HAL
open science

Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs

Vincent Gillet

To cite this version:

Vincent Gillet. Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs. Electronique. Université de Limoges, 2019. Français. NNT : 2019LIMO0114 . tel-02505194

HAL Id: tel-02505194

https://theses.hal.science/tel-02505194v1

Submitted on 11 Mar 2020

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.

THESE DE DOCTORAT

Université de Limoges

Université de Limoges - Faculté des Sciences et Techniques
Ecole Doctorale nº 610 : Sciences et Ingénierie pour l'Information
XLIM - CCSNL, UMR CNRS 7252

Thèse nº [XX-2019]

THESE

Pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : "Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue publiquement par

Vincent GILLET

le 18 décembre 2019

Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs

---

Directeurs de thèse : **Raymond QUÉRÉ** et **Michel PRIGENT**

Jury :

Jean-Michel NÉBUS,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Président du jury
Eric BERGEAULT,	Professeur, Télécom-ParisTech	Rapporteur
Juan-Mari COLLANTES,	Professeur, Universidad del Pais Vasco	Rapporteur
Matthieu CRUSSIÉRE,	Maître de Conférence, INSA, Rennes	Examinateur
Jacques SOMBRIN,	Chercheur, Laboratoire Tésa,	Examinateur
Jean-Pierre TEYSSIER,	Ingénieur-Docteur, Keysight Technologies	Examinateur
Raymond QUÉRÉ,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Co-directeur
Michel PRIGENT,	Professeur, XLIM, Université de Limoges	Co-directeur
Olivier JARDEL,	Ingénieur-Docteur, Thalès Alénia Space	Invité
Stéphane PIOTROWICZ,	Ingénieur-Docteur, III-V lab	Invité

Droits d'auteurs / Copyright

Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « Paternité - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de modification 3.0 France » disponible en ligne à l'adresse suivante : http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution - Pas d'Utilisation Commerciale - Pas de Modification 3.0 France License. To view a copy of this license, visit http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/ or send a letter to Creative Commons, PO Box 1866, Mountain View, CA 94042, USA.

A mes parents et à ma soeur jumelle Emilie,

"Si je te donne un poisson, je te donne à manger pour un jour, si je t'apprends à pécher je te donne à manger pour toujours"

Proverbe chinois

Remerciements

Tout d'abord je souhaite remercier mes encadrants, le Professeur Raymond Quéré et le Professeur Michel Prigent, pour leur accueil au sein du laboratoire Xlim de Brive, leur aide précieuse, leurs conseils et leurs expertises des amplificateurs et de la mesure de dispositifs non-linéaires. Je leur adresse mes remerciements les plus sincères pour m'avoir intégré au sein d'une équipe de chercheurs pour travailler sur un sujet passionnant!

Je souhaite également remercier Jacques Sombrin, chercheur au laboratoire TESA de Toulouse qui est l'initiateur du projet *USMT*, et avec qui nous avons eu de longs échanges au sein de l'équipe pour mener à bien les idées lancées en l'air autour de l'*USMT*.

Je souhaite remercier Monsieur Éric Bergeault, Professeur à Télécom ParisTech ainsi que Monsieur Juan-Mari Collantes, Professeur à l'Universidad del Pais Vasco, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ce travail, ainsi que pour le temps consacré à la lecture de ce manuscrit.

Je souhaite remercier le professeur Jean-Pierre Teyssier, pour sa confiance, sa réactivité, sa passion, son soutien et ses encouragements. Cette thèse n'aurait pas pu avancer aussi rapidement sans lui! Grâce à lui j'ai eu la chance unique d'aller travailler en Californie, sur un sujet qui me faisait rêver, et qui grâce à lui a pu se concrétiser!

Je ne veux en aucun cas oublier de remercier le Professeur Jean-Michel Nébus et le docteur Pierre Médrel qui ont été la porte d'entrée de l'Université de Limoges, et m'ont fait partager leur passion de la mesure au cours de nombreux échanges.

Je tiens également remercier les entreprises pour la mise à disposition de transistors et en particulier les contacts, Christophe Chang d'United Monolithic Semiconductors, Stéphane Piotrowicz et Clément Potier de III-V lab.

Je tiens également à remercier Madame Amèle Salah de chez Keysight Technologies, pour sa contribution à la réussite de ce banc de mesure, et le temps qu'elle nous a accordé pour nous permettre d'avoir accès aux différents instruments de mesure.

Merci à tous mes collègues de chez Keysight Technologies, avec qui nous avons eu des discussions passionnantes en particulier Dexter Yamaguchi, Joel Dunsmore, Jan Verspecht, Augustin Stav, Michael Harriman, Johathan Fish, Collin Hart, Hervé Oudin, Jean Dassonville.

Merci infiniment à Tibault Reveyrand, avec qui j'ai eu des discussions passionnantes et parfois philosophiques autour et en dehors de la RF.

Merci aux doctorants de Brive et de Limoges avec qui j'ai pris plaisir à travailler et à échanger : Julien Couvidat, Ahmad Al Hajjar, Frédérique Simbélie, Mohamed Bouslama, Ali Akil, Anass Jakani, Khushboo Sharma, Karim Kahil, Anthony Disserand, Alexis Courty, Lihn Trinh Xuan, Nandha Kumar, Franck Itoua, Gwenaël Reinex.

Merci à Marie Celerier pour sa gentillesse, sa patience sans égale, son aide et son soutien.

Merci à Etienne Besson, mon premier contact vers la physique.

Merci à mes amis de la radio qui sont trop nombreux pour tous les citer, mais parmi eux je voudrais citer en particulier Alain Rimlinger, Pascal Chaveroux, Marcel Pertus, Pascal Wimart, Gabriel Rivat, Matthieu Cabellic, Sylvain Azarian, Florent Métra, Cyril Cailhol, Guy Gervais (et la dream team des hypéristes), Gérard Bouvier. Et à tous les autres qui m'ont transmis ce virus de la radio qui ne m'a plus quitté depuis ce jour de mai 2010. J'aimerais aussi avoir une pensée pour Laurent F6HPP.

Merci à mes amis Xavier Durochet et Adrien Langel Barbier de l'IUT de Ville d'Avray.

Merci au Professeur Renaud Loison de l'INSA de Rennes qui a su me donner ma chance.

Merci aux associations locales : Fablab 19, Radioclub de Brive F6KLO, Philippe et Mauricette Martin.

Je souhaite également remercier le nombreux personnel de l'IUT GEII de Brive la Gaillarde, avec qui j'ai eu plaisir à travailler : Nadia Teillac, Jean-Christophe Nallatamby, Edson Martinod, Jean-Noël Boutin, Marc Jouvet, Michèle Lalande, Joël Andrieu, Carlos Valente, Didier Roques, pour m'avoir permis de redonner une partie de ce que j'ai pu recevoir quelques années auparavant en DUT GEII.

Table des matières

Table des matières 1

Table des figures 5

Liste des tableaux 11

Introduction générale 13

Chapitre 1 : Signaux et amplification de puissance pour des applications de télécommunications 18

1.1 Introduction 19
1.1.1 Les débuts de la transmission sans fil 20
1.1.2 Les télécommunications modernes 20
1.1.3 L'architecture d'un système de transmission 21
1.2 Les signaux et les systèmes de transmission 22
1.2.1 L'enveloppe d'un signal de télécommunications 22
1.2.2 La classification des signaux 23
1.2.2.1 Les caractéristiques spectrales 23
1.2.2.2 Les caractéristiques énergétiques 24
1.2.2.3 Les caractéristiques statistiques 26
1.3 La modulation numérique 28
1.3.1 Le modulateur *IQ* à bande-étroite 28
1.3.2 Quelques exemples de constellations 29
1.3.2.1 *Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)* 31
1.3.2.2 La capacité et le rendement de transmission 32
1.3.3 Les techniques de multiplexage 33
1.4 L'amplificateur à état solide *Solid State Power Amplifier (SSPA)* 35
1.4.1 Les technologies des transistors 35
1.4.2 La structure de base d'un amplificateur de puissance RF 36
1.4.3 Le compromis linéarité-rendement 38
1.4.4 Le recul en puissance 39
1.5 Les effets parasites intrinsèques aux transistors 40
1.5.1 Les effets mémoires BF 40
1.5.1.1 Les effets de pièges 41
1.5.1.2 Les effets thermiques 42
1.5.2 Les effets mémoires HF 42
1.6 Les techniques d'amplification de puissance à haut rendement 43
1.6.1 L'architecture Doherty 44
1.6.2 *Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA)* 46
1.6.3 *LInear amplification with Non Linear component (LINC)* 47
1.6.4 Le suivi d'enveloppe *Envelope Tracking* (ET) 48
1.7 Les techniques de linéarisation 49
1.7.1 La prédistorsion numérique *Digital Pre-Distortion (DPD)* 50
1.7.2 La prédistorsion analogique 51
1.8 Conclusion 53

Chapitre 2 : Les techniques de caractérisation des amplificateurs non-linéaires . . . 54
2.1 Introduction . . . 55
2.2 La caractérisation en puissance . . . 57
2.2.1 Les techniques de mesures *load-pull* . . . 57
2.2.1.1 La technique de *load-pull* passif . . . 58
2.2.1.2 La technique de *load-pull* actif . . . 61
2.2.2 La technique de mesure *Continuous Wave (CW)* (ou 1-ton) . . . 64
2.2.3 La technique de mesure en impulsion . . . 66
2.3 La caractérisation en linéarité . . . 67
2.3.1 La technique de mesure 2-tons . . . 67
2.3.2 La détermination de la *pdf* du signal 2-tons . . . 70
2.3.3 La mesure du *Carrier to Intermodulation ratio (C/I)* . . . 71
2.3.4 La méthode d'augmentation du *PAPR* . . . 72
2.3.5 La technique de mesure trois tons (*triple-beat*) . . . 73
2.3.6 Les figures de mérite de linéarité . . . 74
2.3.6.1 La mesure de l'*Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)* . . . 74
2.3.6.2 La mesure du *Noise Power Ratio (NPR)* . . . 76
2.3.6.3 La mesure de l'*Error Vector Magnitude (EVM)* . . . 80
2.4 Conclusion . . . 81

Chapitre 3 : Utilisation d'un signal innovant *Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)* pour la caractérisation de dispositifs non-linéaires . . . 82
3.1 Introduction . . . 83
3.2 Introduction de l'*Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)* . . . 84
3.2.1 Difficulté de la mesure multi-tons . . . 85
3.2.2 Signaux multi-tons et mesure d'intermodulation . . . 86
3.3 Principe de la génération du signal *USMT* . . . 89
3.4 Génération du signal *USMT* . . . 92
3.5 Calcul des produits d'intermodulation . . . 93
3.5.1 Rappel sur les produits d'intermodulation . . . 94
3.5.2 Application numérique *USMT* . . . 97
3.6 Propriétés du spectre *USMT* . . . 98
3.6.1 Simulation d'un spectre *USMT* au travers d'un modèle sans mémoire . . . 100
3.6.2 Quelques vecteurs *USMT* . . . 101
3.6.3 Produits d'intermodulation basse-fréquence (BF) . . . 103
3.6.4 Statistique du signal *USMT* . . . 104
3.6.4.1 Sensibilité en phase . . . 104
3.6.4.2 Propriété de décorrélation des signaux élémentaires *USMT* . . . 105
3.6.4.3 L'*USMT* : un signal gaussien ? . . . 106
3.6.4.4 Statistique d'un signal *USMT-8* . . . 107
3.6.4.5 USMT - QAM Comparaison . . . 108
3.6.4.6 Degré de liberté du *PAPR* en fonction du nombre de tons *USMT* 111
3.6.4.7 Extremum des phases *USMT* . . . 111
3.7 Comparaison des signaux *USMT-ESMT* . . . 112
3.7.1 Comparaison des signaux en termes de statistiques . . . 113

3.7.2 Investigations des différences *ESMT* avec un trou/ *USMT-8* 114
3.7.3 Comparaison expérimentale des signaux *USMT* / *ESMT* avec un trou . . 114
3.7.4 Simulation avec un modèle sans mémoire 115
3.7.5 Conclusion des comparaisons *USMT* / *ESMT* avec un trou 116
3.8 Utilisation d'un récepteur basé sur des échantillonneurs *large signal network analyzer (LSNA)* 117
3.8.1 Vue globale du banc à base de LSNA 117
3.8.2 Principe de fonctionnement d'un récepteur à base d'échantillonneurs . 118
3.8.3 Application numérique à l'*USMT* 120
3.9 Utilisation d'un récepteur à base de mélangeurs (PNA-X) 121
3.9.1 Principe de fonctionnement général du PNA 121
3.9.2 Principe de fonctionnement d'un récepteur à base de mélangeurs 122
3.9.3 Application numérique à l'*USMT* 124
3.10 Calibration 124
3.11 Conclusion 127

Chapitre 4 : Banc de *load-pull* multi-tons avec un signal *USMT* 128
4.1 Banc de *load-pull* passif avec un signal USMT 129
4.1.1 Architecture du banc *load-pull* passif 129
4.1.2 Analyse de la linéarité avec le signal *USMT* 129
4.1.3 Contour *load-pull USMT* avec un tuner passif 131
4.1.4 Comparaison *USMT-8* vs vecteurs de décalage p_k 136
4.1.5 Impact des pièges sur la caractérisation 138
4.2 Banc de *load-pull* actif large-bande pour signaux modulés 139
4.2.1 *Load-pull* actif dans un contexte multi-tons 140
4.2.2 Architecture et description matérielle du banc de mesure *load-pull* actif large-bande 144
4.3 Mesure *load-pull* actif *USMT* large-bande : La notion de trajectoire d'impédance 145
4.3.1 Contour *load-pull* actif *USMT* 146
4.3.2 Mesures *load-pull* actif *USMT* comparées 148
4.4 Perspectives et montée en fréquence 151
4.4.1 Mélangeur IQ 151
4.4.2 Mélangeur RF 153
4.4.3 Correction d'un signal *USMT* 156
4.5 Conclusion 158

Conclusion Générale 160

Bibliographie 175
Publications et communications relatives à ce travail 176

Annexes 179
Nomenclature 180
Annexe 1 : Formulaire des nuplets d'intermodulation *in-band* 182
Annexe 2 : Formules analytiques de dénombrements 183
Annexe 3 : Exemples d'applications numériques : USMT-8 185
Annexe 4 : Calibration 1-accès 189

Table des figures

1 Comparaison des critères entre $3G$, $4G$ et $5G$ 16
1.1 Le lieutenant Guglielmo Marconi précurseur de la transmission sans fil 20
1.2 Schéma d'une transmission de télécommunication 21
1.3 Classification des signaux à spectre discret 24
1.4 Définition du *PAPR* pour un signal complexe 25
1.5 Transformation graphique des statistiques : *pdf, cdf, ccdf* 27
1.6 *ccdf* d'un signal *W-CDMA* ayant un PAPR de 8 dB 28
1.7 Principe de transposition en fréquence du modulateur IQ 29
1.8 Représentation d'un symbole sous la forme I(t) Q(t) 30
1.9 Diverses constellations 31
1.10 Limite de Shannon d'une transmission numérique 33
1.11 Techniques de multiplexage a) TDD b) FDD c) CDMA d) OFDM 34
1.12 Modèle d'un canal sélectif en fréquence 35
1.13 Positionnement stratégique du GaN par rapport aux autres technologies 36
1.14 Structure de base d'un amplificateur de puissance 37
1.15 Zones de fonctionnement d'un transistor 37
1.16 Zones possibles d'utilisation d'un amplificateur non-linéaire 39
1.17 Illustration des effets mémoires BF sur une non-linéarité 41
1.18 Effet de mémoire HF 43
1.19 Structure d'amplificateur à 2 voies 44
1.20 Principe de base du Doherty à 2 transistors 45
1.21 Principe de base du Doherty 45
1.22 Structure a)amplificateur équilibré b) LMBA 46
1.23 Injection de puissance sur la voie auxiliaire (LMBA) 47
1.24 Principe de l'amplification *LINC* 47
1.25 Principe de l'amplification *ET* 49
1.26 Principe de la prédistorsion 50
1.27 Principe de la prédistorsion au niveau de la constellation
a) signal à transmettre
b) signal transmis par le PA sans prédistorsion
c) avec prédistorsion 51
1.28 Principe de la prédistorsion par (*DPD*) 51
1.29 Principe de la linéarisation par *feed-forward* 52
2.1 Contexte de caractérisation des circuits et systèmes RF -image issue de Keysight 56
2.2 Banc *load-pull* 58
2.3 Principe de fonctionnement d'un tuner d'impédance 59
2.4 Variation d'impédance à partie réelle constante 59
2.5 Variation de la partie imaginaire de l'impédance 59
2.6 Tuner passif multi-harmonique 60
2.7 Impédance synthétisables avec un système *load-pull* passif 60
2.8 *load-pull* actif en boucle fermée :*feed-forward* 61
2.9 *load-pull* actif en boucle ouverte 62
2.10 Passage d'un signal à travers une fonction non-linéaire 64
2.11 Amplification d'un signal CW (1-ton) par un amplificateur non-linéaire 65
2.12 Caractérisation AM/AM et AM/PM d'un transistor GaN 0,25x8x75 μm^2 à $f_0 = 4GHz$ 65
2.13 Représentation d'un signal temporel pour la caractérisation en impulsion. . . . 66

2.14 Représentation du spectre d'un signal impulsionnel pour la caractérisation en impulsion. 67
2.15 Représentation d'un spectre en sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3. . . 68
2.16 Signal 2-tons et son enveloppe dans le domaine temporel 70
2.17 Signal 2-tons et la pdf des signaux I(t) et Q(t) 71
2.18 Définition du C/I pour un signal 2-tons 71
2.19 Mesure du C/IM_3 d'un signal 2-tons 72
2.20 Signal 4-porteuses 72
2.21 Spectre d'un signal triple-beat 74
2.22 Spectres en entrée et en sortie d'un amplificateur de puissance normalisés en puissance moyenne 75
2.23 Amplitude et phase du spectre d'un signal à enveloppe Gaussienne 76
2.24 Mesure NPR d'un dispositif non-linéaire 77
2.25 Mesure du NPR (20.17 dB) par corrélation entrée/sortie 78
2.26 Comparaison NPR par 2 méthodes différentes en vert (corrélation) et en bleu (avec un trou de 14 %) 79
2.27 Représentations d'une mesure d'*EVM* sur une constellation 80
2.28 Impact de l'EVM important sur une constellation 4-QAM (QPSK) 80
3.1 Illustration de l'addition vectorielle de signaux multi-tons avec recouvrement . 85
3.2 Différents agencements de fréquences 86
3.3 Répartition du spectre d'intermodulation d'un signal 10-tons équidistants. Composantes d'intermodulation (croix et carrés bleus) et tons pilotes (carrés noirs) 88
3.4 Forme d'ondes dans le domaine temporel de 2 signaux de 8 tons d'amplitudes égales avec des fréquences équidistantes : (a) avec des phases aléatoires (b) avec des tons en phase 89
3.5 Bande passante d'un signal large-bande 90
3.6 Spectre d'un signal *USMT* 90
3.7 Comparaison entre un spectre régulier et un spectre *USMT* 91
3.8 2 vecteurs différents sans recouvrement qui donnent le même spectre en sortie 92
3.9 Spectre généré par le générateur MXG 93
3.10 Spectre mesuré avec un signal *USMT-8*, de largeur de bande 2.1 MHz identification des IM_3, IM_5, IM_7 95
3.11 Propriété du spectre *USMT* pour la caractérisation de phénomènes parasites . 98
3.12 Différents vecteurs p_k :
a) [-729,-243,-81,-27,-9,-3,-1,0] b) [0,27,243,9,81,1,3,729] c) [0,1,3,9,27,81,243,729] 99
3.13 Spectre "sparse" d'un signal *USMT* avec un rapport $\frac{\Delta_f}{f_\varepsilon}$ de 4000 99
3.14 Signal *USMT* simulé avec une non-linéarité $y(x) = 4 \times (\frac{1}{1+\exp(-x)} - \frac{1}{2})$ 100
3.15 Nombre de recouvrement IM_5/IM_5 en fonction de la bande passante du signal *USMT-8* avec un p_k=[0,1,3^1,3^2,3^3,3^4,3^5,3^6] (augmentation du Δ_f) 103
3.16 Produits d'intermodulation basse-fréquence généré par un signal *USMT* à 8 fréquences pilotes 104
3.17 Tracé de *ccdf ESMT-8* et *USMT-8* pour 30 tirages de phases aléatoires avec des signaux de 100000 points temporels 105

3.18 Comparaison entre les pdf des composantes $I(t)$ et $Q(t)$ pour des signaux *ESMT-4* (a) et *USMT-4* (b) avec leur matrice de corrélation 106
3.19 Comparaison théorique et expérimentale des pdf des signaux $i(t)$ et $q(t)$ pour des arrangements *USMT-3* et *USMT-8* 107
3.20 *pdf* des signaux I(t),Q(t) et de l'enveloppe pour un signal *USMT-8* 107
3.21 Trajectoire d'enveloppe d'un signal *USMT-8* 108
3.22 Comparaison des *pdf* des signaux utilisés 109
3.23 Comparaison des mesures de linéarité *EVM* (16-QAM et 256-QAM) FOM(*USMT-8*), V_{DS}=3.5 V pour 3 points de polarisation (V_{G1}=440 mV,480 mV,500 mV) 110
3.24 ccdf des signaux *USMT* pour différents nombres de tons pilotes 111
3.25 Limite statistique des signaux *USMT-8* 112
3.26 ccdf des signaux : *USMT-8* (6.3 MHz), *ESMT* avec un trou de 14% (6.3 MHz), gaussien (bande limitée 6.3 MHz) 113
3.27 Comparaison dans le domaine temporel a) *USMT-8* b) *ESMT-3872* 114
3.28 Mesures comparées *ESMT* avec un trou/ *USMT-8* : gain, linéarité 115
3.29 Comparaison de simulation NPR/USMT pour une même puissance moyenne de +2 dBm avec un modèle sans mémoire de Rapp 116
3.30 Comparaison linéarité : *ESMT-35000 (5% trou)*/ *USMT-8* 116
3.31 Banc de mesure avec un récepteur basé sur des échantillonneurs 117
3.32 Principe du sous-échantillonnage du LSNA 118
3.33 Principe du LSNA 118
3.34 Principe spectral du sous-échantillonnage 119
3.35 Configuration du PNA dans une configuration forte puissance 122
3.36 Schéma bloc du récepteur 122
3.37 Schéma d'un PNA 5-accès 123
3.38 Graphe de fluence d'un "thru" réciproque inconnu en transmission incidente . 125
4.1 Banc de mesure *load-pull USMT* à base de tuner passif 130
4.2 Spectre du signal *USMT* à la sortie d'un dispositif non-linéaire 131
4.3 Valeurs d'impédances présentées successivement au transistor autour d'une fréquence centrale de 4 GHz 132
4.4 Figures de mérite classiques d'un amplificateur de puissance *load-pull USMT-8*, mesurés pour les impédances données à la figure 4.3 133
4.5 Figures de mérite mesurées en *load-pull* d'un transistor AlGaN/GaN 8×75 μm : CW, *USMT-2*, *USMT-8*, mesurées pour l'impédance optimale max PAE Z=137 + $j71\Omega$, 4 GHz, 2.5 MHz, $V_{DS} = 30V$, $I_{dsq} = 60\ mA$ 134
4.6 Linéarité C/I et FOM mesurés avec un signal *USMT-8*, pour les impédances données à la figure 4.3 134
4.7 Contours *load-pull* extraits à P_{out}=30 dBm 135
4.8 Contours *load-pull* à linéarité constante à 30 dB, mesurés pour les impédances données à la figure 4.3 135
4.9 Compromis linéarité/rendement tracé en fonction de la puissance de recul de 0 dB=30 dBm pour une charge optimale en PAE 136
4.10 Ecarts de fréquence (IM_2) excités pour les 3 vecteurs p_k 137
4.11 Gain, PAE, Densité de courant de drain sur un transistor GaN 8∗75 μm,250 nm de longueur de grille 138

4.12 Figure de mérite de linéarité : C/I et FOM pour différents vecteurs sur un transistor GaN $8*75\ \mu m$,250 nm de longueur de grille 138
4.13 Id (DC) en fonction de P_{out} mesuré avec un signal *USMT-8* sur un transistor 8x75 μm (250 nm de longueur de grille) 139
4.14 Valeurs d'impédance fournies par un *tuner* passif mesurées de 2.5 à 3 GHz par pas de 10 MHz 140
4.15 Synoptique de la mesure *load-pull* actif avec un signal modulé de type *USMT-2* 140
4.16 Amplitudes et phases d'une onde a_2 à VSWR constant. Les nombres inscrits correspondent au rapport entre la puissance de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente 142
4.17 Algorithme *load-pull* actif de génération de l'onde a_2 à partir de l'onde b_2 mesuré143
4.18 Banc de mesure *load-pull USMT* 144
4.19 Notion de trajectoire d'impédances 146
4.20 Sens Foster & Non-Foster 147
4.21 Contour *load-pull* actif à 5 GHz (20 MHz de bande passante) mesuré à P_{in}=0 dBm P_{AG}=10,15 dBm 147
4.22 Contour *load-pull* actif de gain, et linéarité (C/IM_3) à 5 GHz (20 MHz de bande passante) mesuré à P_{in}=−10 dBm 148
4.23 Comparaison de 4 types de mesure : a) Tons pilotes b) Tons pilotes+IM_3 c) Contour tons Pilotes +IM_3 d) Contour tons Pilotes 5 GHz (2 MHz) mesuré à Pin=−4 dBm 149
4.24 Comparaison de 4 types de mesure : a) Tons pilotes b) Tons pilotes+IM_3 c) Contour tons Pilotes +IM_3 d) Contour tons Pilotes 5 GHz (90 MHz) mesuré à P_{in}=−10dBm 150
4.25 Solution à base de mélangeurs IQ 151
4.26 Avant/après la correction IQ en phase 152
4.27 Spectre *USMT* dans la bande en bande Ka 152
4.28 Solution de mélangeurs RF 153
4.29 Mesure du spectre a) avant et b) après le filtre passe-bande pour un span 10 GHz154
4.30 Mesure brute (fortement atténuée) du spectre en entrée du DUT avant et après la compression du mélangeur 154
4.31 Caractérisation de l'amplificateur AML812L2202 à 10 GHz avec un signal *USMT-8*, de bande passante 2 MHz 155
4.32 Spectres des 4 ondes *USMT-8* en bande X accès 3(accès 2) entrée(sortie) P_{out}=14 dBm 155
4.33 Signal *USMT-8* a) avant égalisation b) après égalisation 156
4.34 Onde incidente a_1 mesurée avec un signal *USMT-3*
a) sans prédistorsion
b) avec de la prédistorsion 157
4.35 Mesure *USMT* sur un récepteur SDR RTL2832u faible coût 162
5.36 Graphe de Fluence 1-Port 190

Liste des tableaux

1.1 Bandes de fréquences en usage dans l'industrie 21
1.2 Exemples de *PAPR* de modulations connues [1],[2],[3] 26
1.3 Quelques exemples d'efficacité spectrale 32
1.4 Comparaison des propriétés physiques de différents semi-conducteurs [4] . . . 35
2.1 Comparaison des avantages et inconvénients des différentes familles de *load-pull* 63
2.2 *PAPR* en fonction des différentes valeurs de k 73
3.1 Dénombrement des produits d'intermodulation 87
3.2 Dénombrement des chevauchements d'IM_3 en $2f_i - f_j$ 87
3.3 Dénombrement des chevauchements d'IM_3 en $f_i + f_j - f_k$ 88
3.4 Intermodulation d'ordre 3 96
3.5 Intermodulation d'ordre 5 97
3.6 Exemple d'arrangement *USMT-8* (en Hz) des fréquences pilotes 98
3.7 Dénombrement des produits d'intermodulation pour un signal à 8 fréquences pilotes 101
3.8 Quelques vecteurs de la littérature :[5],[6][7] 102
3.9 Quelques vecteurs *USMT-8* 102
3.10 Dénombrement des produits d'intermodulation en basse fréquence 103
3.11 Extremum de tirages de phases dans un arrangement de fréquence *USMT-N* . 112
4.1 vecteur de décalage p_k 137
4.2 Performances mesurées au *load-pull* actif $Pin = -4\ dBm$, $2\ MHz$ @$5\ GHz$, figure 4.23 149
4.3 Performances mesurées au load-pull actif Pin=$-10\ dBm$, $90\ MHz$ @$5GHz$, figure 4.24 150
5.4 Dénombrement des produits d'intermodulation 184
5.5 Exemple de fréquences d'arrangement *USMT-8* (en Hz) 185
5.6 Produits d'intermodulation d'ordre 3 en $2f_i$-f_j 185
5.7 Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 1 186
5.8 Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 2 187
5.9 Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 3 188
5.10 Liste des fréquences d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) qui retombent autour de $f0$ sans recouvrement entre elles, ni avec les 8 tons pilotes *USMT* 189

Introduction générale

Durant les vingt dernières années, le développement des communications sans fil a connu une croissance exponentielle grâce notamment aux besoins de transport et de stockage de l'information. En parallèle de cette évolution, viennent se greffer des problématiques énergétiques tant pour assurer les besoins en termes de croissance des volumes d'information à traiter que l'autonomie des systèmes électroniques embarqués. La cinquième génération de la téléphonie mobile cellulaire ($5G$) va marquer une rupture dans l'ère des communications numériques fixes et mobiles en changeant la façon de distribuer l'information *(beam-forming)* et en apportant de nouveaux services liés à l'introduction de réseaux intelligents de capteurs au sein de la $5G$.

Le cahier des charges de la $5G$ va exiger de la part des industriels des efforts importants d'adaptation pour répondre aux normes, notamment en termes de débits, de linéarité et de consommation électrique. Il en résultera des signaux à fortes dynamiques qui nécessiteront des composants électroniques de plus en plus performants aptes à couvrir de très grandes plages de fonctionnement. Les contraintes de linéarité sur les chaînes de transmission qui découlent de ce cahier des charges sont de plus en plus sévères pour pouvoir adresser le plus grand nombre d'utilisateurs, et rentabiliser au maximum les coûts d'exploitation déjà très élevés des bandes de fréquences. L'enjeu technologique passe par le développement de nouvelles méthodes de conception et de caractérisation de ces équipements.

Le déploiement de la 5G va même induire de nouveaux problèmes, liés à la linéarité des amplificateurs. Ils risquent de brouiller, par la génération de produits d'intermodulation hors bande dans les canaux adjacents, les fréquences utilisées pour faire les prévisions météorologiques notamment la fréquence 23.8 GHz (fréquence à laquelle l'évaporation de l'eau est mesurée et utilisée dans les modèles de prévisions météorologiques). En Europe, le problème a été pris en compte et un plancher de bruit de -42 dBW a été fixé, tandis que dans le reste du monde le plancher est 150 fois plus haut ce qui va fortement perturber les modèles de prédictions météorologiques [8].

Le travail proposé dans cette thèse concerne une technique de caractérisation innovante à même de procurer un nouvel outil aux concepteurs de circuits non-linéaires.

Le premier chapitre, posera les briques de base du système de transmission. Il s'agira de définir le signal, son enveloppe, la classification des différents signaux, ce qui nous mènera à détailler leurs caractéristiques. On abordera ensuite la notion de signal modulé, selon les différentes techniques de modulation numérique. Les caractéristiques de base d'un amplificateur de puissance, sa structure interne ainsi que ses effets parasites seront ensuite décrits. L'objectif est d'aller vers une caractérisation précise de la linéarité des dispositifs non-linéaires.

Le deuxième chapitre dressera un état des lieux des différents moyens de caractérisation des dispositifs non-linéaires. Seront alors exposés les principaux signaux de test utilisés dans l'industrie et les normes en vigueur auxquelles ils doivent satisfaire avant d'être certifiés et autorisés dans les systèmes.

Le troisième chapitre introduira un nouveau signal, désigné par *Unequally Spaced Multi-tone (USMT)*, destiné à caractériser les composants non-linéaires. La génération de ce signal permet une séparation intrinsèque des fréquences générées et de leurs produits d'intermodulation. Ces propriétés statistiques permettent d'imiter des signaux de télécommunication. En raison des spécificités de ce signal, la mesure de la non-linéarité devient simple et rapide.

Le quatrième chapitre illustrera ce que peut apporter en termes de caractérisation, le signal *USMT* dans les mesures *load-pull* passif sur des transistors GaN. L'étude de signaux modulés large-bande ont rapidement montré les limitations du système *load-pull* passif. Pour étendre les possibilités de caractérisation *load-pull* avec un signal modulé *USMT* large-bande, une solution de *load-pull* actif a été développée.

L'objectif est de montrer la faisabilité et le potentiel qu'offre l'utilisation de ce signal *USMT* dans la caractérisation de la non-linéarité, avec des signaux modulés large-bande et des fréquences élevées.

Enfin la conclusion présentera ce qu'il y a à retenir de ce travail et ébauchera quelques pistes pour explorer plus avant, tout le potentiel que l'on peut tirer de cette innovation dans le cadre de la poursuite de ces travaux de recherche.

La prochaine génération de téléphonie cellulaire, va profondément modifier la structure globale des transmetteurs de télécommunication. La figure 1 compare les évolutions des critères principaux par rapport aux générations précédentes. La $5G$ vise à abaisser la latence à $1ms$, ce qui n'était même pas envisageable avec les générations précédentes. Le nombre de dispositifs connectés visés approchera le milliard. Le débit minimal annoncé par la $5G$ sera d'environ 5 $Mbps$, et pourra monter jusqu'à 10 $Gbps$. La $5G$ va permettre une capacité de trafic accrue dans les zones urbaines, une grande fiabilité notamment pour des applications médicales à distance, ainsi qu'une grande flexibilité par l'ajout de diversité spatiale *Multiple Inputs Multiple Output (MIMO)*. Cette technologie va permettre de réduire considérablement la puissance consommée au niveau de la station de base par des techniques de *beam-forming* [9] où le rayonnement de l'antenne ne sera plus isotrope, mais dirigé vers les utilisateurs pour un suivi plus efficace et une réduction de la puissance à émettre notamment.

Pour la $5G$, de nouvelles portions du spectre radioélectrique seront utilisables pour assurer la mise en œuvre de telles applications. Étant donné que les discussions sont

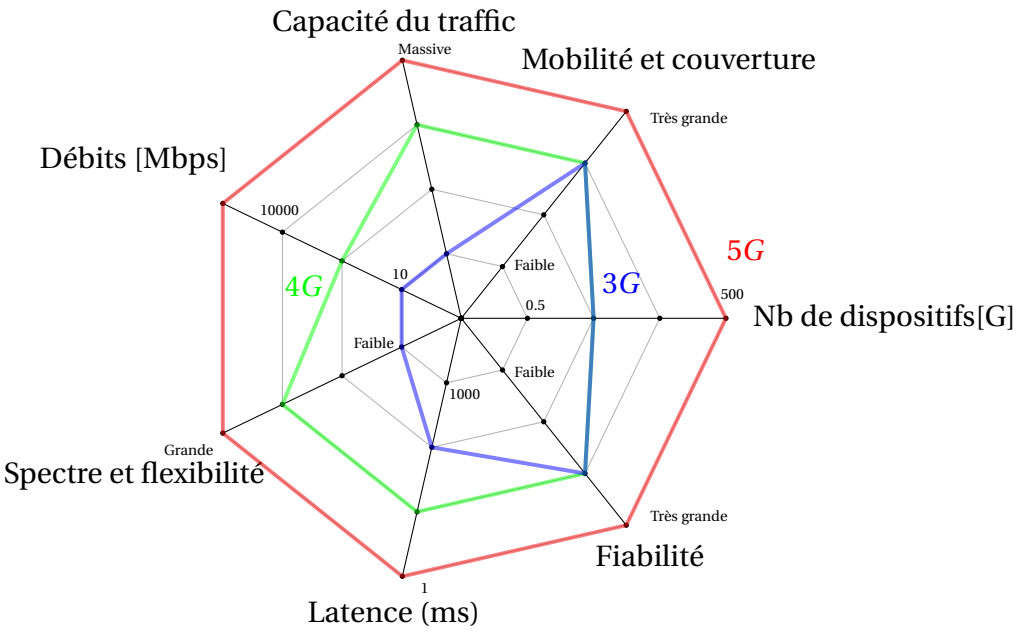


FIGURE 1 – Comparaison des critères entre $3G$, $4G$ et $5G$

en cours, il n'est pas encore possible de donner précisément les fréquences qui seront attribuées. Cependant il est possible de les séparer en 3 bandes [1] :

- ***Low-range*** : 0 - 3 GHz (700 MHz)
- ***Mid-range*** : 3 - 6 GHz (3.4-3.7 GHz)
- ***High-range*** : > 6 GHz. (27 GHz-35 GHz-41 GHz-60 GHz)

Chapitre 1 :

Signaux et amplification de puissance pour des applications de télécommunications

1.1 Introduction

Pour aborder et comprendre ce qui a donné lieu à ce travail de thèse, quoi de mieux que de se rappeler ce qui a donné naissance aux télécommunications sans fil, et au travers des évolutions successives, comprendre l'architecture des télécommunications hertziennes modernes.

Partant de là, il est nécessaire se remémorer ce qu'implique l'acte de transmission d'un message. Une fois les briques de base du système de transmission posées, il s'agira de partir du signal et de décrire son enveloppe. La classification des signaux nous amènera à une première définition au sens physique, que sont ses caractéristiques spectrales, énergétiques et au sens mathématique, ses caractéristiques statistiques.

Une fois posée les notions de bases, les différentes techniques de la modulation numérique seront abordées, ainsi que les techniques de multiplexage temporel, fréquentiel, de code, et d'accès du multiplex orthogonal.

Au travers de la présentation de l'amplificateur de puissance, de la technologie du transistor (GaN, SiC, etc.) à la structure de base, d'un amplificateur de puissance seront abordés le compromis linéarité-rendement et la notion de recul en puissance. Cette description ne serait pas complète si l'on n'abordait pas les effets parasites intrinsèques aux transistors. C'est en particulier les effets mémoires BF dus aux pièges et à la thermiques, et également les effets mémoires HF. Au travers de graphiques, les structures de bases, les principes, les phénomènes nous deviendront rapidement plus familiers.

Après avoir passé en revue les techniques d'amplification de puissance à haut rendement au travers de l'architecture Doherty, les techniques d'amplification LMBA, LINC et le suivi d'enveloppe (ET), cette partie s'achèvera par la présentation des techniques de linéarisation par les prédistorsions numérique (DPD) et analogique. L'objectif est de déboucher sur la caractérisation de la linéarité des dispositifs non-linéaires, d'appréhender pourquoi et en quoi elle est nécessaire.

1.1.1 Les débuts de la transmission sans fil

C'est à partir du XIXe siècle, que les théories sur la lumière, l'électricité et les ondes ont été développées. Depuis Fresnel, qui en 1818 décrit la théorie vibratoire de la lumière, en passant par la loi d'Ohm en 1827, jusqu'à Ampère qui invente le principe du galvanomètre, ce siècle a vu naître les fondements de la radio. L'invention du télégraphe électrique par Samuel Morse en 1832 a permis dans la foulée d'utiliser l'une des premières formes de codage à savoir le fameux code morse.

Cependant, l'aventure de la radio ne débute réellement que le jour où le lieutenant Guglielmo Marconi (figure 1.1), en combinant plusieurs systèmes existants, démontre la possibilité d'une transmission sans fil; il réalise notamment la première liaison expérimentale de transmission sans fil en 1896 sur 2 km, puis 13 km. Parmi ses nombreuses contributions scientifiques, il réussit à démontrer en 1901 que la rotondité de la terre n'était pas un frein à la transmission d'ondes radioélectriques, puisque qu'à cette date il a réussi à faire entendre la lettre "S" transmise en morse à plus de 3540 km de distance.

FIGURE 1.1 – Le lieutenant Guglielmo Marconi précurseur de la transmission sans fil

1.1.2 Les télécommunications modernes

Après les 2 guerres mondiales, les développements électroniques militaires (d'émission et réception) ayant été fortement accélérés, les fréquences de fonctionnement des systèmes n'ont cessé d'augmenter. A l'heure de la miniaturisation, la montée en fréquence contribue à la révolution des communications sans fil. On compte pas moins de 5 antennes dans un téléphone cellulaire à l'heure actuelle. Aujourd'hui, les fréquences supérieures au Giga Hertz (GHz) sont utilisées quotidiennement par le grand public, car les bandes passantes disponibles y permettent des transmissions à des débits relativement importants.

Le tableau 1.1 présente les dénominations des bandes de fréquences couramment utilisées dans l'industrie.

Désignation des bandes	Bande de fréquences
L	1 GHz - 2 GHz
S	2 GHz - 4 GHz
C	3.4 GHz - 8 GHz
X	8 GHz - 12 GHz
Ku	12 GHz - 18 GHz
K	18 GHz - 27 GHz
Ka	26.5 GHz - 40 GHz
Q	33 GHz - 50 GHz

TABLE 1.1 – Bandes de fréquences en usage dans l'industrie

1.1.3 L'architecture d'un système de transmission

Le but de tout système de télécommunication est de transmettre un message d'un point A à un point B, sans perte, ni modification de l'information de départ. Ce message peut parcourir de très longues distances (plusieurs continents), à travers différents milieux de propagation (câbles, fibre optique, air, etc.). L'information est toujours transmise de manière analogique (variations d'un phénomène physique), mais les systèmes tendent maintenant à être numérisés le plus tôt possible en réception, et inversement en émission.

Un exemple de chaîne de transmission est donné à la figure 1.2.

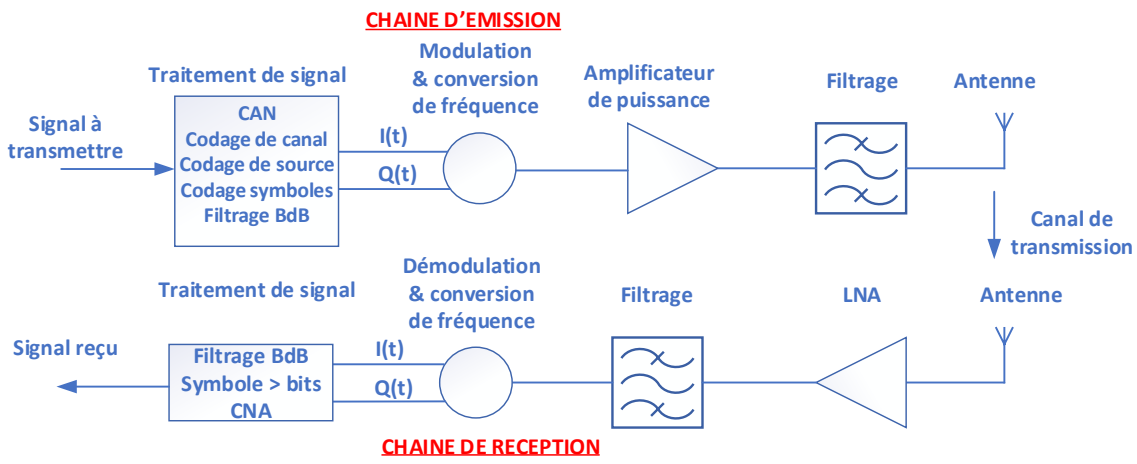


FIGURE 1.2 – Schéma d'une transmission de télécommunication

En émission, après un traitement numérique, le signal est décomposé sous la forme de 2 signaux : en phase I(t) et en quadrature de phase Q(t) en bande de base. Ces signaux sont alors transposés en fréquence à l'aide d'un modulateur, amplifiés, et enfin filtrés avant d'être envoyés à l'antenne.

En réception, le fonctionnement commence par une chaîne d'amplification faible bruit *Low Noise Amplifier (LNA)* avec un filtrage associé. Le signal est de nouveau transposé cette fois-ci en bande de base pour retrouver une forme numérique, afin de décoder le message initialement transmis.

L'optimisation des performances des systèmes de transmission passe par l'utilisation de signaux de plus en plus complexes à générer et à très fortes dynamiques qui mettent en oeuvre des formes d'ondes optimisées très contraignantes pour les équipements électroniques et notamment les amplificateurs de puissance.

Cette thèse ne traitera que des signaux dits "bande-étroite" c'est-à-dire des signaux dont la fréquence maximale du signal à transmettre f_m est inférieure à la fréquence de l'oscillateur local f_0 du signal porteur.

1.2 Les signaux et les systèmes de transmission

Après avoir introduit les briques de base d'un système de transmission, l'intérêt sera porté sur les signaux utilisés pour véhiculer de l'information. La caractérisation des dispositifs non-linéaires nécessite une connaissance approfondie des signaux de test. En effet, la réponse du système non-linéaire à une excitation d'entrée dépend fortement de la forme de cette excitation.

L'étude des caractéristiques de ces signaux complexes va nous permettre d'avoir une meilleure connaissance des phénomènes à l'intérieur de la "boite noire" amplificateur de puissance ou tout autre dispositif non-linéaire.

1.2.1 L'enveloppe d'un signal de télécommunications

Tout signal réel modulé RF peut s'écrire sous la forme :

$$x(t) = A(t) \cdot cos(\omega_0 \cdot t + \Phi(t)) \tag{1.1}$$

Dans cette expression, le terme A(t) fait référence à la variation d'amplitude (ou modulation d'amplitude), le terme $\omega_0 \cdot t$ est la phase instantanée de l'onde porteuse non modulée , et le terme $\Phi(t)$ représente la variation en phase (ou modulation de phase). Dans le cas des communications dites "bande-étroite", il est à noter que les variations d'amplitudes du signal en bande de base sont plus lentes que celle de la porteuse.

Cette expression (1.1) de $x(t)$ peut également être écrite sous la forme d'un signal analytique en bande de base que l'on appelle son enveloppe complexe et qui est définie comme (1.2) :

$$\tilde{x}(t) = A(t) \cdot e^{j \cdot \Phi(t)} = A(t) \cdot cos(\Phi(t)) + j \cdot A(t) \cdot sin(\Phi(t)) \tag{1.2}$$

Un tel signal est souvent ainsi séparé en 2 composantes I(t) et Q(t) comme dans (1.3) :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cdot cos(\Phi(t)) \\ Q(t) = A(t) \cdot sin(\Phi(t)) \end{cases} \tag{1.3}$$

La relation qui relie alors le signal réel (1.1) et son enveloppe complexe (1.2) est donnée par (1.4) :

$$x(t) = \Re\left\{\tilde{x}(t) \cdot e^{j.\omega_0(t)}\right\} \tag{1.4}$$

La notion d'enveloppe complexe est très utilisée en pratique, car elle permet d'analyser les signaux de transmission modulés radio-fréquence (RF) comme un simple signal en bande de base. Cela est possible si et seulement si les éléments de la chaîne de transmission sont linéaires, en terme de gain/perte ou en terme de déphasage.

1.2.2 La classification des signaux

Généralement dans les systèmes de télécommunications, on classe les signaux suivant leurs propriétés spectrales et énergétiques. Lors de la caractérisation non-linéaire, il est nécessaire d'utiliser un critère statistique pour comparer les signaux. De plus, les signaux mis en oeuvre deviennent de plus en plus complexes, ils prennent le plus souvent un caractère aléatoire.

1.2.2.1 Les caractéristiques spectrales

Suivant que le spectre des signaux considérés est à support discret ou continu le signal $x(t)$ peut s'écrire pour des signaux à spectre discret :

$$x(t) = \sum_k X_k e^{j\omega_k}$$

pour des signaux à spectre continu :

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_f X(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega$$

Pour des signaux à spectre discret on peut distinguer les signaux :

— périodiques si $\omega_k = k \cdot \omega_0 \quad k \in \mathbb{N}$

— quasi périodiques commensurables si $\omega_k = \sum_i k_i \omega_i \quad k_i \in \mathbb{N} \quad \frac{\omega_{i1}}{\omega_{i2}} = \frac{p}{q}$

— quasi périodiques incommensurables si $\omega_k = \sum_i k_i \omega_i \quad k_i \in \mathbb{N} \quad \frac{\omega_{i1}}{\omega_{i2}} \neq \frac{p}{q}$

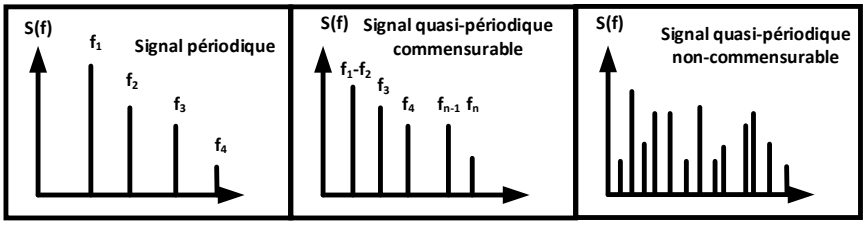


FIGURE 1.3 – Classification des signaux à spectre discret

1.2.2.2 Les caractéristiques énergétiques

Un signal x(t) est dit à **énergie finie** s'il vérifie la relation (1.5)

$$W_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \tag{1.5}$$

Ce qui implique que la puissance moyenne $< P_{moyen} >$ est nulle.

Un signal x(t) est dit à **puissance moyenne finie** s' il vérifie la relation (1.6)

$$P_x = lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x(t)|^2 dt < \infty \tag{1.6}$$

Ce qui implique que la puissance moyenne $< P_{moyen} >$ est nulle.

Dans le cas de signaux périodiques, cela donne (1.7) :

$$P_x = \frac{1}{T} \int_{t_0-\frac{T}{2}}^{t_0+\frac{T}{2}} |x(t)|^2 dt < \infty \tag{1.7}$$

Si la puissance moyenne P_x est non nulle $P_x \neq 0$, alors son énergie totale sera infinie $W_x = \infty$.

La **puissance moyenne** $< P_{moyen} >$, est la puissance d'un signal autour duquel l'enveloppe va varier. C'est en terme de probabilité autour de cette puissance que l'amplificateur va travailler la plupart du temps. Cette puissance est définie pour un signal réel $x(t)$ périodique, de période T, pour une impédance référencée à 1 Ω comme (1.8) :

$$< P_{moyen}(t) >= \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt \tag{1.8}$$

La **puissance instantanée** ou puissance d'enveloppe peut être définie en intégrant sur une plus petite fenêtre d'analyse ($\tau << T$) que la période du signal comme (1.9)

$$P_{instantanée}(t) = \frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} |x(t)|^2 dt \tag{1.9}$$

Le ***Peak-to-Average Power Ratio*** (*PAPR*) d'un signal est donné par la relation (1.10) :

$$PAPR_{(dB)} = 10.log_{10}\left(\frac{P_{pic}(t)}{< P_{moyen}(t) >}\right) \; pour \; t \in [t_1 \; , \; t_2] \tag{1.10}$$

Dans cette équation, le terme $P_{pic}(t)$ est le maximum de puissance que pourra atteindre l'enveloppe du signal, tandis que le terme $< P_{moyen}(t) >$ définit la valeur moyenne de la puissance d'enveloppe. Le *PAPR* est un très bon indicateur de la dynamique du signal. Cette notion est définie de manière statistique, puisque sa valeur peut varier selon l'instant d'observation $[t_1 \; , \; t_2]$ (figure 1.4). Cette valeur est très utilisée pour dimensionner les amplificateurs de puissance. L'amplificateur devra en principe être capable de transmettre tout le signal y compris le pic maximum sans l'écrêter. La figure 1.4 représente un signal complexe avec une certaine dynamique, pour représenter les notions définies précédemment :

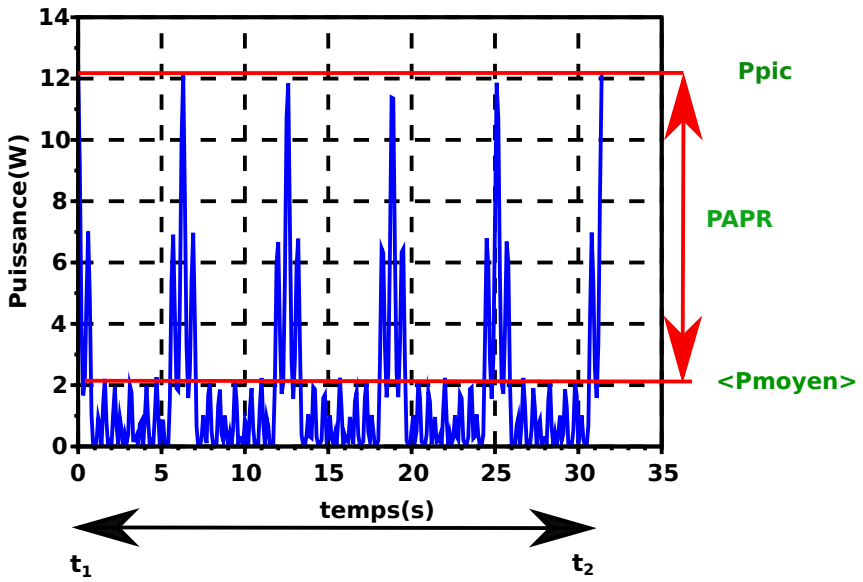


FIGURE 1.4 – Définition du *PAPR* pour un signal complexe

En pratique, les différents signaux sont comparés en terme de *PAPR*, car c'est un moyen facile de les différencier en terme de dynamique. Cependant le *PAPR* n'est pas un indicateur de comparaison suffisant, car la répartition statistique des amplitudes peut être différente pour 2 signaux différents ayant le même *PAPR*. Le tableau 1.2 donne différents *PAPR* de signaux de télécommunications.

Type de signal	Nom du standard	Année	Bande passante	*PAPR* (dB)	Efficacité Spectrale
1G	AMPS/NAMPS (FM)	1985	25 kHz	0	0
2G	GSM (GMSK)	1990	200 kHz	0	0.17
3G	W-CDMA (FDD)	2001	5 MHz	7.0	0.51
4G	OFDM	2009	20 MHz	10	8
5G	OFDM	2020	100 MHz-1 GHz	10	10

TABLE 1.2 – Exemples de *PAPR* de modulations connues [1],[2],[3]

1.2.2.3 Les caractéristiques statistiques

Pour disposer d'un critère de comparaison des signaux, il est nécessaire de s'intéresser à leurs propriétés statistiques [10]. Il faut noter que ces propriétés permettront de comparer plus finement 2 signaux pendant la durée d'une trame de communication.

Ces définitions seront applicables aux signaux I(t) et Q(t) ainsi qu'à leurs enveloppes (1.2).

Le but est ici d'analyser leurs propriétés statistiques en termes de :

- ***probability density function*** (*pdf*)
- ***cumulative distribution function*** (*cdf*)
- ***complementary cumulative distribution function*** (*ccdf*)

La ***pdf*** des signaux I(t) et Q(t) ou de l'enveloppe $\tilde{x}(t)$ du signal x(t) (1.2) correspond à la distribution des amplitudes de ces signaux durant la période d'observation du signal (figure 1.4). Elle peut être décrite de façon expérimentale comme un histogramme des valeurs prises par l'amplitude de l'enveloppe sur au moins une période. Cette propriété statistique dépend du type de signal (nombres de fréquences), de la modulation (*M-QAM*) et du filtrage appliqué en bande de base. La *pdf* est définie comme (1.11) :

$$pdf = Pr\left[a <= x <= b\right] = \int_a^b f(x)dx \tag{1.11}$$

La ***cdf*** est calculée à partir de la pdf (1.12). C'est l'accumulation des différentes valeurs de la *pdf*. Elle est assez peu utilisée en pratique. En revanche elle est très utile pour calculer la *ccdf*.

$$cdf = \int pdf \tag{1.12}$$

La ***ccdf*** renseigne sur la distribution des niveaux d'amplitude de l'enveloppe du signal au cours du temps (1.13). Ces niveaux sont référencés par rapport à la valeur moyenne du signal.

$$ccdf = 1 - cdf \tag{1.13}$$

La *ccdf* donne un renseignement complémentaire par rapport à la *pdf* à savoir le *PAPR* de l'enveloppe du signal. Connaître la *ccdf* est très utile pour comparer différents signaux qui ont des dynamiques différentes. Toutes ces différentes transformations ont été rassemblées sur la (figure 1.5) [10] :

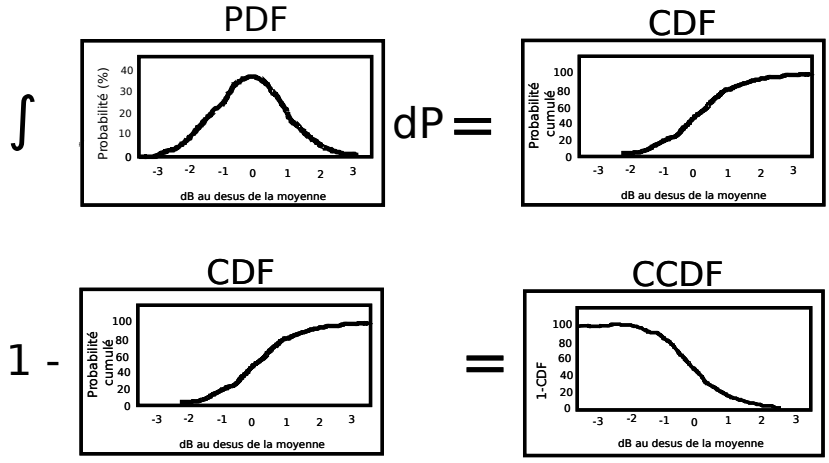


FIGURE 1.5 – Transformation graphique des statistiques : *pdf, cdf, ccdf*

La figure 1.6 donne un exemple de *ccdf* d'un signal *W-CDMA* classiquement utilisé pour régler et tester des amplificateurs de puissance 3G de station de base. Il développe un *PAPR* d'environ 8 dB. L'axe des abscisses correspond à l'amplitude du signal au-dessus de la valeur moyenne (0 dB) qui sert de référence.

Par exemple un amplificateur avec une puissance de sortie moyenne de 10 W (40 dBm), (ref 0 dB sur la figure 1.6), devra être en mesure d'amplifier de façon linéaire des pics de puissance de 63 W (48 dBm) correspondant à des pics de puissance du signal 8 dB au-dessus de sa puissance moyenne.

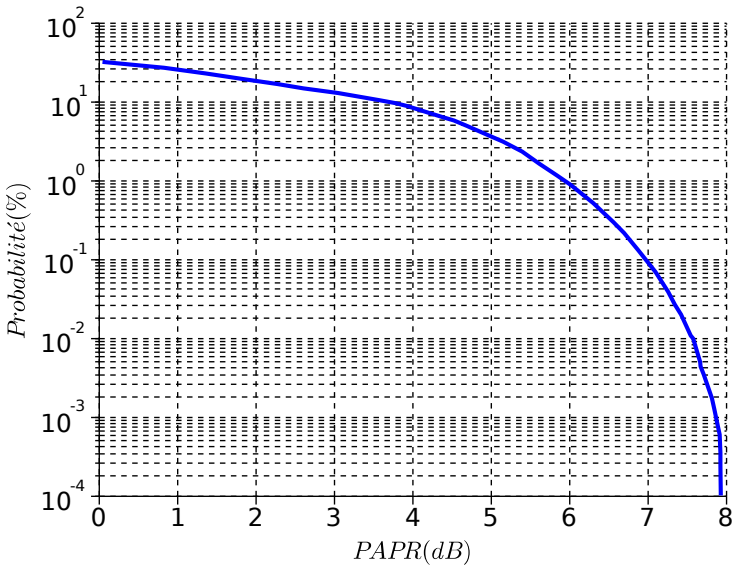


FIGURE 1.6 – *ccdf* d'un signal *W-CDMA* ayant un PAPR de 8 dB

1.3 La modulation numérique

1.3.1 Le modulateur *IQ* à bande-étroite

Pour pouvoir transmettre un signal contenant un message via une antenne, une méthode efficace consiste à le moduler (c'est-à-dire le multiplier), par un signal de fréquence plus élevée que l'on nommera "porteuse".

Cette opération sera décrite ici dans le cas d'un signal dit bande-étroite ($f_{message} << f_{porteuse}$). Cette condition permet de considérer que la largeur de bande en sortie du modulateur sera identique à la largeur de bande du signal d'entrée. Cette opération de modulation est en fait une transposition du spectre du message qui est en bande de base (les signaux I(t) et Q(t)) autour d'une fréquence porteuse f_0. Cette opération peut être réalisée avec un modulateur IQ. Ce type de modulateur permet de générer n'importe quel type de modulation, suivant l'amplitude et la phase des signaux que l'on injecte sur les voies "I" et "Q" (1.3). Le principe d'un tel modulateur est montré à la figure 1.7.

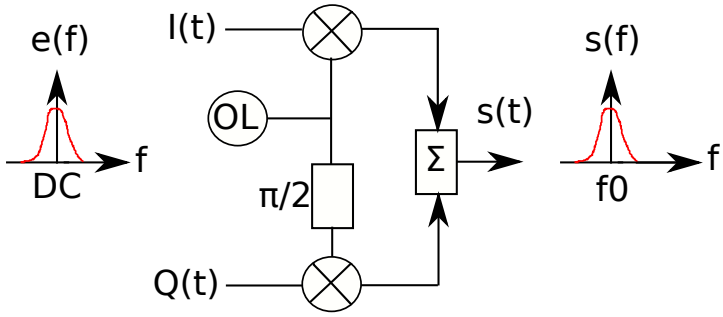


FIGURE 1.7 – Principe de transposition en fréquence du modulateur IQ

Comme tout composant électronique, le modulateur IQ possède des imperfections qui vont nuire à l'intégrité du signal théorique que l'on souhaiterait transmettre en pratique [11] [12]. Parmi ces imperfections on considère :

- ***Le déséquilibre en amplitude*** : entre les voies I(t) et Q(t)
- ***Le déséquilibre en phase*** : entre les voies I(t) et Q(t)
- ***La linéarité*** : Le modulateur IQ est un élément non-linéaire : il va donc produire des éléments non désirables
- ***La réjection de l'oscillateur local*** : Le niveau de réjection de la fréquence de l'oscillateur est lié à un défaut d'isolation OL-RF
- ***La bande passante des signaux modulés*** : La limitation de la bande passante maximale des signaux I(t) et Q(t)
- ***La bande passante RF*** : La fréquence coupure haute du modulateur

De nombreux travaux font référence à des méthodes de correction pour pallier ces imperfections, en fonction des signaux utilisés [13], dans le cas d'utilisation de signaux modulés. Il est possible d'obtenir plus d'information sur leurs caractérisations en [14].

1.3.2 Quelques exemples de constellations

La plupart des signaux numériques peuvent être évalués comme la combinaison de modulations d'amplitude et de phase. Pour pouvoir transmettre un message, il est nécessaire de définir un format de modulation associé à un schéma de modulation. Il est possible de créer un schéma de modulation en attribuant dans un plan complexe des valeurs binaires à des points particuliers que l'on appellera des "symboles". La figure 1.8 représente un symbole unique avec ses attributs vectoriels (amplitude et phase) :

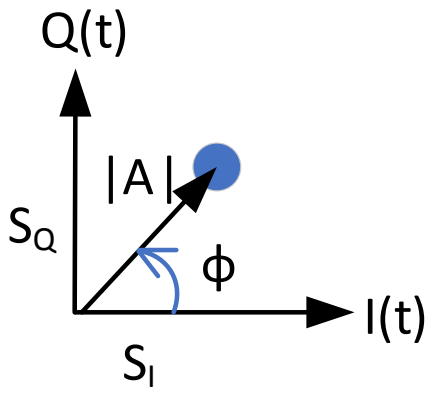


FIGURE 1.8 – Représentation d'un symbole sous la forme I(t) Q(t)

Il est ainsi possible de décrire mathématiquement un tel symbole comme eq1.14 :

$$\begin{cases} e^{j\omega t} = cos(\omega_0 t) + jsin(\omega_0 t) \\ A(t) = \sqrt{S_I(t)^2 + S_Q(t)^2} \\ \Phi(t) = arctan\left(\frac{S_Q(t)}{S_I(t)}\right) \end{cases} \tag{1.14}$$

Dans ces équations $S_I(t)$ représente le signal en phase, $S_Q(t)$ le signal en quadrature, A(t) le module du symbole et $\Phi(t)$ sa phase. Ces données vectorielles peuvent ainsi être traitées sous les deux formes cartésienne et/ou polaire. Ces signaux sont en général filtrés à l'émission et à la réception (par un filtre de Nyquist) dans le but d'assurer une bonne transmission par une mesure de taux d'erreur binaire (BER). Il est également crucial d'échantillonner au bon instant pour ne pas dégrader l'information (interférence entre symboles). Afin de pallier l'augmentation des débits, de nouveaux formats de modulation (avec un plus grand nombre de symboles etc.) ont été mis en place. L'association de plusieurs symboles dans une modulation s'appelle : une "constellation" (figure 1.9).

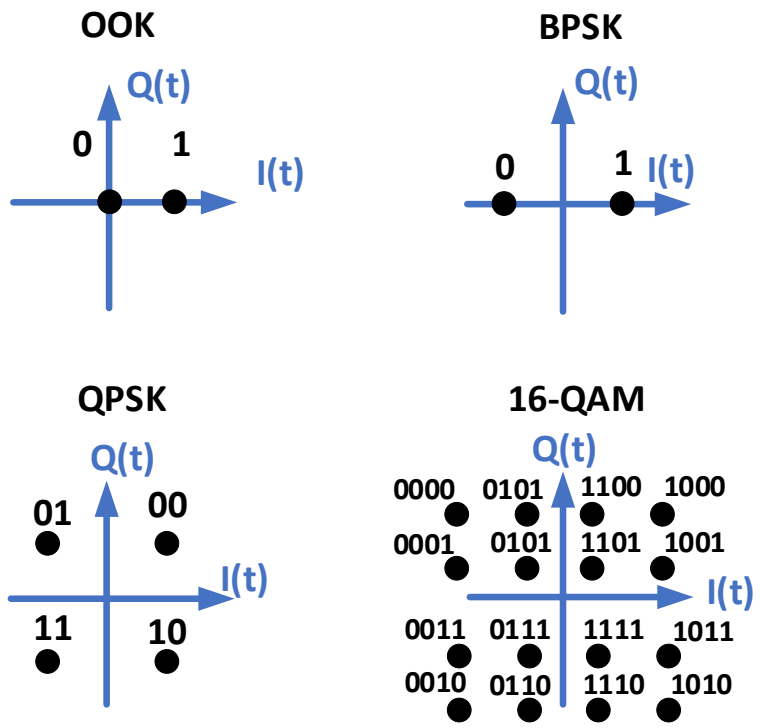


FIGURE 1.9 – Diverses constellations

1.3.2.1 *Quadrature Amplitude Modulation (M-QAM)*

C'est l'un des schémas de modulation les plus en vogue à l'heure actuelle dans les télécommunications [15]. Cette constellation permet de coder M symboles M=2^k avec k $\in$ $\mathbb{N}$. L'alphabet d'une telle modulation est le suivant (1.15) :

$$\begin{cases} I(t), Q(t) = \left\{+/-\frac{A}{Q_I}; +/-\frac{A}{Q_Q}\right\} \\ Q_I, Q_Q \in \left\{1, 3, 5, \cdots, \sqrt{M}-1\right\} \\ (k-1).T_{symb} < t < k.T_{symb}, k \in \mathbb{N} \end{cases} \tag{1.15}$$

La modulation *Quadrature Phase-Shift Keying* (QPSK) [16], présentée à la figure 1.9, est une modulation M-QAM à 4 symboles (M=4). La constellation M-QAM est utilisée dans de nombreuses applications comme le Wi-Fi (802.11), la 3G (W-CDMA). Ce schéma de modulation est très commun dans les applications de télévision numérique comme la QPSK (DVB-S), ou 16-QAM pour (DVB-C).

1.3.2.2 La capacité et le rendement de transmission

Pour pouvoir définir la capacité maximale de transmission dans un canal, il faut définir la largeur de bande maximale nécessaire pour cette transmission. Cette largeur correspond aux fréquences minimale et maximale du spectre en bande de base. Ces fréquences dépendent de la longueur de la trame ainsi que de sa fréquence d'échantillonnage. Claude Shannon a pu démontrer que la capacité d'un canal [17], c'est-à-dire le débit maximal que l'on peut transmettre sans erreur vaut (1.16) :

$$C(bit/s) = BW(Hz).\log(1 + \frac{S}{N}) \tag{1.16}$$

Dans cette équation (1.16), le rapport S/N correspond au rapport de signal sur bruit, BW la bande passante du signal utilisée, C définit la capacité du canal. Conjointement à cette notion de capacité de transmission d'un canal, il a été introduit la notion d'efficacité spectrale. Cette notion est définie comme le flux binaire que l'on peut transmettre dans une bande de modulation de 1 Hz (1.17) :

$$\eta(bit/s/Hz) = \frac{D_b(bit/s)}{BW(Hz)} \tag{1.17}$$

Quelques valeurs remarquables sont données dans le tableau 1.3.

Format de modulation	Nb de bit/Symbole	η (bit/s/Hz)
BPSK	1	1
8-PSK	2	2
4-PSK	3	3
16-QAM	4	4

TABLE 1.3 – Quelques exemples d'efficacité spectrale

Cette efficacité spectrale n'est pas sans contrepartie sur le récepteur qui devra être plus sensible. La limite de Shannon définit la transmission optimum théorique réalisable. Cette limite est illustrée sur la figure 1.10

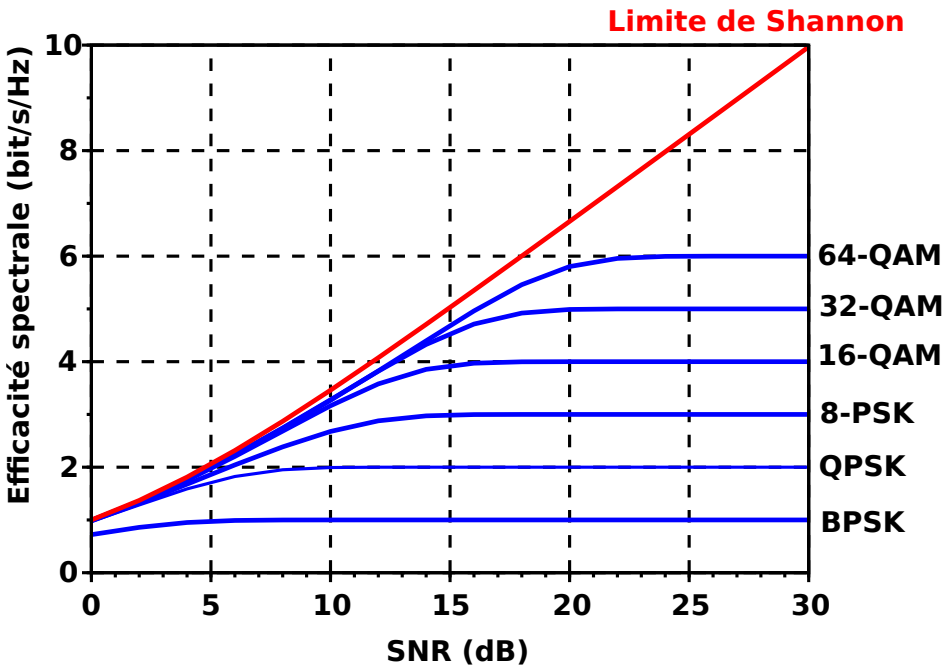


FIGURE 1.10 – Limite de Shannon d'une transmission numérique

1.3.3 Les techniques de multiplexage

Conjointement aux modulations des signaux IQ avec les différents codages d'information, la division multi-accès *Multiple Division Access (MDA)*, est utilisée pour gérer plusieurs utilisateurs et pour augmenter la bande passante de chaque utilisateur (figure 1.11).

Pour ce faire, de nombreuses techniques de multiplexage ont été développées [18] [19] :

- ***Time-Division Duplexing*** : (*TDD*) un multiplexage temporel figure 1.11 a)
- ***Frequency-Division Duplexing*** : (*FDD*) un multiplexage fréquentiel figure 1.11 b)
- ***Code Division Multiple Access*** : (*CDMA*) un multiplexage de code figure 1.11 c)
- ***Orthogonal Frequency-Division Multiple*** : (*OFDM*) un multiplex orthogonal qui permet de multiplexer différentes modulations (figure 1.11 c)

Dans un multiplex *Code Division Multiple Access (CDMA)*, chaque bit du message est codé via un code non-porteur d'information. Ce codage augmente le débit de transmission (et donc le spectre), sans changer le débit d'information après le décodage. Il est à noter que dans la plupart des communications modernes, une transmission full-duplex est utilisée. C'est-à-dire que les transmetteurs émettent en même temps sur 2 fréquences différentes, grâce à la technique de multiplexage fréquentiel (FDD). Cependant lorsque la transmission s'effectue dans la même bande de fréquence (transmission *half-duplex*), il est possible d'utiliser un multiplexage temporel (TDD)[19].

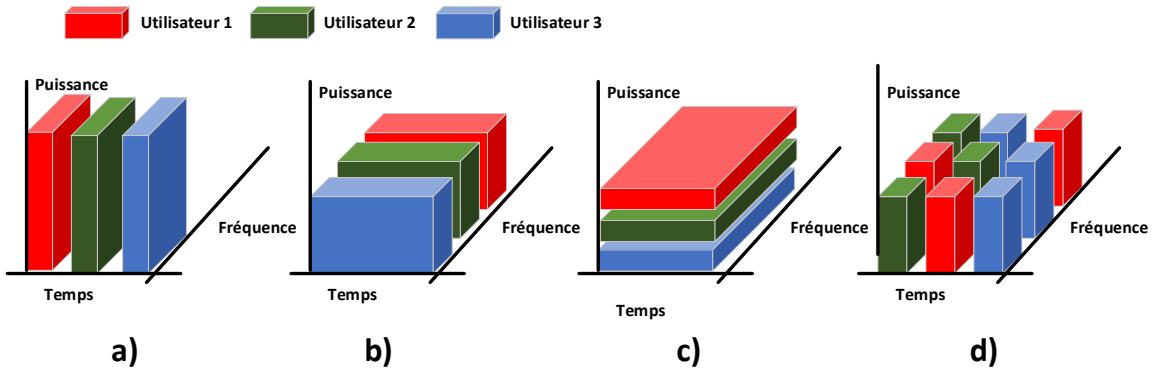


FIGURE 1.11 – Techniques de multiplexage a) TDD b) FDD c) CDMA d) OFDM

L'*OFDM* ou *Orthogonal frequency-division multiplexing access (OFDM)* a été développé pour concurrencer le multiplexage de type *CDMA* qui est toujours utilisé de nos jours dans les transmetteurs 3G *UMTS* et *CDMA2000*. Cette technique modifie profondément la structure du transmetteur, puisqu'elle intervient à la génération du signal. Elle présente de nombreux avantages dans les zones fortement peuplées où les trajets multiples sont nombreux, ce qui peut rendre la transmission cellulaire problématique. L'objectif de la modulation *OFDM*, est de tirer parti de la sélectivité du canal (retard et atténuation) pour répartir les utilisateurs sur toute la largeur de bande disponible (figure 1.12) [20],[21],[22]. Tous les signaux sont répartis en sous-porteuses dans la bande du transmetteur.

Chacune des sous-porteuses étant modulée par une modulation linéaire (*QAM*, *QPSK*, etc.), cela permet d'annuler le chevauchement inter-porteuses (figure 1.12). Chaque sous-porteuse sera modulée avec un débit global plus lent, mais cela réduit considérablement le spectre utilisé et permet d'augmenter le nombre d'utilisateurs d'un facteur compris entre 0.7 et 4.

Par exemple un signal LTE possède une longueur de trame T_N de 66 μs : ce qui correspond à des sous-porteuses espacées de 15 kHz. De plus, dans la trame il est nécessaire d'insérer des temps de garde entre les symboles *OFDM* pour annihiler les effets du multi-trajet [19]. Une des contraintes de l'*OFDM*, est la synchronisation fréquentielle : elle doit être parfaite, sinon il se produit un effet d'interférence entre porteuses [23]. L'inconvénient majeur de l'*OFDM* est la très forte dynamique des signaux (*PAPR*). Il existe de nombreux travaux de recherche pour diminuer ces pics, préjudiciables à l'utilisation d'amplificateurs à haut rendement/ linéaire pour des applications de télécommunications [24] [25].

Le filtre de Nyquist utilisé par le signal *OFDM* est de la forme (1.18) :

$$\frac{\sin(\pi.N.x)}{\sin(\pi.x)} \quad avec \quad x = \frac{f}{N.f_e} - \frac{k}{N} \quad k = 0, ..., N-1 \tag{1.18}$$

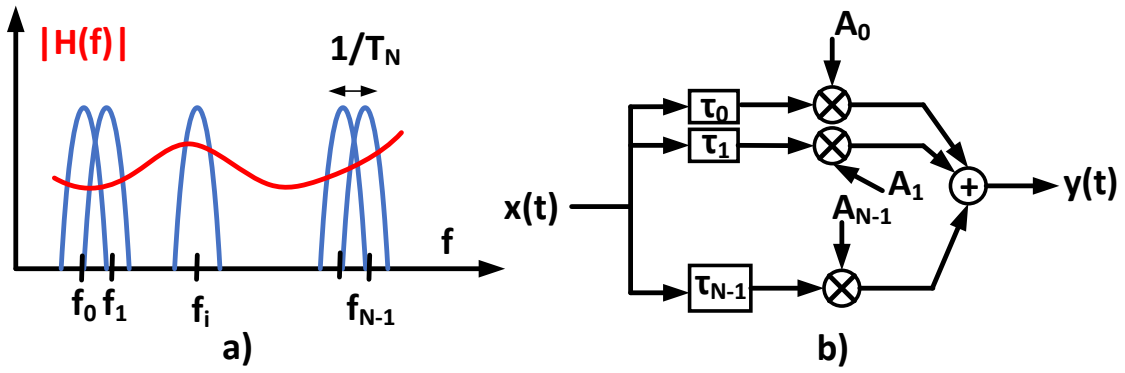


FIGURE 1.12 – Modèle d'un canal sélectif en fréquence

Cette modulation est utilisée dans les systèmes 4G (LTE), ainsi que dans certaines normes Wi-FI 802.11x, 802.16x, et sera amenée à évoluer car elle est à la base de la 5G et de nombreux autres systèmes.

1.4 L'amplificateur à état solide *Solid State Power Amplifier (SSPA)*

1.4.1 Les technologies des transistors

Les applications de télécommunications modernes : stations de base, satellites requièrent de plus en plus de puissance, et des bandes passantes de plus en plus larges. Les fondeurs ont dû s'adapter en cherchant des matériaux performants pour répondre à ces besoins (tableau 1.4). De nombreux travaux de recherches sont faits sur des technologies Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (*MOSFET*) [26], GaN [27],[28],[29],[30] à différents niveaux de puissances et différentes bandes de fréquences.

@300K	GaN	GaAs	Si	SiC
Champ de claquage (V/cm)	5×10^6	4×10^5	3×10^5	3×10^6
Mobilité des électrons ($cm^2.V^{-1}.s^{-1}$)	2000	8500	1400	400
Conductivité thermique ($W.cm^{-1}.K^{-1}$)	1.3	0.5	1.5	4

TABLE 1.4 – Comparaison des propriétés physiques de différents semi-conducteurs [4]

Les principaux avantages du GaN sont intrinsèques à ses propriétés physiques [30]. Il est à noter que le GaN possède une conductivité thermique élevée ce qui se traduit par une densité de puissance élevée (donc potentiellement des transistors plus petits à puissance équivalente par rapport à une autre technologie). Il possède des champs de claquage élevés, ce qui permet d'utiliser le transistor avec des tensions de drain élevées, et une très bonne tenue sur des impédances en sortie élevées *Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)*.

De plus, le GaN possède une grande mobilité électronique ce qui lui permet de fonctionner à des fréquences de fonctionnement importantes (figure 1.13).

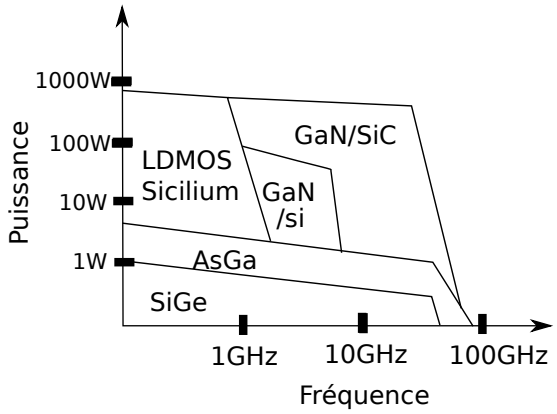


FIGURE 1.13 – Positionnement stratégique du GaN par rapport aux autres technologies

Le GaN est un matériau III/V dans la classification des éléments périodiques de Mendeleïev. Il est utilisé dans l'industrie opto-électronique pour ses propriétés physiques, et des recherches commencent même à être menées pour des utilisations en cellules solaires. Le GaN, bien qu'étant une technologie émergente, commence à être bien accepté dans l'industrie [31] et même qualifié pour des applications spatiales [4] [32] pour remplacer les Tubes à Ondes Progressives (TOP) ou pour fabriquer des amplificateurs de très fortes puissances et très hautes fréquences.

1.4.2 La structure de base d'un amplificateur de puissance RF

Nous allons maintenant étudier la structure de base d'un amplificateur de puissance. Il est important de garder à l'esprit que l'amplificateur de puissance est l'élément le plus énergivore de toute la chaîne de transmission. Le schéma de la figure 1.14 sera décrit de la droite vers la gauche. Tout d'abord, le réseau d'adaptation en entrée, est un élément clé. Il permet d'adapter la source qui va lui être présentée en vue d'être amplifiée. Ensuite le réseau de polarisation, qui peut souvent être intégré à la structure d'adaptation, servira à fournir l'alimentation nécessaire au bon fonctionnement du transistor (point de polarisation). Il est à noter que cette structure doit être capable de laisser passer un courant/tension continue, et bloquer toutes composantes hautes fréquences afin qu'elles ne remontent pas dans l'alimentation. Le transistor est la partie active qui va amplifier le signal RF. Enfin, le deuxième circuit de polarisation doit être dimensionné pour laisser passer un courant important. Le réseau d'adaptation de sortie permet d'adapter le transistor à la charge présentée. Le transistor (ou l'amplificateur) peut être vu comme un quadripôle non-linéaire [33].

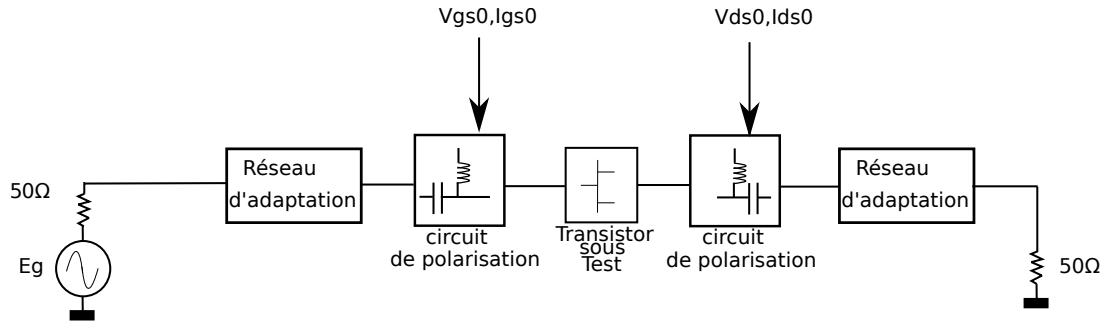


FIGURE 1.14 – Structure de base d'un amplificateur de puissance

Il est possible de distinguer 3 zones de fonctionnement dans un transistor :

- ***La zone ohmique*** : zone pour laquelle la réponse à une excitation sera linéaire.
- ***La zone de saturation*** : zone où le transistor se comporte comme une source de courant quasiment idéal. C'est la zone que l'on utilisera dans une structure d'amplificateur de puissance.
- ***La zone d'avalanche*** : zone la plus critique du transistor, car le courant augmente très rapidement ce qui peut conduire à la destruction du composant si son fonctionnement n'est pas bien maîtrisé.

La figure 1.15 illustre ces 3 zones de fonctionnement d'un transistor. La commande en terme de courant de drain se fait via la variation à l'entrée de la tension V_{GS}(<0V).

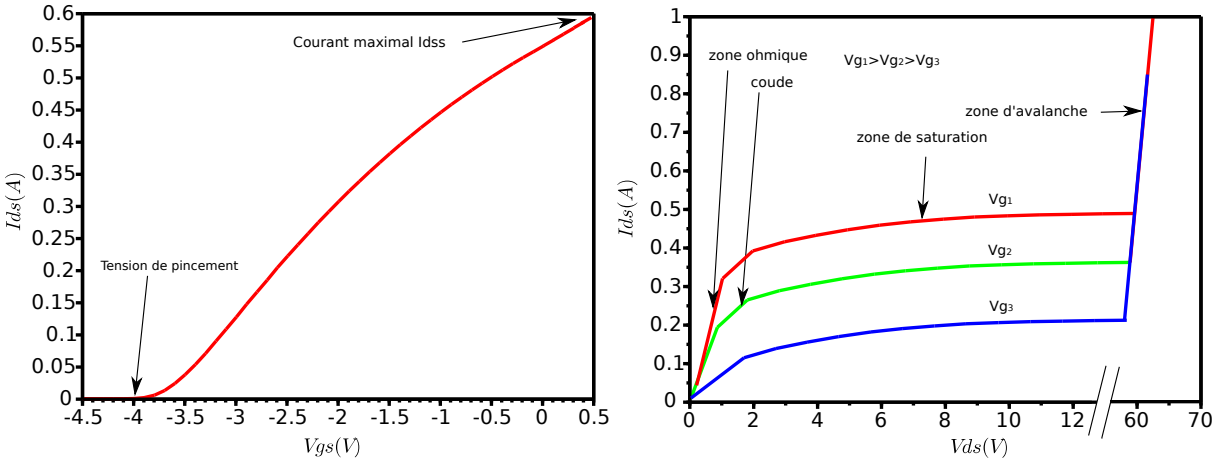


FIGURE 1.15 – Zones de fonctionnement d'un transistor

1.4.3 Le compromis linéarité-rendement

Les modulations de télécommunication possèdent des dynamiques de plus en plus élevées. La conception d'amplificateur de puissance fait donc face à un compromis en terme de performance. Elle réside dans le choix d'un des deux critères suivants :

- ***La linéarité*** : Soit le signal que l'on injecte en entrée à une valeur moyenne faible, et après passage dans l'amplificateur le signal sera faiblement distordu, et le rendement de cet amplificateur sera faible. L'amplificateur travaille dans sa zone linéaire.

- ***Le rendement*** : Soit le signal que l'on injecte en entrée à une valeur moyenne relativement élevée et après passage dans l'amplificateur, le signal sera fortement distordu et le rendement de cet amplificateur sera élevé. L'amplificateur travaille dans sa zone non-linéaire.

1.4.4 Le recul en puissance

Le choix de la puissance moyenne optimale d'un transistor (ou d'un amplificateur de puissance) dépend essentiellement de :

- ***La dynamique du signal (PAPR)*** : mais aussi de sa statistique (si l'on accepte que l'amplificateur sature x % du temps), cela impacte également sa linéarité. Cependant, comme les spécifications en termes de linéarité sont assez critiques, le degré de liberté, à ce niveau-là, sera faible.
- ***L'application ciblée*** : cela va directement jouer sur son poids (refroidissement nécessaire, taille de l'alimentation, etc.).
- ***La distance*** : à laquelle on souhaite transmettre un signal.

La valeur de recul en puissance moyenne (*Back-Off*) est définie, soit en entrée *Input Back-Off* (IBO), soit en sortie *Output Back-Off* (OBO) de l'amplificateur par rapport à la puissance à 1 dB de compression de l'amplificateur (P_{1dB}).

Le franchissement d'une zone à l'autre dépend des contraintes imposées, soit par l'application (application faible consommation embarquée), soit par les normes radio-électriques (ex : téléphonie). La figure 1.16, montre les deux zones possibles d'utilisation d'un amplificateur de puissance (ou d'un transistor).

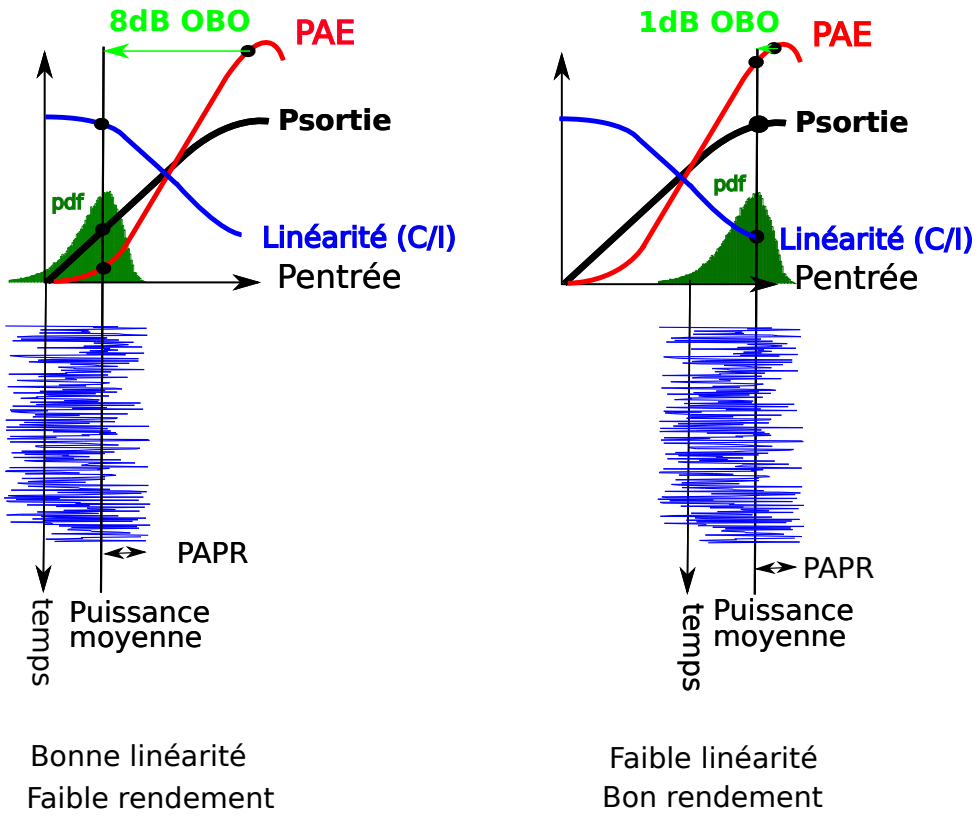


FIGURE 1.16 – Zones possibles d'utilisation d'un amplificateur non-linéaire

1.5 Les effets parasites intrinsèques aux transistors

Il existe des effets parasites, qui sont plus ou moins bien connus et maîtrisés au sein d'un transistor. Ces parasites vont altérer le signal en sortie de l'amplificateur et dégrader ses performances. Dans cette partie, deux types d'effets seront traités, les effets mémoires basse-fréquence (BF) et haute-fréquence (HF).

1.5.1 Les effets mémoires BF

Les effets mémoires basse-fréquence (BF) sont des effets parasites qui vont perturber l'intégrité du signal que l'on souhaite transmettre [34]. Ces effets peuvent être déclinés sous différents aspects de la physique :

- **Un aspect électrique** : lié aux résonances du réseau de polarisation, et aux différentes désadaptations d'impédances.
- **Un aspect thermique-électrothermique** : lié à l'auto-échauffement du transistor.
- **Un aspect opto-électronique** : lié aux différents rayonnements optiques qui peuvent frapper des matériaux III-V [35].

Ces effets électriques sont gênants car ils possèdent des constantes de temps grandes devant la période de la porteuse, ce qui va notamment créer une modulation autour de l'alimentation. Ces effets peuvent aller du continu à plusieurs dizaines, voir centaines de MHz selon la bande passante des signaux utilisés. Cette bande de fréquence se trouve dans la littérature sous le nom de bande passante vidéo.

Ces effets peuvent être quantifiés expérimentalement en injectant 2 tons à l'entrée d'un amplificateur f_a et f_b. En mesurant les amplitudes de la composante non-linéaire qui retombe dans la bande vidéo f_b-f_a, il est possible de déterminer une ou plusieurs fréquences limites à laquelle le circuit de polarisation ne présente pas une impédance suffisamment constante/faible (idéalement 0 Ω) au point de vue DC, et une impédance la plus grande possible au point de vue de la RF. Si le découplage n'est pas correctement assuré, cela peut engendrer des perturbations sur le signal RF [36]. La figure 1.17 illustre le principe des effets mémoires BF sur un amplificateur non-linéaire :

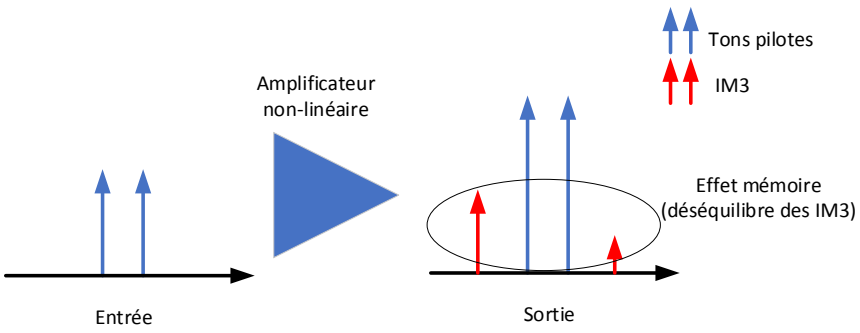


FIGURE 1.17 – Illustration des effets mémoires BF sur une non-linéarité

1.5.1.1 Les effets de pièges

Intrinsèquement liés aux matériaux utilisés (par exemple le GaN), et à une maîtrise imparfaite des niveaux d'impuretés dans les structures cristallines, les transistors issus de ces fabrications vont avoir des défauts.

On appelle piège un phénomène de capture/de relaxation d'électrons qui sont emprisonnés dans la structure cristalline du semi-conducteur par ces mêmes défauts, durant l'excitation d'un signal utile. Une fois que ce signal utile disparaît ou que son amplitude diminue fortement, les électrons piégés vont mettre un certain temps à être libérés. Il a été montré que les constantes de temps mises en jeu par ces effets de pièges dépendent de la température [28],[37]. Ces effets de pièges sont encore assez mal connus, et de nombreux travaux cherchent à les modéliser [27],[28], [38], [39] à les mesurer [27],[28],[37], les simuler physiquement [29], voire à modifier leurs effets via des longueurs d'onde optique très spécifiques. [35].

Ces effets de pièges vont principalement jouer sur la mémoire du composant ainsi que sur sa polarisation. Le comportement du composant dépendra de l'excitation qu'il aura reçu au niveau de la polarisation statique et dynamique, ou de la forme d'onde à laquelle il aura été soumis, quelques ms auparavant : c'est la capture des pièges. En revanche, il est important de noter que les effets post-soumissions des pièges pourront avoir des répercutions sur le comportement du composant quelques ms à quelques minutes après, c'est ce que l'on appelle la ré-émission des pièges [29].

Pour pouvoir comparer N mesures, il sera nécessaire de s'assurer que l'on est dans le même état de piège entre toutes ces mesures afin d'effectuer une comparaison valable à même classe de fonctionnement. Autrement, il faudra prendre en compte cet effet indésirable. Il est donc nécessaire de modéliser cet effet au niveau du transistor.

Cette modélisation se fait principalement sur le courant de drain, bien que cet effet se produise également au niveau de la grille. Il est alors possible de définir le courant de drain comme [40] :

$$I_{ds} = f(V_{gs}, V_{ds}, \textit{état des pièges}) \tag{1.19}$$

1.5.1.2 Les effets thermiques

Les effets thermiques vont également altérer le bon fonctionnement du transistor. Ces effets proviennent notamment du fait que l'enveloppe du signal n'est pas constante. Il va en résulter localement un auto-échauffement du transistor, pouvant aller jusqu'à l'emballement thermique si cet échauffement n'est pas correctement maîtrisé. Ces effets vont notamment ralentir la mobilité des porteurs dans le canal, ce qui va jouer sur un certain nombre de paramètres (courant, gain, etc.). Ces effets thermiques vont notamment se faire sentir par de l'ajout d'effet mémoire basse-fréquence. Cet auto-échauffement dépend également de la classe de polarisation du transistor. Ils peuvent être observés en comparant deux réseaux IV : un premier réseau mesuré avec deux sources de courant continu, et un réseau mesuré avec des sources de courant pulsé [27]. Une décroissance du courant dans les zones de fortes puissances peut montrer l'impact des effets thermiques sur le transistor.

1.5.2 Les effets mémoires HF

Les effets mémoires haute-fréquence (HF) sont des effets indésirables qui vont également dégrader l'intégrité du signal. Ces sources principalement électriques sont notamment créées par tous les éléments situés autour de la zone active du transistor. Elles peuvent provenir des extrinsèques (effets inductifs), des circuits d'adaptation imparfaits, des éléments de combinaison, ainsi que de tous les effets inductifs ou capacitifs des trajets que va parcourir le chemin RF. Ces effets sont particulièrement préjudiciables, car leurs constantes de temps sont de l'ordre de grandeur de la période de la ou des porteuses (ns). Il est très important de noter que la distorsion n'est pas un effet mémoire [41]. L'effet mémoire se traduit par une variation autour de la distorsion qui dépend de l'historique du signal, ce qui peut rendre la linéarisation d'un amplificateur très difficile. Cet effet peut être observé par une mesure CW balayée en fréquence et en puissance [42]. La figure 1.18 illustre les effets mémoires HF sur un signal CW balayé en fréquence dans la bande d'intérêt.

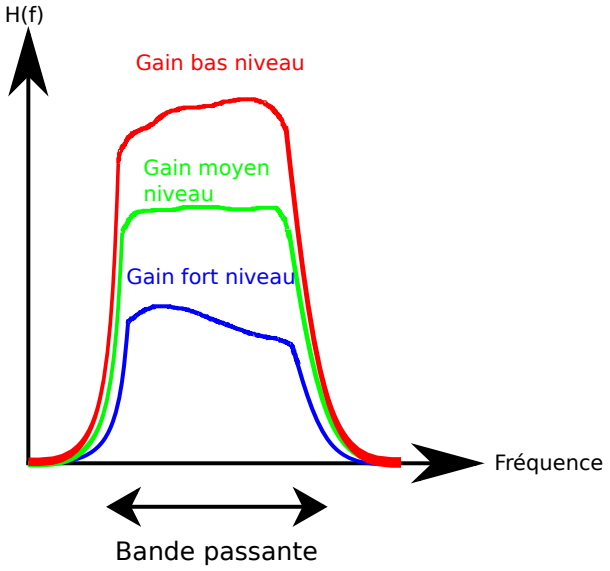


FIGURE 1.18 – Effet de mémoire HF

1.6 Les techniques d'amplification de puissance à haut rendement

Afin de pouvoir réduire au maximum la consommation électrique des émetteurs présents dans les télécommunications, de nombreuses techniques ont dû être inventées pour obtenir des architectures à haut rendement.

Les modulations en télécommunications deviennent de plus en plus complexes : large bande et fortes dynamiques liées à la densification des constellations. Les structures d'amplificateurs doivent répondre à deux exigences : avoir une bonne linéarité et un bon rendement.

Un amplificateur utilisé dans une zone très linéaire permettrait de maximiser le nombre de canaux dans une même bande de fréquence, sans polluer les canaux adjacents. Mais en pratique cela n'est jamais fait car le rendement sera très faible dans la majorité des applications radio-fréquences (télécommunications, radars, etc.).

Les amplificateurs sont utilisés dans des zones de fonctionnement non-linéaires dans le but de garder une consommation raisonnable. Le rendement d'un amplificateur va jouer sur sa consommation électrique et son échauffement, il est donc important de l'optimiser. Pour cela, de nombreuses architectures ont été proposées au fil des ans pour répondre à ces critères.

Les structures d'amplification de puissance peuvent être regroupées en 2 familles :

- **Modulation de charge ou modulation de phase** : Modulation de charge (Doherty, structure balancée), ou modulation de phase (Linc)[43], ou une combinaison des deux techniques.
- **Modulation de polarisation** : Modulation de la tension de grille ou de drain au rythme de la modulation RF *Enveloppe Tracking (ET)* [44], [2],EER[45].

Aujourd'hui, une très grande majorité des structures d'amplificateurs étudiées et mises en œuvre dans les stations de bases utilisent une structure à 2 transistors recombinés ou 2 voies (figure 1.19) :

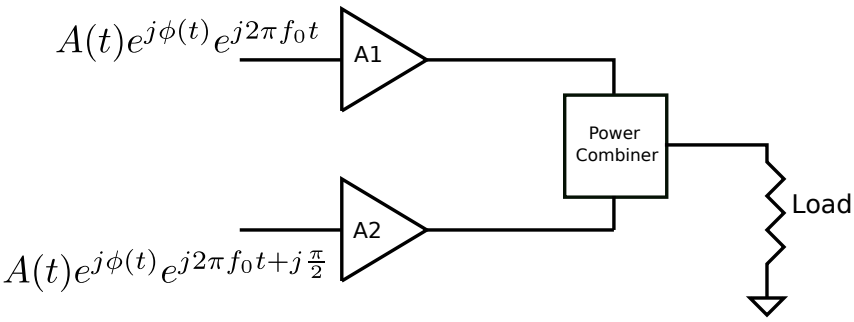


FIGURE 1.19 – Structure d'amplificateur à 2 voies

1.6.1 L'architecture Doherty

Cette technique a été inventée à l'origine, en 1936 par W.H. Doherty [46], pour réduire la consommation électrique des stations de diffusion (ou *broadcast*) sur ondes courtes de plusieurs kW. Cette technique bien qu'ancienne a mis un certain temps avant d'être utilisée dans l'industrie, puisqu'elle n'a été mise en œvre dans les stations de base qu'au début des années 1990. Cette technique représente aujourd'hui encore 95 % du marché des stations de base en matière de téléphonie cellulaire (3G). Le principe est d'utiliser 2 transistors (ou plus) en parallèle, en les faisant démarrer à des niveaux de puissances du signal d'entrée différents, pour pouvoir additionner la puissance disponible dans la charge (qui sera en général l'antenne) figure 1.20.

L'avantage de cette technique est que le rendement de l'amplificateur est maintenu relativement haut sur une bonne partie du signal. La contrepartie de cette technique est la dégradation de la linéarité, liée à l'utilisation d'un amplificateur en classe C. Cette technique requiert donc un système de prédistorsion numérique de type *Digital Pre Distortion (DPD)*, pour le rendre utilisable sur le marché cellulaire, où les critères en termes de linéarité sont strictes et les normes sévères.

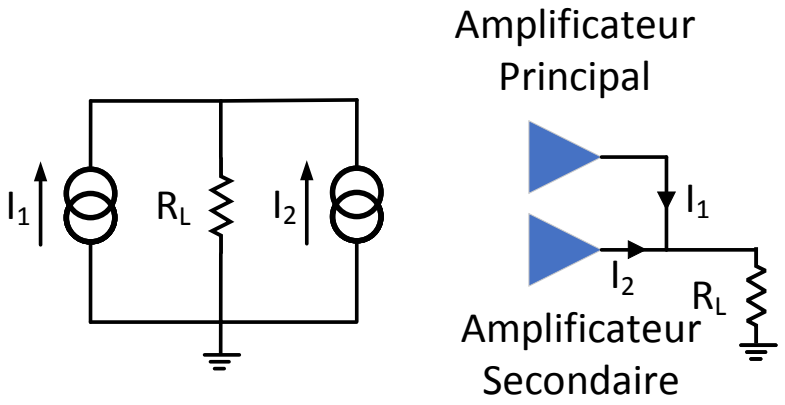


FIGURE 1.20 – Principe de base du Doherty à 2 transistors

L'architecture Doherty est susceptible de maintenir un rendement relativement élevé en puissance de recul (ou *Back-off*), en utilisant 3 transistors ou plus. Il est alors possible de jouer sur les tailles de transistors pour essayer d'augmenter le rendement au maximum vers la valeur moyenne du signal utilisé [47]. Cette structure est bien adaptée pour des applications de télécommunications dont la bande passante n'est pas très importante (typiquement 10 MHz à 1 GHz) [48]. La bande passante est limitée par le transformateur en sortie qui est à bande-étroite ($\lambda/4$). La figure 1.21 montre la combinaison de puissance utilisée pour réaliser une architecture Doherty, via des lignes quart d'ondes. Un transformateur d'impédance est utilisé en sortie pour ramener l'impédance autour de 50 Ω. Sur la figure 1.21 à droite, les caractéristiques du rendement en fonction de la puissance ont été illustrées. On notera que le rendement est maintenu élevé dès que l'amplificateur *peaking* démarre.

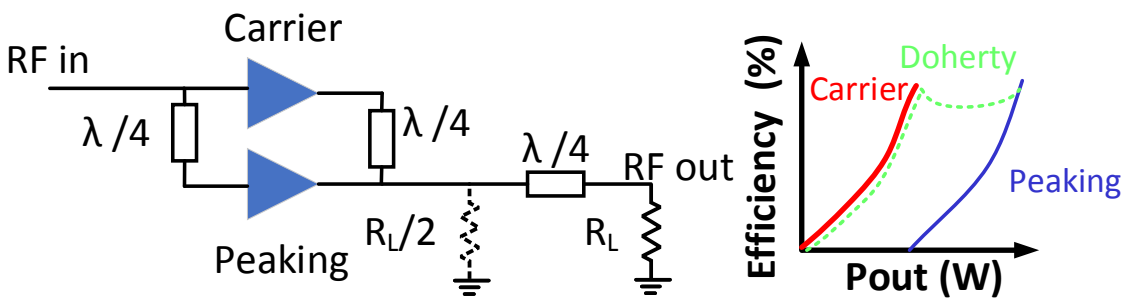


FIGURE 1.21 – Principe de base du Doherty

1.6.2 *Load Modulated Balanced Amplifier (LMBA)*

Toujours dans la famille des amplificateurs à modulation de charge, une nouvelle structure a été présentée récemment par S. Cripps en 2016 [49], sur le principe d'amplificateur équilibré (figure 1.22 a), [50] [18]. Cette structure présente l'avantage d'être large bande car la recombinaison se fait sur des coupleurs hybrides (3 dB, 90°) qui sont large bande. Cette structure permet d'isoler totalement les transistors de la charge. C'est réalisé par l'utilisation d'un coupleur hybride (25 dB typ.). L'astuce utilisée dans cette structure est de se servir de la voie isolée de l'amplificateur hybride, pour injecter un signal dont on maîtrise la phase (figure 1.22 b). Cela permet de contrôler l'impédance de sortie des transistors, ce qui est particulièrement intéressant pour l'utilisation avec des signaux de télécommunication à fort PAPR. Les travaux de la thèse de Julien Couvidat [28] traitent de ces problèmes.

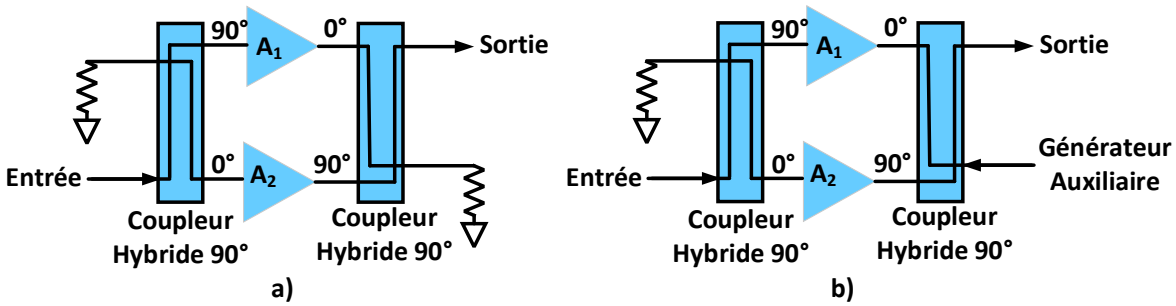


FIGURE 1.22 – Structure a)amplificateur équilibré b) LMBA

Le principe du LMBA permet d'améliorer le rendement électrique en optimisant les impédances de fermeture du transistor de manière active grâce à l'injection de puissance par le signal auxiliaire (figure 1.23).

Actuellement on dispose de peu d'information concernant la linéarité. Il pourrait être intéressant d'essayer de mesurer une telle structure avec un banc *USMT* pour en étudier de manière expérimentale la linéarité, et en conclure quant à sa mise en œvre dans des applications de télécommunication.

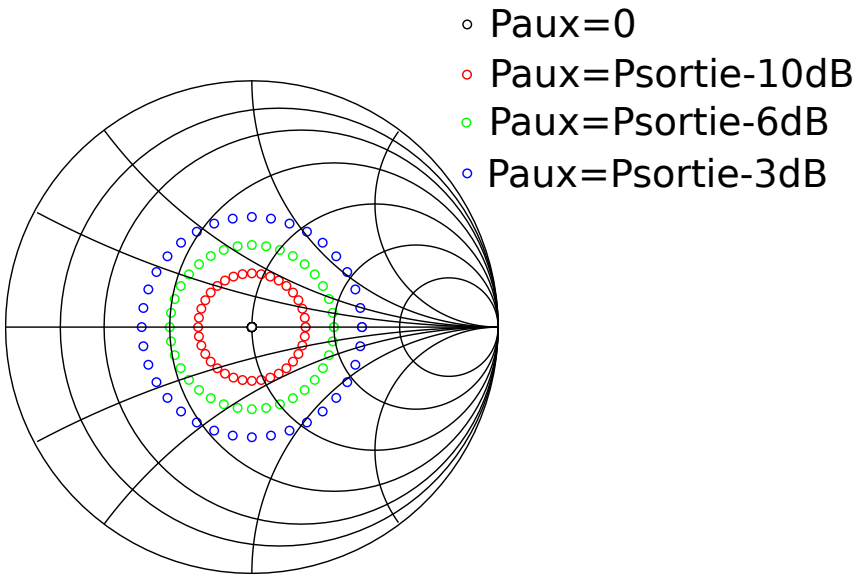


FIGURE 1.23 – Injection de puissance sur la voie auxiliaire (LMBA)

1.6.3 *LInear amplification with Non Linear component (LINC)*

Cette technique a été proposée par H. Chireix en 1935 [43]. Cette structure est décrite dans la littérature avec des dénominations différentes comme amplification *LINC* ou *Outphasing* de Chireix (figure 1.24).

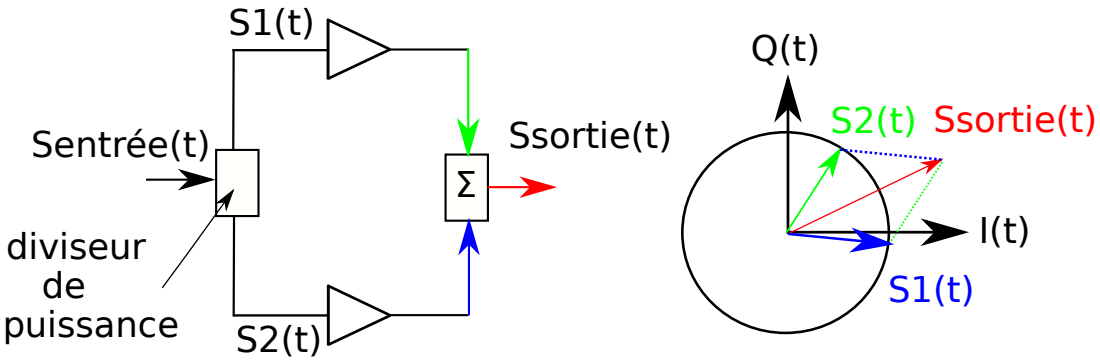


FIGURE 1.24 – Principe de l'amplification *LINC*

Le principe d'une telle structure réside dans l'utilisation d'un amplificateur qui peut être fortement non-linéaire, à l'inverse de la structure du Doherty dont la linéarité des amplificateurs utilisés est cruciale. Le principe de fonctionnement d'une telle structure réside dans la conversion du signal modulé en amplitude (AM), en modulation de phase, afin d'annihiler les problèmes d'AM/PM liés à l'utilisation d'amplificateurs fortement non-linéaires. Les amplificateurs vont amplifier une enveloppe constante, et c'est au moment de la re-combinaison que les modulateurs de phase vont restituer l'information manquante : la phase du signal.

Cela peut être vu comme un amplificateur différentiel dont l'enveloppe est la phase. Le principe de fonctionnement se base sur l'identité remarquable (1.20) :

$$cos(A) + cos(B) = 2cos\left(\frac{A+B}{2}\right) \times cos\left(\frac{A-B}{2}\right) \tag{1.20}$$

En prenant un signal d'entrée de la structure *LINC* de la forme (1.21) :

$$S_{entrée}(t) = A(t) \times cos(\omega t + \phi) \tag{1.21}$$

Et les signaux d'entrée $S_1(t)$ et $S_2(t)$ pour les signaux entrants dans les 2 amplificateurs de la structure (1.22) :

$$\begin{aligned} S_1(t) &= cos\left(\omega t + cos^{-1}(A(t))\right) \\ S_2(t) &= cos\left(\omega t - cos^{-1}(A(t))\right) \end{aligned} \tag{1.22}$$

Le signal que l'on récupérera en sortie d'une telle structure (avec G le gain de l'amplificateur), vaudra alors (1.23) :

$$S_{sortie}(t) = G \times (S_1(t) + S_2(t)) = 2 \times G \times S_{entrée}(t) \tag{1.23}$$

Cette structure a un potentiel en terme de rendement supérieur au Doherty [47]. Les avantages de cette structure sont la linéarité, le rendement, et le fait de pouvoir utiliser des amplificateurs fortement non-linéaires. Les inconvénients résident dans la difficulté à recombiner les phases sur une large bande et le besoin d'avoir deux amplificateurs parfaitement identiques.

1.6.4 Le suivi d'enveloppe *Envelope Tracking* (ET)

La structure de suivi d'enveloppe est une technique qui se sert des variations de l'enveloppe pour moduler la tension d'alimentation, dans le but d'augmenter le rendement global de la structure de l'amplificateur [44]. Dans une structure d'amplificateur ne comportant qu'un seul transistor en classe AB, une bonne partie de la puissance est dissipée en chaleur liée au fait que la tension d'alimentation d'une telle structure est fixe. L'idée de la technique de suivi d'enveloppe est d'auto-adapter la tension d'alimentation afin de suivre au mieux le niveau du signal et récupérer ainsi l'énergie qui serait perdue sans cette astuce.

La figure 1.25 illustre le principe relativement simple de la structure. La sortie du détecteur d'enveloppe module l'alimentation de l'amplificateur de puissance via un convertisseurs DC/DC (ou modulateur de polarisation)[2].

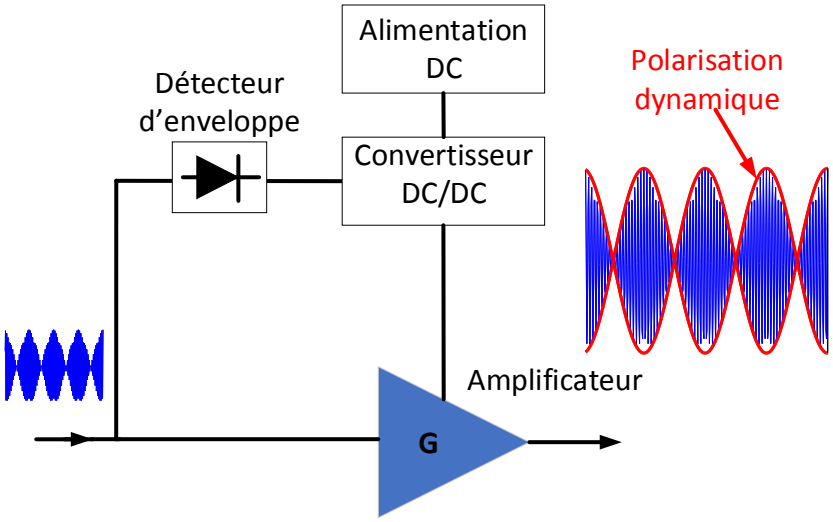


FIGURE 1.25 – Principe de l'amplification *ET*

Les principales limitations se trouvent au niveau du rendement du modulateur de polarisation. Il existe deux types de circuits de suivi d'enveloppe :

- ***continus*** : avec lesquels il est possible de suivre les niveaux d'enveloppe avec une granularité très fine (modulateurs analogiques).
- ***discrets*** : dont le modulateur de polarisation ne peut prendre qu'un nombre fini de valeurs ce qui revient au problème du choix de la granularité bien connue par les numériciens.

1.7 Les techniques de linéarisation

Les techniques de linéarisation sont un ensemble de méthodes qui s'appliquent sur des amplificateurs non-linéaires (zone à rendement maximum) pour augmenter au maximum la linéarité, le but étant de maximiser la plage de fonctionnement en puissance. Cependant du point de vue de la station de base il faut garder à l'esprit qu'un tel système de prédistorsion doit avoir une consommation électrique relativement modeste, pour ne pas alourdir le bilan énergétique de la station de base. L'objectif de ces techniques est de réduire les produits d'intermodulation qui sont créés hors-bande, afin de satisfaire les normes radio-électriques et surtout de ne pas émettre de puissance (ou une puissance réduite au maximum) sur les canaux voisins. Quelques techniques de linéarisation seront présentées dans le but d'augmenter la linéarité des amplificateurs, en sachant que cette liste n'est pas exhaustive [51].

1.7.1 La prédistorsion numérique *Digital Pre-Distortion (DPD)*

Le principe de la prédistorsion consiste à modifier le signal qui entre dans l'amplificateur non-linéaire dans le but d'anticiper les distorsions que celui-ci va générer. Il est à noter qu'il est nécessaire de compenser le gain, mais également la phase, car il s'agit de quantités vectorielles, (figure 1.26). Cette prédistorsion peut être faite de deux manières différentes : numérique ou analogique.

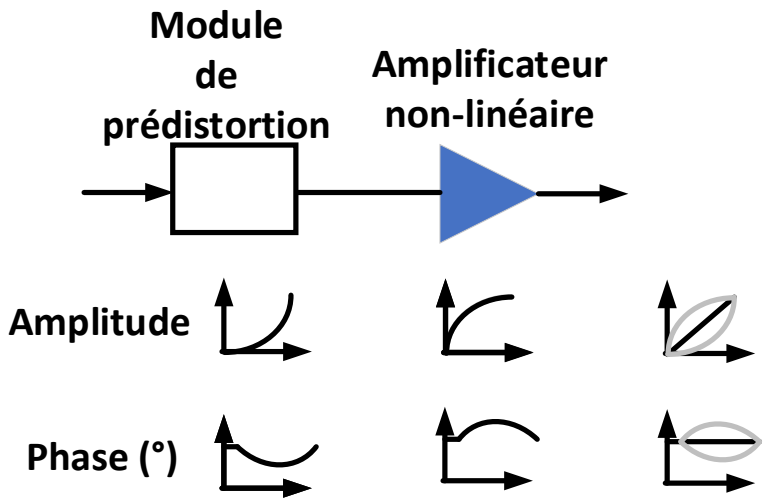


FIGURE 1.26 – Principe de la prédistorsion

Le principe de la prédistorsion numérique est le suivant. La première étape est la modélisation de l'amplificateur sous test. Cette étape consiste à mesurer les variations d'amplitude (AM/AM) et les variations de phase (AM/PM) de l'amplificateur à prédistordre, soit en temps réel, soit au cours d'une étape préliminaire en envoyant une trame connue [52] [53].

Ensuite tout le travail de prédistorsion s'effectue au niveau de la constellation (figure 1.27). Après une étape d'apprentissage [54] sur des constellations connues afin de répondre à la contrainte de vitesse (temps réel), les fonctions de transfert (corrections) sont stockées dans des tables *Loop Up Table (LUT)*, afin de ne pas être recalculées à chaque échantillon. Les calculs des fonctions de transfert nécessaire aux calculs des coefficients de prédistorsion peuvent se faire, soit en cartésien ([55],[56]) soit en polaire ([57],[58]), soit à l'aide de fonctions polynomiales [59]. C'est une structure qui est très utilisée dans les stations de base (3G, 4G, etc.) notamment combinées avec des structures de types Doherty ou des structures à un seul transistor en classe AB.

Il y a également une contrainte liée à la fréquence d'échantillonnage, laquelle va déterminer non seulement la largeur du signal que l'on pourra prédistordre (bande passante), mais également les produits d'intermodulation

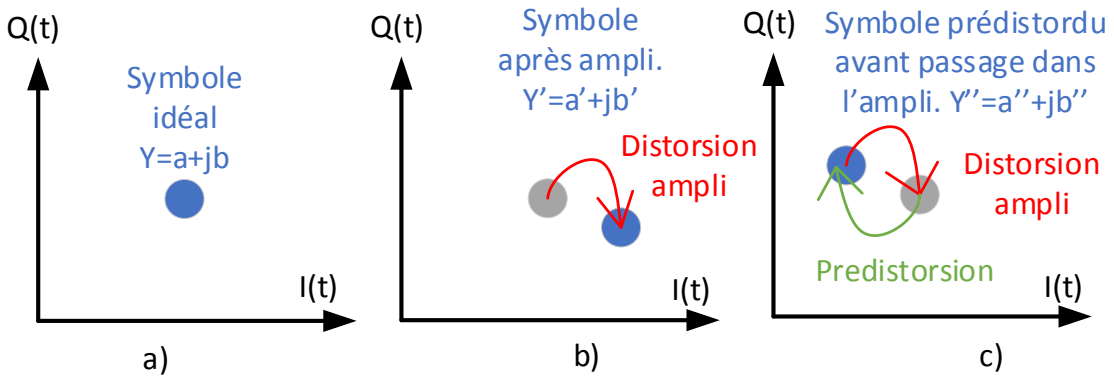


FIGURE 1.27 – Principe de la prédistorsion au niveau de la constellation
a) signal à transmettre
b) signal transmis par le PA sans prédistorsion
c) avec prédistorsion

(IM_3=3 × $bandepassante$, IM_5=5 × $bandepassante$, etc...). Il faut également garder à l'esprit la consommation globale. Le synoptique d'un système de prédistorsion numérique est montré à la figure 1.28.

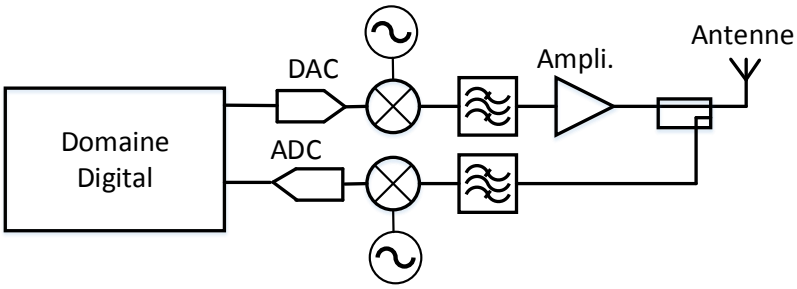


FIGURE 1.28 – Principe de la prédistorsion par (*DPD*)

1.7.2 La prédistorsion analogique

Parmi les techniques de prédistorsion analogique, la technique de *feed-forward* est la plus connue, mais il en existe d'autres qui sont toujours utilisées avec des composants passifs comme par exemple des diodes Schottky [60][61].

La technique de *feed-forward* inventée en 1921 par S.H.Black [62] a pour principe d'extraire la composante d'intermodulation, de la soustraire en "compensant" le délai de l'amplificateur de puissance, avant de la réinjecter en sortie. C'est une technique qui a été utilisée pendant des décennies, en raison de la simplicité de sa mise en œuvre sur

des signaux bande-étroite. Les difficultés de cette technique résident dans la conception du déphaseur d'entrée qui peut être problématique sur une large bande, ainsi que dans l'amplification d'erreur qui doit être fortement linéaire (beaucoup de recul de puissance), ce qui augmente la consommation globale d'un tel système. La figure 1.29 illustre ce principe de *feed-forward* :

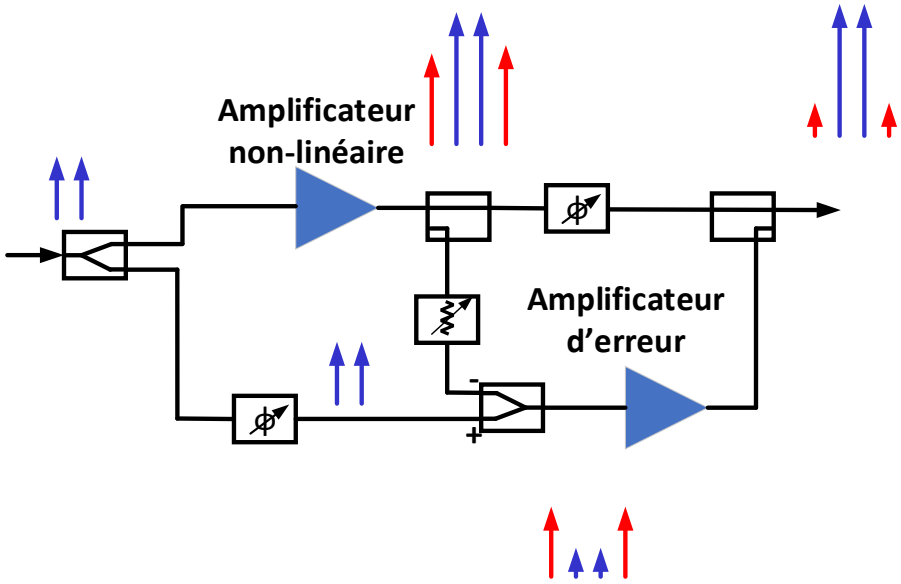


FIGURE 1.29 – Principe de la linéarisation par *feed-forward*

1.8 Conclusion

On l'aura bien compris, les amplificateurs de puissance modernes font face à des contraintes très fortes de linéarité (densification des constellations, normes contraignantes et sévères) et de souci environnemental par le rendement (consommer le moins possible).

Ce dilemme linéarité-rendement représente un paradoxe technique, qui se pose parce que les signaux modernes ont des dynamiques de plus en plus importantes, ce qui implique une utilisation avec un fort recul en puissance, mais ce qui a pour contrepartie une très forte augmentation de la consommation électrique des stations de base.

L'étude de nouveaux matériaux a mis en évidence des effets parasites. Ces dégradations liées à des principes physiques limitent les performances et nécessitent des moyens de caractérisation performants pour en comprendre les mécanismes et chercher à améliorer la fiabilité et la structure.

L'architecture à 2-voies semble nettement se détacher pour les applications de télécommunications à haut rendement. Ces structures complexes nécessitent donc des moyens de caractérisations performants pour la conception et la validation de telles architectures à haut rendement.

Ces structures étant en général fortement non-linéaires, il est nécessaire de faire appel à des techniques de prédistorsion en amont pour anticiper les imperfections de l'amplificateur et réduire au maximum leurs impacts en sortie, afin de pouvoir être utilisées dans un contexte de télécommunications multi-usagers dont les normes sont sévères.

Chapitre 2 :

Les techniques de caractérisation des amplificateurs non-linéaires

2.1 Introduction

Comme il a été montré dans le précédent chapitre, le principal enjeu des transmetteurs radioélectriques actuels et futurs est de résoudre le dilemme linéarité-rendement des amplificateurs de puissance. On ne peut pas se limiter à appliquer une solution de recul en puissance pour résoudre ce dilemme. Dans le contexte actuel, des télécommunications modernes en constante évolution (5G), les nouvelles demandes notamment en terme d'augmentation des débits impliquent :

— l'augmentation de la bande passante des signaux
— l'augmentation de la dynamique des signaux

Pour pouvoir résoudre ces problématiques, les architectures vont devoir se complexifier afin de satisfaire les contraintes de rendement et de linéarité des stations de base vis-à-vis des normes et standards d'un spectre déjà fortement exploité. De plus, afin de répondre au besoin de ce nouveau standard de télécommunication, les architectures de ce réseau devront être profondément modifiées :

— L'augmentation du nombre d'antennes *Multiple-Input Multiple-Output (MIMO)*
— Le suivi des utilisateurs dans l'espace via des antennes pilotées électroniquement (*beam-forming*)
— La diversification des modulations pour aller vers des formats de modulation à haut rendement (bit/s/Hz) et à forte dynamique ($8-12\ dB$ de *PAPR*)
— Le multiplexage des modulations (*OFDM*)
— La mise en place d'objets connectés au réseau *Internet Of Things*

Dans ce contexte de **nouveaux besoins de caractérisations** commencent à émerger. De nombreuses demandes arrivent auprès des fondeurs pour qu'ils fournissent des données de linéarité avec des signaux modulés large bande. Ces nouveaux besoins interviennent même à différents niveaux d'intégration dans l'industrie (transistor sur wafer ou en boitier, et *"front-end"* radio).

Afin d'étudier les caractéristiques électriques, optiques, thermiques, etc. des transistors pour en comprendre les limitations, il faut effectuer des mesures en **signaux modulés**.

Le besoin émergent est de mesurer la linéarité. C'est un domaine assez mal connu, et souvent étudié trop tard dans le processus de fabrication d'un amplificateur. Cependant les signaux 5G notamment sont tellement complexes, que l'industrie ne peut plus ignorer la contrainte de linéarité et a donc besoin de prendre en compte ce paramètre au plus tôt dans la fabrication.

L'idée majeure sous-jacente aux travaux menés à l'Université de Limoges, et par toutes les équipes qui étudient les aspects de linéarité, est de pouvoir comprendre ces mécanismes au plus près de la fabrication de tels composants (au niveau de la fonderie), dans le but d'améliorer et de valider les processus de conception et de fabrication.

L'un des enjeux principaux de cette thèse est la création d'un banc de mesure à base de signaux modulés. Il permettra à terme la mise en place d'une métrique utilisable à différents niveaux de fabrication des amplificateurs.

Le défi posé est d'utiliser un signal modulé le plus simple possible, ayant des caractéristiques statistiques proches des signaux réels utilisés dans les télécommunications cellulaires.

Dans ce chapitre, nous allons nous intéresser aux différents types de signaux possibles qui permettent la caractérisation des transistors et des amplificateurs de puissance (gain, puissance, rendement, mais aussi la linéarité).

La figure 2.1 dresse un panorama des testeurs en fonction de la complexité des signaux utilisés pour extraire les caractéristiques de fonctionnement [63].

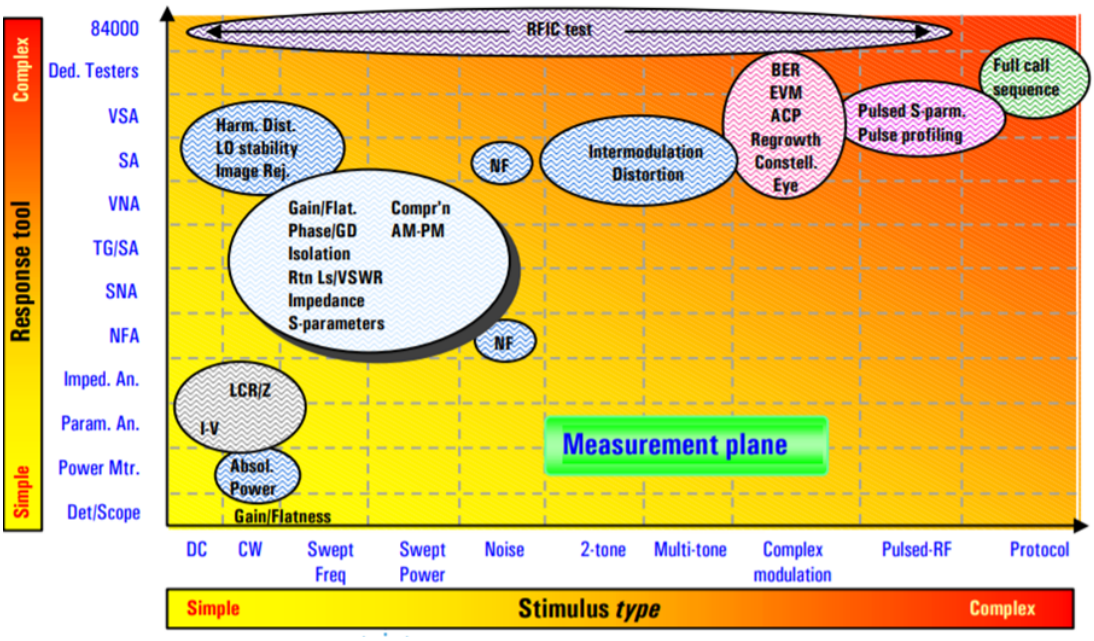


FIGURE 2.1 – Contexte de caractérisation des circuits et systèmes RF -image issue de Keysight

La partie gauche présente des mesures en signaux continus (caractéristique IV) [28].

En faisant balayer la fréquence d'une sinusoïde pure (*CW*), il est possible de mesurer en petits signaux (gain, phase, isolation, les impédances, les paramètres S, *Return Loss*/VSWR). En balayant la puissance à une fréquence fixe, il est possible d'avoir les caractéristiques en puissance d'un dispositif sous test (DUT)(AM/AM, AM/PM). Il existe également des caractérisations en termes de mécanismes de bruit (figure de bruit (NF), etc.), détaillées dans [64].

Ensuite, pour pouvoir traiter des signaux modulés dont la largeur de bande augmente, il a été nécessaire de développer des nouveaux signaux (2-tons, multi-tons,etc.) pour pouvoir caractériser la non-linéarité des composants, à l'aide d'un analyseur de spectre.

Il existe également des testeurs appelés analyseur de signal vectoriel *vector signal analyzer (VSA)*, qui permette les mesures de linéarité (*EVM*, *BER*, *ACPR*, diagramme de l'oeil) directement au niveau de la constellation d'un schéma de modulation donné.

La dernière étape est de pouvoir utiliser le signal réel en utilisant un testeur dédié.

Notre travail s'insère donc dans ce panorama au niveau d'une complexité accrue des signaux à l'aide d'une instrumentation ad hoc pour les amplificateurs de puissance.

2.2 La caractérisation en puissance

2.2.1 Les techniques de mesures *load-pull*

Cette technique de mesure a pour but la caractérisation de dispositifs non-linéaires, principalement des transistors, dans un fonctionnement proche de leur utilisation finale [65]. Elle offre la possibilité de mesurer de nombreuses figures de mérite visant à dégrossir le travail de conception des amplificateurs de puissance (PAE, gain, puissance, courant de drain). Cette mesure fait office de mesure de référence dans la plupart des *datasheets* de composants disponibles sur le marché. Historiquement cette technique a été utilisée avec une porteuse non-modulée (CW), mais les récents besoins de l'industrie requièrent des caractérisations plus réalistes, et notamment des signaux modulés large bande [66].

Par la suite, les 2 principales familles de *load-pull* seront étudiées :

- ***load-pull* passif** :[65] [47]
- ***load-pull* actif** :[67] [68][69]

La figure 2.2 illustre un banc *load-pull* typique. L'objectif d'un tel banc de mesure est de faire varier le coefficient de réflexion ($\Gamma_{out}(f_0)$) présenté au transistor en sortie (2.1).

$$\Gamma_{out}(f_0) = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \tag{2.1}$$

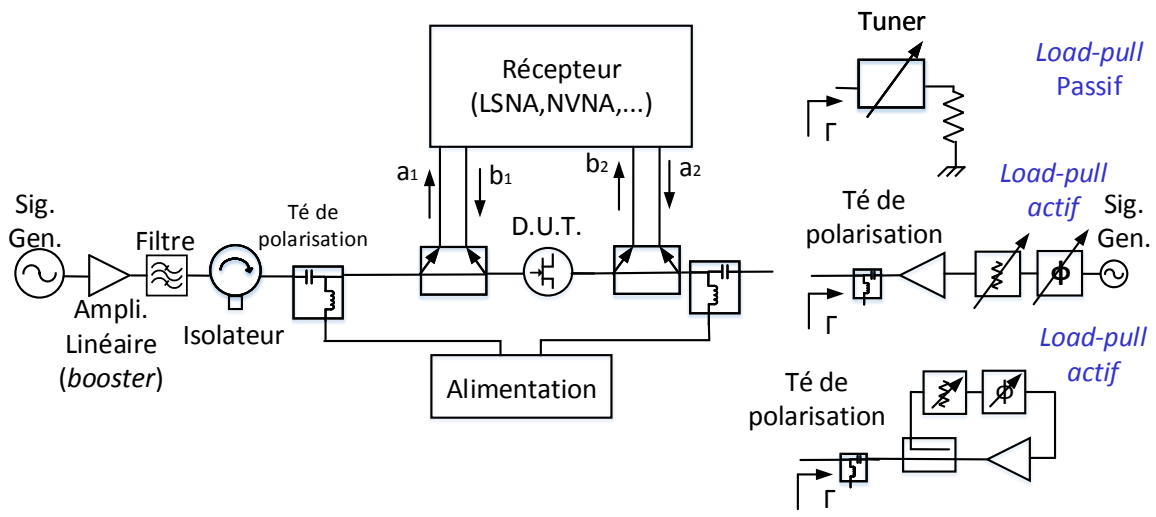


FIGURE 2.2 – Banc *load-pull*

Dans le cadre de cette étude, les DUT sont des amplificateurs de forte puissance, il est donc nécessaire d'utiliser des amplificateurs linéaires (ou *booster*), pour pouvoir générer suffisamment de puissance à l'entrée pour atteindre le régime non-linéaire. Le récepteur nécessite 4 accès, afin de mesurer les 4 ondes aux accès du dispositif.

2.2.1.1 La technique de *load-pull* passif

La technique dite de *load-pull* passif a pour objectif de présenter une impédance en sortie du transistor à l'aide d'un composant passif.

Une des méthodes de synthèse de l'impédance consiste à employer un composant mécanique appelé *tuner*, basé sur une ligne (généralement 50 Ω), sur laquelle on peut déplacer un plongeur. Lorsqu'on fait varier la distance du plongeur à la ligne, la partie imaginaire de la charge présentée à la sortie du transistor varie (figure 2.3).

Ce plongeur étant placé sur un chariot mobile, il est possible de modifier par translation la partie réelle de l'impédance présentée au DUT. Cette impédance est obtenue à partir de la mesure du coefficient de réflexion Γ_{out} (f_0) (2.1).

Ces éléments mécaniques peuvent être commandés par des moteurs pas-à-pas de précision ce qui permet un pilotage assisté par un ordinateur.

Lorsque le plongeur mobile se déplace le long de la ligne de transmission, la phase de la réflexion tourne à VSWR constant (figure 2.4).

Lorsque le plongeur mobile se rapproche de la ligne de transmission, il interrompt le champ électrique et crée une capacité, augmentant ainsi l'amplitude de la réflexion (figure 2.5).

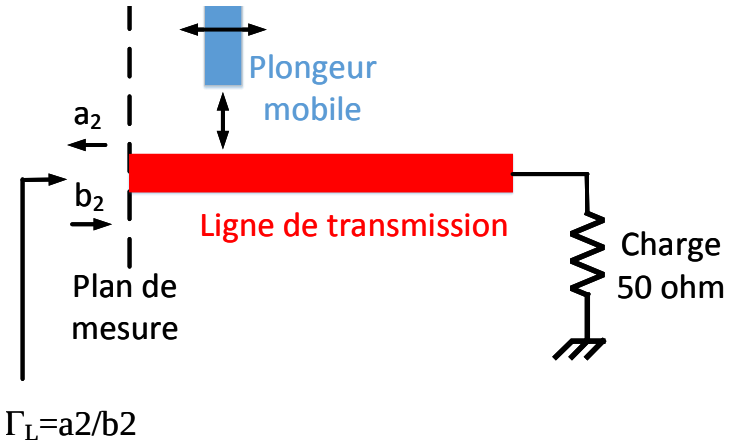


FIGURE 2.3 – Principe de fonctionnement d'un tuner d'impédance

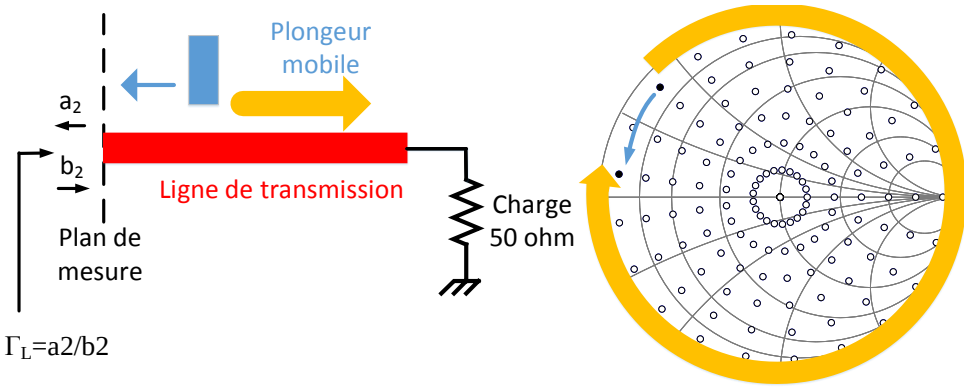


FIGURE 2.4 – Variation d'impédance à partie réelle constante

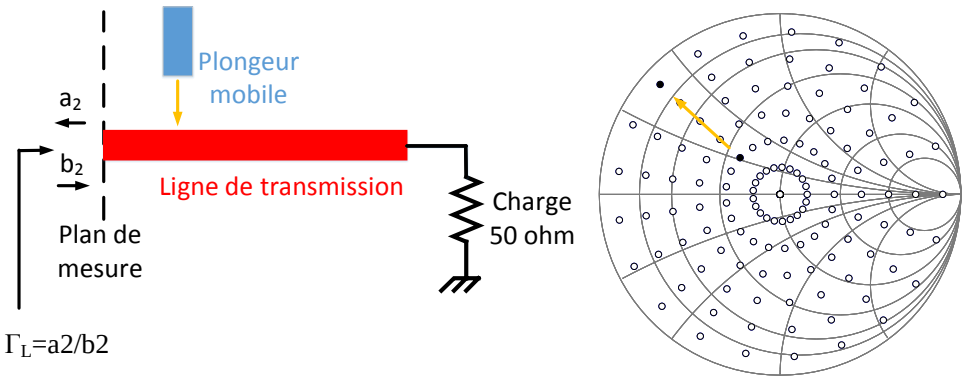


FIGURE 2.5 – Variation de la partie imaginaire de l'impédance

En jouant sur la position des 2 axes, il est ainsi possible de recréer n'importe quelle impédance, sans utiliser des composants discrets. Cela fait gagner beaucoup de temps lorsque l'on souhaite tester un grand nombre d'impédances sans avoir besoin à chaque fois de re-fabriquer un pcb, ni de changer les composants sur le pcb sous test.

Il existe également des *tuner load-pull* multi-harmoniques, qui permettent non

seulement de fixer l'impédance à la fréquence de travail f_0 mais aussi aux harmoniques $(2f_0, 3f_0)$. La figure 2.6 représente un tuner passif multi-harmonique à 3 chariots permettant de contrôler les impédances présentées à f_0, $2f_0$, et $3f_0$ [70].

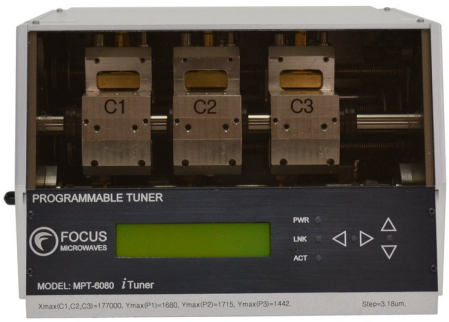


FIGURE 2.6 – Tuner passif multi-harmonique

Il est à noter toutefois que le *load-pull* passif a des limitations en bord d'abaque. Il n'est pas possible d'atteindre les coefficients de réflexion pour des Γ proches de 1 (figure 2.7). Cela est lié aux pertes intrinsèques du système (tuner). Cette technique est relativement longue mais nécessaire à la recherche des impédances optimales des DUT.

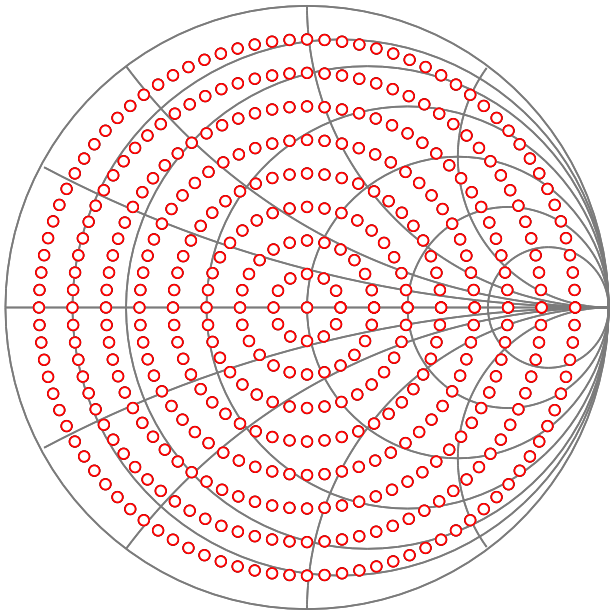


FIGURE 2.7 – Impédance synthétisables avec un système *load-pull* passif

2.2.1.2 La technique de *load-pull* actif

La technique dite de *load-pull* actif est un système complet dont l'objectif est toujours de présenter diverses impédances à un dispositif sous test. Cependant, à la place d'un tuner mécanique, l'idée est de générer l'onde réfléchie de manière active.
La définition du coefficient de réflexion d'une telle charge reste la même (2.1). Il existe 2 grandes familles :

- **les systèmes en boucle fermée**
- **les systèmes en boucle ouverte**

Ce principe de "boucle active" a été énoncé en 1976 [71]. Le système à boucle fermée (ou *feed forward*), consiste à prélever une partie du signal, généralement via un coupleur, pour ensuite le réinjecter à la sortie du *DUT* (figure 2.8). La variation du coefficient de réflexion en sortie est alors obtenue par variation de l'amplitude et de la phase de l'onde réinjectée. L'amplitude est modifiée en utilisant un amplificateur linéaire dont on va faire varier le gain en utilisant des atténuateurs par pas (*step attenuator*). Et la phase pourra être modifiée en utilisant des déphaseurs (figure 2.8).

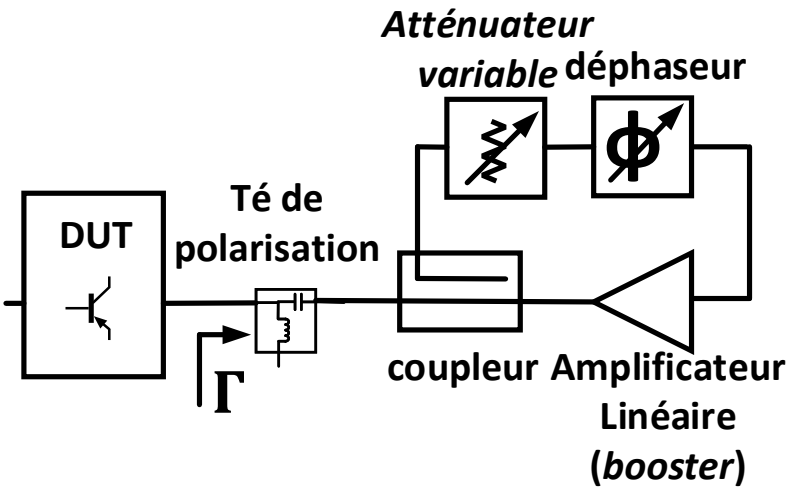


FIGURE 2.8 – *load-pull* actif en boucle fermée :*feed-forward*

La technique de *load-pull* dite de ***feed-forward*** est généralement limitée par la bande passante de l'amplificateur d'injection. De plus, le système présente des risques d'auto-oscillation, si les paramètres ne sont pas parfaitement maîtrisés à la fréquence de travail mais également aux harmoniques. Pour limiter les risques, il est souvent nécessaire d'utiliser un filtre passe-bande étroit, ce qui limite d'autant la plage de fréquence du système global. Il est également limité en bande passante par les délais (ou temps de groupe), qui varient en fonction de la fréquence à travers l'amplificateur, les câbles, les déphaseurs, etc.

Le ***load-pull*** **à boucle ouverte** est une approche différente. Le principe est de générer l'onde réfléchie (a_2) par un générateur externe **synchronisé** avec le générateur de l'onde incidente (figure 2.9) [72]. Au niveau système, cette méthode est inconditionnellement stable. Ce système nécessite un appareillage de mesure rapide et calibré des ondes incidentes et réfléchies afin de pouvoir modifier selon les besoins l'impédance.

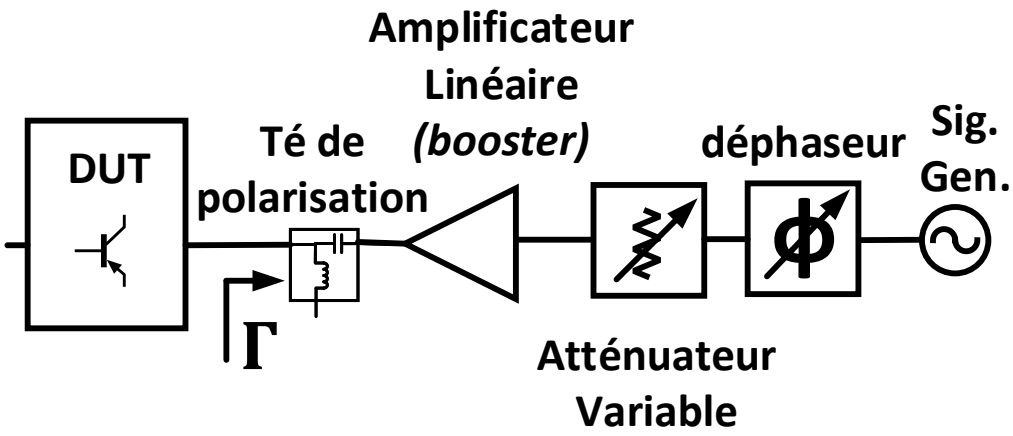


FIGURE 2.9 – *load-pull* actif en boucle ouverte

En théorie, ce type de système peut être utilisé sur une large bande, avec des signaux modulés, ainsi qu'en mode pulsé.

La contrainte large bande existe quel que soit le type de système *load-pull* utilisé, mais elle peut être problématique dans le cas de signaux très large bande.

Ce type de *load-pull* existe également en multi-harmonique, en utilisant des générateurs externes aux harmoniques ($2f_0, 3f_0, etc.$) via des filtres/duplexers pouvant être utilisés pour réinjecter les harmoniques générées par le DUT [73].

Le tableau 2.1, récapitule les avantages et inconvénients des systèmes *load-pull* existant à l'heure actuelle.

Famille	*load-pull* passif	*load-pull* actif en boucle fermée	*load-pull* actif en boucle ouverte
Mise en oeuvre	☺	☹	😐
Impédance synthétisable	😐	☺	☺
Stabilité	☺	😐	☺
Gestion des harmoniques	☺	☺	☺

TABLE 2.1 – Comparaison des avantages et inconvénients des différentes familles de *load-pull*

Comme nous l'avons vu dans ce chapitre, la technique dite de *load-pull* permet de tester le transistor sous différentes conditions notamment en variant l'impédance de charge présentée aux transistors. Mais il existe également d'autres techniques plus avancées pour la caractérisation des transistors et amplificateurs notamment en variant :

— Le niveau d'excitation RF (balayage en puissance)
— La nature du signal d'excitation (CW, modulé, pulsé, etc.) [74] [75] [76]
— La polarisation du dispositif (ou classe de fonctionnement dans le cas de transistor)[38],[74]
— Les impédances aux harmoniques ($2f_0$, $3f_0$, [73] car ces impédances impactent la linéarité des transistors [27],[77],[78],[79])
— Les impédances de l'alimentation ([79],[80])

2.2.2 La technique de mesure *Continuous Wave (CW)* (ou 1-ton)

L'objectif d'une caractérisation *CW* est de pouvoir mesurer un grand nombre de figures de mérite couramment utilisées à l'aide d'un signal simple (une seule fréquence). La figure 2.10 représente un schéma simplifié de cette mesure.

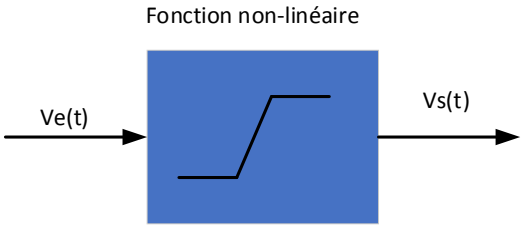


FIGURE 2.10 – Passage d'un signal à travers une fonction non-linéaire

La sortie d'un dispositif non-linéaire excité par une sinusoïde pure de type $V_e(t) = A \times cos(\omega t + \Phi)$ peut être caractérisée par une décomposition polynomiale. Le signal en sortie d'un tel dispositif non-linéaire sera de la forme (2.2) :

$$V_s(t) = a_1 V_e(t) + a_2 \left(V_e(t)\right)^2 + a_3 \left(V_e(t)\right)^3 + ... \tag{2.2}$$

La caractérisation CW 1-ton est une fréquence unique non modulée donc non porteuse d'information qui permet de préciser les performances "de base" de l'amplificateur de puissance. Le but de cette mesure est de caractériser l'amplificateur en terme de gain, de puissance et de rendement. Cette caractérisation se fait en injectant 1-ton à l'entrée de l'amplificateur de puissance que l'on souhaite mesurer. Durant cette mesure la puissance envoyée au DUT va progressivement être augmentée, jusqu'à atteindre la compression de l'amplificateur. La compression de l'amplificateur correspond typiquement à une décroissance du gain de 3 à 8 dB, ce qui correspond au maximum de rendement, pour l'impédance présentée au transistor. Le signal de sortie $V_S(t)$ pour un signal d'entrée de la forme $A \times cos(\omega\ t)$ après passage par la non-linéarité en substituant les termes de l'équation (2.2) nous donne :

$$\begin{gathered} V_s(t) = \tfrac{1}{2} a_2 A^2 + \\ \left(a_1 A + \tfrac{3}{4} a_3 A^3\right) \times cos(\omega_0(t) + \\ \left(\tfrac{1}{2} a_2 A^2\right) \times cos(2\omega_0(t) + \\ \left(\tfrac{1}{4} a_3 A^2\right) \times cos(3\omega_0(t) + ... \end{gathered} \tag{2.3}$$

La figure 2.11 montre la non-linéarité d'un amplificateur non-linéaire excité par un signal CW (2.2) :

Cette mesure permet d'extraire les performances d'un amplificateur à une fréquence donnée. C'est la mesure la plus simple que l'on puisse faire.

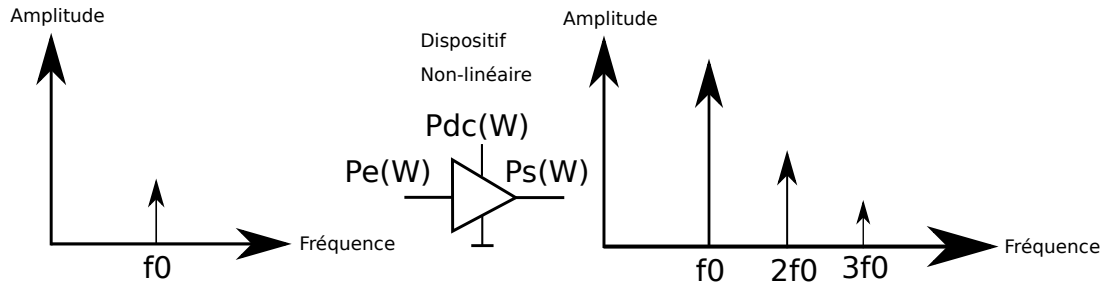


FIGURE 2.11 – Amplification d'un signal CW (1-ton) par un amplificateur non-linéaire

Cette mesure donne la variation d'amplitude entre l'entrée et la sortie d'un tel dispositif (AM/AM), mais il peut être également intéressant de connaître l'information de phase (AM/PM), en vue de fabriquer une structure d'amplificateur plus complexe. La figure 2.12, illustre la caractérisation (AM/AM, AM/PM) d'un transistor *GaN*, 8x75 μm mesurée sous pointes.

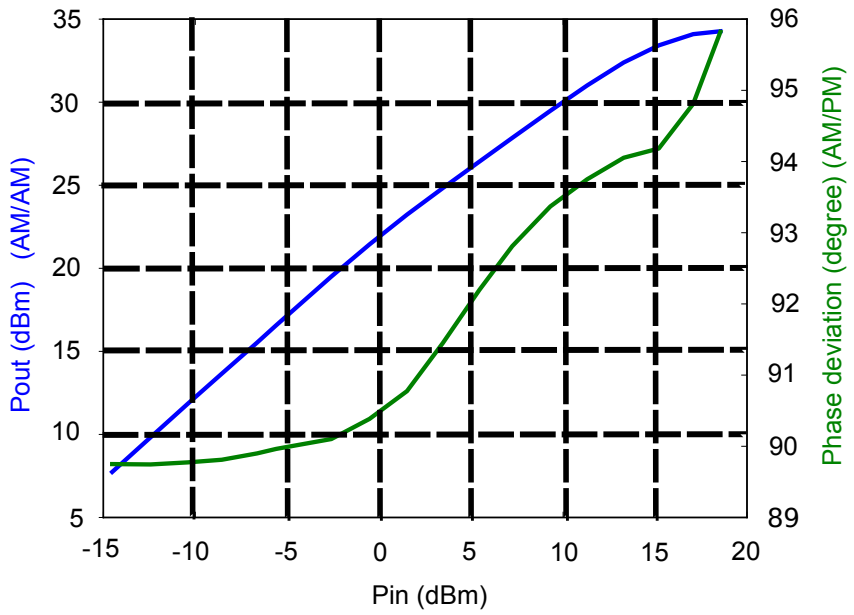


FIGURE 2.12 – Caractérisation AM/AM et AM/PM d'un transistor GaN 0,25x8x75 μm^2 à $f_0 = 4GHz$

Le gain d'un dispositif non-linéaire est obtenu par une mesure CW en utilisant la relation (2.4) :

$$Gain_{(dB)} = 10 * log_{10}\left(\frac{Ps_{(W)}}{Pe_{(W)}}\right) \tag{2.4}$$

En mesurant le courant consommé par l'alimentation d'un tel dispositif il est possible de calculer le rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur ou *Power Added Efficiency (PAE)* (2.5) :

$$PAE_{(\%)} = 100 \times \frac{Ps_{(W)} - Pe_{(W)}}{Pdc_{(W)}} \tag{2.5}$$

La mesure 1-ton peut être effectuée lorsque l'amplificateur est chargé par son impédance nominale (généralement une impédance de 50 Ω, dans les télécommunications cellulaires) ou une impédance différente dans le cas de transistor, ou lorsque l'on souhaite étudier les variations des figures de mérite lorsque l'impédance présentée en sortie de l'amplificateur change : c'est la technique de *load-pull*.

2.2.3 La technique de mesure en impulsion

La caractérisation en impulsion peut être appliquée sur le signal RF pour soulager le transistor, notamment en termes d'échauffement. Cette technique présente l'intérêt de pouvoir reproduire de façon réaliste les signaux réels (cas des signaux radars). De plus, une mesure en impulsion permet d'étudier le transistor dans des cas extrêmes qu'il serait impossible d'atteindre en régime continu sous peine de voir le dispositif dégradé voir détruit. Le signal utilisé pour la mesure en impulsion est présenté à la figure 2.13.

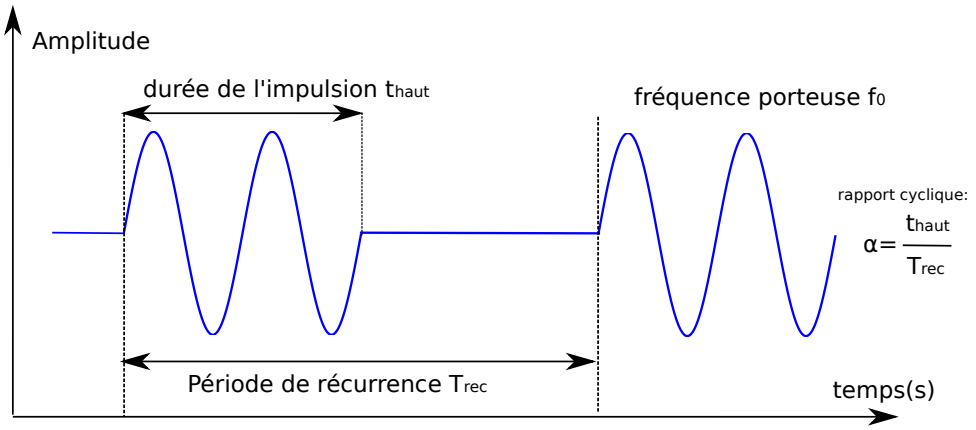


FIGURE 2.13 – Représentation d'un signal temporel pour la caractérisation en impulsion.

Cette caractérisation peut être effectuée, soit en paramètres S pulsés [81], soit utilisée dans un environnement *load-pull*, pour la modélisation de transistors [76]. La principale difficulté de ce type de mesure réside dans l'alignement temporel nécessaire (contrainte au niveau de la mesure en phase) ainsi que dans une perte de sensibilité au niveau du récepteur qui dépend du rapport cyclique. Cette perte de sensibilité vaut $\Delta(dB) = -20 \cdot log(\alpha)$. Le spectre d'un signal impulsionnel est illustré sur la figure 2.14.

Néanmoins cette technique reste intéressante pour la caractérisation de pièges dans les transistors GaN notamment [82] [83].

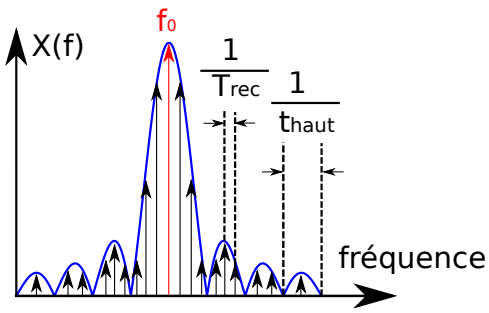


FIGURE 2.14 – Représentation du spectre d'un signal impulsionnel pour la caractérisation en impulsion.

Selon l'application ou la caractérisation souhaitée, il est également possible d'appliquer des trains d'impulsions au niveau de l'alimentation du DUT (grille et drain), de manière synchrone avec les trains d'impulsions du signal RF. En utilisant un oscilloscope pour mesurer les courants et tensions des alimentations, il devient alors possible de mesurer le rendement du dispositif (PAE).

2.3 La caractérisation en linéarité

2.3.1 La technique de mesure 2-tons

La caractérisation CW des dispositifs non-linéaires permet de connaître le comportement général du dispositif. Cette caractérisation n'est plus suffisante, étant donné que les signaux réels de télécommunications sont modulés et large bande. Dans ce cas, la plus simple des méthodes de caractérisation de la linéarité est la méthode 2-tons. Cette méthode consiste à envoyer 2 signaux sinusoïdaux non-modulés (non-porteurs d'information) au dispositif sous test (2.6) : [84],[41], [85].

$$V_{entrée}(t) = A \times cos\left(w_1 \times t\right) + A \times cos\left(w_2 \times t\right) \tag{2.6}$$

Lorsque ce signal 2-tons passe à travers une non-linéarité du type (2.2), cela donne (2.7) :

$$
\begin{aligned}
V_{sortie}(t) \quad = \quad & a_1 \times A \times cos\left(w_1 \times t\right) + a_1 \times A \times \cos(w_2 \times t) \\
& +0.5 \times a_2 \times A^2 \left(1 + cos(2w_1 \times t)\right) + 0.5 \times a_2 A^2 \left(1 + cos(2w_2 \times t)\right) \\
& +a_2 \times A^2 \left(cos\left\{(w_1 - w_2) \times t\right\}\right) + a_2 \times A^2 \left(cos\left\{(w_1 + w_2) \times t\right\}\right) \\
& +a_3 \times A^3 \left(\frac{3}{4} cos(w_1 \times t) + \frac{1}{4} cos(3w_1 \times t)\right) \\
& +a_3 \times A^3 \left(\frac{3}{4} cos(w_2 \times t) + \frac{1}{4} cos(3w_2 \times t)\right) \\
& +a_3 \times A^3 \left[\frac{3}{2} cos(w_2 \times t) + \frac{3}{4} cos\left\{(2w_1 - w_2) \times t\right\} + \frac{3}{4} cos\left\{(2w_2 - w_1) \times t\right\}\right] \\
& + \ldots
\end{aligned}
\tag{2.7}
$$

La figure 2.15 donne un exemple de spectre observable lorsque l'on simule un signal 2-tons dans une non-linéarité d'ordre 3 :

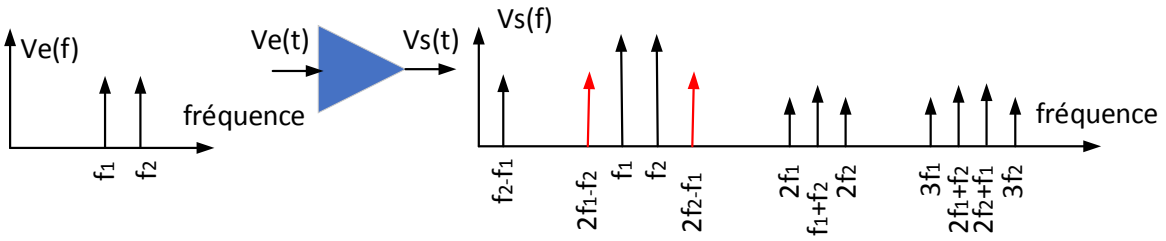


FIGURE 2.15 – Représentation d'un spectre en sortie d'un dispositif non-linéaire d'ordre 3.

L'équation 2.7 nous donne un grand nombre de composantes fréquentielles qui sont données sur les nuplets suivants (2.8) :

$$m.f_1 + n.f_2 \tag{2.8}$$

Ces combinaisons de nuplets (m, n) avec m, n $\in \mathbb{Z}$ forment ce que l'on appelle des produits d'intermodulation.

En pratique, l'ordre du produit d'intermodulation est donné par la relation (2.9) :

$$Ordre_{IM} = |m| + |n| + |\ldots| \tag{2.9}$$

Il existe 3 types de produits d'intermodulation :

— ceux qui tombent **dans la bande utile** du signal. Ils sont, par leurs proximités, difficiles à filtrer, et vont venir perturber le signal utile. Ils vérifient $\sum$(m+n)=1.

— ceux qui vont retomber **à proximité de l'alimentation**. Ils vont être néfastes car ils vont se mélanger à certaines fréquences avec l'alimentation et être remodulés [79].

Ils vérifient :∑(m+n)=0.

— ceux qui vont retomber **aux harmoniques** (x fois la fréquence utile du signal). Ils vont dégrader le rendement de l'amplificateur s'ils ne sont pas correctement maîtrisés [80][86]. Ils vérifient ∑(m+n)=2, 3, etc.

Étudions maintenant un signal 2-tons (2.6). Après transformation à l'aide des formules trigonométriques il est possible d'écrire (2.10) :

$$v_{entrée}(t) = 2 \times A \times \left[cos\left(\frac{(\omega_1 - \omega_2)t}{2}\right)\right]\left[cos\left(\frac{(\omega_1 + \omega_2)t}{2}\right)\right] \tag{2.10}$$

En posant : $\omega_\Sigma = \left(\frac{\omega 1+\omega 2}{2}\right)$ et $\omega_\Delta = \left(\frac{\omega 1-\omega 2}{2}\right)$. A partir de (2.6) nous obtenons (2.11) :

$$v_s(t) = 2 \times A \times \cos(\omega_\Sigma t) \times \cos(\omega_\Delta t) \tag{2.11}$$

Cette expression est assimilable à une modulation *Double Side Band (DSB)*, avec suppression de la porteuse. Il s'agit d'une modulation d'amplitude avec une fréquence porteuse à ω_Σ et un signal bande de base ω_Δ qui est une fréquence sinusoïdale pure. La puissance d'un signal bi-tons varie entre 0 et une amplitude $2 \times A \times \cos(\omega_\Delta \times t)$. L'enveloppe complexe $\tilde{v}_s(t)$ associée au signal $v_s(t)$ vaudra alors $\tilde{v}_s(t) = 2A \times cos(\omega_\Delta \times t)$.
Si on réécrit cette enveloppe complexe au format IQ (2.12)

$$\begin{cases} I(t) = 2A \times cos(\omega_\Delta \times t) \\ Q(t) = 0 \end{cases} \tag{2.12}$$

Ce qui nous donne les caractéristiques suivantes (figure 2.16).

Il est possible de calculer analytiquement la valeur crête de l'enveloppe du signal, dans une résistance de 1 Ω. Elle sera maximale lorsque $cos(\omega_\Delta(t)) = cos(\omega_\Sigma(t)) = 1$ on a alors (2.13) :

$$P_{pic} = \frac{1}{\tau}\int_0^\tau |A \times \cos(\omega_\Sigma) \times \cos(\omega_\Delta)|^2 dt = \frac{1}{\tau}\int_0^\tau |A|^2 dt = A^2 \tag{2.13}$$

En reprenant l'équation 2.6, la puissance moyenne de l'enveloppe d'un signal 2-tons vaudra alors (2.14) :

$$< P_{moy}(t) >= \frac{1}{T}\int_0^T |A \times \cos(\omega_\Sigma) \times \cos(\omega_\Delta)|^2 dt = \frac{A^2}{2} \tag{2.14}$$

Un paramètre important pour l'analyse d'enveloppe des amplificateurs de puissance est la notion de *PAPR* définie précédemment (chapitre 1). Dans le cas d'un signal bi-tons ce rapport vaudra $PAPR_{dB}$=$10 * log_{10}(\frac{P_{pic}}{<P_{moy}(t)>})$=3 dB, 2 en linéaire.

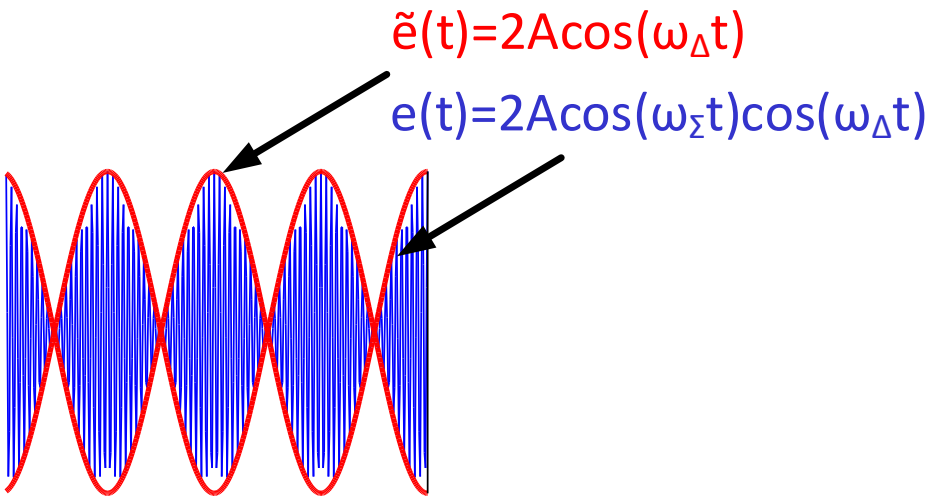


FIGURE 2.16 – Signal 2-tons et son enveloppe dans le domaine temporel

2.3.2 La détermination de la *pdf* du signal 2-tons

Pour définir les propriétés statistiques d'un signal 2-tons, il est nécessaire d'en prendre l'enveloppe $\tilde{e} = 2A \times cos(\omega_\Delta \times t)$ (2.12) (figure 2.17). L'enveloppe d'un signal 2-tons, revient alors à calculer la pdf d'un signal sinusoïdal. Partons d'un signal $X = \sin(Y)$ avec $Y \in \left[-\frac{\Pi}{2}, \frac{\Pi}{2}\right]$ uniformément distribué, cela nous donne une amplitude de X uniformément répartie sur [-1;1].

X est une variable aléatoire, donc f(X) est la densité de probabilité de cette variable aléatoire ou pdf.

La cdf est définie comme (2.15) :

$$cdf = P(X < a) = P(sin(Y) < a) = P((Y) < arcsin(a)) \;\; avec\; a \in [-1, 1] \tag{2.15}$$

Comme la distribution uniforme se fait sur Π, cela nous donne la *cdf* suivante (2.16) :

$$P(X < a) = \int_{-\infty}^{arcsin(a)} \frac{1}{\Pi} da = \left[\frac{c}{\Pi}\right]_{-\infty}^{arcsin(a)} = \left[\frac{c}{\Pi}\right]_{-\frac{\Pi}{2}}^{arcsin(a)} = \frac{arcsin(a) + \frac{\Pi}{2}}{\Pi} \tag{2.16}$$

Le calcul de la *pdf* à partir de la *cdf* nous donne (2.17) :

$$pdf = \frac{\partial cdf}{\partial a} = \frac{\partial}{\partial a} \frac{arcsin(a) + \frac{\Pi}{2}}{\Pi} = \frac{1}{\Pi} \times \frac{1}{\sqrt{1 - a^2}} \tag{2.17}$$

La forme générale de la pdf vaut pdf= $\frac{1}{\Pi} \times \frac{1}{A\sqrt{1+A^2}}$ d'amplitude A, (figure 2.17).

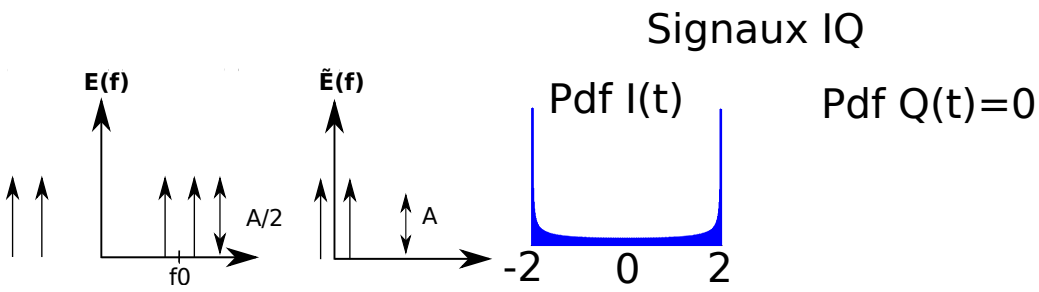


FIGURE 2.17 – Signal 2-tons et la pdf des signaux I(t) et Q(t)

2.3.3 La mesure du *Carrier to Intermodulation ratio (C/I)*

La technique de mesure dite du *Carrier to Intermodulation ratio (C/I)*, caractérise le niveau d'intermodulation par rapport au signal utile. C'est une notion importante du comportement non-linéaire d'un amplificateur, très utilisée en 2-tons et a fortiori dans la mesure multi-tons. Cette mesure consiste à quantifier les niveaux d'intermodulation aux ordres impairs (3, 5, 7, $etc.$) autour ou dans la bande du signal utile. Cette figure de mérite est obtenue en faisant la somme des puissances des tons pilotes (porteuses) divisée par la somme des puissances des produits d'intermodulation à l'ordre considéré (en unité linéaire) (2.18), (figure 2.18).

$$\left(\frac{C}{I}\right)_{dB} = 10 * log10\left(\frac{\sum P_{Porteuses(W)}}{\sum P_{Intermod(W)}}\right) \tag{2.18}$$

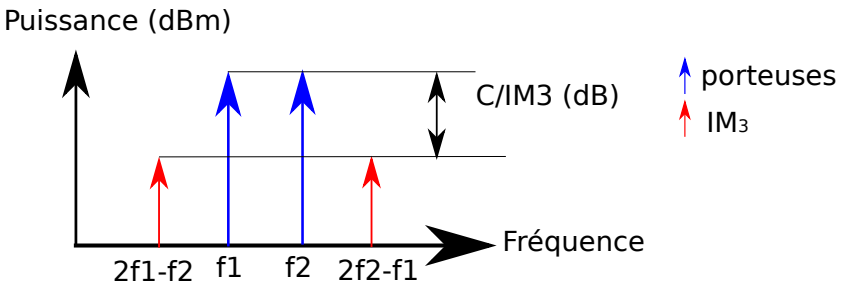


FIGURE 2.18 – Définition du C/I pour un signal 2-tons

Plus le rapport du *C/I* est important, plus l'amplificateur est linéaire. La figure 2.19 montre l'évolution de la linéarité (C/IM_3) pour un signal 2-tons espacé de 2 MHz, en fonction de la puissance de sortie d'un amplificateur commercial Qorvo TQP9111 pour des fréquences de 1.8 à 2.7 GHz (2 W) chargé par une charge de 50 Ω. Nous voyons bien que lorsque l'amplificateur compresse la linéarité diminue fortement.

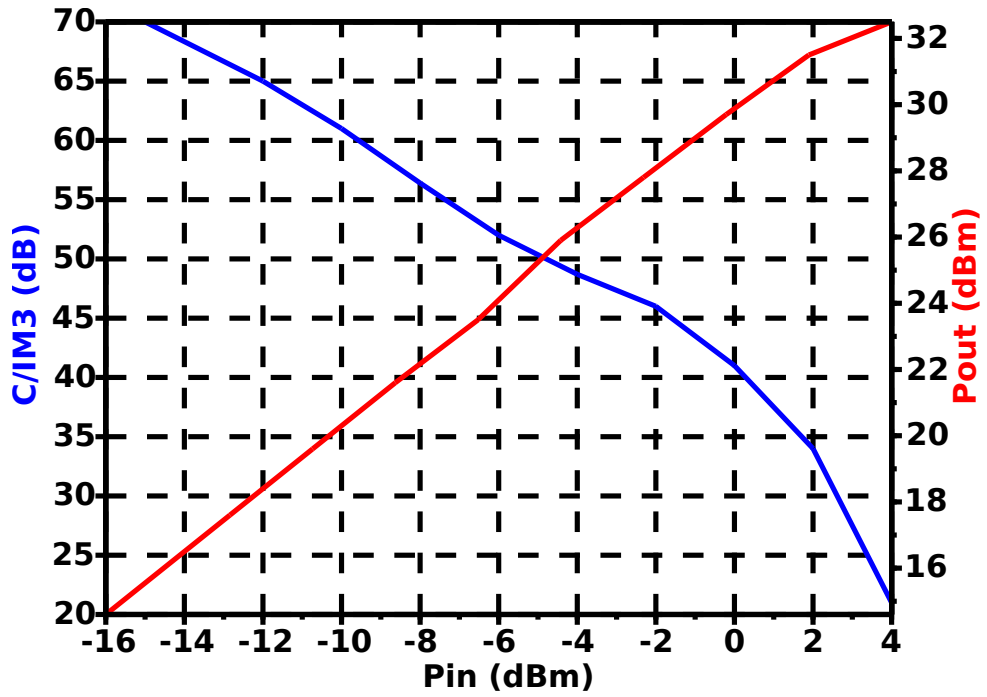


FIGURE 2.19 – Mesure du C/IM_3 d'un signal 2-tons

2.3.4 La méthode d'augmentation du *PAPR*

Une méthode simple pour augmenter le *PAPR* d'un signal est d'ajouter une ou plusieurs fréquences harmoniques du signal du message en bande de base à ω_m (2.19) :

$$v_s(t) = v \times (\cos(\omega_m t) + k \times \cos(2\omega_m t) + l \times \cos(3\omega_m t) + \ldots) \times \cos(\omega_0 t) \tag{2.19}$$

Pour illustrer simplement cet exemple nous allons prendre le cas d'un signal 4 porteuses, c'est-à-dire d'un signal qui peut s'écrire sous la forme suivante (2.20) :

$$v_s(t) = \underbrace{v \times \big(\cos(\omega_m t) + k\cos(2\omega_m t)\big)}_{v_e(t)} \times \cos(\omega_0 t) \tag{2.20}$$

La figure 2.20 présente le spectre d'un signal 4-tons selon la formulation (2.20) :

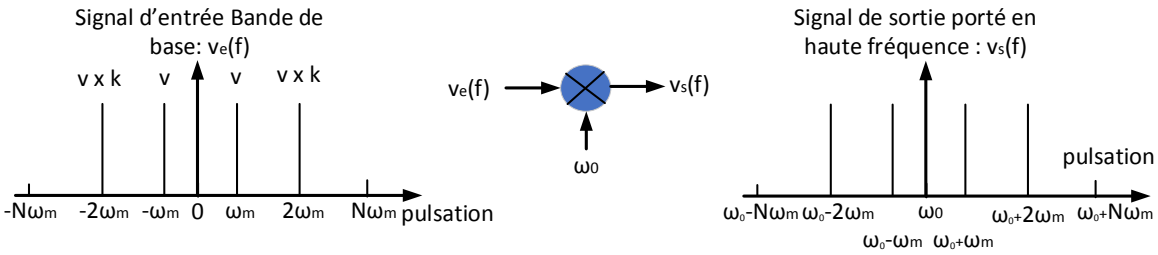


FIGURE 2.20 – Signal 4-porteuses

Avec un tel signal il est possible de balayer un grand nombre de *PAPR* en jouant sur la valeur du paramètre k. Lorsque k vaut 0, on se retrouve dans le cas du signal bi-tons, et lorsque k vaut 1, le signal est assimilable à un signal 4 tons qui aura un *PAPR* de 4 en linéaire, ce qui correspond à 6 dB. Mathématiquement le maximum de l'amplitude réalisable avec un tel signal peut s'écrire comme :

$$P_{pic} = \left(\frac{v^2}{2}\right)(1+k)^2 \tag{2.21}$$

La puissance moyenne d'un tel système peut être exprimée comme la somme de chaque porteuse individuelle :

$$P_{moy} = \frac{1}{2}\left[\left(\frac{v}{2}\right)^2 + \left(\frac{v}{2}\right)^2 + \left(\frac{v \times k}{2}\right)^2 + \left(\frac{v \times k}{2}\right)^2\right]^2 = \frac{v^2}{4}(1+k^2) \tag{2.22}$$

Cela nous permet d'accéder à la valeur du *PAPR* :

$$PAPR = \frac{P_{pic}}{P_{moy}} = 2 \times \frac{(1+k)^2}{1+k^2} \tag{2.23}$$

k	*PAPR* (dB)
0	3
0.13	4
0.25	4.7
0.32	5
1	6

TABLE 2.2 – *PAPR* en fonction des différentes valeurs de k

D'autres détails peuvent être trouvés dans [47].

2.3.5 La technique de mesure trois tons (*triple-beat*)

Pour mesurer des produits d'intermodulation générés par une non-linéarité, le plus simple est d'utiliser le signal 2-tons. Ensuite, on ajoute un troisième ton (*triple-beat*) pour augmenter la composition d'un tel signal et en étudier ainsi ses limitations [7]. Cette technique de *triple-beat* reste très utilisée pour la caractérisation des effets mémoires et de la modélisation [87] [88]. L'idée est d'utiliser un troisième ton décalé d'un point de la grille de fréquence afin d'éviter le recouvrement (figure 2.21) entre les tons et les produits d'intermodulation. Lorsque ces 3 fréquences pilotes sont d'égales amplitudes, les puissances des tons d'intermodulation à 3 fréquences seront 6 dB plus grandes que les tons d'intermodulation à 2 fréquences (figure 2.21).

Comme il sera mathématiquement démontré plus loin, il existe un nombre plus grand de produits d'intermodulation à 3 fréquences, qu'à 2 fréquences.

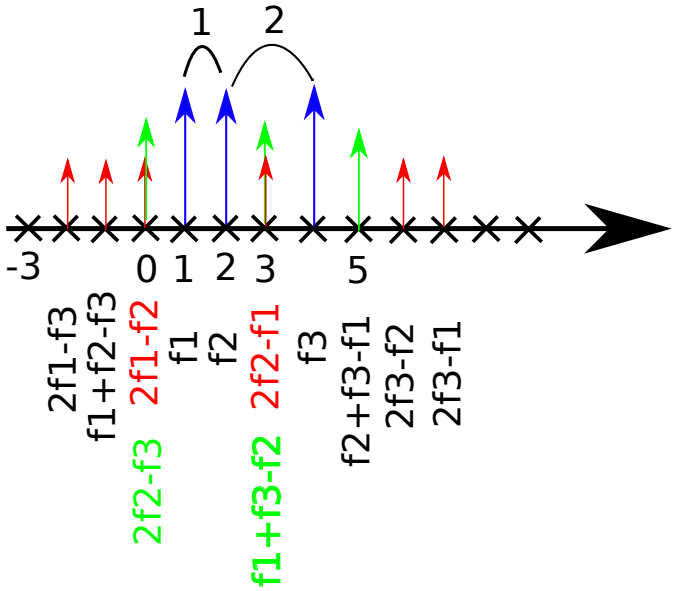


FIGURE 2.21 – Spectre d'un signal triple-beat

Le problème de cette méthode, est qu'il n'est pas possible de séparer toutes les fréquences d'intermodulation ($2f_i - f_j$ et $f_i + f_j - f_k$), car il y a 2 phénomènes de recouvrement de fréquences (figure 2.21). Cela complexifie la mesure, car si l'on prend des tirages de phases aléatoires au niveau des fréquences des tons pilotes, les amplitudes des produits d'intermodulation qui se chevauchent vont se recombiner de façons différentes, ce qui va donner des résultats différents à chaque tirage de phase aléatoire. La mesure sera donc difficile à répéter, et donc plus longue et difficile à analyser [89].

2.3.6 Les figures de mérite de linéarité

Il existe plusieurs figures de mérite qui concernent la linéarité des dispositifs en présence de signaux modulés complexes. Elles sont le plus souvent réalisées dans un environnement 50 Ω avec les signaux correspondant aux standards de télécommunication. Ces figures de mérite concernent les bruits d'intermodulation générés dans et en dehors de la bande utile.

2.3.6.1 La mesure de l'*Adjacent Channel Power Ratio (ACPR)*

Dans le cas de l'utilisation de signaux modulés complexes comme ceux des télécommunications, il est nécessaire d'avoir des standards en laboratoire pour réguler l'utilisation du spectre radio-électrique. Différents canaux sont alloués aux opérateurs de téléphonie par exemple afin d'y installer des stations de base pour servir de relais.

Ces stations de base sont dotées d'amplificateurs de puissance qui peuvent être amenés à fournir beaucoup de puissance sur les pics du signal (notions de *PAPR*). Par exemple un amplificateur de 40 W moyen, devra être capable de fournir 400 W sur un pic de signal, si le signal a une dynamique de 10 dB. C'est alors que la notion de linéarité intervient pour garantir de ne pas brouiller les canaux adjacents. Lorsque l'amplificateur est utilisé dans la zone non-linéaire, les produits d'intermodulation d'ordre impair (3, 5, 7) vont apparaître dans et en en-dehors de la bande, au niveau des canaux adjacents comme à la figure 2.22.

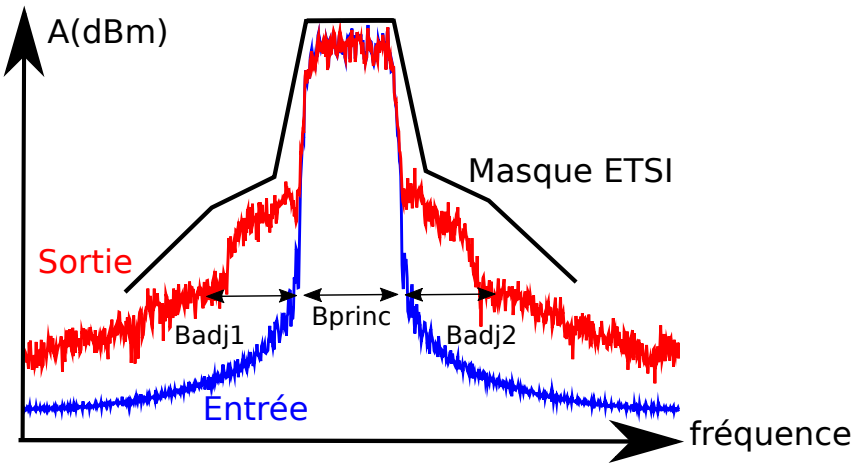


FIGURE 2.22 – Spectres en entrée et en sortie d'un amplificateur de puissance normalisés en puissance moyenne

Pour quantifier cette distorsion, il faut faire appel à la notion d'*ACPR* (2.24).

$$ACPR_{(dB)} = 10 \times log_{10}\left(\frac{\int_{B_{princ}} S_{sortie}(f)\,\mathrm{d}f}{\int_{B_{adj1/adj2}} S_{sortie}(f)\,\mathrm{d}f}\right) \tag{2.24}$$

Les spectres des émetteurs doivent satisfaire des gabarits spectraux appelés masques qui correspondent à des normes définies et normalisées par l'*European Telecommunications Standards Institute (ETSI)* [90],[91]. Le masque précise les valeurs limites maximum à l'intérieur desquelles les amplificateurs non-linéaires doivent émettre, pour ne pas brouiller les canaux adjacents.

2.3.6.2 La mesure du *Noise Power Ratio (NPR)*

La mesure du paramètre *NPR* permet de quantifier la dégradation apportée à l'intérieur de la bande utile par la non-linéarité d'un amplificateur de puissance dans un contexte multi-porteuses [92],[93]. Le principe du *NPR* simple et redoutablement efficace, est de calculer le rapport entre le signal utile et la puissance du bruit générée à l'intérieur de la bande utile (2.25). De la même manière que le C/I pour un nombre infini de porteuses, il s'écrit :

$$NPR_{(dB)} = 10 \times log_{10}\left(\frac{P_{signal_{(W)}}}{P_{bruit_{(W)}}}\right) = \frac{C}{I}(dB) \tag{2.25}$$

Il existe de nombreuses méthodes de mesure du *NPR*. Dans ce chapitre, nous verrons deux méthodes : la méthode du trou et la méthode de corrélation entrée-sortie. Dans ces deux méthodes, un grand nombre de tons sont nécessaires (entre 10000 et 100000 $tons$) en utilisant un tirage de phase aléatoire (uniformément distribué dans [0 , 2π[) comme le montre la figure 2.23, pour chaque ton.

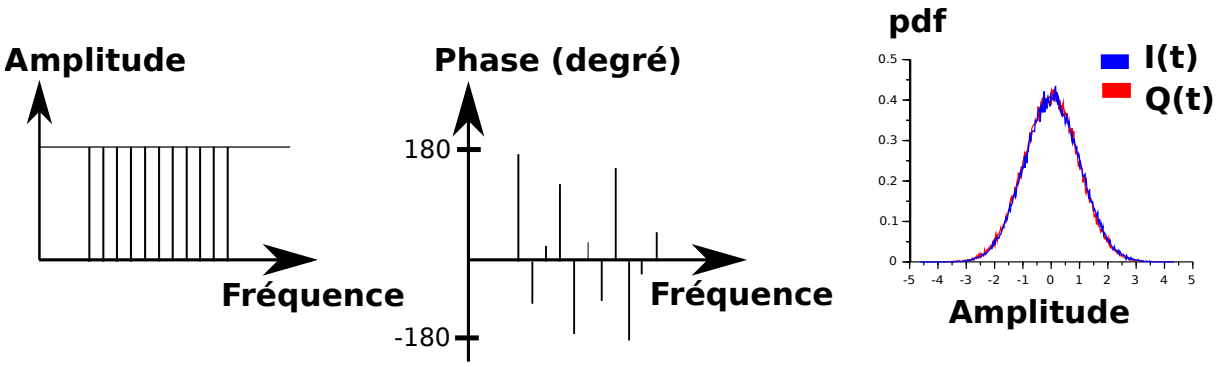


FIGURE 2.23 – Amplitude et phase du spectre d'un signal à enveloppe Gaussienne

Ce signal peut s'écrire pour N porteuses non modulées comme (2.26) :

$$x_{bruit(t)} = \frac{1}{\sqrt{N}} \times \sum_{i=1}^{N} A \times cos(\omega_i t + \phi_i)$$
$$\phi_i \in [0; 2\pi[\tag{2.26}$$

Un tel signal est généré en utilisant un générateur de signaux arbitraires *Arbitrary Waveform Generator (AWG)*. Il existe également des méthodes analogiques pour générer un bruit blanc [92], par exemple en utilisant une diode de bruit et un filtre réjecteur très étroit. Mais ces techniques analogiques sont difficiles à cause des caractéristiques du filtre qui est compliqué à réaliser.

1) Mesure NPR par la méthode du trou

A partir de ce signal à spectre constant, de façon numérique (annulation de porteuses) ou analogique (filtre coupe-bande ou *notch filter*), un trou est creusé à un endroit du spectre (par exemple au milieu). En terme de réjection du spectre, par rapport au signal de bruit, la réjection doit être la plus grande possible (idéalement de 40 à 50 dB). En terme fréquentiel le trou doit être relativement étroit (5 à 10 %) par rapport à la bande passante totale du signal. Lorsque ce signal passe au travers d'un dispositif non-linéaire, des produits d'intermodulation dont les puissances sont non-nulles vont générer de la puissance au niveau de ce trou, ce qui avoir pour effet de faire remonter l'amplitude à ces mêmes fréquences, et donc provoquer une remontée de puissance dans le spectre (figure 2.24).

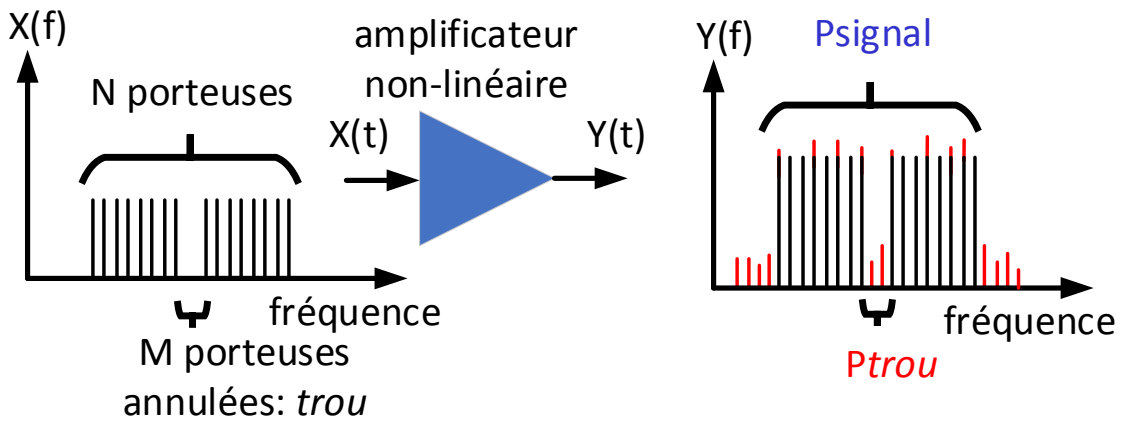


FIGURE 2.24 – Mesure NPR d'un dispositif non-linéaire

Dans le cas où on considère N fréquences porteuses et M composantes d'intermodulation dans le trou, le *NPR* est obtenu en utilisant l'équation (2.27)

$$NPR_{(dB)} = 10 * log_{10}\left(\frac{\int_N Psignal(f)df}{\int_{N-M} Ptrou(f)df} \times \frac{N-M}{N}\right) \tag{2.27}$$

Le signal utilisé pour la mesure *NPR* possède des caractéristiques équivalentes à un bruit blanc gaussien moyennant que le trou ne vienne pas trop perturber la statistique du signal. Les amplitudes des tons pilotes sont constantes dans la bande et les phases sont tirées de manière aléatoire pour être uniformément réparties sur $[0\ ,\ 2\pi[$ comme à la figure 2.23, afin d'avoir un signal dont les statistiques I(t) et Q(t) sont gaussiennes.

La méthode du *NPR* avec un trou peut se faire avec un analyseur de spectre. L'influence du trou dans ce type de mesure *NPR* impacte la mesure (largeur du trou, position dans le spectre, nombres de trous). Ces effets ont déjà été étudiés par le passé [42].

2) Mesure NPR par la méthode de corrélation entrée-sortie [94].

Cette méthode repose sur une mesure de corrélation entre l'entrée et la sortie. L'avantage de cette méthode est de ne plus avoir besoin de creuser de trou dans le spectre comme on le fait avec un *NPR* par la méthode du trou. Dans cette méthode, une mesure petit signal est effectuée afin de connaître la fonction de transfert du dispositif sous test, en l'occurrence le gain petit signal complexe G_{PS} avec X(f) l'entrée et Y(f) la sortie (2.28) :

$$Y(f) = G_{PS} \times X(f)) \tag{2.28}$$

Connaissant ce gain équivalent petit signal il est alors possible de décrire le comportement de l'amplificateur lorsqu'il est utilisé dans une zone non-linéaire (2.29).

$$Y(f) = C_G(f) \times G_{PS} \times X(f) + D(f)) \tag{2.29}$$

Le terme $C_G(f)$ est défini comme la compression de gain de l'amplificateur. Le terme $D(f)$ fait référence à la distorsion introduite par les non-linéarités de l'amplificateur.

En utilisant une méthode analytique décrite dans [94], il est possible d'extraire l'EVM à partir du terme $D(f)$ [94].

Au niveau de l'instrumentation cette méthode requiert d'être dans un environnement de type analyseur de spectre avec une option de cohérence de phase, étant donné que cette méthode repose sur l'utilisation des phases relatives d'entrées et de sorties. Un exemple de mesure est donné à la figure 2.25 :

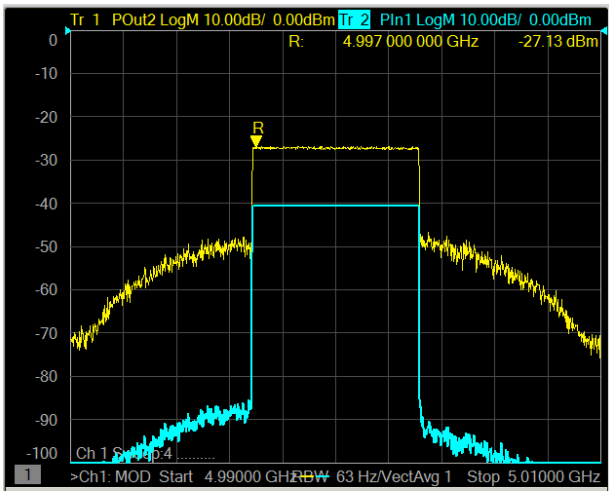


FIGURE 2.25 – Mesure du NPR (20.17 dB) par corrélation entrée/sortie

Une comparaison expérimentale a été réalisée en utilisant les deux méthodes (corrélation et trou) avec un banc qui sera détaillé au chapitre 3. Les signaux ont été optimisés au niveau du critère statistique pour être semblable en terme de *ccdf*, même bande passante, même grille de fréquence, en utilisant la même calibration sur un même DUT. Les résultats sont les suivants (figure 2.26). En bleu il s'agit d'un signal *NPR* avec un trou de 14 % de la bande totale (6.3 MHz) et en vert il s'agit de la méthode de mesure *NPR* utilisant la corrélation entrée-sortie.

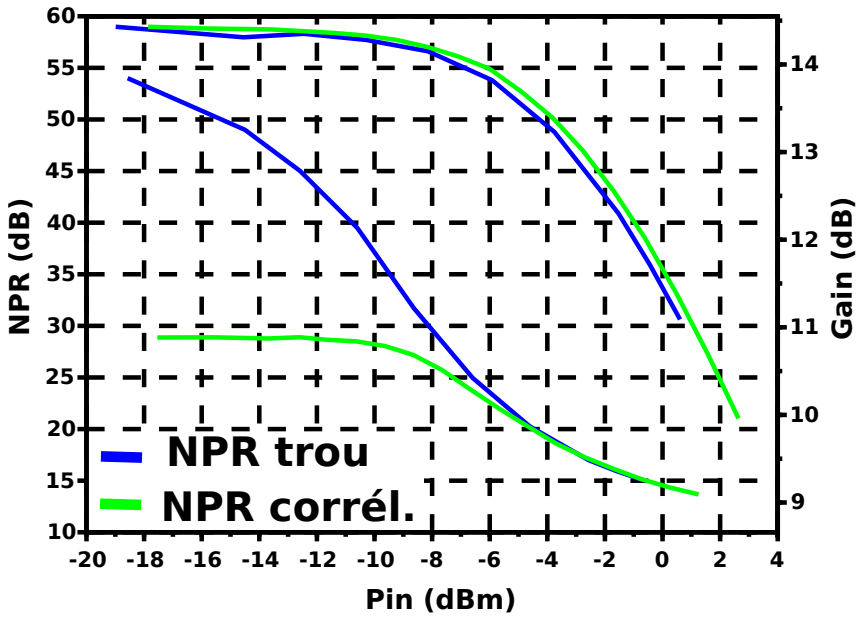


FIGURE 2.26 – Comparaison NPR par 2 méthodes différentes en vert (corrélation) et en bleu (avec un trou de 14 %)

Il est à noter que la méthode avec le NPR utilisant la corrélation entrée-sortie présente un plancher de linéarité qui n'apparaît pas dans les mesures de NPR avec un trou. Cela est probablement lié à un problème de dynamique de mesure. La mesure a été répétée avec le même DUT, et une bande passante 10 fois plus importante (60 MHz), et des résultats similaires ont pu être observés (y compris le plancher de linéarité).

2.3.6.3 La mesure de l'*Error Vector Magnitude (EVM)*

L'*Error Vector Magnitude (EVM)* représente l'écart entre le symbole reçu après avoir été démodulé et donc après avoir parcouru toute la chaîne de transmission, par rapport au signal supposé idéal émis de la constellation. Cette mesure d'EVM est généralement effectuée avec un testeur dédié appelé *Vector Signal Analyzer* (*VSA*) [26][95],[96]. La figure 2.27 montre l'impact d'une non-linéarité (*EVM*) sur une constellation :

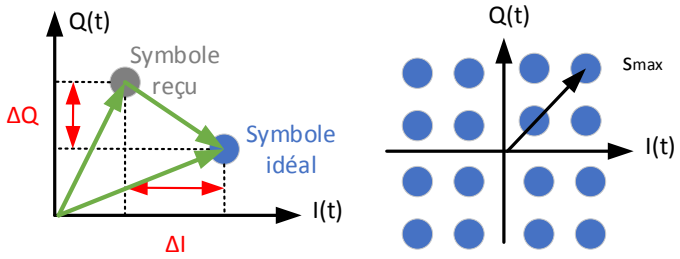


FIGURE 2.27 – Représentations d'une mesure d'*EVM* sur une constellation

C'est l'un des critères les plus utilisés pour quantifier la linéarité d'un dispositif. Pour être mesuré l'*EVM* suppose de connaître un certain nombre de paramètres utilisés dans la chaîne de transmission (constellation, débit, filtres utilisés à l'émission et à la réception, etc.). La plupart des techniques de mesure d'*EVM* requièrent de caractériser toute la chaîne de transmission, ce qui peut augmenter les erreurs de mesure et le coût de la mesure. Lorsque l'EVM est calculée sur les symboles échantillonnés, elle peut être mathématiquement formulée comme (2.30) :

$$EVM(\%) = 100.\frac{\sqrt{\frac{1}{Nb_{Symboles}}.\sum_{j=1}^{Nb_{Symboles}}\left|\Delta I_j^2 + \Delta Q_j^2\right|}}{S_{max}} \tag{2.30}$$

L'*EVM* est donc une figure de mérite permettant de quantifier l'erreur vectorielle moyennée sur l'ensemble des symboles de la constellation. Dans l'équation (2.30), le terme S_{max} désigne l'amplitude maximale du vecteur idéal. La figure 2.28 montre l'effet d'une EVM importante sur une constellation 4-QAM (QPSK) :

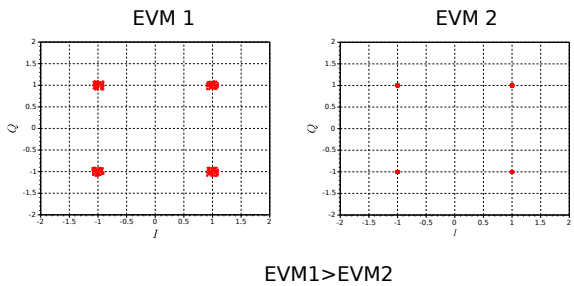


FIGURE 2.28 – Impact de l'EVM important sur une constellation 4-QAM (QPSK)

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art relatif aux différentes techniques de mesure a été présenté. Deux familles se distinguent : les **caractérisations en puissance** et **les caractérisations en linéarité**. Ces différentes caractérisations commencent par la caractérisation simple avec 1-ton *Continuous Wave (CW)* non-modulé et non-porteur d'information dont le niveau est progressivement augmenté jusqu'aux limites de fonctionnement du dispositif sous test. Conjointement à cette mesure il est possible de faire varier l'impédance de charge présentée au transistor (*load-pull*), pour en analyser les performances. Cette caractérisation se fait souvent en signal CW, ou éventuellement avec un signal modulé 2-tons, mais les nouveaux besoins de l'industrie requièrent des signaux modulés plus réalistes pour une excitation du transistor dans des conditions proches des signaux réels d'utilisation.

Un état de l'art des différentes métriques et instruments qui permettent d'effectuer les mesures de linéarité a été développé. Ces différentes métriques sont importantes à prendre en compte dans l'établissement des nouveaux outils de caractérisation, car ils devront coller au plus proche de ces métriques qui font office de normes et standards internationaux régissant les télécommunications.

L'un des objectifs majeurs de cette thèse est de montrer la faisabilité d'utiliser un signal modulé simple à générer, permettant de faire le pont entre une caractérisation de puissance *load-pull*, et une caractérisation de linéarité, afin d'avoir une métrique unifiée permettant d'ouvrir la voie à de nombreuses mesures paramétrables. Pour cela le signal à utiliser doit comporter certaines caractéristiques. Il doit donc être :

reproductible et périodique

simple à générer et à mesurer

décorrélé en phase pour ne pas avoir besoin de faire plusieurs tirages

configurable en terme d'écart de fréquences pour observer les effets mémoires

rapide pour minimiser le nombre de balayages en puissance pour éviter des erreurs de mesure liées à l'auto-échauffement par exemple lors de campagnes de mesure très longues

gaussien suffisamment riche en fréquence et en distribution d'amplitude pour pouvoir prédire la linéarité dans un environnement réel (contexte *OFDM*)

compatible avec la notion d'*EVM/NPR*

Chapitre 3 :

Utilisation d'un signal innovant *Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)* pour la caractérisation de dispositifs non-linéaires

3.1 Introduction

Dans un contexte de montée en fréquence large-bande, de nouvelles méthodes sont nécessaire pour la caractérisation de linéarité des dispositifs non-linéaires, dans un environnement *load-pull*.

La question est de savoir s'il existe un signal dont le **plus petit nombre de tons possible** soit compatible avec une figure de mérite de linéarité : l'*EVM-NPR*. Un travail précédent a montré qu'il est possible d'**approximer l'EVM** à partir d'un signal gaussien dont on sait évaluer le NPR.

Notre objectif est de savoir s'il existe un signal modulé satisfaisant au cahier des charges élaboré à la fin du chapitre 2 et de permettre une séparation intrinsèque du signal utile et du bruit d'intermodulation.

Pour y répondre nous nous sommes intéressés à un signal multi-tons : l'*Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)*.

3.2 Introduction de l'*Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)*

Le signal *Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)* est un signal multi-tons dont l'arrangement de fréquence (ou tons) n'est pas équidistant. Par conséquent cela permet de séparer de manière intrinsèque les fréquences du signal utile et les fréquences créées par la non-linéarité du dispositif sous test.

La méthode proposée par J. Sombrin [97] permet d'approximer l'*EVM* par simple formule de transformation, à partir d'un signal gaussien dont on sait parfaitement évaluer le *NPR*. Nous allons ainsi chercher un signal dont on sait évaluer le *NPR*.

De plus, à condition d'effectuer un agencement de fréquences astucieux il sera possible de :

- **Réduire le temps des campagnes de mesure** : Le temps moyen d'une mesure dans les années 2000 était d'une journée.
- **Imiter des signaux complexes** : *NPR*, *OFDM* avec une forme d'ondes plus simple à générer que la trame complète
- **Effectuer des mesures de linéarité au plus près de la fonderie** : et non plus seulement au niveau du *Power Amplifier* (PA) en bout de chaîne de production

Il se trouve que des arrangements similaires de fréquences ont déjà été utilisés par le passé pour des applications très diverses. Parmi les plus notables citons :

- **La caractérisation non-linéaire des mélangeurs** :[13]
- **L'agrégation de canaux** :[98], [99], [100]
- **L'agencement fréquentiel de réseaux cellulaires** :[101], permettant d'éviter les collisions fréquentielles, en utilisant les lois de Golomb[102]
- **La mesure de (bio)impédance** :[103], [104]
- **La caractérisation de récupérateurs d'énergie** :[105]
- **La caractérisation de dispositifs non-linéaires** :[5] ou la technique du *triple-beat* [7]
- **La réduction de la diaphonie en optique entre les canaux** :[106],[107],[108]

3.2.1 Difficulté de la mesure multi-tons

Comme il a été montré au chapitre précédent, une façon d'augmenter la dynamique des signaux consiste à augmenter le nombre de fréquences dans le signal.

La problématique de la mesure des non-linéarités d'un signal multi-tons peut se résumer ainsi : lorsque l'on injecte 3 fréquences (ou plus) agencées de façon équidistante espacées de Δ_f, au travers d'une non-linéarité, il se produit un phénomène de recouvrement fréquentiel entre les fréquences d'intermodulation et les fréquences pilotes que l'on injecte. C'est-à-dire qu'au moins deux fréquences vont être mathématiquement identiques après passage dans une non-linéarité d'ordre 3 (figure 3.1), et (figure 3.2). Ces recouvrements posent deux types de problèmes :

- **un problème de mesure** : car il est impossible de dissocier les amplitudes des différentes composantes fréquentielles du spectre de sortie
- **un problème d'interprétation** : car étant donné qu'il s'agit de quantités vectorielles, il n'est pas possible de différencier de façon simple la contribution de chacune des composantes (amplitude et phase) (figure 3.1)

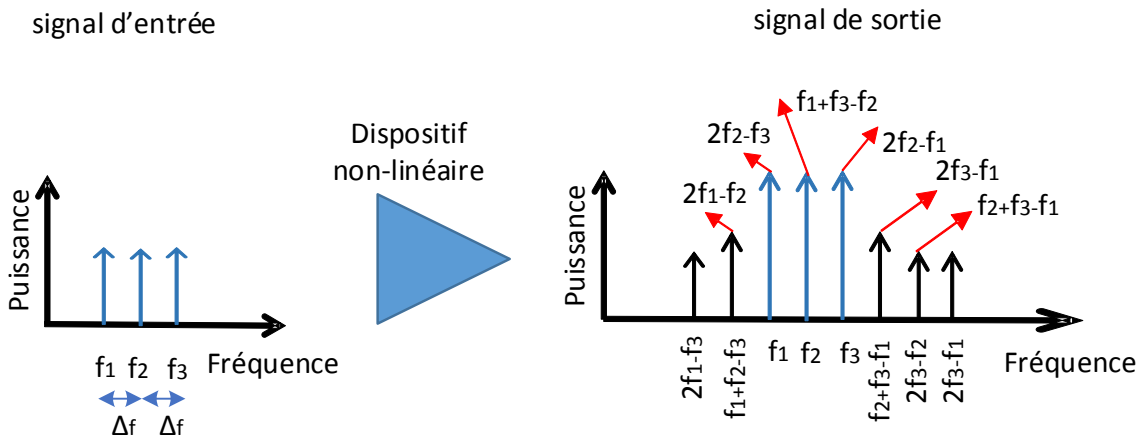


FIGURE 3.1 – Illustration de l'addition vectorielle de signaux multi-tons avec recouvrement

Pour résoudre le deuxième problème afin d'identifier les contributions de chaque fréquence, il faut faire de nombreux tirages aléatoires sur les phases des tons pilotes pour s'assurer d'identifier le pire cas en termes de linéarité (lorsque les vecteurs sont parfaitement en phase) et le meilleur cas (lorsque les vecteurs sont en opposition de phase). Cela est très long, et les résultats peuvent être difficiles à analyser [89].

Pour pallier le problème de recouvrement entre les fréquences pilotes et les produits d'intermodulation, il est possible de décaler les tons pilotes de façon judicieuse, à la contrainte près que les fréquences doivent être toutes sur une même grille fréquentielle (grille de FFT) pour pouvoir être mesurées par un analyseur de spectre [7].

Un exemple est donné à la figure 3.2 pour deux vecteurs de décalages différents.

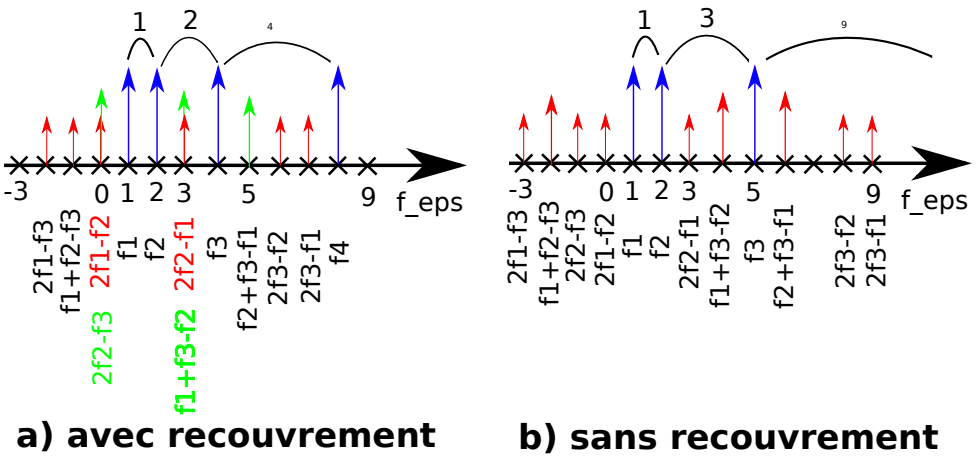


FIGURE 3.2 – Différents agencements de fréquences

Dans l'arrangement de gauche les fréquences d'intermodulation (IM_3) se superposent à la différence de l'arrangement de droite.

3.2.2 Signaux multi-tons et mesure d'intermodulation

Le principe de la mesure multi-tons n'est ni plus ni moins que l'extension de la mesure 2-tons pour essayer d'émuler des signaux complexes. Cela est essentiel pour la compréhension des mécanismes non-linéaires et l'analyse des effets parasites.

L'avantage du signal *USMT* est d'être paramétrable vis-à-vis des contraintes systèmes liées à l'application cible. En particulier, il est possible de paramétrer la bande passante, la dynamique, la statistique du signal, le nombre de fréquences, l'écart fréquentiel minimum, vis-à-vis des contraintes liées aux composants que l'on souhaite caractériser.

Par ailleurs, le nombre de produits d'intermodulation croit rapidement avec le nombre de porteuses (Annexe 3, tableau 3.1) ainsi qu'avec le degré du polynôme de la non-linéarité.[109],[110],[111],[112].

Il est possible de dénombrer les produits d'intermodulation [110],[113], d'ordre impairs (3 et 5) qui retombent dans la bande utile du signal [114], (tableau 3.1). Un signal contenant 8 porteuses venant exciter une non-linéarité d'ordre 5 produira 2464 fréquences distinctes en sortie.

Ordre	Type de produit	Nb de produits de ce type	n=5	n=8
3	2 f_i-f_j	n(n-1)	20	56
	f_i+f_j-f_k	$\frac{n(n-1)(n-2)}{2!}$	30	168
5	3 f_i-2 f_j	n(n-1)	20	56
	3 f_i-f_j-f_k	$\frac{n(n-1)(n-2)}{2!}$	30	168
	2 f_i+f_j-2 f_k	n(n-1)(n-2)	60	336
	f_i+f_j+f_k-2 f_l	$\frac{n(n-1)(n-2)(n-3)}{3!}$	20	280
	2 f_i+f_j-f_k-f_l	$\frac{n(n-1)(n-2)(n-3)}{2!}$	60	840
	f_i+f_j+f_k-f_l-f_m	$\frac{n(n-1)(n-2)(n-3)}{(3!)(2!)}$	10	560
		Total	250	2464

TABLE 3.1 – Dénombrement des produits d'intermodulation

Dans le cas de fréquences équidistantes d'un signal multi-tons (ou *Equally Spaced Multi-tone (ESMT)*), il existe un grand nombre de recouvrement des fréquences d'intermodulation et des fréquences pilotes. Il a été montré par [115], qu'il est possible de quantifier le nombre de recouvrements pour les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3). Ces IM_3 sont la principale contribution à la dégradation en terme de linéarité, du fait de leur forte amplitude.

L'équation (3.1) donne le nombre de porteuses r_{D_n} d'un multiplex contenant n-tons pilotes sur la $r^{ème}$ porteuse pour un nombre de produits d'intermodulation d'ordre 3 à 2 porteuses (termes en $2f_i - f_j$) ainsi qu'il est indiqué dans le tableau 3.2.

$$r_{D_n} = \frac{1}{2}((n-2) - \frac{1}{2}(1-(-1)^n)(-1)^r) \tag{3.1}$$

r-ème porteuse \ nb de tons pilotes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	0	0								
3	1	0	1							
4	1	1	1	1						
8	3	3	3	3	3	3	3	3		
10	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4

TABLE 3.2 – Dénombrement des chevauchements d'IM_3 en $2f_i - f_j$

L'équation (3.2) donne le nombre de porteuses r_{D_n} d'un multiplex contenant n-tons pilotes sur la r-ème porteuse pour un nombre de produit d'intermodulation d'ordre 3 à 3 porteuses (termes en $f_i + f_j - f_k$) comme indiqué dans le tableau 3.3.

$$r_{D_n} = \frac{r}{2}(n-r+1) + \frac{1}{4}((n-3)^2 - 5) - \frac{1}{8}(1-(-1)^n)(-1)^{n+r} \tag{3.2}$$

Il est intéressant de noter que les produits d'IM_3 ne faisant intervenir que 2 porteuses chevauchent de la même façon tous les tons pilotes.

r-ème porteuse \ nb de tons pilotes	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	0	0								
3	0	1	0							
4	1	2	2	2	1					
8	9	12	14	15	15	14	12	9		
10	16	20	23	25	26	26	25	23	20	16

TABLE 3.3 – Dénombrement des chevauchements d'IM_3 en $f_i + f_j - f_k$

Cependant, les produits d'IM_3 faisant intervenir 3 porteuses ont un nombre de chevauchements plus important au centre de la bande.

La difficulté de cette mesure est d'arriver à dissocier les contributeurs de chaque fréquence d'intermodulation lorsqu'elles se recouvrent [116], [89]. Si l'on choisit par exemple de prendre 10 fréquences équidistantes (figure 3.3) [7] , il est possible de noter qu'il existe un grand nombre de recouvrements entre toutes ces fréquences mais dans ce cas le plus grand nombre de fréquences d'intermodulation se trouve au centre de la bande [115] [114].

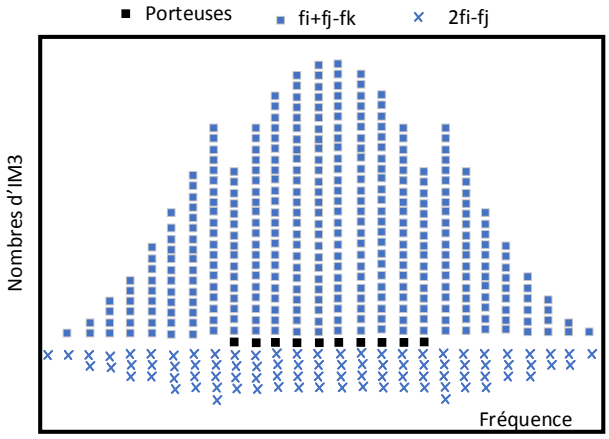


FIGURE 3.3 – Répartition du spectre d'intermodulation d'un signal 10-tons équidistants. Composantes d'intermodulation (croix et carrés bleus) et tons pilotes (carrés noirs)

Pour éviter ce problème de recouvrement fréquentiel entre les produits d'intermodulation et les porteuses il a été proposé dans [7], des constructions de vecteurs jusqu'à 9 fréquences qui agencent les fréquences porteuses de façon que les produits d'intermodulation ne retombent pas sur les fréquences porteuses. Cependant la manipulation de ces vecteurs reste délicate pour effectuer une mesure complète. Il faut au préalable s'assurer du non-recouvrement fréquentiel entre les tons pilotes et fréquences d'intermodulation.

Pour se prémunir de ces effets de recouvrements, il faut faire un grand nombre de tirages aléatoires de phase sur les porteuses, ce qui peut être coûteux et imprécis. Pour pallier à cela une astuce consiste à annuler certains tons du multi-tons [117], ou à créer un trou dans le spectre (méthode NPR) [42] ou à n'utiliser que des tons qui ne sont pas équidistants [13]. C'est le point central de l'étude de cette thèse.

Une autre contrainte importante sous-jacente à la mesure de linéarité, c'est la notion de *PAPR*. La dynamique des signaux (*PAPR*) est fortement dépendante des différents arrangements de phase [118]. La figure 3.4 illustre ce point. On constate une influence sur l'amplitude du signal résultant :

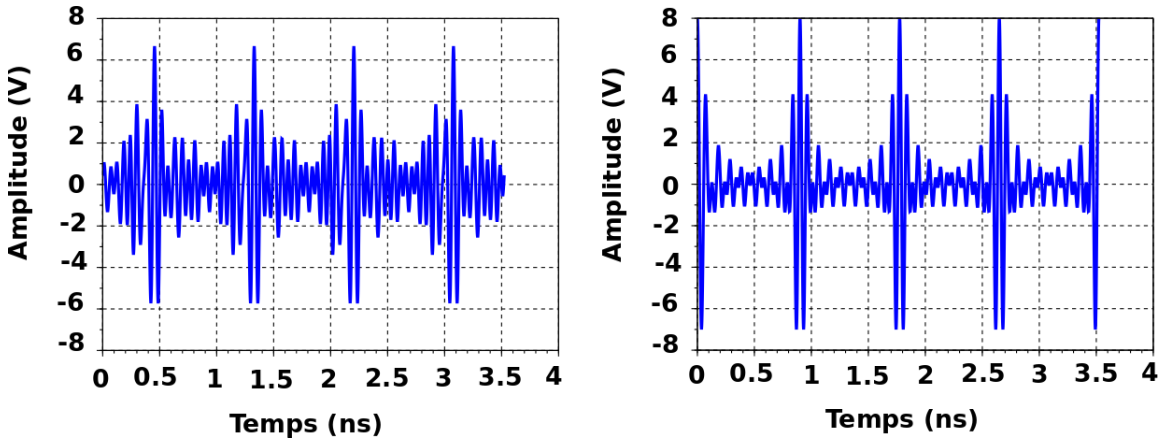


FIGURE 3.4 – Forme d'ondes dans le domaine temporel de 2 signaux de 8 tons d'amplitudes égales avec des fréquences équidistantes : (a) avec des phases aléatoires (b) avec des tons en phase

Après passage dans la non-linéarité le spectre du signal multi-tons subit un élargissement comme le montre la figure 3.5. Ainsi le spectre d'IM_3 vaut 3 fois la bande de modulation, etc.

3.3 Principe de la génération du signal *USMT*

Le signal *USMT* se compose d'une somme de N fréquences sinusoïdales (tons pilotes) non-régulièrement espacées (3.3). L'objectif d'un tel arrangement de fréquences est de pouvoir assurer une séparation fréquentielle totale entre les tons pilotes et les produits d'intermodulation d'ordre impair (3, 5, 7, etc.).

$$f_k = f_1 + (k-1).\Delta f + \epsilon_k \qquad avec \quad (1 \leq k \leq N) \tag{3.3}$$

Dans l'équation (3.3), chaque fréquence f_k désigne une fréquence pilote du signal *USMT*. Le paramètre Δf désigne l'écart constant pour avoir des fréquences régulièrement espacées.

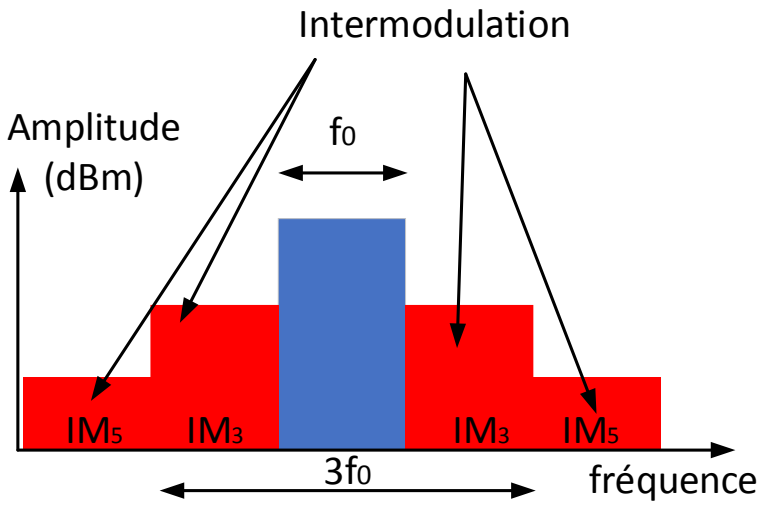


FIGURE 3.5 – Bande passante d'un signal large-bande

Le paramètre ϵ_k représente un vecteur de décalage de la $k^{ème}$ fréquence de la grille de fréquence. Ce vecteur représente un degré de liberté supplémentaire dans l'agencement des fréquences. Lorsque le vecteur ϵ_k est nul, la formule (3.3) revient à calculer un signal multi-tons avec des tons équidistants.

Chaque fréquence f_k qui compose le signal *USMT* devra impérativement être un multiple du pas de la FFT (f_ϵ), pour pouvoir être mesuré.

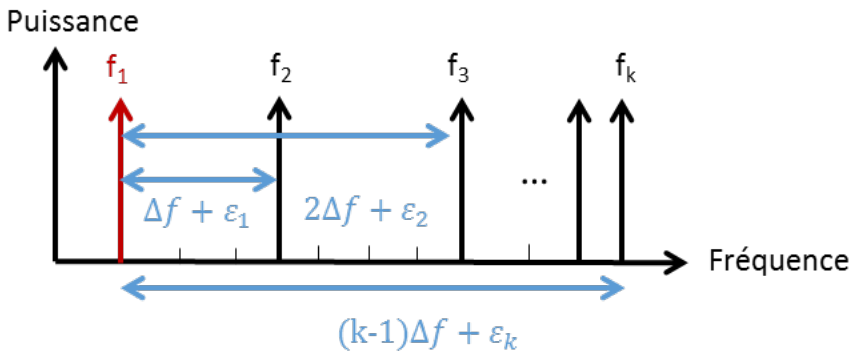


FIGURE 3.6 – Spectre d'un signal *USMT*

L'équation 3.3 peut être reformulée comme (3.4) de façon à faire apparaître le pas de la grille de fréquence (terme f_ϵ) :

$$f_k = \left(l + (k-1).m + p_k\right).f_\epsilon \qquad avec \quad (1 \leq k \leq N) \tag{3.4}$$

Dans cette équation (3.4) : l, k, m, p_k sont des nombres entiers afin de satisfaire la condition énoncée précédemment d'être sur la grille de FFT du récepteur. Le terme l correspond au rang de la première fréquence du signal *USMT*.

Le terme k désigne la $k^{\text{ème}}$ fréquence pilote. Le terme m désigne l'écart de fréquence et le terme p_k le vecteur de décalage.

La figure 3.7, montre l'effet du vecteur p_k par rapport à un signal dont le spectre est régulier (les fréquences sont agencées de manière équidistante).

Dans cette figure 3.7, le vecteur de décalage est pris tel que p_k=[0, 1, 3^1, 3^2, ..., 3^{N-2}] afin d'éviter les recombinaisons entre les produits d'intermodulation (IM_3 et IM_5) et les N tons pilotes du signal utile *USMT*.

Il est important de noter qu'un grand nombre de vecteurs p_k sont susceptibles de valider le non-recouvrement entre les fréquences pilotes, et les produits d'intermodulation d'ordre impair (3, 5, 7, $etc.$).

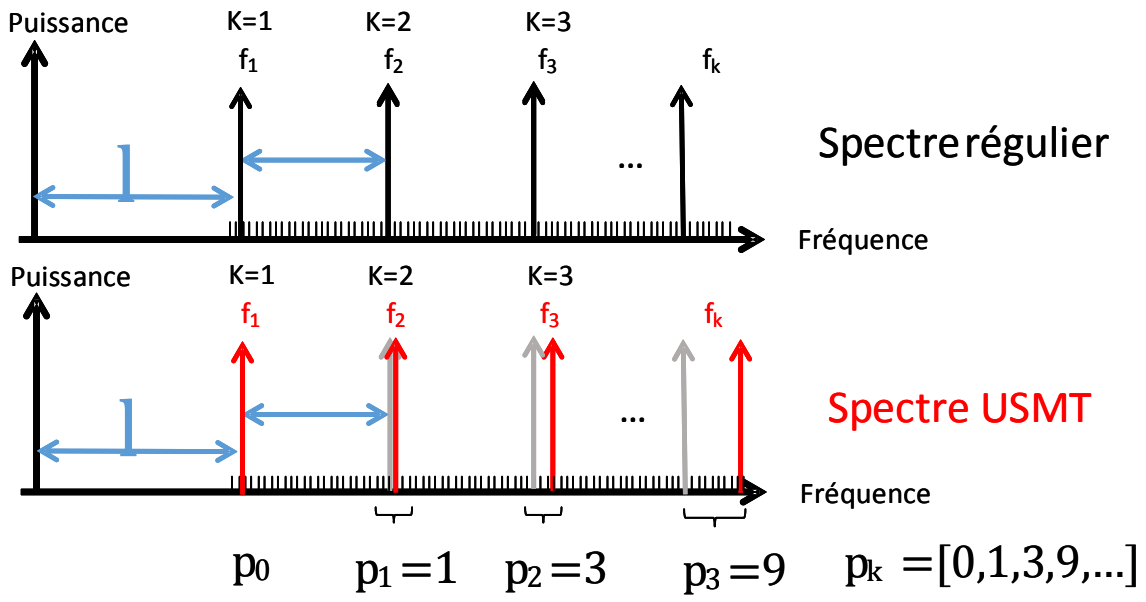


FIGURE 3.7 – Comparaison entre un spectre régulier et un spectre *USMT*

En considérant que l'on a fixé l, m et f_e, les différences notables pour différents vecteurs de décalage p_k seront :

- **Leur bande passante** : plus un vecteur contiendra des nombres élevés dans le vecteur p_k, plus il aura une bande passante importante.
- **Le plus petit écart de fréquence possible** : il est au minimum de f_e c'est-à-dire d'un écart fréquentiel minimum de la grille FFT.
- **Les espacements entre les fréquences consécutives** : vont servir de degré de liberté pour exciter différentes fréquences.

Partant de la formule (3.4), il y a 2 degrés de liberté pour façonner un signal *USMT*. Soit il est possible de mettre la valeur de m à 0, et de n'utiliser que la valeur de p_k, soit il est possible de faire une combinaison de p_k et de m. La figure 3.8 permet d'illustrer ce point :

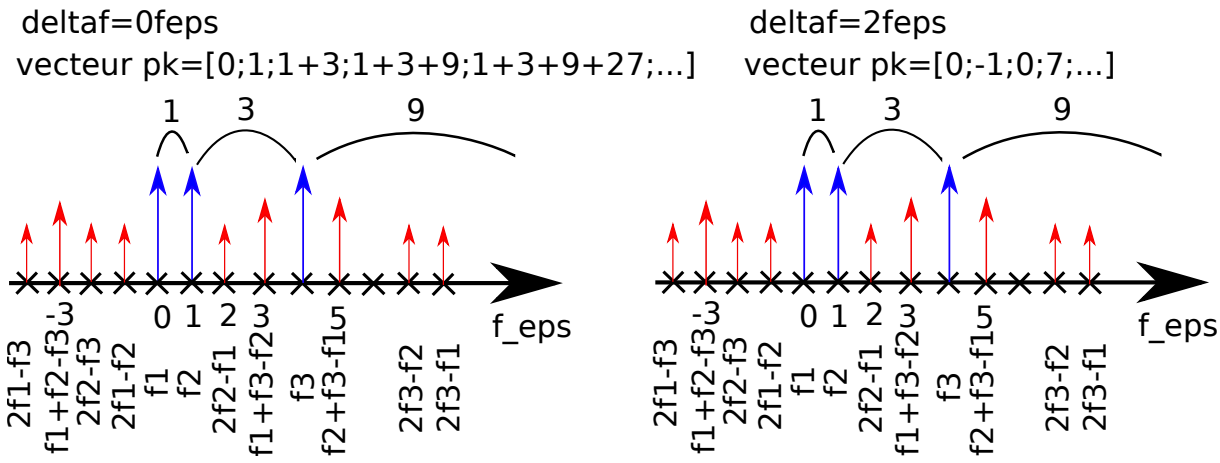


FIGURE 3.8 – 2 vecteurs différents sans recouvrement qui donnent le même spectre en sortie

3.4 Génération du signal *USMT*

Après avoir introduit la formule analytique du signal *USMT*, il sera montré comment le générer. La génération du signal prend comme référence la fréquence de l'oscillateur local f_{OL} du générateur arbitraire (ARB). Le générateur permet de transposer le signal en bande de base (IQ) autour de la fréquence porteuse f_{OL} (3.5). Dans cette équation les fréquences f_k sont issues de la relation (3.7).

$$I(t) = \sum_{k=1}^{N} cos\left[2\pi f_k t + rand(\Phi_k)\right]$$

$$Q(t) = \sum_{k=1}^{N} sin\left[2\pi f_k t + rand(\Phi_k)\right] \tag{3.5}$$

$$S_{USMT}(t) = cos(2\pi f_{OL} t) \times I(t) - sin(2\pi f_{OL} t) \times Q(t)$$

Un exemple de spectre en sortie du générateur MXG est donné à la figure 3.9.

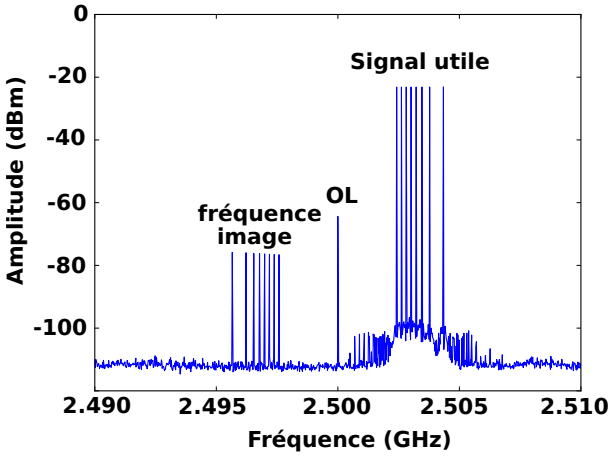


FIGURE 3.9 – Spectre généré par le générateur MXG

Dans cette figure, il est possible d'observer au pied des porteuses les produits d'intermodulation dues à la non-linéarité propre au générateur. En pratique, le niveau minimum de la mesure va être limité par la dynamique de mesure du récepteur (plancher de bruit), ainsi que la distorsion introduite par la source non-linéaire du générateur et/ou de l'amplificateur linéaire (*booster*), à moins d'effectuer une prédistorsion des signaux à l'entrée du dispositif sous-test.

Dans le spectre observé figure 3.9 il est possible de voir la fuite de l'oscillateur local (environ $-40\ dB$) et le spectre image (environ $-60\ dB$). Le niveau d'intermodulation introduit par la source dans sa zone linéaire est d'environ $-65\ dB$. Toutes ces valeurs dépendent de la construction du générateur, de sa structure interne : le nombre de bits du *Digital to Analog Converter (DAC)* et de la puissance de sortie du générateur.

Des simulations statistiques comparatives ont été faites sur la *ccdf* d'un signal *USMT* avec et sans la présence d'une fréquence parasite (f_{OL}) à $-40\ dB$ en-dessous des porteuses : il en résulte que ce phénomène n'a que très peu d'impact sur la statistique du signal *USMT* généré donc sur la mesure.

Pour se prémunir de l'effet indésirable de l'oscillateur local, il est possible d'intégrer cette fréquence à l'un des tons du spectre *USMT*, la façon la plus simple étant de fixer le facteur l de l'équation (3.4) à 0.

3.5 Calcul des produits d'intermodulation

Pour rappel, l'intérêt de l'introduction d'un tel signal *USMT* pour la caractérisation de structures non-linéaires est de pouvoir parfaitement localiser chaque produit d'intermodulation à partir des fréquences pilotes par simple calcul par rapport à la grille FFT. Il est possible de mesurer des produits d'intermodulation sur des dispositifs actifs (cas de cette thèse), mais il existe également des non-linéarités dans certains dispositifs

passifs qui sont beaucoup plus faibles, mais peuvent également impacter des chaînes de télécommunications notamment en réception [119],[120].

3.5.1 Rappel sur les produits d'intermodulation

Les produits d'intermodulation peuvent être calculés en utilisant les formules de dénombrement. Rappelons que les produits d'intermodulation sont une combinaison linéaire (somme ou différence) des fréquences (f_1,f_2,...,f_k) qui entrent dans un dispositif non-linéaire. Pour k fréquences en entrée, l'ordre N des produits d'intermodulation $n_1 f_1 \pm n_2 f_2 \pm \ldots \pm n_k f_k$ sera calculé par (3.6) :

$$\sum_{k=1}^{k} |n_k| = IM_N \tag{3.6}$$

Il est à noter que seuls les produits d'intermodulation d'ordre impair sont susceptibles de retomber au voisinage de la bande utile, ce qui se traduit mathématiquement par la relation suivante (3.7) :

$$\sum_{k=1}^{k} n_k = 1 \tag{3.7}$$

Les termes n_k dont la somme vaut 0 retombent autour du continu (0Hz) (ou DC), ceux dont la somme vaut 2 retombent autour de $2f_0$, etc. En utilisant les formules de dénombrement il est possible de compter le nombre de nuplets correspondant à chaque type de produit d'intermodulation.

Pour obtenir la liste des fréquences des produits d'intermodulation $f_{intermod}$, il suffit de multiplier la liste des fréquences du signal utile par une matrice génératrice G_{IM}, comportant N_{tons} colonnes où N_{tons} est le nombre de tons utilisés (3.9). Elle contient toutes les permutations possibles des nuplets correspondants. Ce qui donne la multiplication matricielle suivante (3.8) (annexes 2 et 3) :

$$f_{intermod} = \left[G_{IM_N}\right] \cdot \left[f_1 f_2 f_3 \cdots f_N\right] \tag{3.8}$$

$$G_{IM_3} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & -1 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & -1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & 1 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

Une fois ce vecteur de fréquences $f_{intermod}$ disponible, il est possible grâce à n'importe quel logiciel de calcul numérique scientifique de trier, d'analyser ou de compter le nombre et le type des fréquences qui se recouvrent s'il y en a. Cette cartographie précise des fréquences permet de vérifier les conditions de non-recouvrement jusqu'à un ordre d'intermodulation N en jouant sur les paramètres *USMT* (m et p_k dans (3.4)). Au cours de cette thèse, il a été démontré la possibilité d'utiliser des vecteurs p_k qui séparent les produits d'intermodulation jusqu'à un ordre 7. Au-delà, de l'ordre 7, les amplitudes deviennent négligeables (figure 3.10).

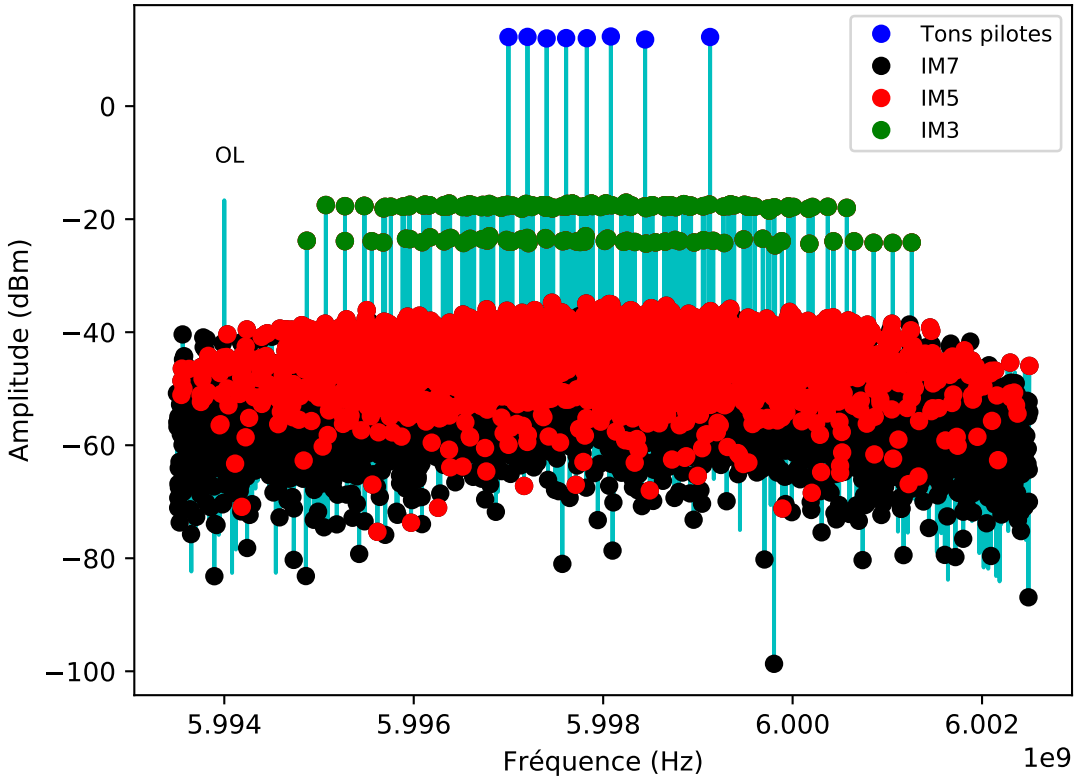


FIGURE 3.10 – Spectre mesuré avec un signal *USMT-8*, de largeur de bande 2.1 MHz identification des IM_3, IM_5, IM_7

Les formules de dénombrement (cf Annexe 2) donnent le nombre de fréquences correspondant à chaque ordre d'intermodulation. Les deux tableaux suivants 3.4, 3.5 donnent les types de produits d'intermodulation d'ordre impair (3 et 5) ainsi que leurs nombres. Ce raisonnement peut être poursuivi pour des ordres plus élevés, mais l'étude a été limitée à l'ordre 5 dans le cas de ces travaux.

Fréquence	Type	Nb de fréq.
f_0	$2f_i - f_j$	N(N-1)
$3f_0$	$2f_i + f_j$	N(N-1)
$3f_0$	$f_i + f_j + f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{3!}$
f_0	$f_i + f_j - f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$

TABLE 3.4 – Intermodulation d'ordre 3

Fréquence	Type	Nb de fréq.
$5f_0$	$4f_i + f_j$	N(N-1)
$3f_0$	$4f_i - f_j$	N(N-1)
$5f_0$	$3f_i + 2f_j$	N(N-1)
f_0	$3f_i + 2f_j$	N(N-1)
$5f_0$	$3f_i + f_j + f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$
$3f_0$	$3f_i + f_j - f_k$	$N(N-1)(N-2)$
f_0	$3f_i - f_j - f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$
$5f_0$	$2f_i + 2f_j + f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$
$5f_0$	$2f_i + 2f_j + f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$
$3f_0$	$2f_i + 2f_j - f_k$	$\frac{N(N-1)(N-2)}{2!}$
f_0	$2f_i - 2f_j + f_k$	$N(N-1)(N-2)$
$5f_0$	$2f_i + f_j + f_k + f_l$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)}{3!}$
$5f_0$	$2f_i + f_j + f_k + f_l$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)}{3!}$
$5f_0$	$2f_i + f_j + f_k - f_l$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)}{2!}$
f_0	$2f_i + f_j - f_k - f_l$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)}{2!}$
f_0	$-2f_i + f_j + f_k + f_l$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)}{3!}$
$5f_0$	$f_i + f_j + f_k + f_l + f_m$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)(N-4)}{5!}$
$3f_0$	$f_i + f_j + f_k + f_l - f_m$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)(N-4)}{4!}$
f_0	$f_i + f_j + f_k - f_l - f_m$	$\frac{N(N-1)(N-2)(N-3)(N-4)}{3!2!}$

TABLE 3.5 – Intermodulation d'ordre 5

3.5.2 Application numérique *USMT*

Un exemple de génération de tous les produits d'intermodulation d'ordre 3 est donné à partir d'un signal *USMT* à 8 fréquences : *USMT-8*. Pour cela les données de base sont une fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique *Digital to Analog Converter* (DAC) de 100 MHz, et une taille d'enregistrement (ou *recordsize*) de 100000 points ce qui donne un f_ϵ de 1 kHz. Le signal est composé de 8 porteuses avec un $\Delta_f = m \times f_\epsilon$

de $0.2MHz$, et un vecteur p_k=[0 ; 1 ; 3 ; 3^2 ; 3^3 ; 3^4 ; 3^5 ; 3^6], l=0 (la fréquence de l'oscillateur local sera la même fréquence que la première fréquence *USMT*), ce qui donne les fréquences suivantes tableau 3.6 :

4000000000	4000201000	4000403000	4000609000
4000827000	4001081000	4001443000	4002129000

TABLE 3.6 – Exemple d'arrangement *USMT-8* (en Hz) des fréquences pilotes

On pourra consulter en annexe 3 les matrices de génération des IM_3 ainsi que les fréquences d'IM_3 obtenues en multipliant la matrice génératrice avec les 8 fréquences pilotes du tableau 3.6.

3.6 Propriétés du spectre *USMT*

Différents arrangements de vecteur p_k sont possibles. Ils offrent la possibilité d'obtenir des spectres très différents au niveau des tons pilotes. Ils vont également influencer le comportement de l'amplificateur sous test. La combinaison des termes p_k et m fournit un degré de liberté à l'utilisateur pour façonner le spectre qu'il souhaite. L'intérêt d'un vecteur *USMT* est de pouvoir exciter différentes fréquences et donc différentes constantes de temps comme montré à la figure 3.11.

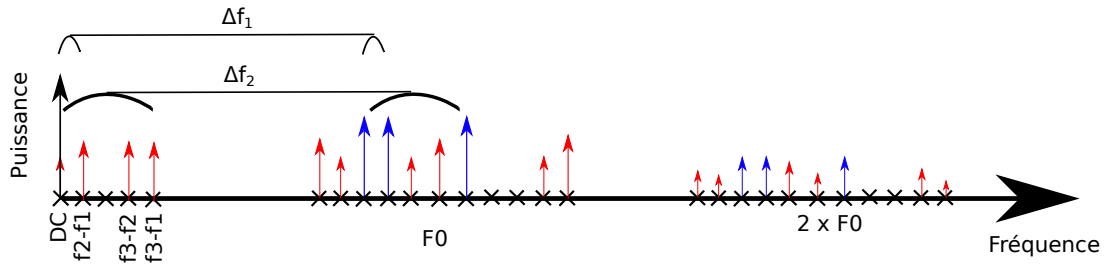


FIGURE 3.11 – Propriété du spectre *USMT* pour la caractérisation de phénomènes parasites

Il est également possible d'utiliser différents vecteurs p_k, selon la caractérisation que l'on souhaite faire.

Il est possible de "modeler" le signal *USMT* avec soit des "trous" dans le spectre, comme à la figure 3.12, soit de conserver des fréquences très rapprochées dans la bande. Ce degré de liberté nous permet de modifier les fréquences du spectre, ce qui est intéressant pour l'étude de phénomènes sensibles aux basses voir aux très basses fréquences.

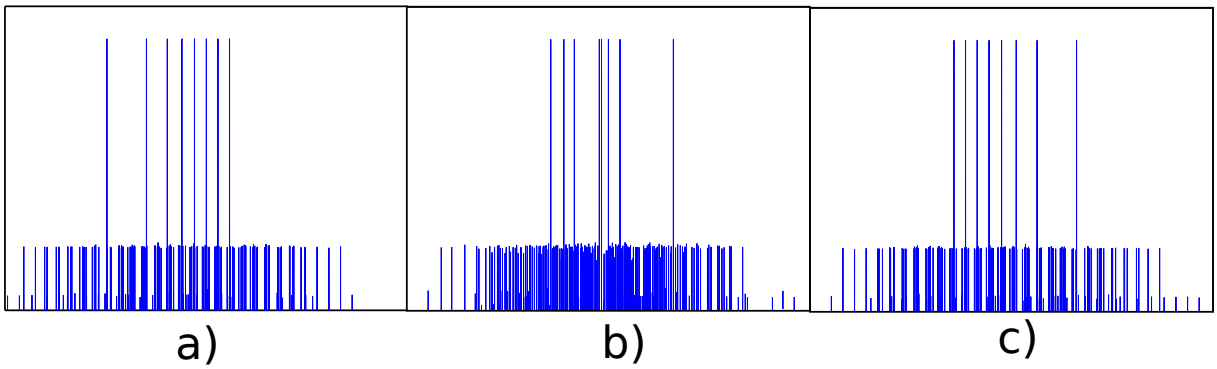


FIGURE 3.12 – Différents vecteurs p_k :
a) [-729,-243,-81,-27,-9,-3,-1,0] b) [0,27,243,9,81,1,3,729] c) [0,1,3,9,27,81,243,729]

Il est également possible de jouer sur la forme du spectre en sortie. Précédemment, nous avons étudié uniquement des spectres avec des formes de produits d'intermodulation qui sont plates dans la bande et relativement denses (figure 3.12). Cependant, si l'on vient dilater le spectre, en augmentant très fortement le rapport $\frac{\Delta_f}{f_e}$, il est possible de regrouper les produits d'intermodulation autour des porteuses (figure 3.13) [121].

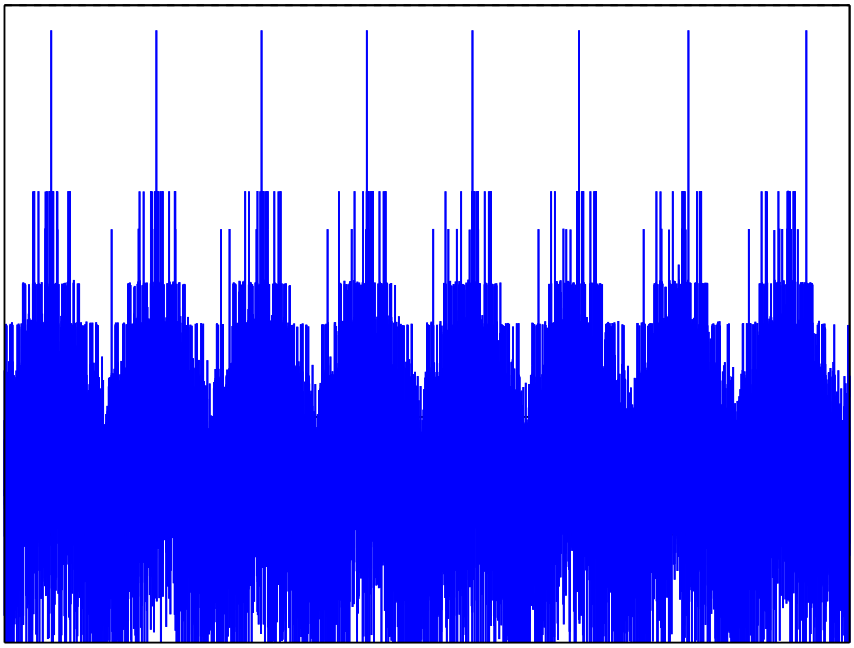


FIGURE 3.13 – Spectre "sparse" d'un signal *USMT* avec un rapport $\frac{\Delta_f}{f_e}$ de 4000

3.6.1 Simulation d'un spectre *USMT* au travers d'un modèle sans mémoire

Afin de valider le concept *USMT* en simulation, différents modèles d'amplificateurs de puissance (PA) ont été codés sur Scilab. L'objectif est d'observer le spectre en sortie de ces non-linéarités pour identifier les différents niveaux d'intermodulation. Cette simulation peut être faite avec différents modèles simples sans mémoire avec des non-linéarités plus ou moins fortes : Modèle de Cripps [13], Modele de Rapp [122], Exponentielle [74] [5] $y(x) = 4 \times (\frac{1}{1+\exp(-x)} - \frac{1}{2})$.

La figure 3.14 montre une cartographie en amplitude des différents étages des produits d'intermodulation d'ordre 3 et 5 [123].

Cette cartographie a été faite en générant les différents produits d'intermodulation au travers d'une non-linéarité simulée.

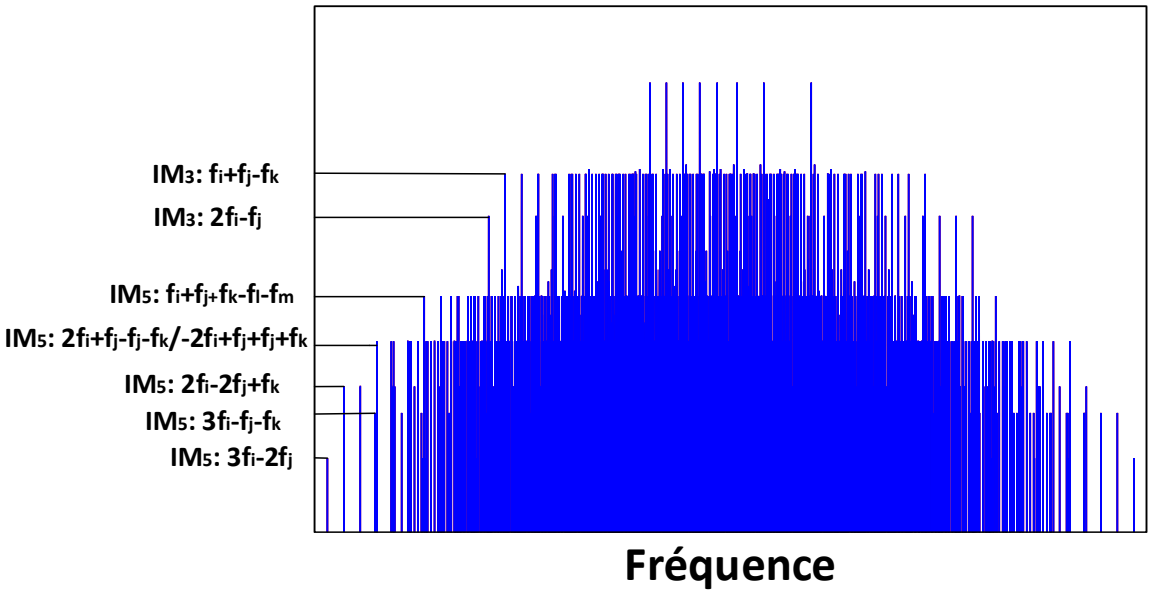


FIGURE 3.14 – Signal *USMT* simulé avec une non-linéarité $y(x) = 4 \times (\frac{1}{1+\exp(-x)} - \frac{1}{2})$

Le nombre de fréquences correspondant aux divers types de produits d'intermodulation d'ordres 3 et 5, composé de 8 fréquences pilotes est donné dans le tableau 3.6.1.

Il est intéressant de noter qu'un nombre limité de fréquences (8 par exemple) va produire un très grand nombre de produits d'intermodulation d'ordre 3 (56+168=224) et des produits d'intermodulation d'ordre 5 (2240). Les produits d'intermodulation d'ordre 7 et au-dessus sont négligés car leurs amplitudes sont faibles ce qui les rend difficilement mesurables.

Ordre d'IM	Nombres de porteuses mises en jeux	Combinaison d'IM	Nombres d'IM
3	2	$2\ f_i$-f_j	56
3	3	f_i+f_j-f_k	168
5	2	$3\ f_i$-$2\ f_j$	56
5	3	$3\ f_i$-f_j-f_k	168
5	3	$2\ f_i$+f_j-$2\ f_k$	336
5	4	f_i+f_j+f_k-$2\ f_l$	280
5	4	$2\ f_i$+f_j-f_k-f_l	840
5	5	f_i+f_j+f_k-f_l-f_m	560

TABLE 3.7 – Dénombrement des produits d'intermodulation pour un signal à 8 fréquences pilotes

3.6.2 Quelques vecteurs *USMT*

De nombreuses méthodes ont été proposées par le passé pour essayer de séparer les produits d'intermodulation [5],[6],[114],[109]. Dans cette partie nous allons donner quelques exemples de vecteurs, afin de compter le nombre de recouvrements qui existe entre les tons pilotes (*USMT*) et les tons d'intermodulation d'ordre 3 et 5. Il est à noter que la principale différence entre ces vecteurs, va être une couverture différente des fréquences du spectre RF. Ces différents vecteurs vont même produire des formes de spectres qui vont être très différentes selon les cas (figure 3.12).

Les tableaux 3.8 et 3.9 présentent pour différents vecteurs de 7 à 16 tons, des arrangements de fréquences de type *USMT* avec des grilles de fréquences variables (f_ϵ et m). L'objectif de ces tableaux est d'étudier le nombre total de recouvrement fréquentiel jusqu'à l'ordre 5.

L'objectif des tableaux 3.8 et 3.9 est d'étudier les possibilités des vecteurs testés avec des fréquences les plus rapprochées possibles, quitte à décaler par la suite les fréquences extrêmes en jouant sur le Δ_f [124]. La finalité est d'obtenir dans le spectre *USMT* des fréquences très rapprochées, et des fréquences très éloignées sans le moindre recouvrement fréquentiel, ceci afin d'exciter des fréquences d'ordre de grandeur différent. Les propriétés statistiques du signal *USMT* restent gaussiennes.

Plus les fréquences sont écartées, plus il est facile de séparer les produits d'intermodulation des tons pilotes qui sont sur des supports fréquentiels indépendants (figure 3.15) [121].

Vecteur p_k	f_ϵ	Δf	$f_{p.}/IM_3$	IM_3/IM_5	IM_5/IM_5
0,-6,-11,-14,-11,-1,43	2kHz	0MHz	6/147	78/1127	238/1127
0,-6,-11,-14,-11,-1,43	2kHz	0.4MHz	0/147	0/1127	0/1127
0,-6,-11,-14,-11,-1,43	2kHz	4MHz	0/147	0/1127	0/1127
0, 52, 73,97, 106, 114, 120	1kHz	0MHz	0/147	132/1127	664/1127
0, 52, 73,97, 106, 114, 120	1kHz	0.2MHz	0/147	48/1127	168/1127
0, 52, 73,97, 106, 114, 120	1kHz	2MHz	0/147	48/1127	168/1127
0,7,15, 18,72,116, 154, 156	2kHz	0MHz	0/224	213/2240	1512/2240
0,7,15, 18,72,116, 154, 156	2kHz	0.2MHz	0/224	70/2240	321/2240
0,7,15, 18,72,116, 154, 156	2kHz	2MHz	0/224	70/2240	321/2240
0,1,4,10,21,29,34,36	1kHz	1MHz	0/224	100/2240	2059/2240
0,104,137,293,339,441,874, 1037,1157,1161,1447,1772, 1849,1962,1967,2154	2kHz	0Hz	0/1920	1919 /78080	68952 /78080
0,104,137,293,339,441,874, 1037,1157,1161,1447,1772, 1849,1962,1967,2154	2kHz	2MHz	0/1920	1562 /78080	38850 /78080

TABLE 3.8 – Quelques vecteurs de la littérature :[5],[6][7]

Vecteur p_k	f_ϵ	Δf	$f_{p.}/IM_3$	IM_3/IM_5	IM_5/IM_5
0,1,3,9,27,81,276,729	1kHz	0Hz	12/224	149	832/2240
0,1,3,9,27,81,276,729	1kHz	0.2MHz	0	0	120/2240
0,1,3,9,27,81,276,729	1kHz	2MHz	0	0	0/2240
0,27,243,9,81,1,3,729	1kHz	0MHz	149/2240	149/2240	832/2240
0,27,243,9,81,1,3,729	1kHz	0.2MHz	0	92/2240	356/2240
0,27,243,9,81,1,3,729	1kHz	2MHz	0	8/2240	65/2240
0,1,4,13,40,121,364,1093	1kHz	0Hz	0	109/2240	537/2240
0,1,4,13,40,121,364,1093	1kHz	0.2MHz	0	0/2240	90/2240
0,1,4,13,40,121,364,1093	1kHz	2MHz	0	0/2240	0/2240

TABLE 3.9 – Quelques vecteurs *USMT-8*

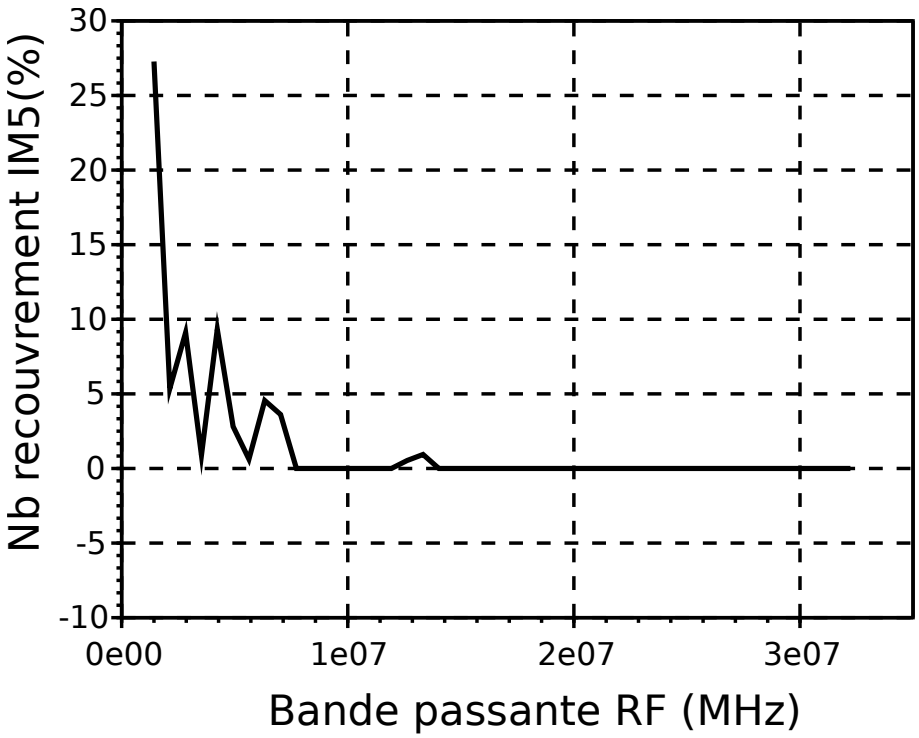


FIGURE 3.15 – Nombre de recouvrement IM_5/IM_5 en fonction de la bande passante du signal *USMT-8* avec un p_k=[0,1,3^1,3^2,3^3,3^4,3^5,3^6] (augmentation du Δ_f)

3.6.3 Produits d'intermodulation basse-fréquence (BF)

Après avoir étudié les différentes réponses du spectre RF, l'idée de cette partie est d'étudier les propriétés de non-recouvrement d'un tel spectre en basse fréquence (figure 3.16) c'est-à-dire les produits d'intermodulation qui retombent autour du DC. Le tableau 3.10 montre la disposition des fréquences *USMT* qui permet également d'éviter les recouvrements fréquentiels autour du DC, ce qui peut être une piste intéressante pour analyser le comportement basse fréquence d'un composant ou d'un amplificateur.

Ordre	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Nb. IM2	0	1	3	6	10	15	21	28	36	45
Nb. IM4	0	1	3	21	55	120	231	406	666	1035

TABLE 3.10 – Dénombrement des produits d'intermodulation en basse fréquence

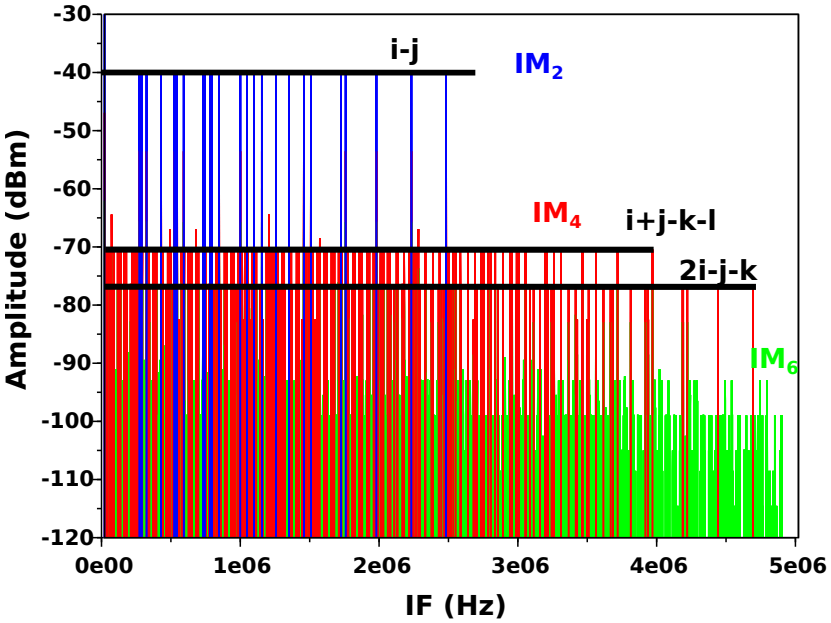


FIGURE 3.16 – Produits d'intermodulation basse-fréquence généré par un signal *USMT* à 8 fréquences pilotes

3.6.4 Statistique du signal *USMT*

La méthode d'analyse est destinée à la caractérisation des dispositifs non-linéaires dans les applications de télécommunications. Il est donc nécessaire de vérifier que le signal *USMT* possède des propriétés statistiques proches de celles des signaux réels de télécommunications.

3.6.4.1 Sensibilité en phase

Afin de confirmer la désensibilisation en phase des signaux *USMT*, un grand nombre de tirages de phases aléatoires a été simulé pour étudier la variation statistique notamment en terme de *PAPR*. L'étude a été menée avec un signal contenant 8 fréquences porteuses qui correspond à un *PAPR* d'environ 8.5 dB ce qui est suffisant pour des applications de téléphonie cellulaire. La figure 3.17 montre bien l'intérêt du signal *USMT* par rapport au signal *(ESMT-8)* constitué de fréquences équidistantes. Dans le cas *ESMT* les phases prises de façon aléatoire impactent notablement la distribution statistique des amplitudes (*ccdf*), tandis que dans le cas d'un arrangement *USMT*, la sensibilité en phase est beaucoup plus faible, ce qui rend ce signal plus robuste au sens de sa reproductibilité. Il est donc raisonnable de considérer que 2 générateurs différents (dans 2 laboratoires différents par exemple) vont générer le même signal *USMT* sans avoir besoin de s'assurer de la cohérence de phase entre ces 2 générateurs.

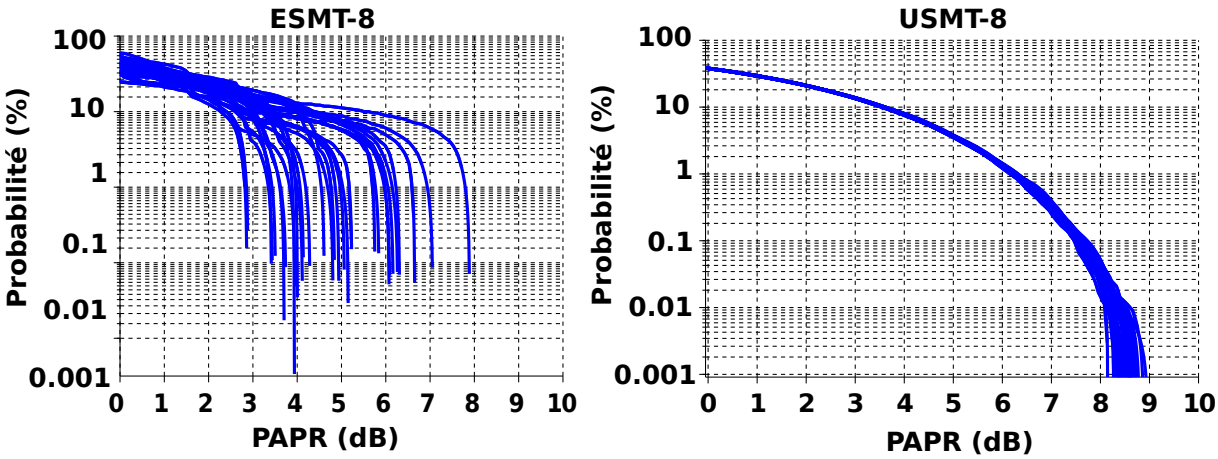


FIGURE 3.17 – Tracé de *ccdf ESMT-8* et *USMT-8* pour 30 tirages de phases aléatoires avec des signaux de 100000 points temporels

3.6.4.2 Propriété de décorrélation des signaux élémentaires *USMT*

Pour vérifier la désensibilisation en phase du signal multi-tons il est intéressant de générer des porteuses statistiquement indépendantes. La décorrélation entre ces signaux élémentaires constitue une condition nécessaire mais non suffisante. Pour vérifier la propriété de (dé)corrélation, nous pouvons écrire le signal *USMT* comme la somme de formes d'ondes sinusoïdales, d'amplitude égale à 1 (3.10) :

$$\begin{aligned} x(t) &= \textstyle\sum_{n=1}^{N} x_n(t) = \sum_{n=1}^{N} cos(\theta_n) \\ \theta_n &= (\omega_{min} + (n-1)\Omega + \omega_\epsilon(n)) \times t + \phi_n \end{aligned} \tag{3.10}$$

où ω_{min} est la fréquence minimum du spectre, Ω est l'écart fréquentiel , $\omega_\epsilon(n)$ est le vecteur de décalage par rapport à un cas régulier. Le cas où $\omega_\epsilon(n) = 0$, correspond à des fréquences régulièrement espacées.

La matrice de corrélation des signaux élémentaires $x_n(t)$ est donnée par (3.11) :

$$\boldsymbol{corr(x)} = \begin{bmatrix} \overline{\boldsymbol{x_1 \cdot x_1}} & \cdots & \overline{\boldsymbol{x_1 \cdot x_n}} \\ \vdots & \overline{\boldsymbol{x_i \cdot x_j}} & \vdots \\ \overline{\boldsymbol{x_n \cdot x_1}} & \cdots & \overline{\boldsymbol{x_n \cdot x_n}} \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

En comparant la matrice de corrélation d'un spectre régulièrement espacé *ESMT*, et celle d'un spectre *USMT*, nous pouvons noter que la matrice de corrélation du spectre *USMT* est strictement diagonale, ce qui signifie que l'arrangement de fréquence *USMT* est bien décorrélé, tandis que la matrice *ESMT* n'est pas diagonale. C'est donc un élément de réponse à la faible variation de la statistique (ccdf figure 3.17) que l'on peut également observer sur les signaux IQ. Sur la figure 3.18, les signaux I et Q avec 4-tons *USMT* et *ESMT* ont été tracés avec leur matrice de corrélation respective figure 3.18.

On note des différences importantes entre les *pdf* des signaux I,Q dans les deux cas. Par ailleurs, à différents tirages de phase du signal *ESMT* correspondent différentes *pdf* des signaux I,Q : ce qui n'est pas le cas du signal *USMT*.

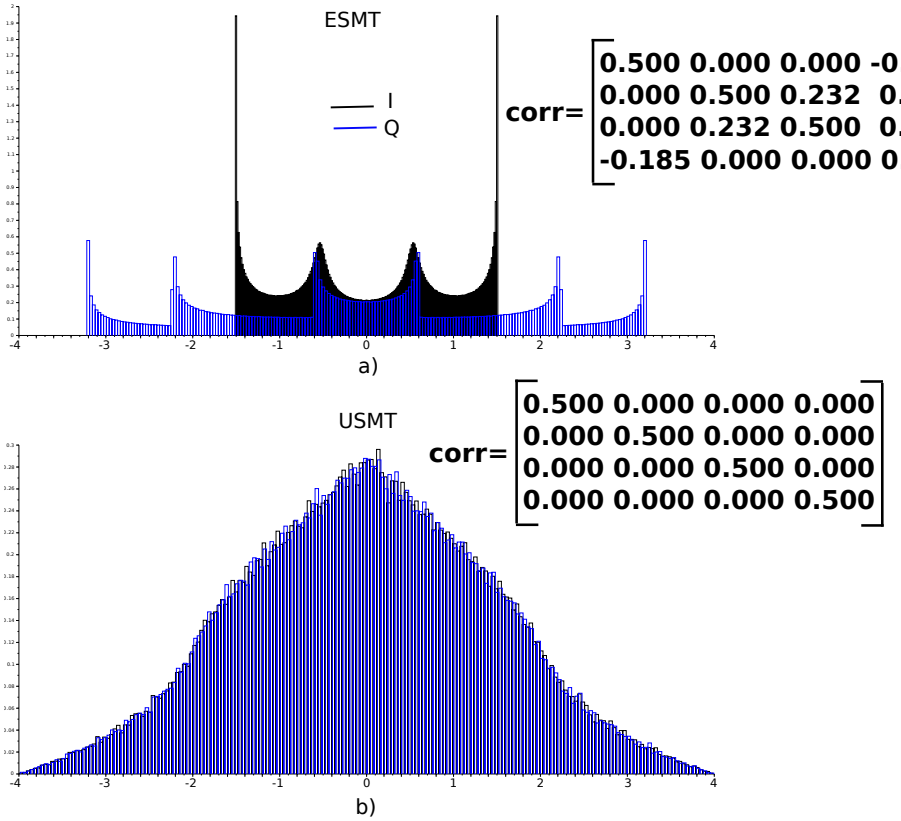


FIGURE 3.18 – Comparaison entre les pdf des composantes $I(t)$ et $Q(t)$ pour des signaux *ESMT-4* (a) et *USMT-4* (b) avec leur matrice de corrélation

3.6.4.3 L'*USMT* : un signal gaussien ?

La décorrélation des différents tons n'est pas une preuve suffisante de l'indépendance des variables aléatoires x_n.

Néanmoins si on considère le signal $x(t)$ comme la somme de signaux aléatoires constitués par les porteuses élémentaires $x_n(t)$, on peut calculer la *pdf* du signal résultant par la convolution des *pdf* élémentaires [21]. La comparaison des *pdf* théorique et expérimentale prouve l'indépendance des porteuses élémentaires et permet de déterminer théoriquement la *pdf* résultante suivant le nombre de fréquences.

Comme il a été montré au chapitre 2, la *pdf* d'un signal sinusoïdal avec une phase aléatoire est :

$$f_I = \frac{1}{\pi \cdot A\sqrt{1-A^2}} \tag{3.12}$$

Le terme A représente l'amplitude des tons. La convolution des pdf élémentaires données par 3.12 est donnée à la figure 3.19 pour N=3 et N=8.

La comparaison entre cette valeur théorique et la valeur obtenue expérimentalement par génération du signal $x(t)$ confirme l'indépendance statistique des porteuses élémentaires. De ce fait, d'après le théorème centrale limite, la pdf des signaux *USMT* converge vers une gaussienne à mesure que l'on augmente le nombre de tons.

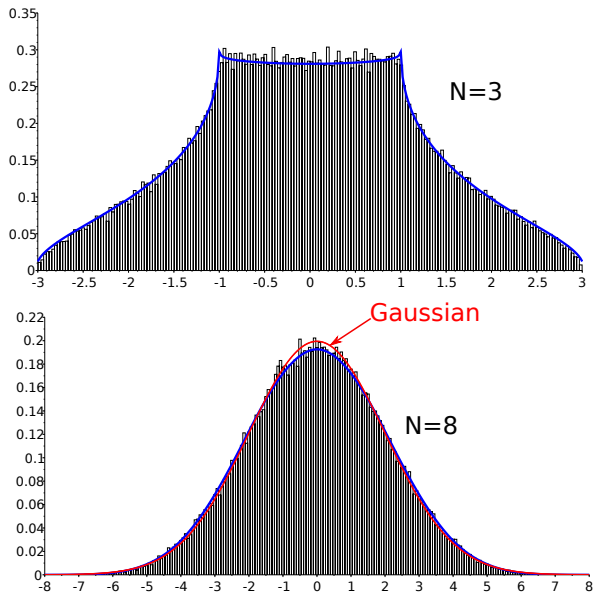


FIGURE 3.19 – Comparaison théorique et expérimentale des pdf des signaux $i(t)$ et $q(t)$ pour des arrangements *USMT-3* et *USMT-8*

3.6.4.4 Statistique d'un signal *USMT-8*

La figure 3.20 montre la répartition statistique au sens de la *pdf* d'un signal *USMT-8* sur les signaux I et Q en bande de base, ainsi que sur le module de l'enveloppe. $|\tilde{e}| = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)}$.

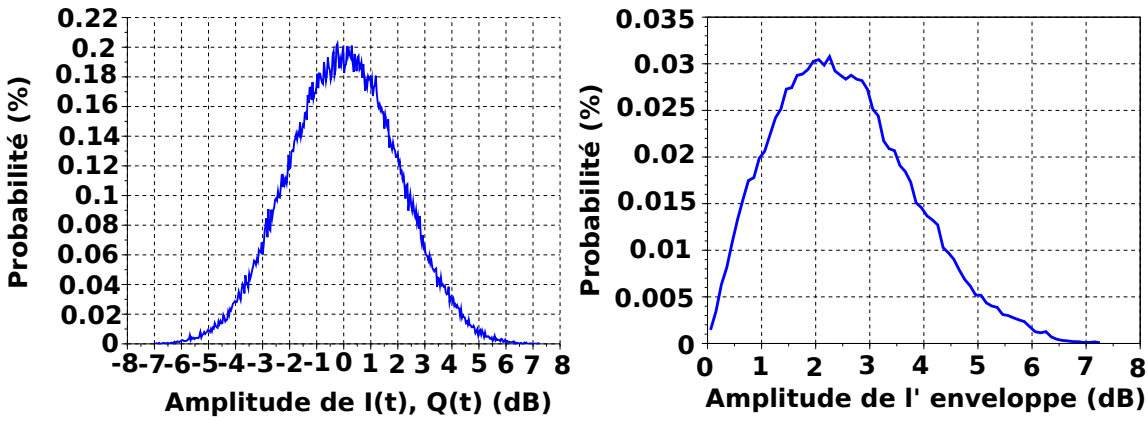


FIGURE 3.20 – *pdf* des signaux I(t),Q(t) et de l'enveloppe pour un signal *USMT-8*

Il est à noter que ces signaux I(t) et Q(t) suivent une distribution quasi-gaussienne (3.13), ce qui est intéressant pour s'approcher au plus près des signaux *OFDM*. Le module de l'enveloppe suit quant à lui une loi de Rayleigh (3.14).

$$P_{Gauss}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-\mu)^2 / 2\sigma^2} \tag{3.13}$$

$$P_{Rayleigh}(x) = \frac{x e^{-x^2/2\sigma^2}}{\sigma^2} \qquad x > 0 \tag{3.14}$$

De plus, la constellation générée par un tel signal à la figure 3.21, est intéressante car elle s'approche d'une trajectoire de signaux complexes et qu'elle excite l'ensemble de la constellation et non uniquement certains points particuliers.

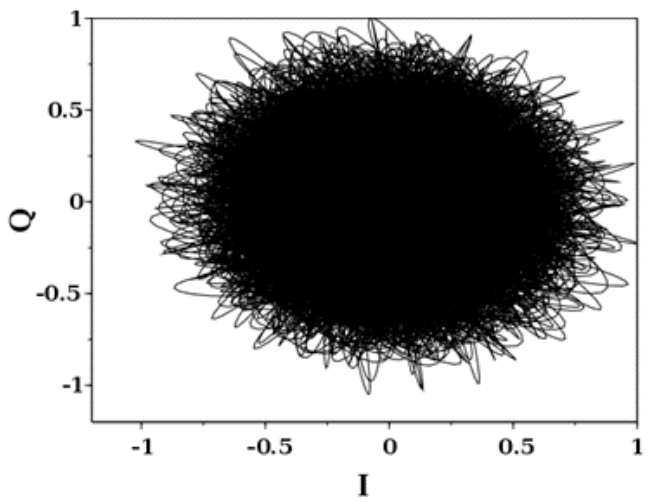


FIGURE 3.21 – Trajectoire d'enveloppe d'un signal *USMT-8*

3.6.4.5 USMT - QAM Comparaison

Afin de poursuivre les investigations, une comparaison expérimentale à même bande passante (2 MHz) entre les signaux a été menée. Le signal *USMT-8*, un signal 16-QAM (*roll-off* de 0.75) et un signal 256-QAM (*roll-off* de 0.1) ont été appliqués à un même amplificateur Masmos de chez Acco Semiconductors [26]. Le banc de mesure utilisé est détaillé dans [125] (à base de LSNA pour l'*USMT* (décrit dans le chapitre 3)) et à base de FSQ-26 (VSA de chez Rohde et Schwarz pour la démodulation QAM, avec un filtrage de Nyquist à l'émission et à la réception). La figure 3.22 illustre les densités de probabilités (*pdf*) des signaux mesurés en fonction de la puissance de l'onde incidente en dBm. Il existe des différences notables de *pdf* entre les signaux. Plus le nombre de symboles dans la constellation augmente plus les statistiques des signaux se rapprochent sans toutefois être parfaitement identiques.

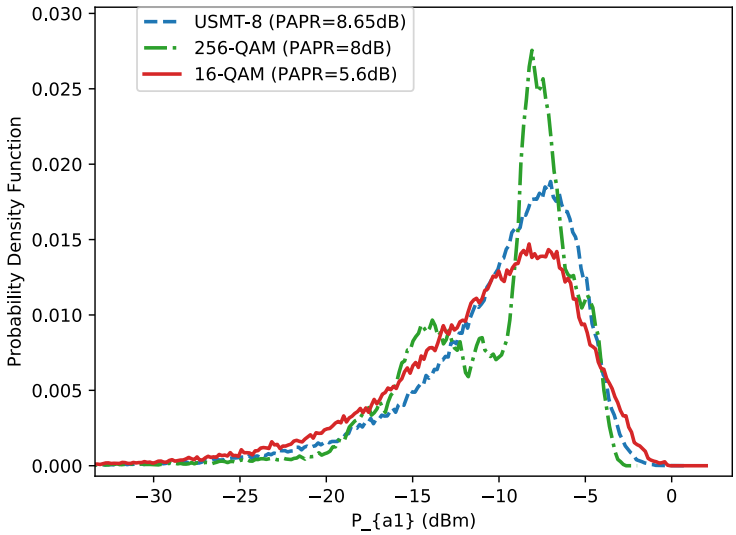


FIGURE 3.22 – Comparaison des *pdf* des signaux utilisés

La figure 3.23 montre des mesures effectuées sur un transistor Masmos de chez Acco Semiconductors [125]. Ces mesures illustrent trois classes de fonctionnement pour comparer la linéarité en utilisant les signaux dans le même environnement. Pour conclure, les résultats en linéarité d'un signal *USMT-8* ne permettent pas d'évaluer très précisément la linéarité de signaux QAM, ce qui peut s'expliquer par des distributions statistiques différentes.

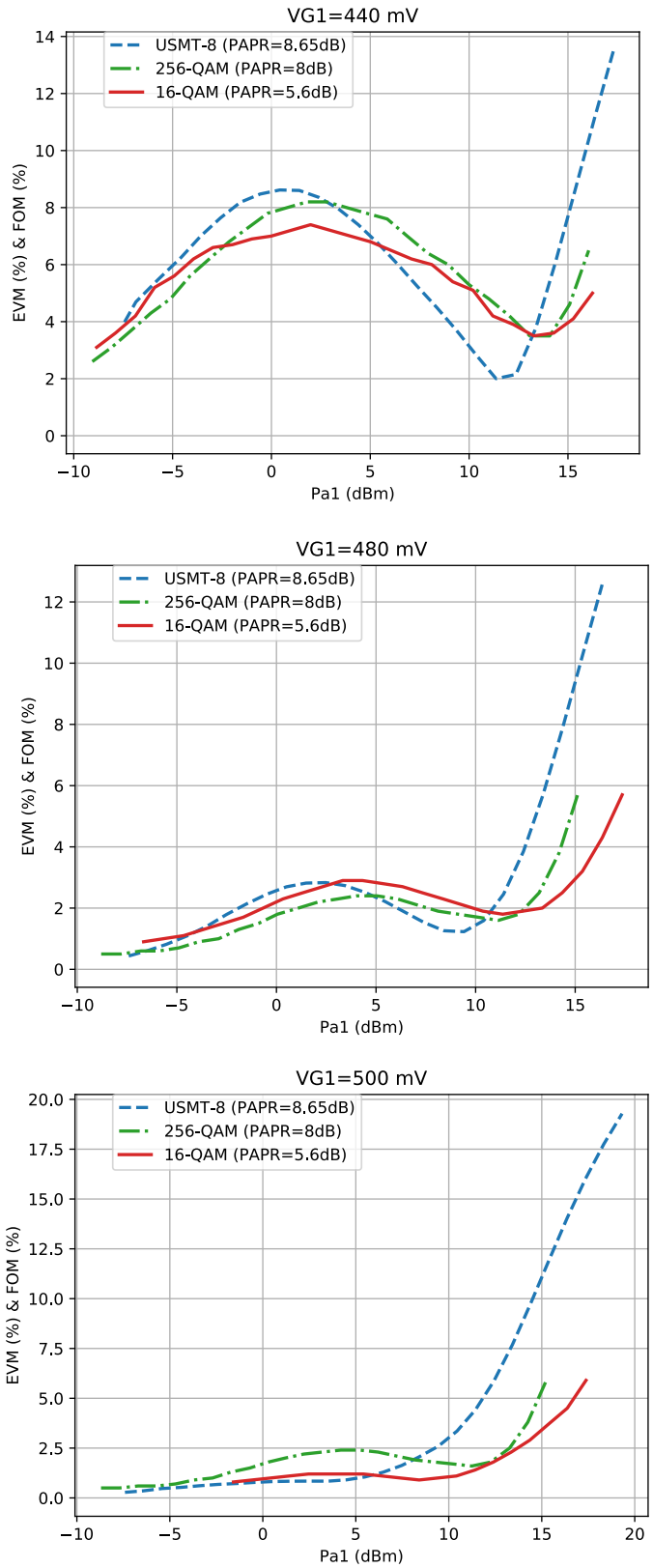


FIGURE 3.23 – Comparaison des mesures de linéarité *EVM* (16-QAM et 256-QAM) FOM(*USMT-8*), V_{DS}=3.5 V pour 3 points de polarisation (V_{G1}=440 mV,480 mV,500 mV)

3.6.4.6 Degré de liberté du *PAPR* en fonction du nombre de tons *USMT*

Les caractéristiques statistiques des signaux *USMT* sont intéressantes pour émuler des signaux *OFDM* car elles s'approchent d'une gaussienne à partir de 5 tons pilotes. Il est donc intéressant de se pencher sur la *Complementary Cumulative Distribution Function (ccdf)* [10].

La figure 3.24 montre les *ccdf* des signaux que l'on peut atteindre en utilisant un arrangement de type *USMT* entre 2 *et* 12 tons.

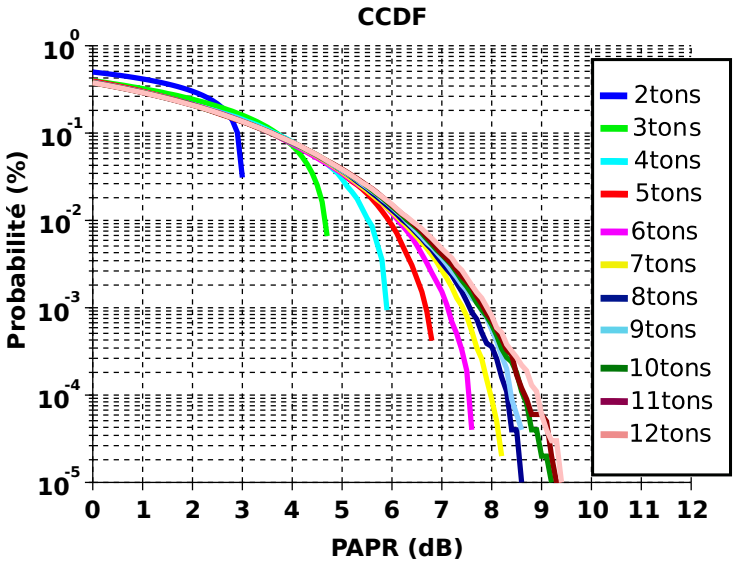


FIGURE 3.24 – ccdf des signaux *USMT* pour différents nombres de tons pilotes

En pratique, à partir d'une dizaine de fréquences suivant un arrangement de type *USMT*, il devient difficile d'augmenter le *PAPR*. Il atteint une limite située autour d'une dizaine de dB. Des simulations ont été faites avec des arrangements *USMT* avec 16 et 22 tons en utilisant les vecteurs de [109], et montrent un *PAPR* saturé à 10 dB .

3.6.4.7 Extremum des phases *USMT*

La figure 3.25 montre les variations statistiques extrêmes d'un signal *USMT-8*. Cette figure montre un faible degré de liberté au niveau de la sensibilité des phases. C'est-à-dire que pour pouvoir faire varier le *PAPR* d'un signal *USMT*, il sera plus facile de jouer sur le nombre de tons (figure 3.24), que de fixer les phases (figure 3.25). Dans la figure 3.25, la courbe rouge représente le *PAPR* maximum, lorsque toutes les phases du signal sont mises à 0. Les courbes en bleu représentent un grand nombre de tirages aléatoires (chaque ton pilote ayant une phase aléatoire). La courbe verte représente la courbe qui minimise le *PAPR*, en prenant un profil de phase parabolique [118].

Le tableau 3.11 présente les résultats des différentes simulations qui ont été réalisées avec un signal *USMT-N* de 2 à 10 fréquences pilotes.

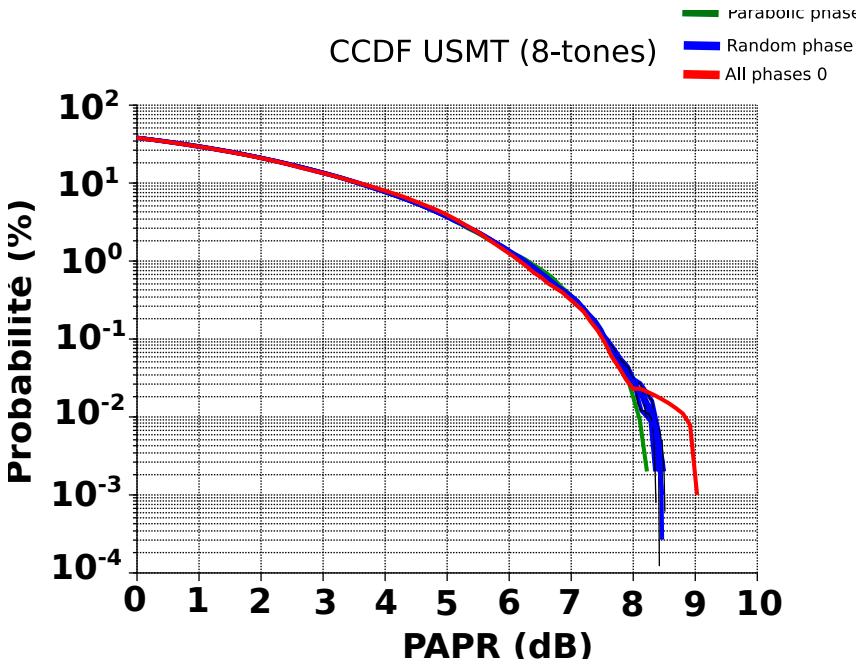


FIGURE 3.25 – Limite statistique des signaux *USMT-8*

Nb. tons *USMT*	Phases Paraboliques (min)	Phases aléatoires (moy)	Phases forcées à 0 (max)
2	3.0	3.0	3.00
3	4.7	4.7	4.75
4	5.9	6.0	6.02
5	6.9	6.9	6.98
6	7.5	7.6	7.78
7	8.3	8.3	8.45
8	8.2	8.6	9.00
9	8.8	9.0	9.50
10	8.8	9.2	10.00

TABLE 3.11 – Extremum de tirages de phases dans un arrangement de fréquence *USMT-N*

3.7 Comparaison des signaux *USMT-ESMT*

Le but de cette étude est de savoir si le signal *USMT-8* serait susceptible de prédire le comportement d'un amplificateur non-linéaire excité par des signaux de type *EMST* avec un trou par la méthode du NPR.

Au cours de cette étude préliminaire de nombreuses comparaisons ont été effectuées afin de se prémunir d'un maximum de biais liés à la mesure.

Les signaux *USMT* et *ESMT* vont être optimisés en essayant d'injecter des signaux aux caractéristiques aussi proches que possible : même *ccdf*, même bande passante, grille FFT la plus proche possible, et même plage de fonctionnement en terme de puissance moyenne.

La comparaison des mesures a été faite sur le même banc (PNA-X), avec le même générateur MXG (N5182B), le DUT étant chargé de façon identique sur 50 Ω. La comparaison a été faite à une fréquence porteuse autour de 5 GHz, en utilisant la même calibration au niveau du récepteur. Les signaux ont été égalisés de façon à ce qu'ils soient les plus proches possible pour faciliter les comparaisons et réduire au maximum les erreurs de mesure.

3.7.1 Comparaison des signaux en termes de statistiques

Le signal *ESMT* avec un trou, a été généré avec les caractéristiques suivantes : 3872 tons sur une grille de fréquences avec un pas de 1.62 kHz avec un trou de largeur 940 kHz.

Le signal *USMT-8* présente la même bande passante (6.3 MHz), 100 k points, fréquence d'échantillonnage du convertisseur analogique-numérique (DAC) 100 MHz, vecteur p_k=[0,27,243,9,81,1,3,729], Δf=0.8 MHz.

Pour cette première étude, le trou utilisé pour mesurer le *NPR* est de 14 % de largeur. Il se situe au centre de la bande légèrement décalé [42],[26]

Les courbes de *ccdf* ont été tracées sur un même graphe (figure 3.26). Il est à noter que les *ccdf* ne sont pas rigoureusement les mêmes, et donc que l'amplificateur n'a pas été strictement excité de la même façon, il faudra donc en tenir compte dans l'interprétation des résultats.

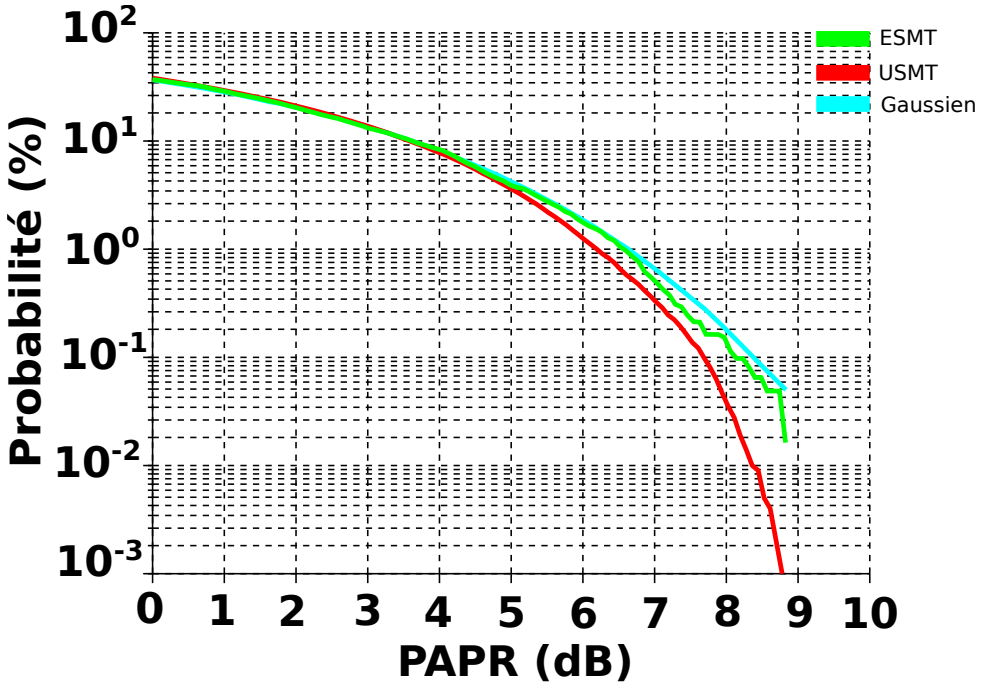


FIGURE 3.26 – ccdf des signaux : *USMT-8* (6.3 MHz), *ESMT* avec un trou de 14% (6.3 MHz), gaussien (bande limitée 6.3 MHz)

3.7.2 Investigations des différences *ESMT* avec un trou/*USMT-8*

Afin de s'assurer que le générateur n'ai pas de biais, une mesure de puissance au bolomètre a été effectuée. Cette mesure a permis de s'assurer qu'il n'y avait pas d'écart majeur en termes de puissance moyenne dans la génération des deux signaux (l'écart en puissance moyenne entre les deux signaux est au pire cas de 0.3 dB).

Enfin les deux signaux ont été mesurés à l'aide d'un oscilloscope très large bande de chez Keysight© : le DCA-X 86100D. L'idée de cette mesure dans le domaine temporel (figure 3.27) est de s'assurer qu'il n'y a pas de gros écarts d'un point de vue statistique, bien que visuellement les formes d'ondes temporelles possèdent des différences. Les mêmes *ccdf* que sur la (figure 3.26) ont pu être tracés à partir d'une mesure temporelle de la trame complète.

a) USMT-8 [4mV/div;125µs/div] b) ESMT-3872 avec trou [3.9mV/div;125µs/div]

FIGURE 3.27 – Comparaison dans le domaine temporel a) *USMT-8* b) *ESMT-3872*

3.7.3 Comparaison expérimentale des signaux *USMT*/*ESMT* avec un trou

Les premiers résultats de la comparaison en termes de mesure de linéarité (*NPR*) montrent des tendances similaires. L'écart entre les courbes (gain et *NPR*) est constant et faible (figure 3.28). Ces différences sont assez peu marquées si l'on tient compte du fait que les statistiques des signaux ne sont pas rigoureusement les mêmes. La figure 3.28 illustre ces résultats. Le calcul de la linéarité a été réalisé de 2 façons différentes en calculant le rapport C/I. La première façon est de considérer le C/I comme le rapport des puissances des 8 tons pilotes (C) sur le rapport des puissances des IM_3 uniquement $\frac{C}{I} = 10log_{10}(\frac{Ptons}{P_{IM3}})$.

Dans le deuxième calcul, les puissances des IM_5 ont été prises en compte : $\frac{C}{I} = 10log_{10}(\frac{Ptons}{P_{IM3}+P_{IM5}})$

Ces résultats montrent qu'il est indispensable de prendre en compte les IM_5 dans le calcul de la linéarité, pour approcher au mieux le signal *ESMT* avec un trou . En pratique,

dans la mesure du *NPR*, tous les produits d'intermodulation (IM_3, IM_5, IM_7, etc.) présents dans le trou sont pris en compte . Il est donc normal d'obtenir un tel résultat expérimental.

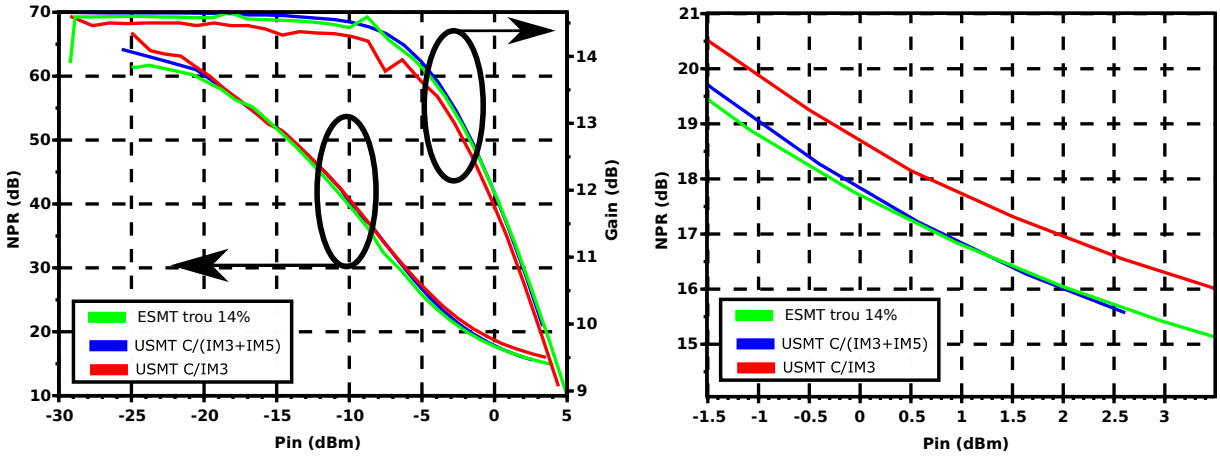


FIGURE 3.28 – Mesures comparées *ESMT* avec un trou/ *USMT-8* : gain, linéarité

3.7.4 Simulation avec un modèle sans mémoire

Une simulation a été réalisée entre les deux signaux pour essayer d'appréhender les différences en termes de linéarité.

Une première simulation avec le logiciel Scilab a été effectuée en utilisant un modèle sans mémoire (modèle de Rapp [122]), sur quelques points de puissance, afin de comparer les valeurs. Une différence comprise entre $0.2 - 1\ dB$ a été observée sur la mesure de la linéarité entre les deux signaux.

Pour la simulation, le signal *USMT* sera composé de 8 fréquences pilotes (*USMT-8*), et le signal pour la mesure de l'*ESMT* avec un trou sera composé d'environ 35000 fréquences (ESMT-35000), ajusté afin d'avoir exactement la même bande passante que le signal *USMT-8*. L'analyse des résultats en mesure et en simulation concorde. Elle montre que le paramètre de linéarité *NPR* pour un signal *ESMT-35000* est plus pessimiste que le signal *USMT-8*. Les écarts entre les courbes de *NPR* diminuent lorsque l'on élargie le trou dans le signal, ce qui est également le cas en mesure. Il est à noter que le signal *USMT* produit un bruit relativement plat dans la bande et hors bande, tandis que les signaux *NPR* produisent un bruit en cloche dont le maximum se situe au centre de la bande. La *ccdf* du signal *ESMT* avec un trou en simulation comme en mesure est toujours supérieur en terme de *PAPR* à celle du signal *USMT*. Les spectres des signaux simulés sont donnés à la figure 3.29.

La figure 3.30 montre les résultats obtenus en simulation en utilisant un modèle sans mémoire de Rapp, avec la même bande passante et un nombre de points de 2^{20}.

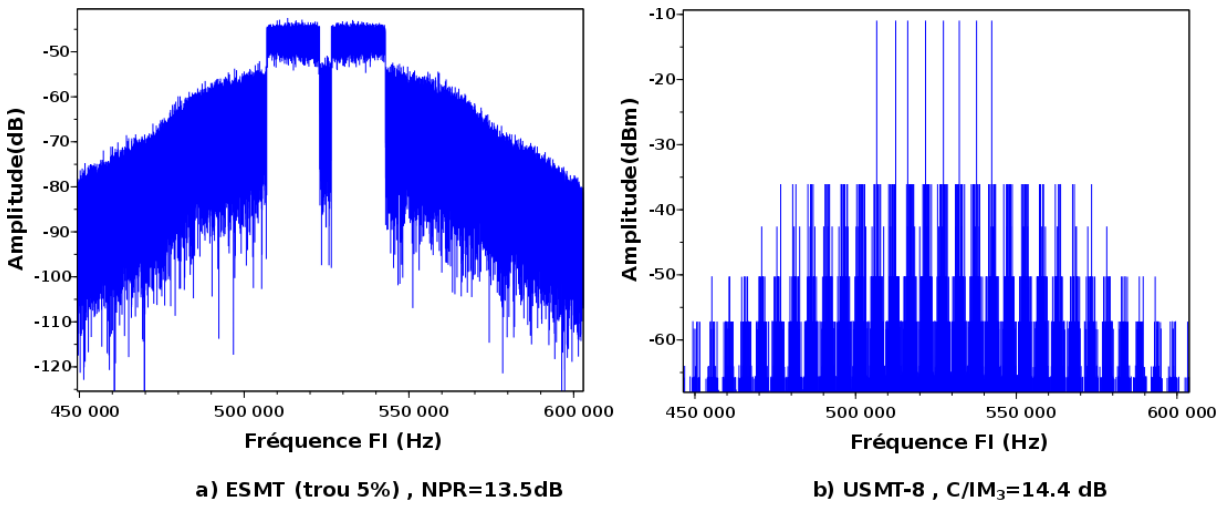


FIGURE 3.29 – Comparaison de simulation NPR/USMT pour une même puissance moyenne de +2 dBm avec un modèle sans mémoire de Rapp

A fort niveau de puissance les différences entre le *NPR* calculé avec le trou et le *NPR* mesuré avec le signal *USMT* ($\frac{C}{IM_3+IM_5+IM_7}$) s'approche de 1 dB. Cet écart de *NPR* se rapproche de 0.2 dB si l'on augmente légèrement la taille du trou 10 %.

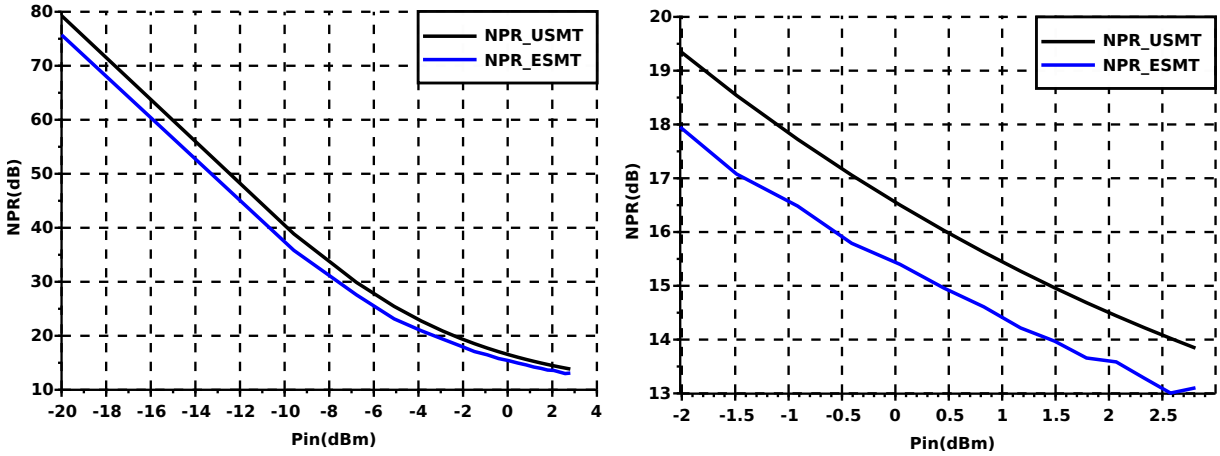


FIGURE 3.30 – Comparaison linéarité : *ESMT-35000 (5% trou)/ USMT-8*

3.7.5 Conclusion des comparaisons *USMT/ ESMT* avec un trou

Malgré des différences statistiques (*ccdf*), le signal *USMT-8* permet de prédire le comportement du DUT à une excitation de type *ESMT* avec un trou (mesure *NPR*).

Cela est donc prometteur pour la suite, car le signal *USMT* est plus simple à générer, à mesurer et à modéliser. Le signal *USMT* étant indépendant de la phase, c'est un signal de choix pour effectuer des comparaisons entre laboratoires sans métrologie particulière.

Les résultats de l'étude préliminaire sont prometteurs, mais le travail reste à approfondir (mesures, simulations, mathématiques). Les perspectives de poursuite de ce projet sont

nombreuses, notamment la mesure sur davantage d'amplificateurs : de tailles différentes, de technologies différentes et de classes de fonctionnement différentes.

3.8 Utilisation d'un récepteur basé sur des échantillonneurs *large signal network analyzer (LSNA)*

3.8.1 Vue globale du banc à base de LSNA

La figure 3.31 détaille le fonctionnement général de ce récepteur.

La **génération** du signal *USMT* se fait avec un MXG (N5182B) de la société Keysight Technologies, pour des signaux ayant une largeur de bande jusqu'à 160 MHz de large, à une fréquence porteuse comprise entre 9 kHz et 6 GHz. Un amplificateur linéaire (ou *booster*) peut être nécessaire pour amplifier le signal. Ce banc effectue des mesures *load-pull* passives sous pointes à l'aide d'un tuner de chez Focus Microwave MPT 1808-TC.

La **réception** se fait par un analyseur de réseau large signal LSNA de la société VTD (SWAP-X402). Cet analyseur est entièrement programmable et le pilotage s'effectue avec le logiciel Scilab. Son architecture est composée de 4 récepteurs à échantillonneurs dont les horloges sont synchronisées à 10 MHz. La dynamique de cet appareil est d'environ 60 dB, ce qui permet d'acquérir des signaux faibles notamment les produits d'intermodulation générés par les non-linéarités du dispositif sous test. Les signaux de la bande IF de ce récepteur sont compris entre 1 et 11 MHz, ce qui correspond à une bande passante IF de 10 MHz. Plus de détails sur le fonctionnement général du LSNA sont consultables sur [126] [127] [76].

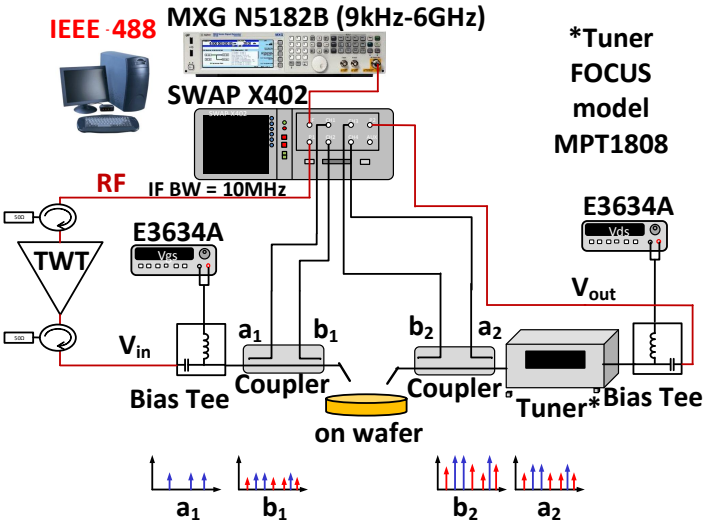


FIGURE 3.31 – Banc de mesure avec un récepteur basé sur des échantillonneurs

3.8.2 Principe de fonctionnement d'un récepteur à base d'échantillonneurs

Le principe de fonctionnement du LSNA repose sur le sous-échantillonnage. C'est-à-dire utiliser un récepteur avec une bande passante faible (quelques MHz) pour pouvoir échantillonner un signal à très haute fréquence (typiquement jusqu'à 40 GHz). Ce principe de transposition-compression repose sur le principe du mélangeur harmonique [128], (figure 3.32) et (figure 3.33).

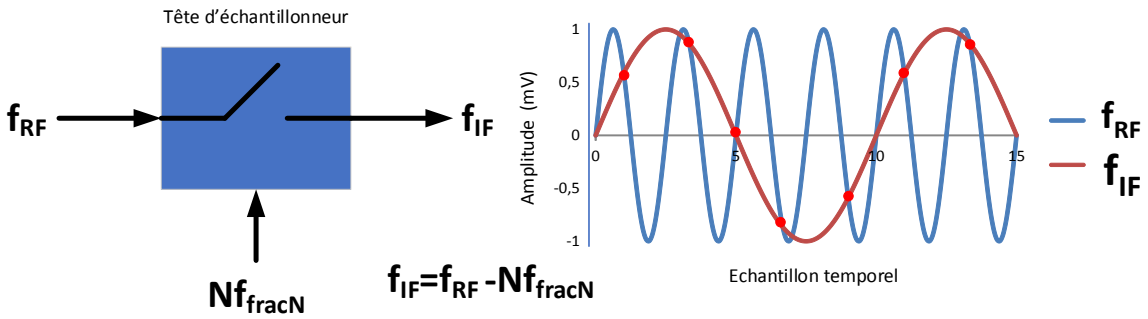


FIGURE 3.32 – Principe du sous-échantillonnage du LSNA

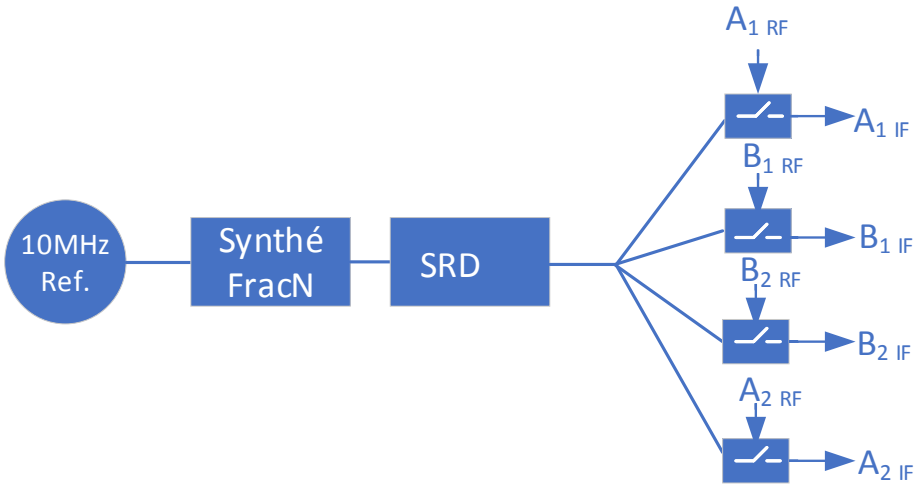


FIGURE 3.33 – Principe du LSNA

Le post-traitement des 4 ondes a_1, b_1, a_2, b_2 permet d'accéder aux valeurs des tensions et courants aux accès du DUT. Il est ainsi possible d'évaluer la dégradation en terme de linéarité par différence entre les valeurs d'entrée et de sortie.

- Le synthétiseur FracN est un synthétiseur de haute précision (typiquement 0.001 Hz), très stable. Une horloge de fréquence de 10 MHz alimente le synthétiseur FracN et lui permet de générer n'importe quelle fréquence entre 10 MHz et 25 MHz. C'est la fréquence de ce synthétiseur qu'il faut régler convenablement par rapport au signal RF que l'on souhaite mesurer. Pour assurer la cohérence de phase entre la génération du signal et la réception il est important qu'il partage la même référence 10 MHz.

- Le peigne de fréquence peut être généré de différentes façons : *Step Recovery Diode* (SRD), *Non Linear Transmission Lines (NLTL)*, ou tout autre composant fortement non-linéaire qui produit suffisamment d'harmoniques. Ce composant admet en entrée le signal sinusoïdal issu du synthétiseur FracN et génère par son fonctionnement fortement non-linéaire un très grand nombre d'harmoniques, typiquement jusqu'à 40 GHz, ce qui est équivalent à générer une impulsion proche d'un Dirac dans le domaine temporel (quelques picosecondes de durée).

- Les têtes d'échantillonnage RF sont les fonctions clés du système. Elles vont effectuer les opérations de translation et de compression du signal RF vers une fréquence IF (figure 3.34). Ces têtes sont au nombre de 4 au minimum pour un récepteur LSNA standard. En termes de fonctionnement, ses entrées sont :
  -le signal de peigne dans le domaine fréquentiel (diode SRD)
  -le signal d'entrée périodique et stable que l'on souhaite mesurer.
  Les sorties sont des signaux compressés plus basse-fréquence (IF), mesurées par un ADC.

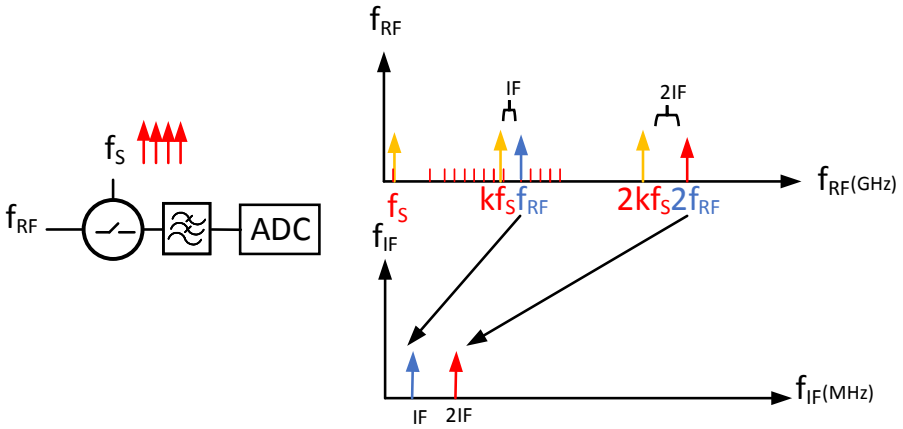


FIGURE 3.34 – Principe spectral du sous-échantillonnage

Il faut noter qu'il n'est pas possible de reconstituer la forme d'onde du signal RF original, à partir de l'analyse de la sortie du signal harmonique seul. Il faut connaître les fréquences présentes dans le signal que l'on souhaite mesurer et s'assurer d'avoir un rapport entier entre les fréquences du signal d'origine et les fréquences mesurées par les têtes d'échantillonneurs (le signal compressé).

3.8.3 Application numérique à l'*USMT*

Une application numérique basée sur les mesures de laboratoire viendra illustrer un cas concret de génération de fréquence *USMT* avec un récepteur basé sur le SWAP-X402 de la société VTD. La formule *USMT* est rappelée ici (3.15) :

$$f_k = [l + (k-1) \times m + p_k] \times f_\epsilon \qquad avec \quad (1 \leq k \leq Nb\ tons\ pilotes) \tag{3.15}$$

La grille de la FFT sera donnée par un *ADC* dont la fréquence est fixée à 128 MHz, et un nombre de points fixé à 2^{17} = 131072 points (ou *recordsize*), la relation (3.16) donne la grille de la FFT f_ϵ disponible pour faire la mesure :

$$f_\epsilon = \frac{f_{ADC}}{recordsize} = \frac{128\ MHz}{2^{17}} = 976.5625\ Hz \tag{3.16}$$

La valeur de l est le nombre qui permet de décaler les fréquences *USMT* de l'oscillateur local. La valeur utilisée au laboratoire est de 3 MHz qui est un multiple de f_ϵ (3.17) :

$$l = \frac{3\ MHz}{976.5625} = 3072 \tag{3.17}$$

Toutes les fréquences du signal utile et des produits d'intermodulation seront ainsi mesurées sur cette grille de FFT. La durée d'une trame est donnée par (3.18) :

$$t_{frame} = \frac{1}{f_\epsilon} = \frac{1}{976.5625} = 1.024ms \tag{3.18}$$

En reprenant la formule 3.15, on choisit un vecteur $p_k = [0, 1, 3, 3^1, 3^2, 3^3, 3^4, 3^5]$, et on fixe un écart fréquentiel qui devra être un multiple de la grille FFT (3.19) :

$$m = \frac{\Delta_f}{f_\epsilon} = \frac{250\ kHz}{976.5625} = 256 \tag{3.19}$$

3.9 Utilisation d'un récepteur à base de mélangeurs (PNA-X)

Tout en conservant la configuration présentée au paragraphe précédent on utilise un récepteur à base de mélangeurs plutôt qu'à base d'échantillonneurs. Cela permet d'avoir une dynamique beaucoup plus importante. Pour cela on peut utiliser un PNA-X de la société Keysight Technologies ©[129].

3.9.1 Principe de fonctionnement général du PNA

Le banc est le même que celui montré à la figure 3.31, seul le récepteur utilisé change. La bande passante RF permet de faire des mesures jusqu'à 50 GHz, ce qui est particulièrement intéressant pour les bandes autour de 35 GHz pour des applications de téléphonie $5G$ notamment. La dynamique du signal est de 100 dB. Pour des signaux faibles et périodiques, on peut utiliser du "stacking" [130] pour réduire encore ce plancher autour des 120 dB [131].

Le PNA-X possède 2 récepteurs utilisables en interne :

- **bande-étroite :** 11 MHz
- **large-bande :** 38 MHz

Chaque oscillateur local permet de mesurer une bande de fréquences par morceaux appelés "chunk". Tous les *chunks* sont ensuite concaténés tout en conservant une consistance de phase ce qui permet d'obtenir un récepteur large bande, à partir d'un récepteur à bande limitée.

La figure 3.35 illustre le schéma interne du PNA-X [132]. En ouvrant les cavaliers (connecteurs en façade de l'accès 2 et 3), on travaille directement sur les récepteurs en prenant les précautions nécessaires (coupleurs externes, atténuateurs, etc.), car la puissance admissible à l'entrée des récepteurs est limité à +15 dBm. Il est également important de ne pas saturer les récepteurs car ils produiraient également des produits d'intermodulation qu'il serait impossible de différencier de ceux produits par le DUT.

La figure 3.36 illustre un schéma bloc d'un des récepteurs du PNA-X. Elle montre le trajet du chemin RF du mélangeur converti en fréquence intermédiaire (IF) ; il est ensuite possible d'utiliser soit la largeur totale du récepteur 38 MHz, soit le chemin filtré avec un récepteur plus fin de 11 MHz.

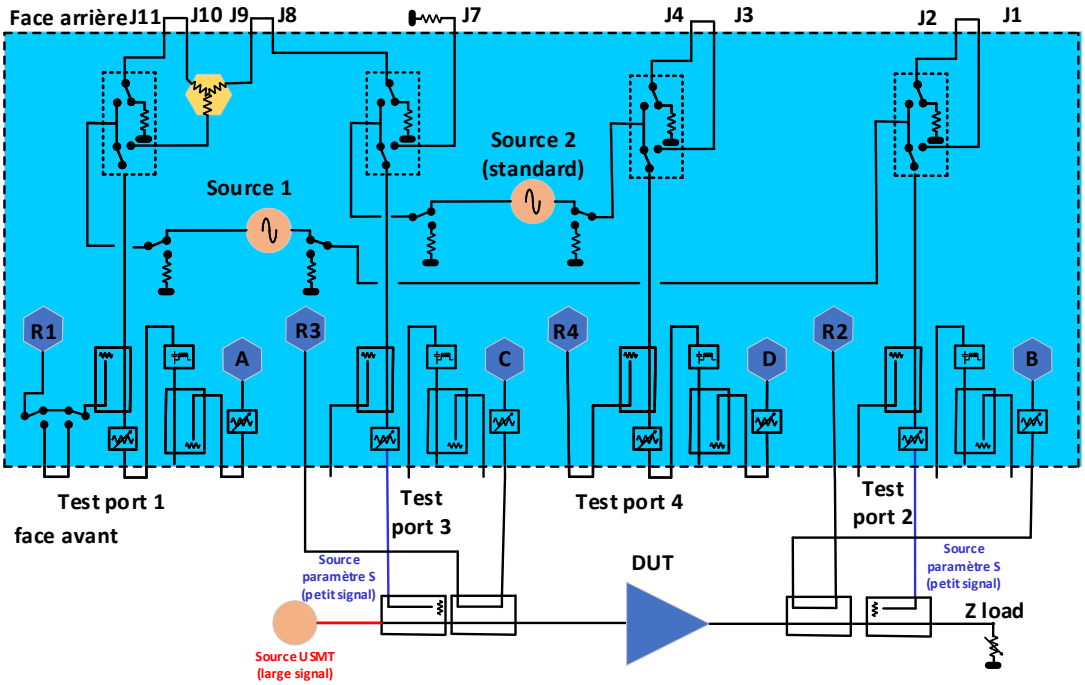


FIGURE 3.35 – Configuration du PNA dans une configuration forte puissance

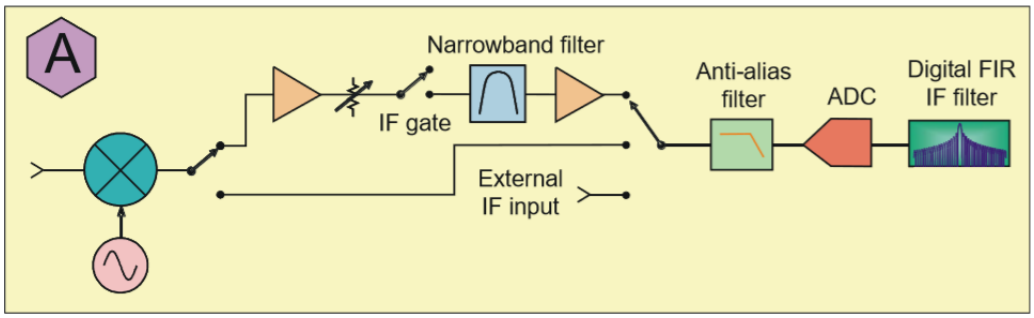


FIGURE 3.36 – Schéma bloc du récepteur

3.9.2 Principe de fonctionnement d'un récepteur à base de mélangeurs

Dans ce type de récepteur, des mélangeurs sont utilisés en lieu et place des échantillonneurs.

Ce récepteur fonctionne sur le principe de transposition d'un signal haute fréquence RF vers un signal basse-fréquence IF en utilisant l'oscillateur local.

Les ondes incidentes et réfléchies a_1, b_1, a_2, et b_2 du DUT sont séparées à l'aide de coupleurs directionnels (figure 3.37). Ces ondes à fréquence RF autour de f_0 sont ensuite converties en fréquence intermédiaire f_{IF}, à l'aide d'un oscillateur local généré par le PNA.

L'oscillateur local (OL) est lui-même synchronisé en fréquence avec le 10 MHz de la source RF. La fréquence du signal d'OL s'écrit : $f_{LO} = f_{RF} \pm f_{IF}$. La fréquence image ($-f_{IF}$) est supprimée en utilisant un filtrage passe-bas (figure 3.36). Les signaux en bande IF sont alors

échantillonnés et numérisés avec un ADC. Pour être convenablement mesuré, le signal RF doit impérativement être périodique, et les signaux doivent avoir des grilles fréquentielles similaires.

La mesure de phase peut se faire à l'aide d'un 5ème récepteur qui génère une phase de référence connue, et chacune des fréquences de la bande IF est alors comparée à cette référence [133].

Une autre technique consiste à utiliser une forme d'onde bien maîtrisée dont on connaît parfaitement la phase (signal "chirp"). Cette méthode est toujours en cours de développement, et ne sera pas décrite dans cette thèse.

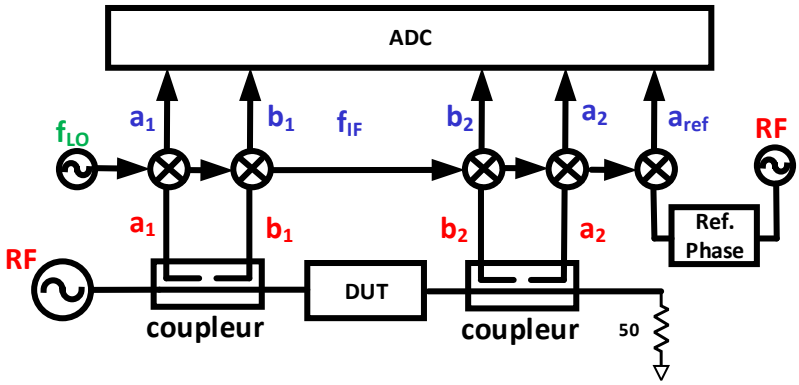


FIGURE 3.37 – Schéma d'un PNA 5-accès

3.9.3 Application numérique à l'*USMT*

L'application numérique basée sur les mesures faites en laboratoire viendra illustrer un cas concret de génération de fréquence *USMT* avec un récepteur basé sur le PNA-X de la société Keysight Technologies. La formule *USMT* est rappelée ici (3.20) :

$$f_k = [l + (k-1).m + p_k].f_\epsilon \qquad avec \quad (1 \leq k \leq Nb\ tons\ pilotes) \tag{3.20}$$

La grille de la FFT sera donnée par un *ADC* dont la fréquence peut être fixée à 25 MHz ou à 100 MHz, et un nombre de point pouvant aller jusqu'à 1 million, on travaille avec 100000 points et un ADC de fréquence 100 MHz, la relation (3.21) donne la grille de la FFT f_ϵ disponible pour faire la mesure (3.21) :

$$f_\epsilon = \frac{f_{ADC}}{recordsize} = \frac{100\ MHz}{100000} = 1\ kHz \tag{3.21}$$

La valeur de l est le nombre qui permet de décaler les fréquences *USMT* de l'oscillateur local. La valeur utilisée au laboratoire est de 3 MHz qui est un multiple de f_ϵ (3.22).

$$l = \frac{3\ MHz}{1\ kHz} = 3000 \tag{3.22}$$

Toutes les fréquences du signal utile et des produits d'intermodulation seront ainsi mesurés sur cette grille de FFT. La durée d'une trame est donnée par (3.23) :

$$t_{frame} = \frac{1}{f_\epsilon} = \frac{1}{1kHz} = 1ms \tag{3.23}$$

En reprenant la formule 3.20, on choisit le vecteur $p_k = [0, 1, 3, 3^1, 3^2, 3^3, 3^4, 3^5]$, et on fixe un écart fréquentiel qui devra être un multiple de la grille FFT (3.19) :

$$m = \frac{\Delta_{freq}}{f_\epsilon} = \frac{200\ kHz}{1\ kHz} = 200 \tag{3.24}$$

3.10 Calibration

Pour pouvoir mesurer des ondes dans le plan du dispositif, il est nécessaire d'effectuer une calibration (ou étalonnage) du récepteur de mesure.

Nous allons décrire la calibration Short, Open, Load, Reciprocal (SOLR). La différence majeure entre les deux techniques de calibration (SOLR, et SOLT [126]) est dans la connaissance des paramètres S du standard (appelé "thru"). C'est grâce à ce standard que l'on peut mesurer les erreurs de transmission. L'intérêt de la méthode SOLR est d'utiliser un standard réciproque (S_{21}=S_{12}) dont le modèle est partiellement connu. Il n'est pas nécessaire

d'avoir une connaissance précise de ses paramètres S ou de son modèle électrique à l'inverse de la méthode SOLT.

La méthode SOLR a été décrite à de nombreuses reprises pour la calibration de VNA ou LSNA :[134][135][136][137]. Les calibrations (SOLR, SOLT) peuvent être effectuées directement sur le récepteur PNA-X. Les données calibrées de la mesure sont disponibles directement à l'écran. Cela permet un gain de temps.

Pour calibrer en relatif le récepteur, nous allons commencer par effectuer une calibration paramètre S. Ensuite pour le calibrer en absolu il faut une calibration en puissance et phase.

La matrice S d'étalonnage du récepteur à 16-inconnues reprise de [137] nous permet de tracer le graphe de fluence de la figure 3.38 :

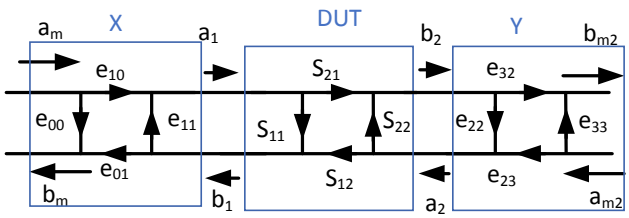


FIGURE 3.38 – Graphe de fluence d'un "thru" réciproque inconnu en transmission incidente

A partir de ce graphe de fluence, modèle de notre récepteur, il est possible d'écrire la matrice [S] d'erreurs (3.25) à partir d'une calibration à 1-accès sur les accès 1 et 2 (Annexe 4) :

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \alpha^{\exp(j*\phi)} \begin{pmatrix} \frac{1}{e_{01}e_{10}} \begin{pmatrix} \Delta_e & e_{11} \\ -e_{00} & 1 \end{pmatrix} & 0 \\ 0 & \frac{1}{e_{32}e_{23}} \begin{pmatrix} \Delta_{e2} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \\ a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \tag{3.25}$$

avec α le terme absolu de puissance et ϕ le terme de phase absolue.

Après avoir résolu les 2 matrices à 1-accès (accès 1 et accès 2) par rapport à une mesure des standards dont les matrices S sont parfaitement connues (Open, Short, Match) [136] [137]. Nous avons les termes, e_{00}, e_{11}, Δ_e, e_{22}, e_{33}, Δ_{e2}, il nous reste à déterminer le terme d'erreur $e_{10}e_{32}$. Cette inconnue peut être déterminée en effectuant des mesures en transmission par l'utilisation d'un composant réciproque.

La mise en équation de ce problème nous donne, après transformation en matrice T (3.26)[138] :

$$[Tm] = [T_X] \times [T_{DUT}] \times [T_Y] \tag{3.26}$$

Cela nous donne la matrice T des mesures brutes (3.27) :

$$[Tm] = \frac{1}{e_{10}e_{32}} \begin{pmatrix} 1 & -e_{11} \\ e_{00} & -e\Delta_X \end{pmatrix} \times \left[T_{DUT}\right] \times \begin{pmatrix} 1 & -e_{33} \\ e_{22} & -e\Delta_Y \end{pmatrix} \tag{3.27}$$

$$avec\ e\Delta_X = e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}\ et\ e\Delta_Y = e_{22}e_{33} - e_{32}e_{23}$$

Ce qui nous donne en réarrangeant l'équation :

$$\left[T_{DUT}\right] = (e_{10}e_{32}) \times \begin{pmatrix} 1 & -e_{11} \\ e_{00} & -e\Delta_X \end{pmatrix}^{-1} \times \left[T_m\right] \times \begin{pmatrix} 1 & -e_{33} \\ e_{22} & -e\Delta_Y \end{pmatrix}^{-1} \tag{3.28}$$

Pour rappel le déterminant d'un composant réciproque vaut 1 (3.29), ce qui permet de simplifier la matrice :

$$det\left([T_{DUT}]\right) = 1 \tag{3.29}$$

En calculant le déterminant de l'équation (3.28), il est possible d'obtenir (3.30) :

$$det\left[T_{DUT}\right] = (e_{10}e_{32})^2 \times det\left(\begin{pmatrix} 1 & -e_{11} \\ e_{00} & -e\Delta_X \end{pmatrix}^{-1}\right) \times det\left[T_m\right] \times det\left(\begin{pmatrix} 1 & -e_{33} \\ e_{22} & -e\Delta_Y \end{pmatrix}^{-1}\right) = 1 \tag{3.30}$$

Et d'en déduire :

$$(e_{10}e_{32})^2 = \frac{(e_{10}e_{01}) \times (e_{32}e_{23})}{det([Tm])} \tag{3.31}$$

Ce qui nous donne 2 solutions (3.32) :

$$e_{10}e_{32} = \pm\sqrt{\frac{(e_{10}e_{01}) \times (e_{32}e_{23})}{det([Tm])}} \tag{3.32}$$

La détermination du signe se fait par la connaissance approximative de la longueur électrique du thru [137]. Le système est maintenant calibré en relatif. Pour avoir un système calibré en absolu, une calibration en amplitude et en phase doit être effectuée pour résoudre la dernière inconnue qui est le terme α. Le module est déterminé par une mesure à la sonde de puissance et la phase est déterminée par une calibration absolue en phase. A partir de là nous avons un système calibré dans le plan des câbles, donc dans le plan de l'amplificateur connectorisé.

3.11 Conclusion

Finalement nous avons qualifié le signal *USMT-8* qui possède un certain nombre de degrés de liberté pour la caractérisation non-linéaire : la bande passante, le *PAPR*, la séparation intrinsèque des produits d'intermodulation et des tons pilotes. Tout ces atouts en font un signal polyvalent utilisable pour les caractérisations large-bande et haute fréquence.

Ce signal présente des propriétés statistiques très intéressantes, en termes de distribution des amplitudes (*ccdf*), puisqu'il permet de générer des signaux à 8.5 dB de *PAPR*, ce qui est une valeur assez courante dans les signaux de télécommunications $3G, 4G, 5G$. De plus, une faible sensibilité au niveau des phases des fréquences pilotes *USMT* en fait également un signal polyvalent pour réduire les problèmes de traçabilité.

Ce signal se place entre les signaux de caractérisations 2-tons, trop simples pour prédire un signal réel, et les signaux multi-tons qui imitent bien des signaux gaussiens mais qui sont difficiles, longs à mettre en œuvre et à interpréter.

Cependant, le cahier des charges n'était pas trivial, puisque ce signal doit pouvoir **imiter un signal de télécommunication réel**, gaussien de type *Orthogonal Frequency Division Multiple (OFDM)*.

Par comparaison avec la méthode du *NPR*, nous avons montré qu'il est possible d'obtenir avec un signal *USMT-8* les mêmes résultats qu'avec un signal multi-tons *ESMT* avec un trou. L'avantage d'utiliser le signal *USMT-8* est d'être simple et précis pour analyser des effets parasites.

Le signal *USMT* peut être mesuré en utilisant 2 types de récepteurs à base de mélangeurs et à base d'échantillonneurs. Pour effectuer les mesures nous avons utilisés une méthode de calibration SOLR.

Cette nouvelle méthode s'inscrit bien dans le contexte actuel de la 5G, dont la linéarité est l'aspect le plus critique dans les structures d'amplification à haut rendement

Chapitre 4 :

Banc de *load-pull* multi-tons avec un signal *USMT*

La mise en œuvre d'un banc *load-pull* passif dans un contexte multi-tons va être détaillée. Ce banc permet une analyse simultanée des performances énergétiques et de la linéarité des transistors de puissance RF, en contexte de télécommunication.

Ce banc de test a permis également l'investigation des phénomènes parasites comme les pièges, la polarisation en bande étroite. Les limites d'un banc *load-pull* passif *USMT* se sont rapidement faite sentir dès lors que l'on a commencé à augmenter la bande passante du signal.

Pour surmonter cette limitation de bande, les travaux de thèse ont conduit à proposer un banc de *load-pull* actif qui permet de réaliser les caractérisations large-bande indispensables pour les structures destinées à la 5G notamment.

4.1 Banc de *load-pull* passif avec un signal USMT

4.1.1 Architecture du banc *load-pull* passif

La figure 4.1 montre le banc de mesure utilisé pour effectuer des mesures sous pointes pour caractériser le transistor *on-wafer*. Une description détaillée a été faite dans le chapitre précédent.

Le banc utilise un tuner passif MPT-1808-TC de chez Focus Microwave qui permet de faire varier l'impédance en sortie présentée au transistor. Ce tuner est constitué de trois chariots dont la position permet de fixer les impédances à f_0, $2f_0$ et $3f_0$.

4.1.2 Analyse de la linéarité avec le signal *USMT*

Après avoir mesuré les amplitudes et phases aux fréquences d'intérêt tons pilotes et produits d'intermodulation (IM_3, IM_5, etc.), on va déterminer la dégradation en terme de rapport signal à bruit. L'objectif d'une telle définition est de se ramener à une dégradation de type *NPR*. Le *NPR* définit la dégradation des produits d'intermodulation dans la bande de modulation. Dans le cas du signal *USMT*, les produits d'intermodulation sont distincts des fréquences pilotes. On peut définir simplement le rapport d'amplitude entre le signal utile et la somme des amplitudes des IM_3 et IM_5 dans la bande de modulation (*in-band IB* c'est-à-dire entre le premier et le $N^{ème}-$ ton *USMT*), pour satisfaire avec la définition du *NPR* (4.1) :

$$\frac{C}{IM3_{IB}+IM5_{IB}}\,(dB) \;=\; 10\times\log 10\left(\frac{Pu}{P_{IM3_{IB}+IM5_{IB}}}\right)=\left(NPR_{eq.}(dB)\right) \tag{4.1}$$

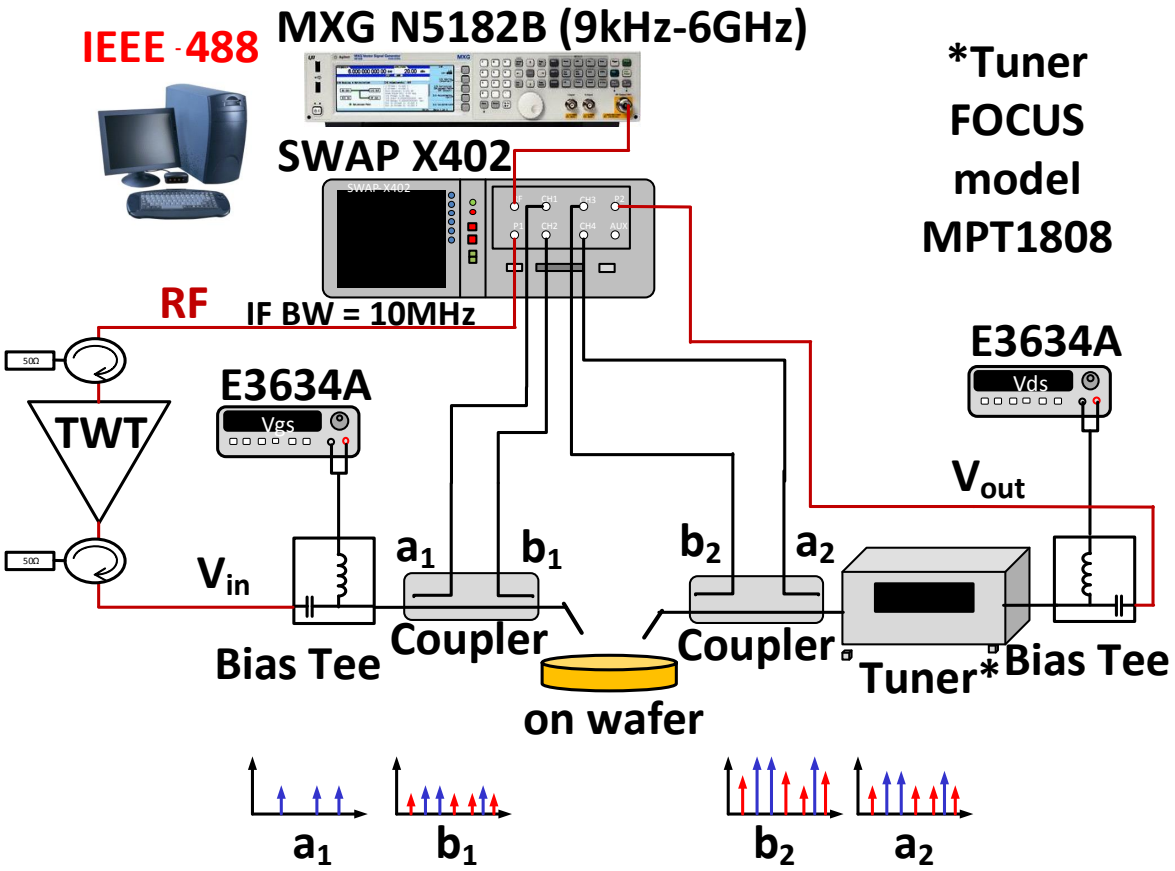


FIGURE 4.1 – Banc de mesure *load-pull USMT* à base de tuner passif

Il est à noter que lorsque la puissance à l'entrée du dispositif sous test augmente, la non-linéarité va produire plus de produits d'intermodulation ce qui va se traduire par une diminution du terme de C/I (4.1).

On a représenté à la figure 4.2 le spectre du signal de sortie d'un dispositif non-linéaire excité par un signal *USMT*. Les tons pilotes sont représentés en rouge, et les produits d'intermodulation (IM_3, IM_5, etc.) sont représentés en bleu pour ceux qui serviront à calculer le rapport (C/I) dans la bande, donc le *NPR* et en gris pour ceux qui servent à calculer ce rapport hors-bande (*ACPR*).

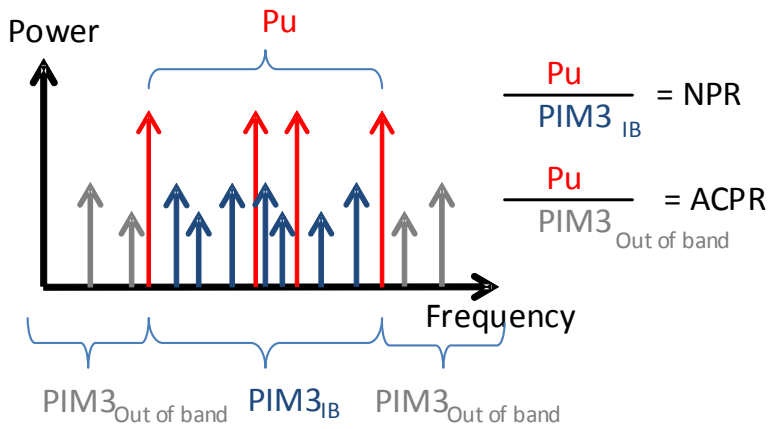


FIGURE 4.2 – Spectre du signal *USMT* à la sortie d'un dispositif non-linéaire

Les ingénieurs se réfèrent fréquemment à la notion d'*Error Vector Magnitude (EVM)*. Généralement, cette notion est liée à un type de signal d'entrée et sa mesure nécessite l'usage d'une chaîne de modulation/démodulation. Cependant il est possible d'utiliser la définition du $NPReq.$ (4.1) mesuré avec un signal *USMT* pour fournir une figure de mérite (*FOM*) dont l'évolution traduit celle de l'*EVM* produite par un dispositif non-linéaire .

En effet il a été démontré que sous certaines conditions qu'il est possible de lier l'*EVM* et le *NPR* par la relation (4.2) [97] :

$$FOM\ (\%) \quad = 10^{\frac{40-(NPReq.)_{dB}}{20}} \tag{4.2}$$

Cette figure de mérite (FOM) représente une mesure pertinente de l'impact des phénomènes non-linéaires dans une chaîne de transmission, indépendamment de tous les équipements de modulation/démodulation et de filtrage. Pour cela on réalise une cartographie de l'impact des impédances d'adaptation sur la linéarité grâce au tracé de contours *load-pull*. Elle constitue donc une information précieuse pour les concepteurs d'amplificateurs de puissance notamment pour les systèmes de télécommunication. Il est donc intéressant d'intégrer cette figure de mérite dès la phase de conception d'un amplificateur.

4.1.3 Contour *load-pull USMT* avec un tuner passif

Les contours *load-pull* sont réalisés à partir des mesures *load-pull USMT-8*. L'objectif est de pouvoir cartographier les différentes figures de mérite en fonction de l'impédance de sortie présentée au transistor.

Ces mesures ont été réalisées sous pointes sur un transistor GaN $8 \times 75\ \mu m$, de longueur de grille 250 nm, polarisé à 100 mA/mm (en classe AB profonde 60 mA) pour une tension de polarisation de drain Vd=30 V. Le signal utilisé est un signal *USMT-8* à 8 tons pilotes couvrant une bande de 2.5 MHz autour de 4 GHz.

Les impédances présentées au transistor sous test ont été choisies autour de la zone d'impédance conjuguée au sens complexe de l'impédance de sortie $S22^*$ du transistor comme indiqué à la figure 4.3 :

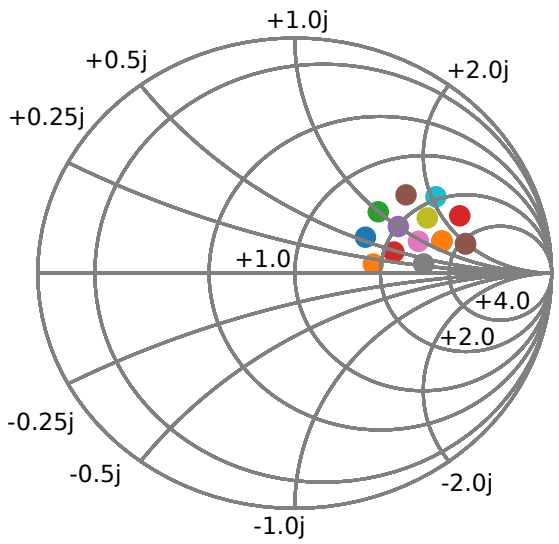


FIGURE 4.3 – Valeurs d'impédances présentées successivement au transistor autour d'une fréquence centrale de 4 GHz

La mesure consiste à réaliser un balayage en puissance pour chaque point d'impédance présentée en sortie du transistor. A partir de ces mesures, pour une quinzaine de points d'impédance les figures de mérites ont été extraites. Mais le problème est qu'il en résulte beaucoup de courbes (figure 4.4) et (figure 4.6). Pour une meilleure lisibilité des résultats, les courbes ont été représentées sous forme de contours. Les différentes courbes ont été interpolées pour avoir un point tous les 0.1 dB. Ensuite, une interpolation 3 dimensions [139] a été nécessaire pour être représentée sur l'abaque de Smith. Cela permet ainsi de cibler différents critères, ces valeurs servant de points de départ pour les concepteurs d'amplificateur de puissance. Les paramètres traditionnellement observés sont les figures de mérite classiques (gain, PAE, P_{out}, I_{DS}) (figure 4.4).

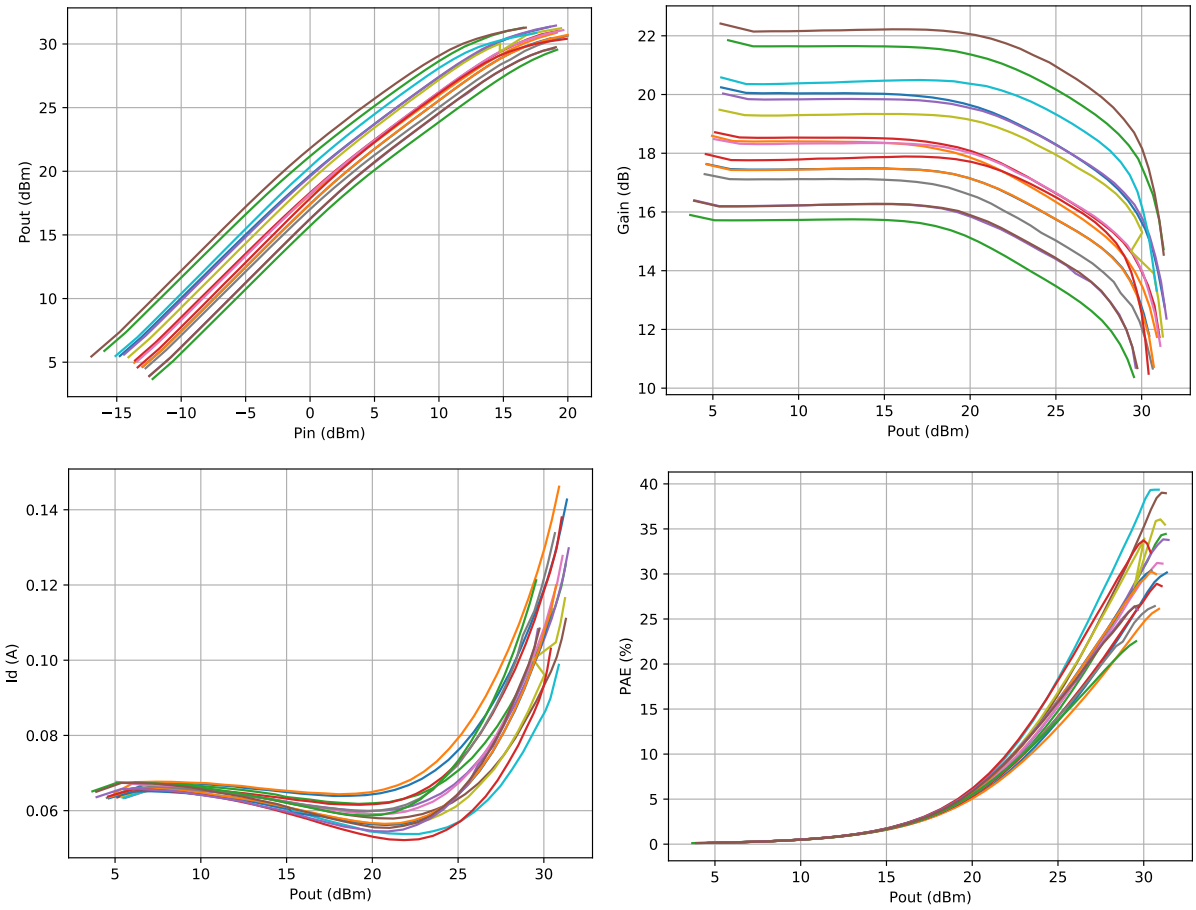


FIGURE 4.4 – Figures de mérite classiques d'un amplificateur de puissance *load-pull USMT-8*, mesurés pour les impédances données à la figure 4.3

On notera cependant que les paramètres mesurés correspondent à un fonctionnement multi-fréquences avec une statistique de signal d'entrée quasi-gaussienne. Ils sont différents des caractéristiques mesurées en CW et sont représentatifs du fonctionnement réel de l'amplificateur (figure 4.5) [38].

Ainsi le rendement mesuré correspond à :

$$\eta_{USMT} = \int_0^{E_{max}} \eta_{CW}(u) \times pdf_{USMT}(u)du$$

où pdf_{USMT} est la densité de probabilité de l'enveloppe du signal *USMT* et Emax l'amplitude maximale de la pdf du signal *USMT*.

Grâce à l'utilisation de ce signal *USMT*, on obtient les figures de mérite de linéarité (C/I, *FOM*) (figure 4.6) sans traitement de données additionnel, ce qui rend cette technique de mesure très attractive car elle est très simple et rapide à mettre en œuvre. A terme elle pourra faire l'objet d'un marqueur spécialisé dans les instruments de mesures, ce qui la rendra encore plus rapide et facile d'accès.

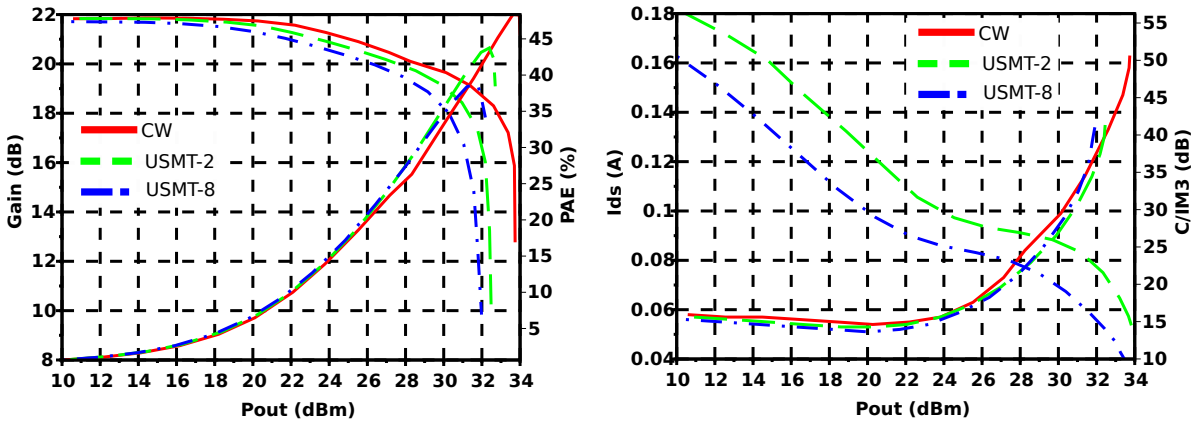


FIGURE 4.5 – Figures de mérite mesurées en *load-pull* d'un transistor AlGaN/GaN $8 \times 75\ \mu m$: CW, *USMT-2*, *USMT-8*, mesurées pour l'impédance optimale max PAE Z=137 + $j71\Omega$, 4 GHz, 2.5 MHz, $V_{DS} = 30V$, $I_{dsq} = 60\ mA$

Pour se fixer les idées sur la rapidité d'obtention des mesures, un balayage de 30 $points$ de puissance, par impédance ne prend qu'une minute.

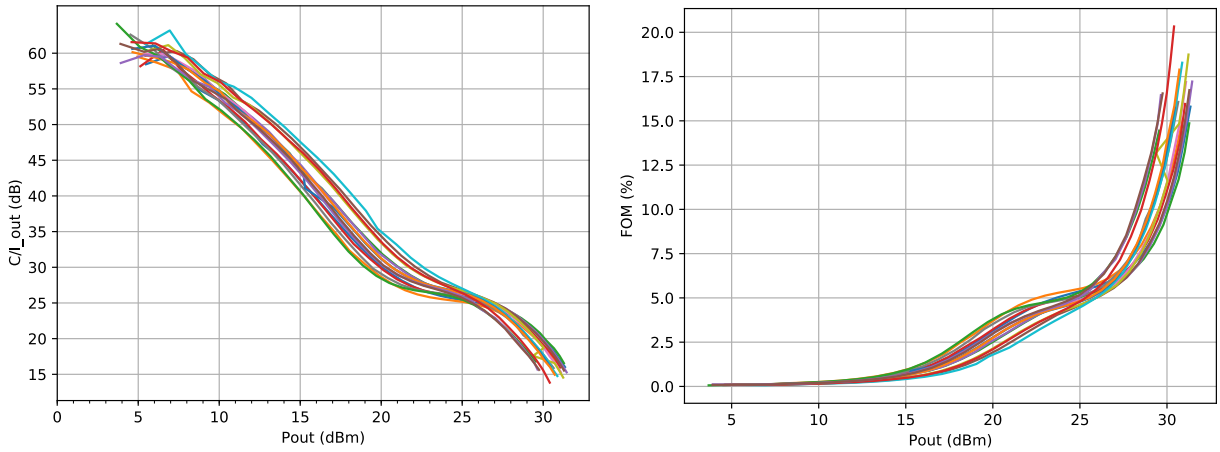


FIGURE 4.6 – Linéarité C/I et FOM mesurés avec un signal *USMT-8*, pour les impédances données à la figure 4.3

A partir de ces mesures, différents contours (figure 4.7) ont pu être extraits à puissance de sortie (P_{out}) constante par exemple 30 dBm, ce qui permet de cartographier complètement le transistor excité par un signal modulé. C'est un nouvel outil pour les concepteurs de structures d'amplification. Il est donc maintenant possible de connaître les performances que pourra fournir un transistor dans des conditions proches de la réalité en termes d'excitation.

Lorsque la linéarité est un facteur primordial, il est possible d'extraire à partir de ces mesures (figure 4.4) de *load-pull USMT* des contours à linéarité constante. La figure 4.8 permet de visualiser les contours à linéarité constante à (30 dB). Cette valeur est remarquable correspondant à 3 % d'*EVM*.

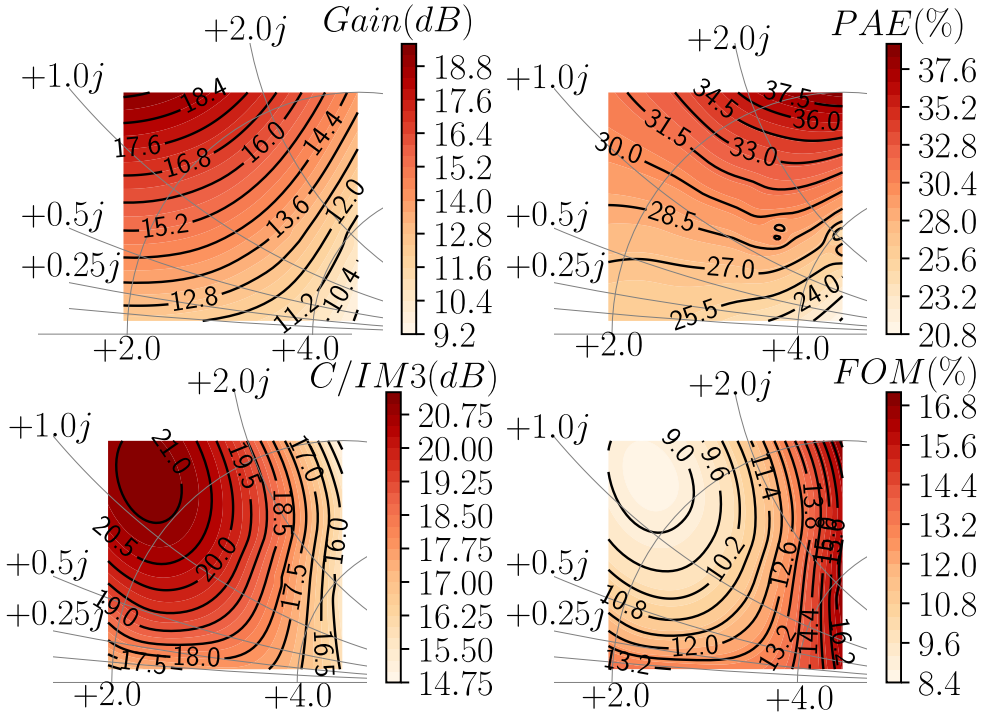


FIGURE 4.7 – Contours *load-pull* extraits à P_{out}=30 dBm

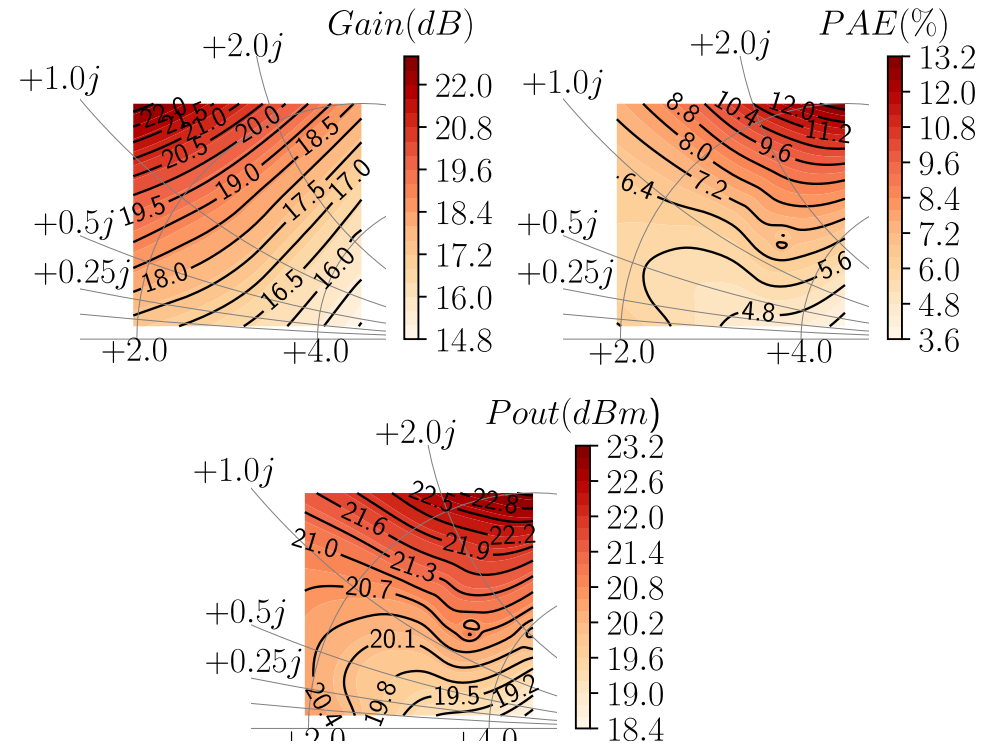


FIGURE 4.8 – Contours *load-pull* à linéarité constante à 30 dB, mesurés pour les impédances données à la figure 4.3

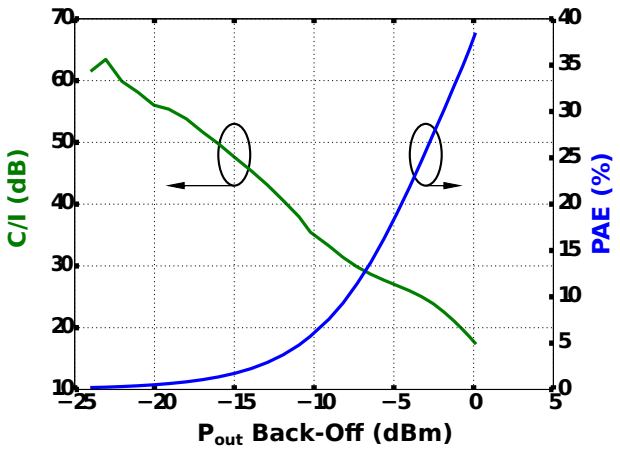


FIGURE 4.9 – Compromis linéarité/rendement tracé en fonction de la puissance de recul de 0 dB=30 dBm pour une charge optimale en PAE

Pour chaque impédance, on peut récupérer la courbe d'intérêt qui donne le compromis linéarité/rendement. La figure 4.9 illustre le compromis linéarité/rendement pour l'impédance Z=95+105j Ω qui maximise le rendement en puissance ajoutée. La puissance de sortie a été normalisée en puissance de recul (P_{out} *Back-Off*) par rapport à 30 dBm.

Ainsi, cette technique innovante de mesure des produits d'intermodulation a montré quelques aspects pratiques de son potentiel, pour évaluer la linéarité d'un DUT grâce au signal *USMT-8*.

4.1.4 Comparaison *USMT-8* vs vecteurs de décalage p_k

Au cours de cette thèse plusieurs expérimentations ont été menées sur des transistors de tailles et de structures différentes (GaN GH15 8 × 50 μm et GaN GH25 8 × 75 μm).
Dans cette partie, seuls les résultats mesurés sur le transistor GaN GH25 8 × 75 μm seront présentés. L'objectif de cette expérimentation est de caractériser le transistor sous test en faisant varier les fréquences pilotes du signal *USMT* afin d'en observer l'impact sur la linéarité et le courant de drain.

Préalablement à cette expérimentation, une mesure de paramètres S basse fréquence (méthode Y_{22}) décrite dans [37], a été réalisée montrant un phénomène de piège dont la constante de temps se situe aux alentours de 1 ms à 25 °C. L'idée est d'exciter le transistor avec des fréquences proches du kHz. Les vecteurs qui ont été testés avec une grille FFT de 976.5625 Hz sont les suivants :

- **vector 1** : p_k=[0, 1, 4, 13 , 40, 121, 364, 1094], and m=0
- **vector 2** : p_k=[0, 21, 317, 617, 929, 1277, 1733, 2513], and m=0
- **vector 3** : p_k =[0, 1, 3^1, 3^2, 3^3, 3^4, 3^5, 3^6], and m=256

Les bandes passantes de chacun des vecteurs sont données par le tableau 4.1 :

Nom du vecteur	Nb. de recouvrement IM_3/Pilotes & IM_3/IM_3	RFBW (MHz)
$vector$ 1	0	1.06
$vector$ 2	0	2.45
$vector$ 3	0	2.46

TABLE 4.1 – vecteur de décalage p_k

Les fréquences d'IM_2 obtenues à partir des 3 vecteurs différents sont données sur la figure 4.10. Ces fréquences vont exciter les effets parasites basse fréquence du transistor. Les

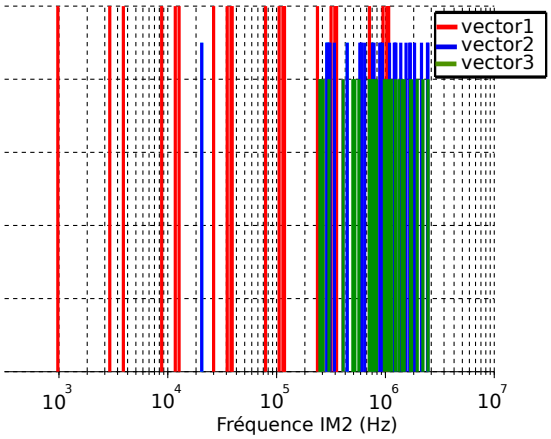


FIGURE 4.10 – Ecarts de fréquence (IM_2) excités pour les 3 vecteurs p_k

figure 4.11 et figure 4.12 illustrent les mesures faites sur le composant GH25 8x75 μm, pour une impédance de Z=138 + j63 Ω, proche de l'optimum de PAE (figure 4.9).

Au vu des résultats des figures 4.11 et 4.12, il n'y a aucune différence notable sur les figures de mérite (gain, courant de drain (I_{DS}), PAE), pour ces 3 vecteurs avec le transistor chargé par la même impédance. A la figure 4.12, la linéarité varie faiblement à très bas niveau de puissance, cela peut sans doute s'expliquer par un défaut du récepteur, car à fort niveau de puissance les écarts en termes de linéarité sont négligeables. La conclusion de cette expérimentation est que l'impact du delta de fréquence ne semble pas affecter les performances du transistor. Cela peut s'expliquer par la constante de temps de relaxation des pièges. En effet si celle-ci est très grande, ce qui est le cas du transistor testé, l'état du transistor est totalement déterminé par la puissance crête du signal d'entrée quel que soit l'arrangement des fréquences.

Le résultat de cette expérimentation est néanmoins important pour des structures d'amplificateurs complètes où les résonances des alimentations jouent un rôle.

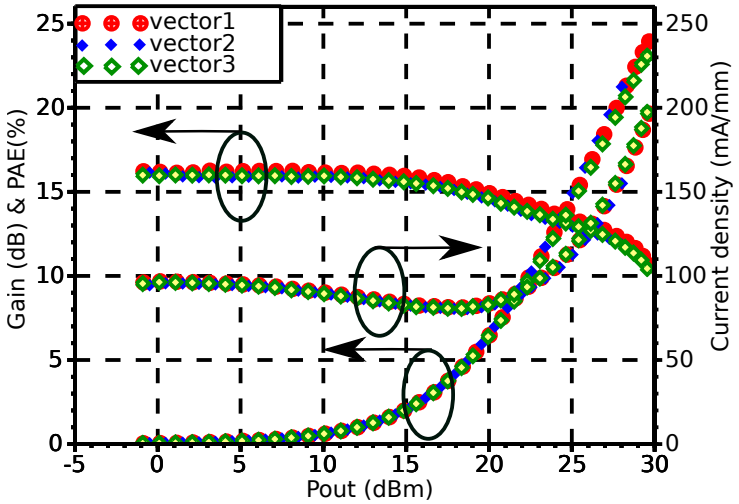


FIGURE 4.11 – Gain, PAE, Densité de courant de drain sur un transistor GaN $8 * 75\ \mu m$,250 nm de longueur de grille

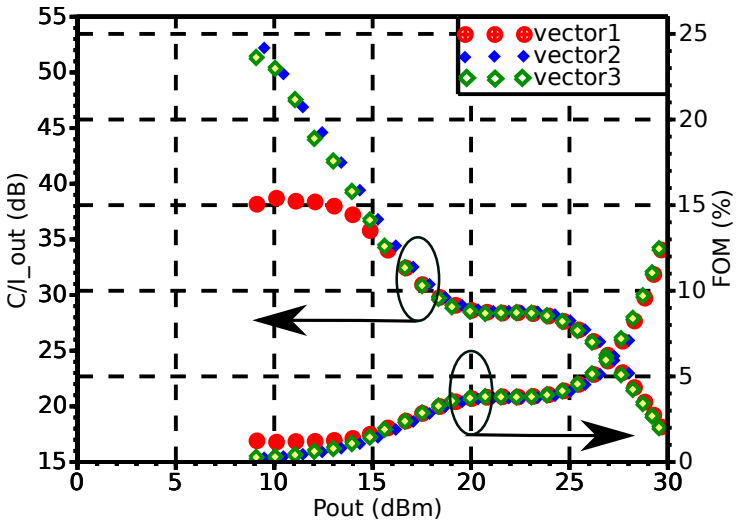


FIGURE 4.12 – Figure de mérite de linéarité : C/I et FOM pour différents vecteurs sur un transistor GaN $8 * 75\ \mu m$,250 nm de longueur de grille

4.1.5 Impact des pièges sur la caractérisation

L'intérêt de l'expérimentation précédente est confirmé par le problème rencontré lors des premières mesures multi-tons sur les composants GaN. Lors de la mesure *USMT* sur le banc *load-pull* passif, différents balayages en puissance ont été réalisés pour différentes impédances. De façon traditionnelle, une première impédance est fixée (à l'aide du *tuner* passif), un balayage en puissance est effectué avec une mesure des figures de mérite. Ensuite, une autre impédance proche de la précédente est choisie puis un deuxième balayage en puissance est effectué et ainsi de suite. L'application de cette méthode de mesure fait apparaître un problème de stabilité dans le temps.

En effet le courant continu (DC) de polarisation au niveau du drain ne revient pas à sa valeur initiale à faible puissance lors d'un nouveau balayage comme montré à la figure 4.13 dans l'encadré en rouge.

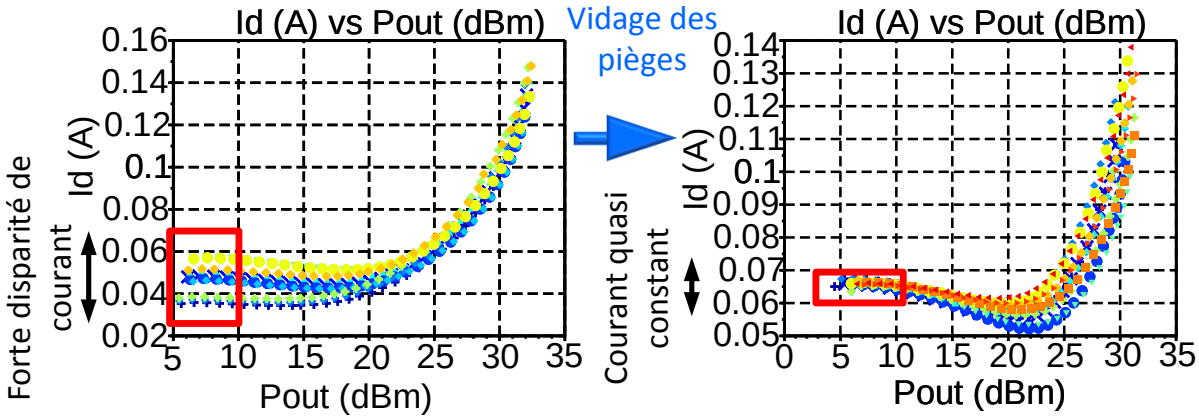


FIGURE 4.13 – Id (DC) en fonction de P_{out} mesuré avec un signal *USMT-8* sur un transistor 8x75 μm (250 nm de longueur de grille)

Cela pose un problème d'analyse. Etant donné que le transistor n'est pas polarisé au même courant pour les différentes impédances, on ne peut pas conclure sur les effets observés (linéarité, gain, puissance). En effet cela signifie que le transistor change de classe de fonctionnement. Cet effet est dû aux électrons piégés dans la structure du transistor GaN. Pour contrebalancer cet effet de piégeage des électrons, une opération de vidage des pièges a été effectuée entre chaque balayage en puissance, avant la mesure. Cette opération consiste à faire débiter un maximum de courant, ce qui permet de vider les pièges, c'est à dire de libérer les électrons retenus dans la structure cristalline. On polarise le transistor à V_{gs}= 0 V et V_{ds}= 2 V pendant 10 s jusqu'à plusieurs minutes selon les technologies de transistors utilisées. L'idée étant d'avoir un état de pièges identique dans le transistor entre chaque mesure. Cela permet de pouvoir comparer les mesures.

4.2 Banc de *load-pull* actif large-bande pour signaux modulés

Les limitations d'un *tuner* (système de *load-pull* passif) apparaissent très rapidement lorsque l'on souhaite augmenter la bande passante du signal modulé. En général, la limitation d'un *tuner* passif se situe autour d'une dizaine de MHz, ce qui pose un problème dans le cadre d'études de signaux modulés à large-bande [140]. La figure 4.14 montre le domaine des valeurs d'impédance que peut délivrer un tuner passif entre 2.5 GHz et 3 GHz.

On constate que deux points séparés de 10 MHz présentent des impédances relativement éloignées, et qu'il est difficile d'en maîtriser la trajectoire. Il faudra donc

impérativement utiliser une technique de load-pull actif pour faire des mesures *load-pull* sous signaux modulés large-bande.

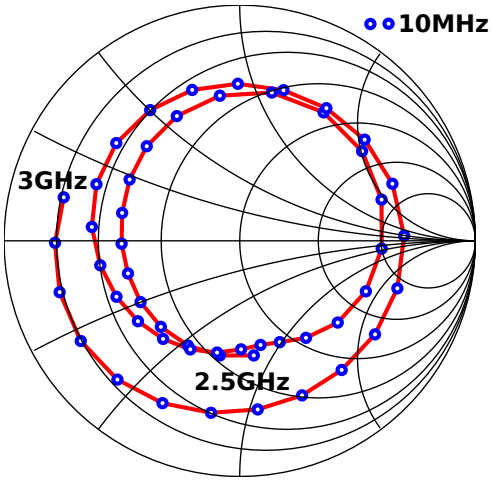


FIGURE 4.14 – Valeurs d'impédance fournies par un *tuner* passif mesurées de 2.5 à 3 GHz par pas de 10 MHz

Afin d'étendre les possibilités de caractérisation de linéarité du système *load-pull* utilisant un signal modulé de type *USMT* pour des bandes passantes élevées, une solution de *load-pull* actif a été développée afin de proposer, à terme, un outil unique de caractérisation large-bande clé en main.

4.2.1 *Load-pull* actif dans un contexte multi-tons

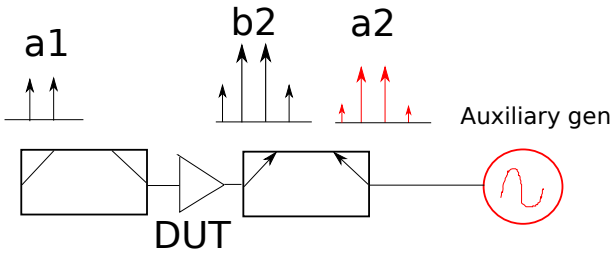


FIGURE 4.15 – Synoptique de la mesure *load-pull* actif avec un signal modulé de type *USMT-2*

Le principe de *load-pull* actif avec un signal multi-tons est donné à la figure 4.15 pour un signal 2-tons pour plus de clarté. Le générateur de sortie doit générer de façon synchrone avec le générateur d'entrée, les ondes $a_2(f_j)$ $1 \leq j \leq N$ où N est le nombre total de fréquences en sortie, incluant les fréquences d'intermodulation.

Cela nécessite de satisfaire deux contraintes.

— La première contrainte est une synchronisation temporelle (au niveau de l'enveloppe) et fréquentielle (au niveau de la RF) maîtrisées.

— La deuxième contrainte concerne la maîtrise des coefficients de réflexion de sortie pour toutes les fréquences d'intérêt, y compris les fréquences d'intermodulation.

La première contrainte est satisfaite de façon matérielle. La seconde contrainte nécessite une approche logicielle basée sur la mesure de l'onde de sortie. L'algorithme de génération de l'onde a_2 est donné figure 4.17 et est décrit dans les paragraphes suivants.

La première étape consiste à injecter par le générateur principal une puissance en entrée suffisante pour évaluer les performances du DUT. Dans cette étape le générateur auxiliaire est éteint. Les fréquences pilotes et les produits d'intermodulation sont ainsi chargés par l'impédance du circulateur (50 Ω).

Ensuite pour modifier l'impédance en sortie du DUT, il faut injecter de la puissance avec le générateur auxiliaire de manière progressive. Il reste à définir l'amplitude et la phase du signal à injecter.

A partir de la première mesure, générateur auxiliaire éteint, on aligne les phases mesurées de l'onde b_2 avec les phases que l'on a injecté au niveau du générateur principal (a_1). Ce qui revient à résoudre l'équation suivante (4.3)

$$Phase_{corrigée_{b_2}} = Phase_{brute\ mesurée\ en\ b_2} + \Delta_t * freq(i) * 360 + Phase_{Offset} = (Phase_{a_1}) \tag{4.3}$$

Le terme Δ_t correspond au temps de propagation de l'onde dans le banc (câbles, circulateurs, DUT, etc.). Le terme $Phase_{Offset}$ permet de réaligner les phases avec les phases que l'on a générer. Les termes Δ_t et $Phase_{Offset}$ sont déterminés par un algorithme d'intercorrélation temporel pour les i-fréquences pilotes du signal *USMT*. A ce niveau de l'algorithme, toutes les porteuses sont chargées par la même impédance qu'on appelle **impédance très localisée**.

On allume ensuite le générateur auxiliaire et on mesure $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$. Si ce coefficient de réflexion ne convient pas, il est possible de rajouter un terme de phase à toutes les fréquences, pour faire tourner la phase sur une ellipse à VSWR quasi-constant. Si le coefficient de réflexion n'est pas assez élevé en module, il faut augmenter la puissance moyenne du générateur auxiliaire pour changer le rayon de l'ellipse de VSWR.

Une fois que cette étape a été effectuée et que l'impédance vue par les porteuses est correcte, on injecte les produits d'intermodulation (IM_3), toujours en appliquant la même équation 4.3. Il est alors possible de mesurer les phases qu'il faudra injecter aux IM_3. Les amplitudes des IM_3 sont mesurées par rapport à la puissance des tons. Le réglage des coefficients de réflexion présentés aux IM_3 s'effectue très rapidement (1-2 itérations) une fois que celui-ci est fixé pour les porteuses.

Pour effectuer une **trajectoire d'impédance**, ou **arc d'impédance**, il est nécessaire de repartir de l'impédance très localisée et de réinjecter uniquement les tons pilotes avec le générateur auxiliaire. Il faut ensuite ajouter un offset de phase qui dépendra de la fréquence, ce qui peut être simplement fait à l'aide d'une exponentielle : $\Gamma = \Gamma_{ref} \times \exp\left(-coef * f * j\right)$ Par exemple rajouter 0 ° à f_1, 10 ° à f_2, 20 ° à f_3, etc. Ensuite, une fois que les porteuses sont correctement ajustées, il est possible de modifier la phase de tout le contour, ou de le dilater si le module du contour n'est toujours pas suffisant. Ensuite, une mesure des produits d'intermodulation (phase et amplitude), permet de calculer l'amplitude et la phase de l'onde a_2 à réinjecter.

L'algorithme de la figure.4.17, appliqué en mode mono-porteuse, permet d'illustrer le principe de fonctionnement du banc pour modifier le coefficient de réflexion du DUT. L'amplitude de l'onde a_2 conditionne le diamètre du cercle de VSWR, tandis que la phase va conditionner la position de l'impédance sur un cercle à VSWR constant qui correspond au déphasage entre les ondes dans la figure 4.16.

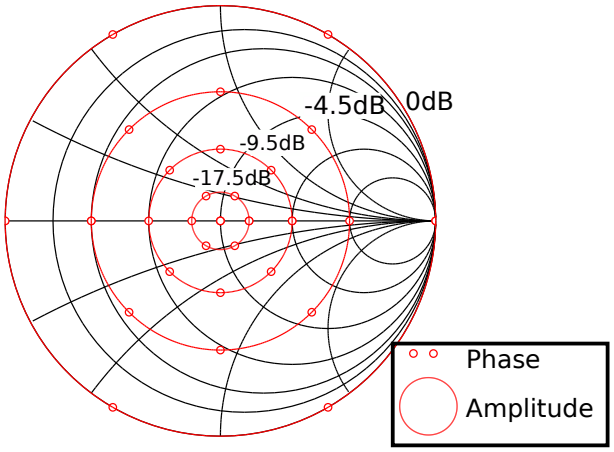


FIGURE 4.16 – Amplitudes et phases d'une onde a_2 à VSWR constant. Les nombres inscrits correspondent au rapport entre la puissance de l'onde réfléchie et celle de l'onde incidente

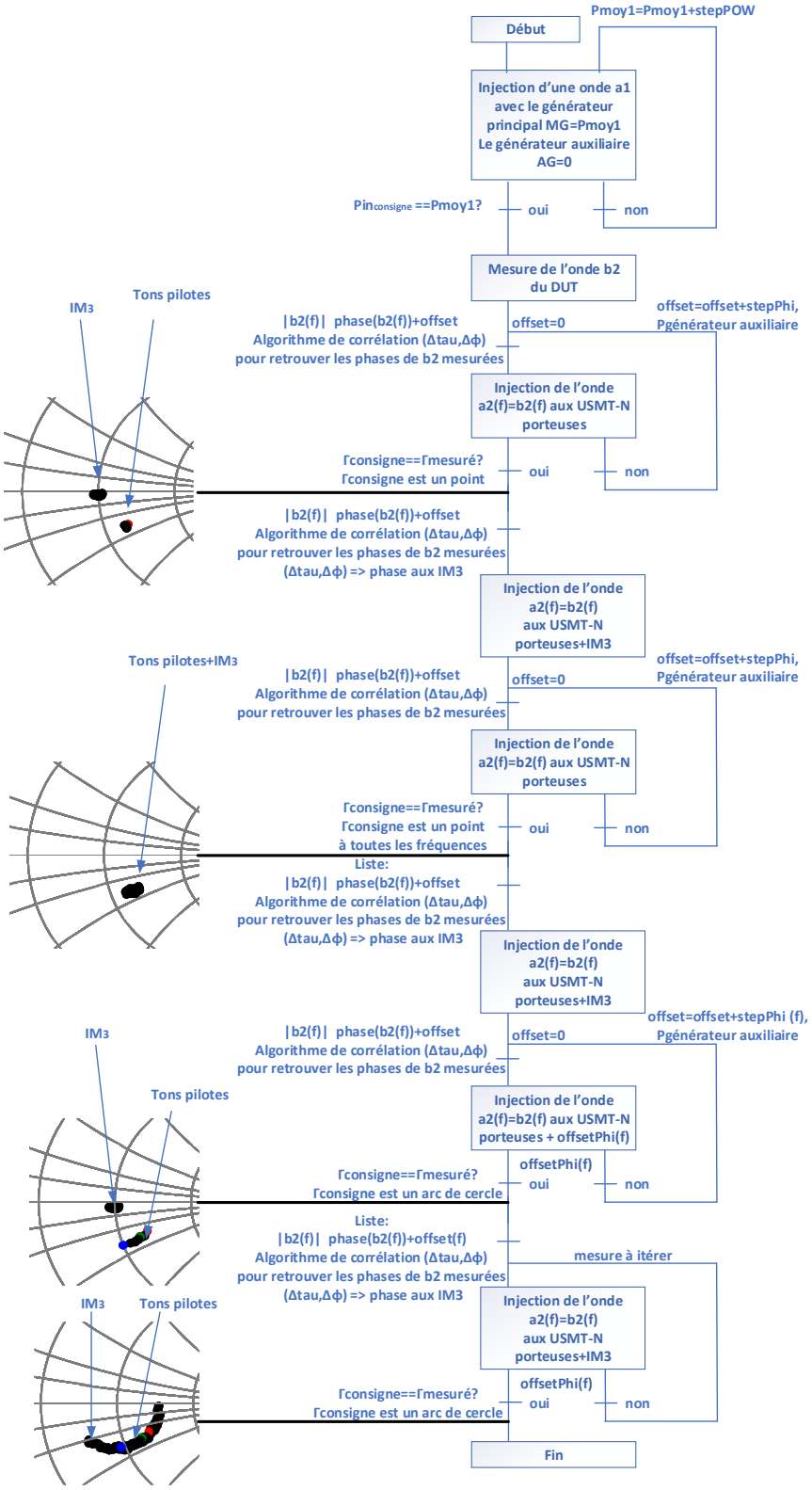


FIGURE 4.17 – Algorithme *load-pull* actif de génération de l'onde a_2 à partir de l'onde b_2 mesuré

4.2.2 Architecture et description matérielle du banc de mesure *load-pull* actif large-bande

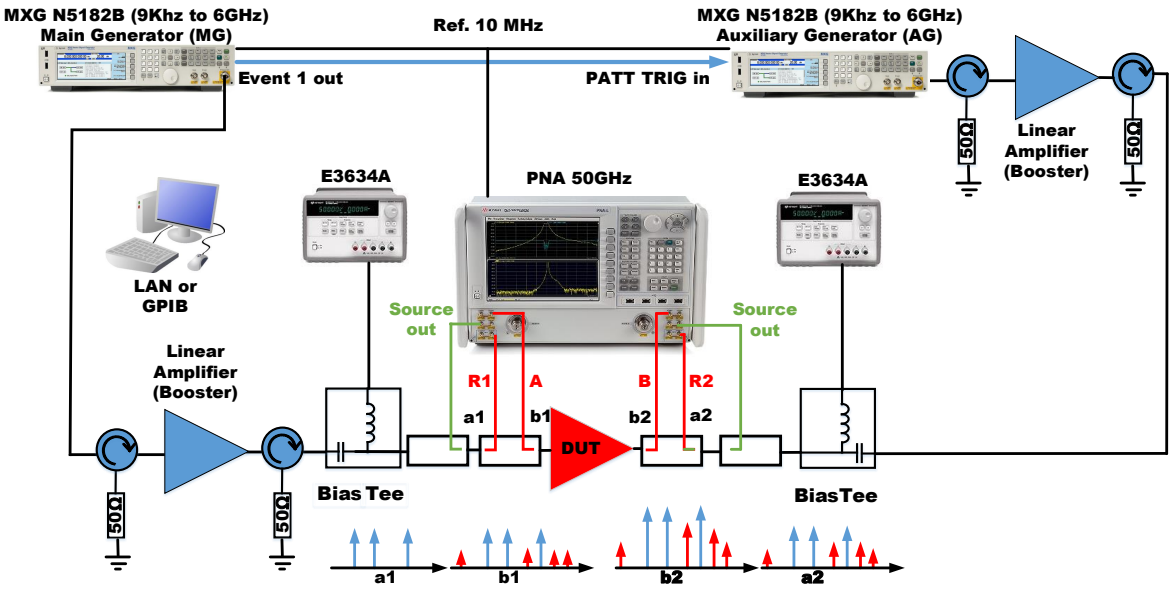


FIGURE 4.18 – Banc de mesure *load-pull USMT*

Le banc de mesure présenté à la figure 4.18 est composé d'un PNA-X qui mesure les ondes incidentes et réfléchies au niveau du DUT. En terme de correction, une calibration *SOLT* ou *SOLR* est réalisée dans le plan de référence du DUT. La mesure des ondes incidentes et réfléchies en entrée est faite à l'aide d'un coupleur de 10 dB entre 4 et 50 GHz (C10-0450 réf. Marki Microwave) et en sortie via un coupleur de 20 dB entre 2 et 40 GHz (C20-0240 réf. Marki Microwave).

L'ajout d'une paire de coupleurs (13 dB de 1 à 40 GHz réf. Marki Microwave C13-0140) en amont des coupleurs de mesure permet d'effectuer la calibration en utilisant les sources internes du PNA, ce qui améliore la rapidité des mesures, car l'appareil est déjà calibré.

De plus, il est possible d'effectuer des mesures de paramètres S sans avoir besoin de changer de configuration. Il est donc possible d'alterner des mesures à forte et faible puissance sans déconnexion/reconnexion du matériel.

Cette configuration rend le banc particulièrement attractif pour effectuer des tests de fiabilité sur les dispositifs à tester. Il est alors possible d'alterner des mesures "grand signal" et des mesures de "paramètres S". Ces mesures paramètres S permettent d'analyser les dégradations éventuelles apportées par le fonctionnement "grand signal". Des atténuateurs sont également utilisés sur les voies de mesure des coupleurs afin de protéger les voies de mesure des récepteurs limitées à +15 dBm au maximum.

Deux générateurs de formes d'ondes arbitraires (AWG) sont utilisés pour la génération des signaux *USMT*. La synchronisation parfaite entre ces deux générateurs (principal et auxiliaire) constitue un facteur clé du bon fonctionnement du banc de test.

La synchronisation fréquentielle est assurée par une horloge à 10 MHz, issue du PNA-X. Elle sera distribuée aux deux générateurs de signaux. Il est également possible de partager les oscillateurs locaux, via un câble et un diviseur de puissance (non-représentés sur la figure 4.18). La synchronisation temporelle est assurée par un câble externe, qui va permettre le déclenchement (*Trigger*) des deux générateurs afin que les deux formes d'ondes temporelles démarrent de façon simultanée. Une commande informatique *Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI)* permet de lancer les deux générateurs de façon synchrone. Pour plus d'information, se référer à la procédure détaillée Keysight [141].

4.3 Mesure *load-pull* actif *USMT* large-bande : La notion de trajectoire d'impédance

Ce type de banc *load-pull* actif, de par sa polyvalence permet la caractérisation d'amplificateurs non-linéaires mis en boîtier et des transistors.

Il est possible par une étude *load-pull* actif de traiter de nombreuses problématiques relatives à la 5G. On peut notamment étudier l'impact d'une certaine désadaptation de sortie (provenant d'une antenne par exemple) sur les performances d'un amplificateur de puissance. Étant donné le caractère actif d'un tel banc, il est possible de synthétiser n'importe quelle impédance dans et en-dehors des frontières de l'abaque de Smith ($\Gamma >= 1$). Ce concept peut servir pour des tests de fiabilité et peut être utilisé pour étudier la linéarité des amplificateurs *peaking* d'architecture Doherty.

Dans le cadre d'une étude de signaux à bande-étroite limitée à une dizaine de MHz, il est possible de maintenir l'impédance en fonction de la fréquence de façon très localisée (un point), en utilisant un réseau d'adaptation passif, ce qui s'avère impossible à réaliser en large-bande. Cependant, dans le cadre des signaux de bandes passantes plus importantes, il faudra présenter au transistor un réseau d'adaptation dont le coefficient de réflexion varie en fonction de la fréquence, à partir d'éléments passifs. La technique de mesure a été mis au point dans ce sens, et pour ce faire nous avons donc introduit la notion de trajectoire d'impédance ou **arc d'impédances**. La figure 4.19 représente des arcs d'impédances. En rouge, il s'agit du coefficient de réflexion mesuré à chacun des tons pilotes (f_1,...,f_8) et en noir, le coefficient de réflexion mesuré à chaque fréquence d'intermodulation (IM_3).

L'intérêt de ce banc de mesures *load-pull* actif réside dans la liberté de choisir n'importe quel type de profil d'impédances, selon les besoins. Comme montré à la figure 4.19, il est possible de présenter au dispositif sous test des profils plus ou moins écrasés.

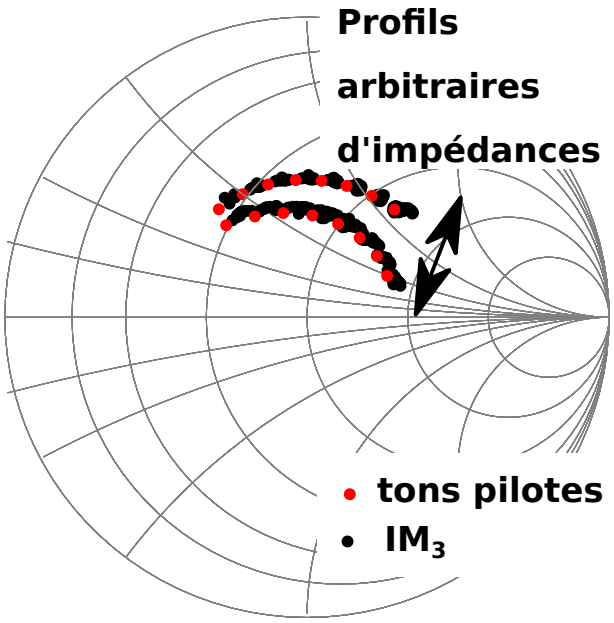


FIGURE 4.19 – Notion de trajectoire d'impédances

D'un point de vue pratique, les trajectoires d'impédances devront respecter un sens Foster, c'est-à-dire que les contours d'impédances devront tourner dans le sens anti-trigonométrique au fur et à mesure que les fréquences augmenteront [142],[143]. Pour rappel, tout réseau d'adaptation physique (condensateur, self, tronçons de lignes) est par nature de type Foster.

Comme on peut synthétiser n'importe quelle forme d'onde, on peut réaliser des trajectoires d'impédances qui tourneraient dans le sens Non-Foster (figure 4.20). En pratique il ne sera pas possible d'exploiter ces données pour fabriquer des réseaux d'adaptation à partir d'éléments passifs. Cela pourrait avoir d'autres applications comme la modélisation.

Ce banc de mesure peut être utilisé pour concevoir un amplificateur. Dans un premier temps, le réseau d'adaptation est simulé (paramètre S_{11}). Ensuite la trajectoire d'impédance $\Gamma(f)$, extraite du ficher S_{11} entrée par l'utilisateur, est utilisée comme consigne du banc *load-pull* actif *USMT*. Il est alors possible d'évaluer les performances du transistor avec son réseau d'adaptation en sortie avant de construire l'amplificateur. Pour améliorer les performances de l'amplificateur, le profil d'impédance pourra être optimisé sur ce banc.

4.3.1 Contour *load-pull* actif *USMT*

Pour tendre vers une caractérisation avancée des transistors, on va chercher à définir ces trajectoires d'impédances sous forme de contours. Comme dans le *load-pull* passif les contours permettent de chercher les zones optimales (PAE, gain, linéarité), mais cette fois avec une bande passante arbitrairement large.

Pour ce faire, il suffit de modifier uniquement les paramètres du générateur auxiliaire :

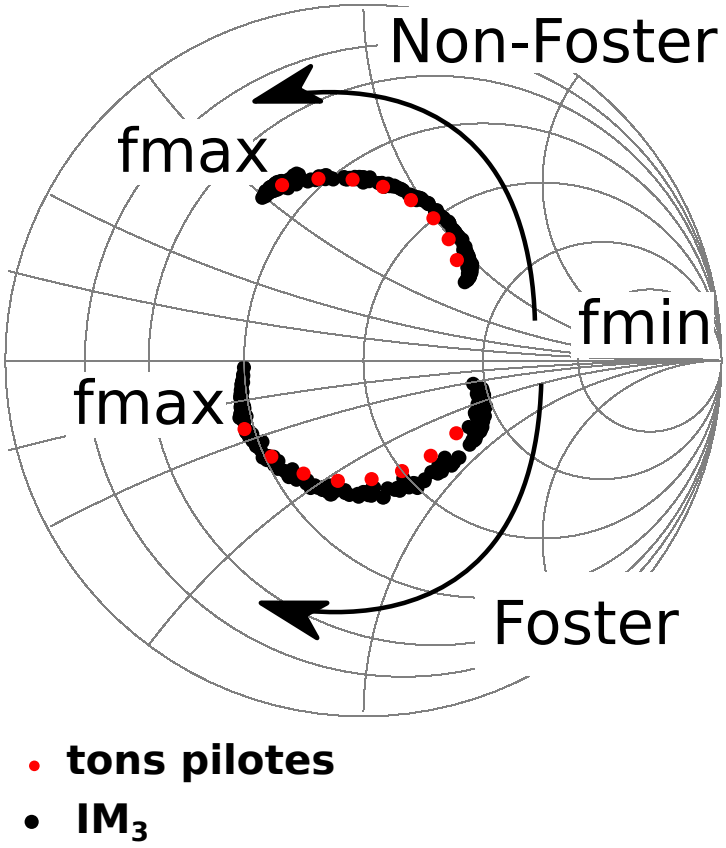


FIGURE 4.20 – Sens Foster & Non-Foster

l'amplitude pour décaler les contours et les phases d'un certain offset pour faire tourner les contours sur des ellipses à profil d'impédance constant figure 4.21.

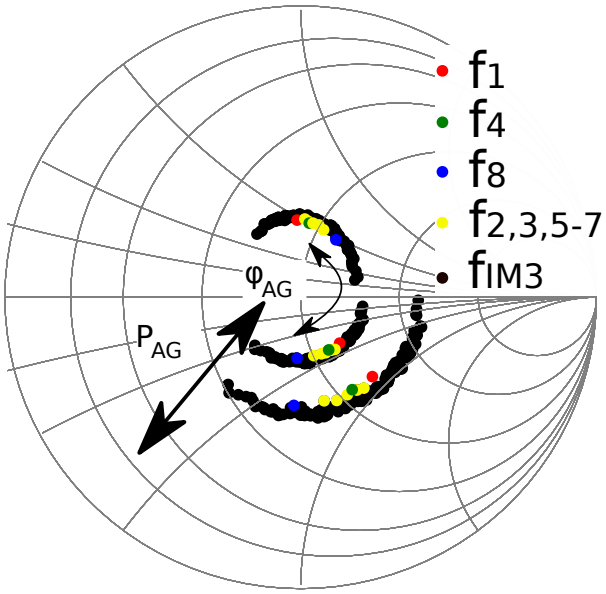


FIGURE 4.21 – Contour *load-pull* actif à 5 GHz (20 MHz de bande passante) mesuré à P_{in}=0 dBm P_{AG}=10,15 dBm

Pour ce faire on prend ainsi comme référence la fréquence centrale du contour, (ou du signal *USMT*), il devient aisé de tracer des contours comme présentés à la figure 4.22.

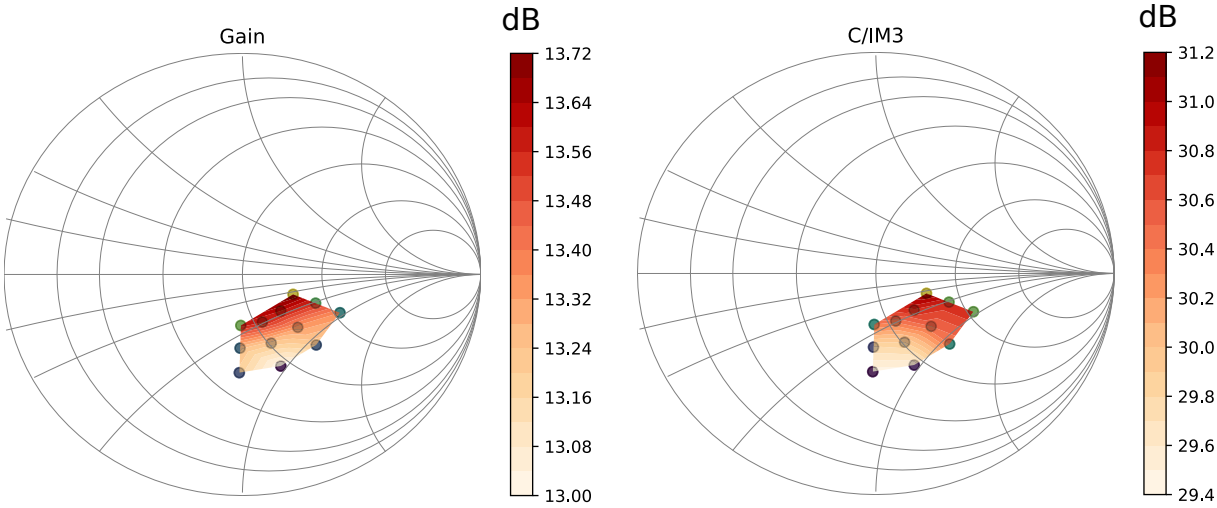


FIGURE 4.22 – Contour *load-pull* actif de gain, et linéarité (C/IM_3) à 5 GHz (20 MHz de bande passante) mesuré à P_{in}=−10 dBm

4.3.2 Mesures *load-pull* actif *USMT* comparées

La figure 4.23 présente 4 types de mesures différentes, toutes réalisées sur le banc *load-pull* actif. Elles illustrent bien les possibilités d'utilisation d'un tel banc de mesure. Différents cas de figures ont été testés :

- ***a) La réinjection des tons pilotes autour d'un point*** : après avoir fait une mesure de l'onde b_2, seul les tons pilotes sont réinjectés avec le générateur auxiliaire. Les produits d'intermodulation IM_3 n'étant pas réinjectés sont chargés par 50 Ω (charge du circulateur).
- ***b) La réinjection des tons pilotes+ (IM_3) autour d'un point*** : après avoir fait une mesure de l'onde b_2, les tons pilotes ainsi que les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) sont réinjectés avec le générateur auxiliaire.
- ***c) La réinjection des tons pilotes+ (IM_3) sous la forme d'un arc*** : après avoir fait une mesure de l'onde b_2, les tons pilotes ainsi que les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) sont réinjectés sous forme d'arc avec le générateur auxiliaire, ainsi que les IM_3 en dehors des tons pilotes (hors bande).
- ***d) La réinjection des tons pilotes sous la forme d'un arc*** : dans ce cas de figure, après avoir fait une mesure de l'onde b_2, seul les tons pilotes sont réinjectés sous forme d'arc avec le générateur auxiliaire. Les produits d'intermodulation IM_3 n'étant pas réinjectés sont chargés par 50 Ω (charge du circulateur).

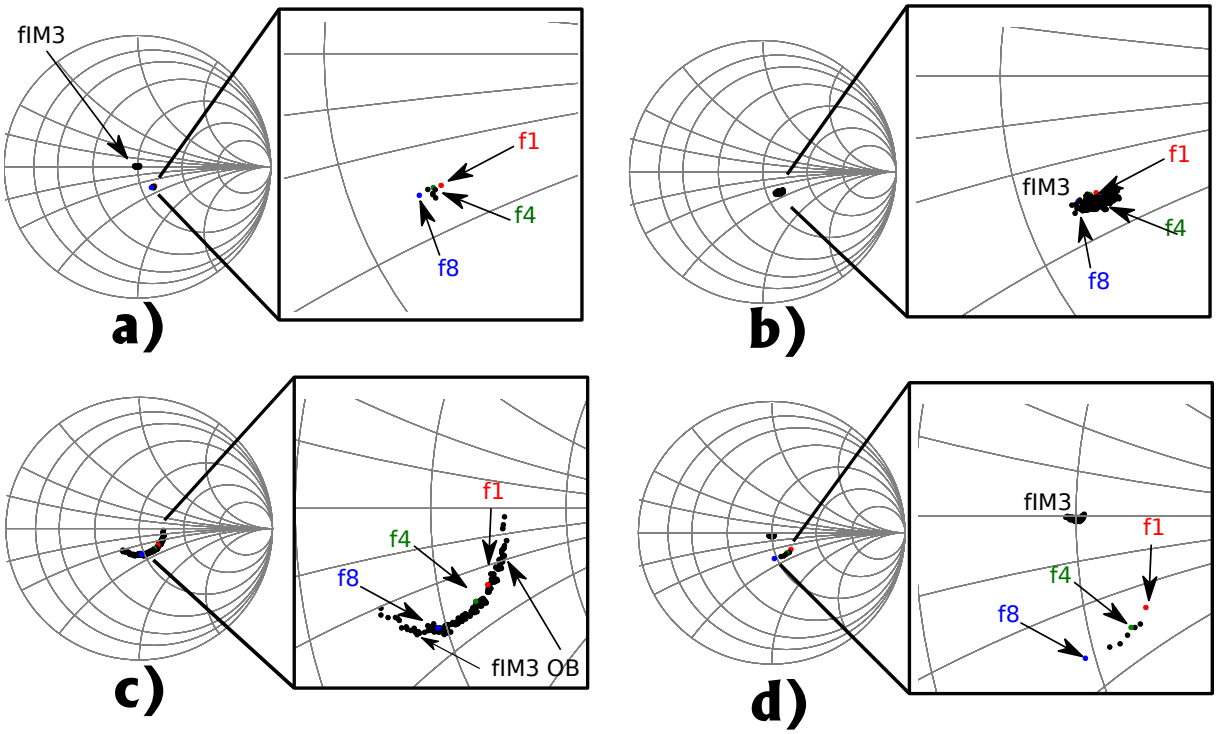


FIGURE 4.23 – Comparaison de 4 types de mesure : a) Tons pilotes b) Tons pilotes+IM_3 c) Contour tons Pilotes +IM_3 d) Contour tons Pilotes 5 GHz (2 MHz) mesuré à Pin=−4 dBm

Le tableau 4.2, récapitule les performances de la figure 4.23. On note que l'injection des produits d'intermodulation a un effet non-négligeable sur les performances de C/IM_3. Cependant, il permet une évaluation plus précise de la réalité. Si on réinjecte les IM_5, on se rapproche davantage de la réalité. Mais comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent l'influence des IM_5 est négligeable. Le signal ne fait que 2 MHz de large, donc les fréquences sont relativement proches, ce qui n'est pas le cas d'un signal large-bande.

Type	Gain (dB)	$C/IM_3(dB)$
a)Tons pilotes	24.7	17.7
b)Tons pilotes+IM_3	24.7	18.2
c)Arc Tons pilotes+IM_3	24.7	18.1
d)Arc Tons pilotes	24.7	17.6

TABLE 4.2 – Performances mesurées au *load-pull* actif $Pin = -4\ dBm$, 2 MHz @5 GHz, figure 4.23

La figure 4.24 représente des mesures *load-pull* actives faites sur un autre DUT à une fréquence de 5 GHz avec une largeur de bande de 90 MHz. Il n'a pas été possible de réinjecter les IM_3 hors-bande, car le générateur MXG N5182B est limité à 160 MHz de bande de modulation. Cependant, comme le calcul de C/IM_3 se fait dans la bande, il est possible de mesurer les performances en ne réinjectant que les produits d'intermodulation dans la bande.

Nous pouvons voir qu'il est alors difficile de présenter au DUT un coefficient de réflexion très localisé (un point) (figure 4.24 a). Cela vient probablement de la synchronisation des signaux plus difficiles en large-bande. Cependant, il est possible de présenter une trajectoire d'impédance large-bande dont c'est principalement l'objectif ici.

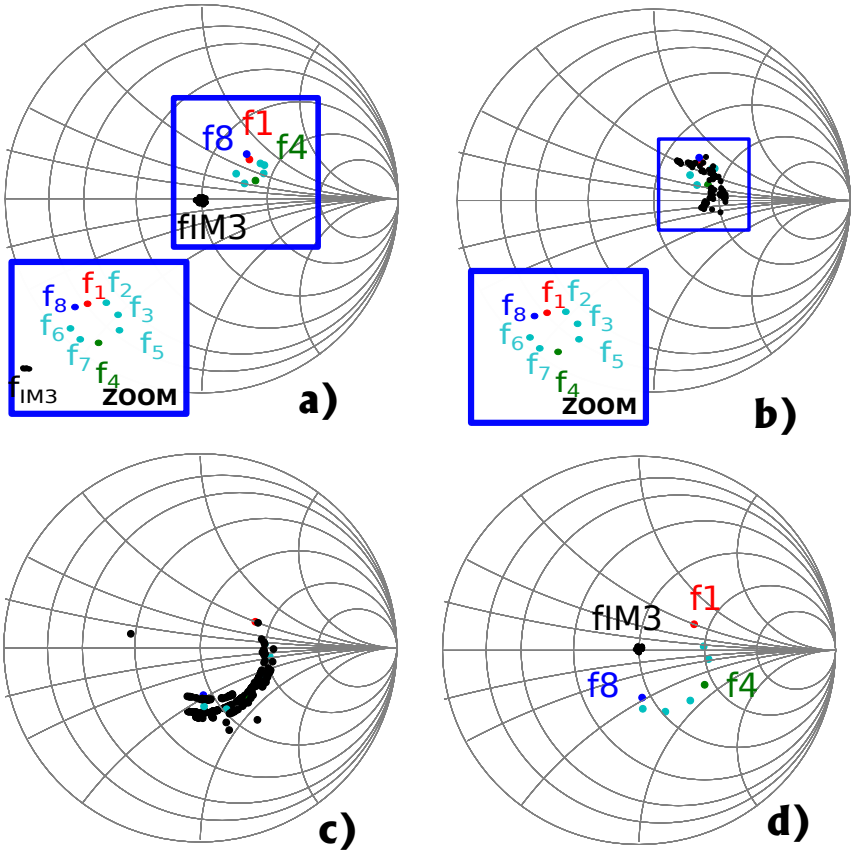


FIGURE 4.24 – Comparaison de 4 types de mesure : a) Tons pilotes b) Tons pilotes+IM_3 c) Contour tons Pilotes +IM_3 d) Contour tons Pilotes 5 GHz (90 MHz) mesuré à P_{in}=−10dBm

Les performances mesurées ont été rassemblées dans le tableau 4.3 :

Type	Gain (dB)	$C/IM_3(dB)$
a)Tons pilotes	17.9	32.1
b)Tons pilotes+IM_3	17.9	30.8
c)Arc Tons pilotes+IM_3	17.9	33.1
d)Arc Tons pilotes	17.9	32.3

TABLE 4.3 – Performances mesurées au load-pull actif Pin=−10 dBm, 90 MHz @5GHz , figure 4.24

4.4 Perspectives et montée en fréquence

Après avoir démontré que le signal *USMT* peut être mis en oeuvre dans un environnement *load-pull*, il est nécessaire de trouver une solution pour effectuer des mesures plus haut en fréquence. Plusieurs idées ont été testées à titre expérimental pour construire une source RF en bande X et en bande Ka, avec des éléments disponibles dans un laboratoire RF. Deux des solutions possibles ont été étudiées :

- ***une solution en bande Ka à base de mélangeur IQ***
- ***une solution en bande X à base de mélangeur RF***

4.4.1 Mélangeur IQ

Le banc de mesure est illustré à la figure 4.25. On utilise l'oscillateur local (LO) du PNA-X, et les signaux IQ du générateur MXG utilisé en mode AWG uniquement. Dans ce cas la source inclut un mélangeur IQ de chez Marki Microwave ©MLIQ 1845[12]. L'intérêt de cette solution est de pouvoir utiliser le générateur MXG en bande de base pour générer les signaux IQ jusqu'à 160 MHz de bande de modulation. Seule la partie modulateur a pu être étudiée, car le récepteur ne nous permet pas de visualiser le spectre au-dessus de 50 GHz (70 GHz pour $2f_0$). Il faut donc supposer qu'un filtre passe-bande serait nécessaire pour filtrer en sortie les harmoniques 2 et 3.

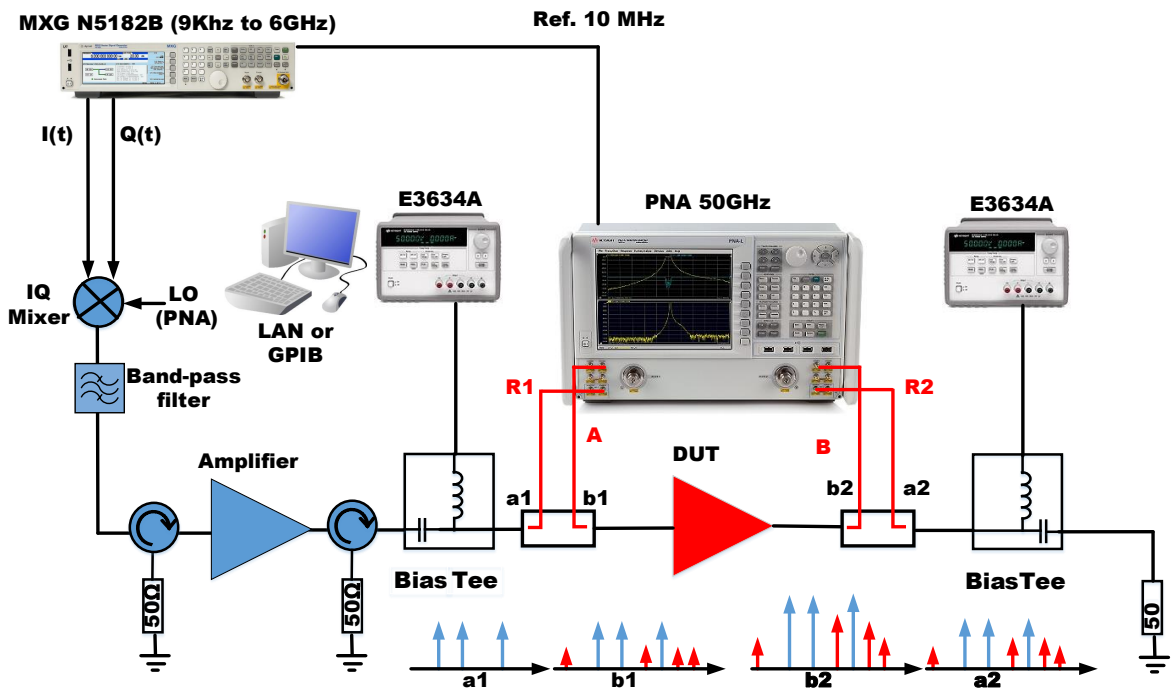


FIGURE 4.25 – Solution à base de mélangeurs IQ

En faisant une correction des phases des signaux I et Q pour compenser les imperfections du mélangeur et les longueurs de câble éventuellement différentes, il est possible de baisser le niveau de la fréquence image à environ $-60\ dB$ du signal utile. Pour ce qui est du niveau de C/I dans la bande, il dépend fortement du niveau d'attaque de la LO, mais il est possible d'atteindre $-55\ dB$ assez facilement. C'est une valeur déjà intéressante pour commencer à faire des mesures, en sachant qu'il faudra rajouter un filtre et un amplificateur. Il sera sans doute nécessaire d'effectuer une prédistorsion pour essayer de maximiser la dynamique du signal *USMT* qui va entrer dans le DUT.

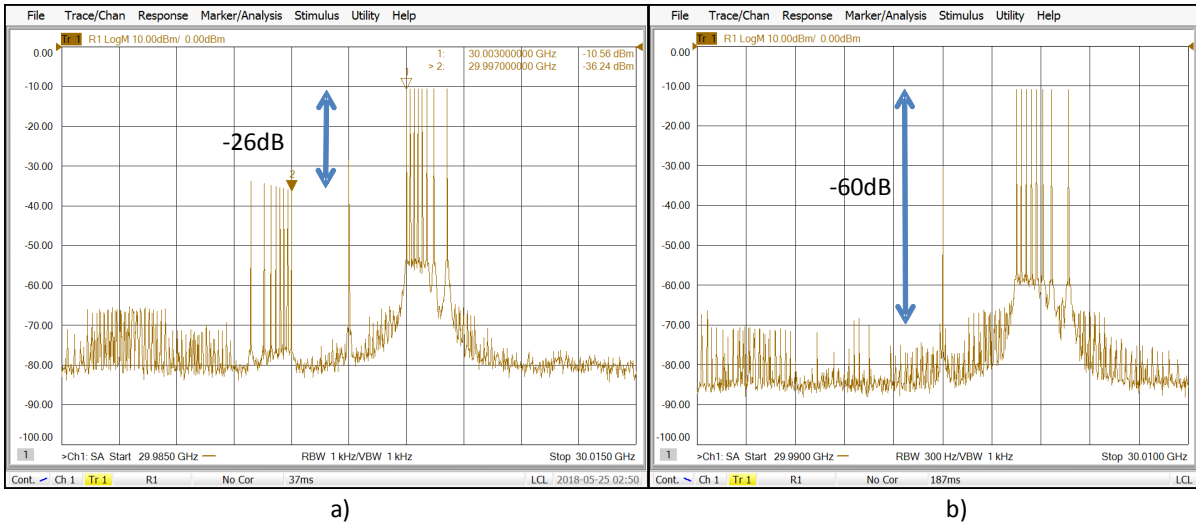


FIGURE 4.26 – Avant/après la correction IQ en phase

La figure 4.27 montre la dynamique dans la bande (environ 55 dB) :

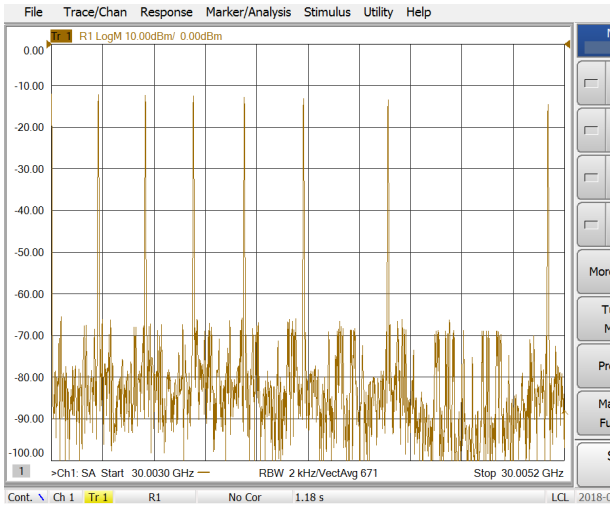


FIGURE 4.27 – Spectre *USMT* dans la bande en bande Ka

4.4.2 Mélangeur RF

Etudions maintenant la faisabilité expérimentale d'un banc de mesure à base de mélangeur RF en vue de la montée en fréquence (X, Ka, ...).

Le mélangeur utilisé est un mélangeur de chez Marki Microwave©(M90765l) qui fonctionne de 7 à 65 GHz.

Après quelques essais, en utilisant l'une des voies IQ du générateur MXG (signal en bande de base à quelques MHz), il a été observé qu'il serait difficile de filtrer la fréquence image d'un tel signal à cause de sa proximité (à 10 GHz de quelques MHz) du signal d'OL.

Pour s'affranchir de cette limitation on utilise le générateur MXG autour d'une fréquence de modulation plus grande : 1 GHz. Le filtrage sera ainsi plus aisé (figure 4.29). L'intérêt est double, car en plus de nettoyer facilement les produits de mélanges (f_{LO} et $-f_{FI}$), il est possible de tirer profit de la source interne du générateur MXG, sous réserve de ne pas dépasser 0 dBm. Elle permet d'avoir un signal dont les IM_3 sont environs 65 dB en dessous des porteuses (figure 4.30). L'expérimentation a été faite sur le banc montré à la figure 4.28. L'oscillateur local a été récupéré directement d'une des sources du PNA. Le filtre passe-bande (Techniwave©FCB-10G0.07/C750M60-S01) a une bande passante à 10 GHz de 125 MHz. Ce filtre a été utilisé pour supprimer la fréquence image. Pour couvrir plusieurs bandes de fréquence, il sera nécessaire d'utiliser un filtre et amplificateur par bande, ou un amplificateur large-bande plus coûteux.

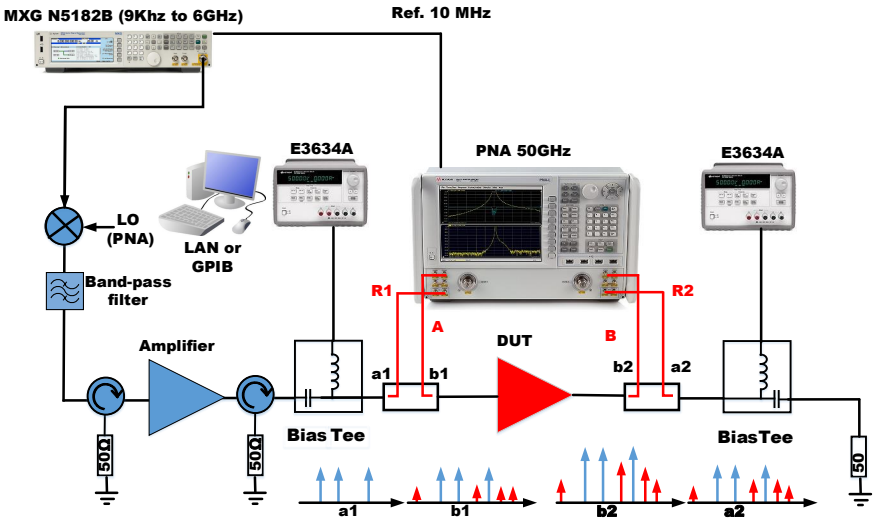


FIGURE 4.28 – Solution de mélangeurs RF

La figure 4.31, montre une mesure du gain et de la linéarité d'un amplificateur AMLJ AML812L2202 (22 dB+/-1.5 dB de gain entre 8et12 GHz) avec un signal $USMT$ à 10 GHz en utilisant le banc à base de mélangeur RF. Le spectre des ondes de puissance incidentes et réfléchies est donné à la figure 4.32.

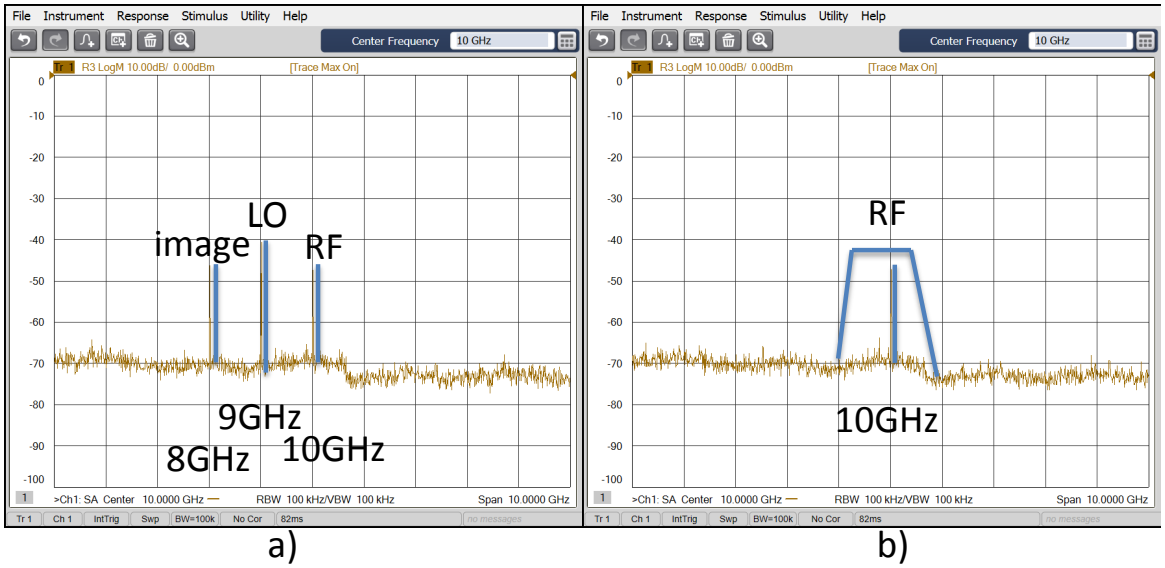


FIGURE 4.29 – Mesure du spectre a) avant et b) après le filtre passe-bande pour un span 10 GHz

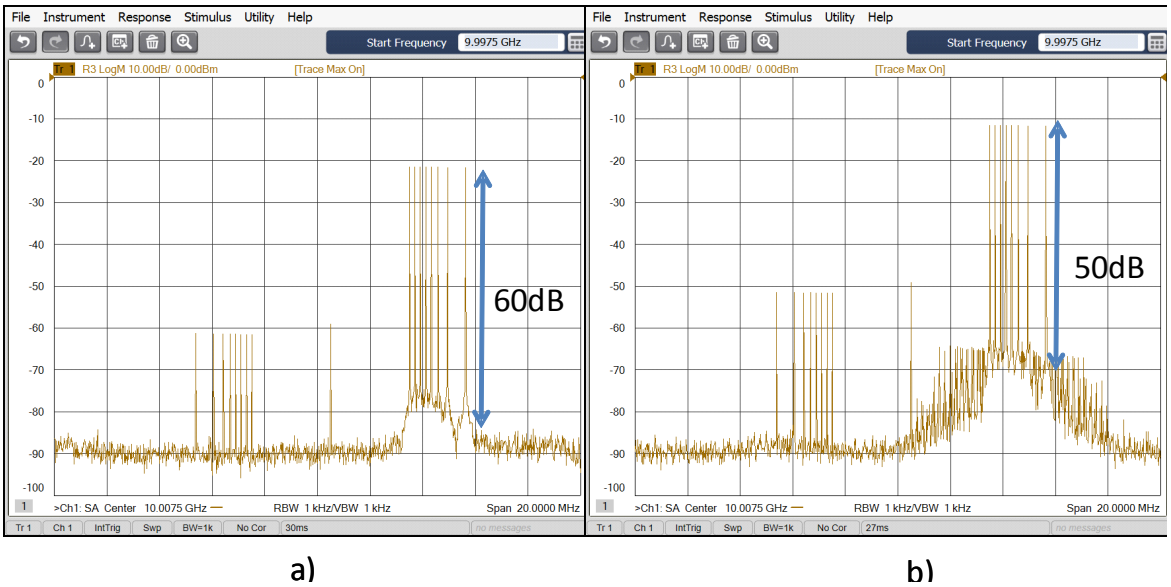


FIGURE 4.30 – Mesure brute (fortement atténuée) du spectre en entrée du DUT avant et après la compression du mélangeur

Il est possible d'observer que le *booster* est encore linéaire à ce point de puissance, ce qui correspond à la zone de saturation du DUT (figure 4.31). Le niveau des intermodulation à l'entrée est négligeable. Cependant si le *booster* est sous-dimensionné, il induit des niveaux d'intermodulation trop importants à l'entrée du DUT, il faut alors mettre en oeuvre de la prédistorsion à l'entrée du composant pour s'assurer que le niveau des IM_3 reste négligeable.

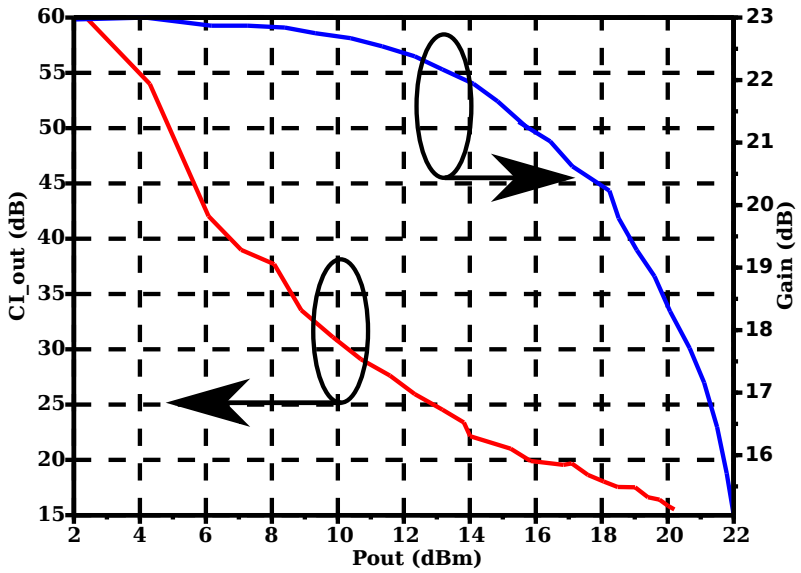


FIGURE 4.31 – Caractérisation de l'amplificateur AML812L2202 à 10 GHz avec un signal *USMT-8*, de bande passante 2 MHz

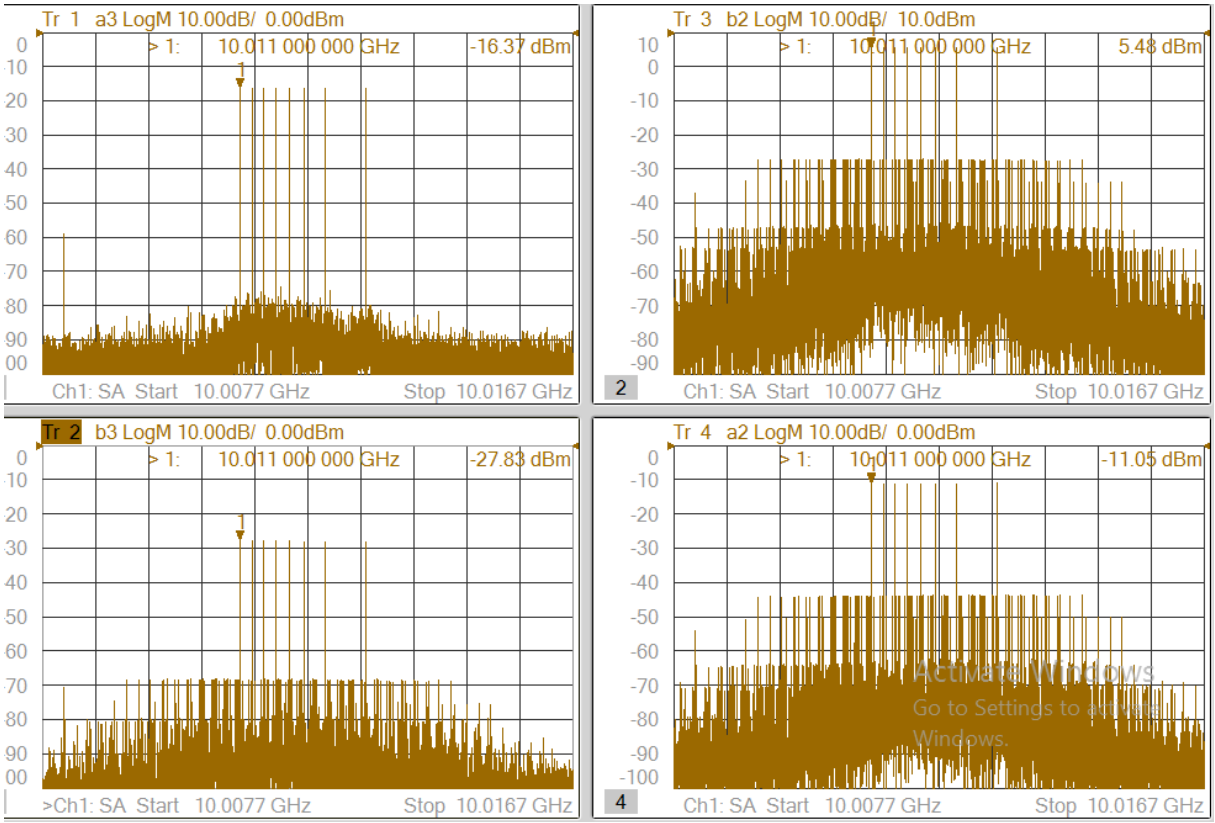


FIGURE 4.32 – Spectres des 4 ondes *USMT-8* en bande X accès 3(accès 2) entrée(sortie) P_{out}=14 dBm

4.4.3 Correction d'un signal *USMT*

Pour des systèmes large-bande et fonctionnant plus hauts en fréquence, il faut prendre en compte certaines contraintes de mise en œuvre comme l'ondulation dans les câbles, l'ondulation dans la bande passante de l'amplificateur linéaire ou la présence des circulateurs etc. Il est alors nécessaire d'effectuer une égalisation des signaux au niveau de l'onde incidente du DUT (a_1). Cette égalisation peut être effectuée après une seule mesure, car les fréquences pilotes ne se recouvrent pas. On peut donc par une simple mesure des amplitudes effectuer une correction par rapport à un niveau de référence en ajustant les amplitudes des données IQ (figure 4.33). Les résultats présentés dans cette thèse ont été égalisés jusqu'à une bande de 90 MHz mais il est tout à fait possible d'égaliser des signaux sur une bande passante encore plus importante.

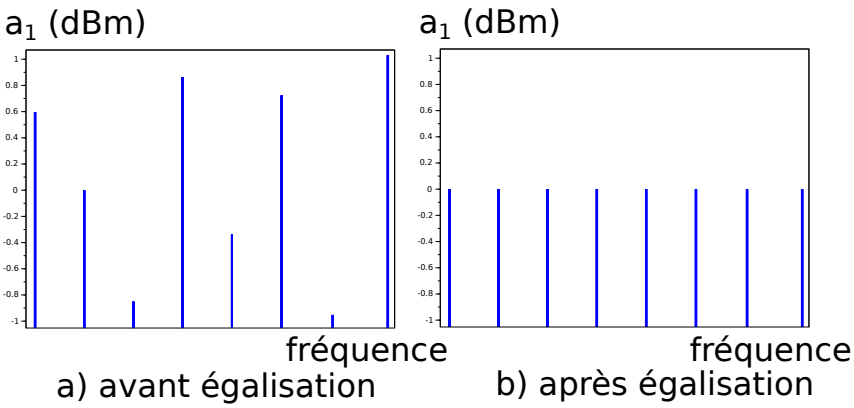
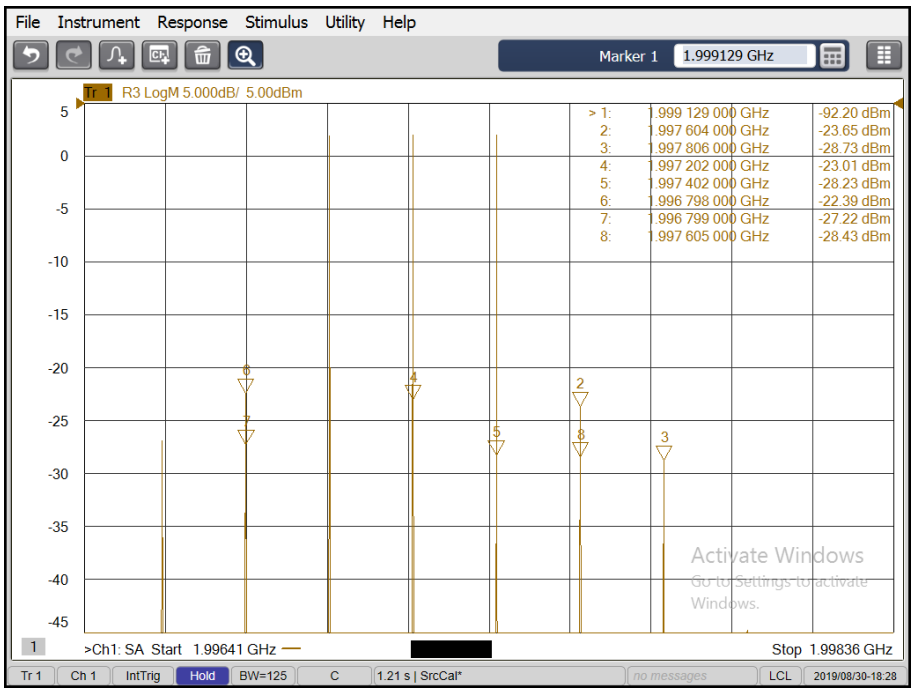


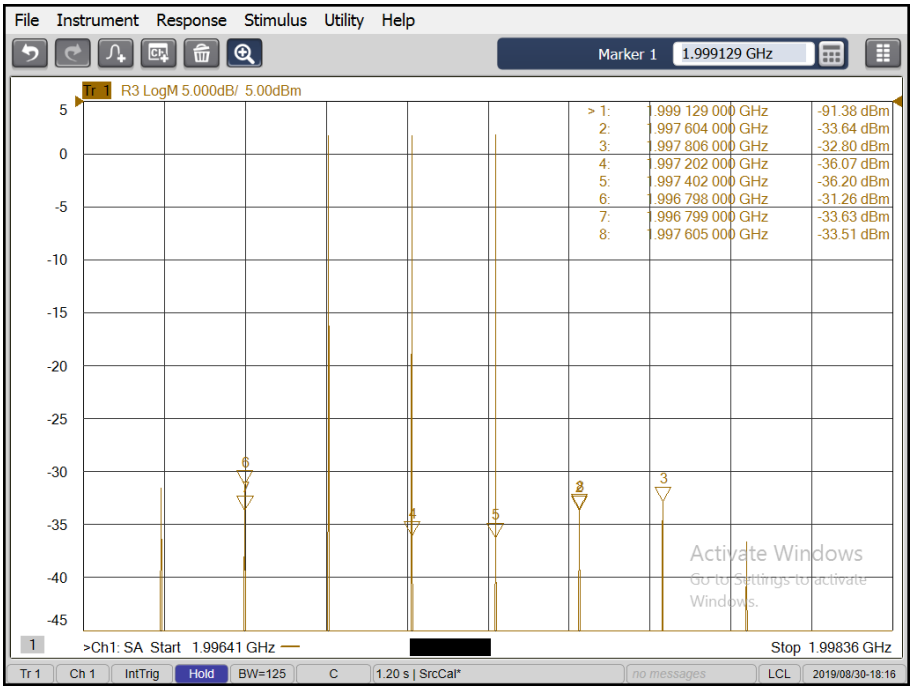
FIGURE 4.33 – Signal *USMT-8* a) avant égalisation b) après égalisation

L'utilisation d'un récepteur possédant au moins 4 voies de mesures facilite ce travail de correction. Dans le cadre de l'utilisation d'un amplificateur linéaire, qui commencerait à entrer dans une zone non-linéaire, il sera nécessaire d'effectuer de la prédistorsion, sans quoi le signal de la source serait déjà entaché par des fréquences d'intermodulation, avant même d'entrer dans le DUT. Dans le cas présent, cela rend la mesure du *C/I* en sortie du DUT difficilement exploitable.

Une méthode simple de prédistorsion consiste à réinjecter de la puissance aux fréquences d'intermodulation en opposition de phase et avec une amplitude ajustée de telle sorte que le niveau de puissance résultant soit plus faible. L'objectif est d'annuler ou a minima de réduire les amplitudes des fréquences d'intermodulation. Cette capacité du signal à être prédistordu a déjà été démontrée par Jean-Pierre Teyssier en utilisant un LSNA [144]. La figure 4.34 montre un signal *USMT-3* prédistordu en utilisant un PNA-X. Cette figure démontre la possibilité de réduire le niveau d'intermodulation d'environ 10 dB des IM_3 dans et en-dehors de la bande.



a)



b)

FIGURE 4.34 – Onde incidente a_1 mesurée avec un signal *USMT-3*
a) sans prédistorsion
b) avec de la prédistorsion

4.5 Conclusion

Quelques mesures de linéarité ont été présentées reposant sur l'utilisation du signal *Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)*. Ces mesures ont été faites dans un environnement *load-pull* autour de f_0, c'est-à-dire en changeant l'impédance pour mesurer les différentes figures de mérite classiques (gain, puissance, PAE), ainsi que la linéarité (C/I, FOM). A partir de ces résultats, il est possible de tracer des contours qui permettent de cartographier les zones optimales de ces figures de mérite.

Durant ces mesures, il a été mis en exergue un problème de polarisation du composant entre chaque balayage de puissance. Ce problème est lié à la technologie du transistor (GaN). Une solution a été trouvée pour s'assurer de la répétabilité des mesures.

Une nouvelle méthode de *load-pull* actif a pu être étudiée pour aller vers des mesures large-bande et hautes fréquences, en utilisant le signal modulé *USMT*. Comme dans un contexte large-bande il n'est plus possible de présenter au transistor un coefficient de réflexion unique pour toutes les fréquences du signal, nous avons donc introduit une notion d'arcs d'impédance "arbitrairement" large, pour générer n'importe quel type de profil d'impédance afin d'évaluer les performances du DUT de manière active.

Quelques perspectives d'évolution du banc de mesure ont été montrées, notamment la possibilité de monter en fréquence (bande X et bande Ka), en utilisant des solutions à base de mélangeurs harmoniques ou mélangeurs IQ.

Nous avons donc maintenant un outil unique, simple et polyvalent pour répondre aux besoins des caractérisations de non-linéarité pour les composants de demain à savoir large-bande et haute fréquence.

Conclusion générale

Dans cette thèse, la faisabilité d'utiliser un signal *Unequally Spaced Multi-Tone (USMT)* dans un environnement ***load-pull* actif** a été démontrée.

Cet outil unique aidera à la caractérisation et la conception des futurs amplificateurs de puissance large-bande. Pour ce faire il a été introduit une nouvelle notion d'**arc d'impédance** arbitrairement large pour la conception de réseau d'adaptation large-bande.

La technique de mesure utilisant un signal *USMT* a démontré un fort potentiel pour pouvoir être implémentée à différents niveaux dans la chaîne de transmissions RF :

- ***la recherche*** : pour comparer les performances des transistors, des amplificateurs de puissance en utilisant le même signal de test [124].
- ***les fonderies*** : pour concevoir des composants issus de technologies nouvelles, pour fiabiliser les composants en utilisant une modulation avec un signal à fort *PAPR* [124].
- ***les concepteurs d'amplificateurs de puissance*** : pour choisir les impédances pour des signaux bande-étroite [145] ou large-bande (load-pull actif) [9] selon l'application visée.
- ***les chaînes de production*** : pour tester rapidement les amplificateurs de puissance dans des conditions réelles [121].

Sa mise en place, dans sa forme la plus simple ne requiert pas un matériel très onéreux : il pourra être ainsi employé dans n'importe quel laboratoire possédant au moins un générateur de signaux arbitraire et un analyseur de spectre.

La mesure du signal *USMT*, dans un environnement à 4 récepteurs, permet de mesurer la dégradation des composants en terme de non-linéarité, connaissant la non-linéarité de la source.

On a montré la faisabilité d'effectuer des mesures *USMT* transposables en fréquence (bande X, Ka, Ku) et en large-bande.

Enfin ce travail ouvre de nombreuses pistes d'investigation concernant :

- La montée en fréquence (35 GHz) et en bande passante (1 GHz), car les bandes de fréquences vont être de plus en plus élevées.
- L'optimisation des harmoniques à $2f_0$, $3f_0$, en *load-pull* actif, pour pouvoir optimiser des structures large-bande notamment en terme de rendement.
- L'optimisation des charges présentées aux produits d'ordre 2 apparaissant sur les produits d'intermodulation en BF.
- L'utilisation du banc pour des structures d'amplificateurs 2 ou 3 voies (Doherty [46], LMBA [146],etc.).
- La linéarisation d'amplificateurs en utilisant une technique de "feedforward".
- L'analyse de l'impact des effets parasites lents (pièges, thermique) sur les performances en linéarité d'un amplificateur au cours d'une trame de télécommunications.
- L'accessibilité de la mesure *USMT* à tous les laboratoires, en concevant un analyseur

de spectre faible-coût. Par exemple, une solution radio définie par logiciel *software defined radio (SDR)*, dans laquelle le signal est numérisée au plus près de l'antenne [147], serait une piste intéressante. Une première expérience a été réalisée avec un récepteur faible coût RTL2832u (10$), qui offre une dynamique d'environ $40-50\ dB$ avec une bande passante de $2\ MHz$ pour des signaux de $24\ MHz$ à $1766\ MHz$ (sans trou). La figure fig.4.35 offre un exemple de mesure *USMT-8* réalisée au laboratoire grâce au logiciel SDRSharp. Cette figure illustre également la dynamique du récepteur qui est d'environ $50\ dB$, utilisé ici pour effectuer des mesures *USMT*.

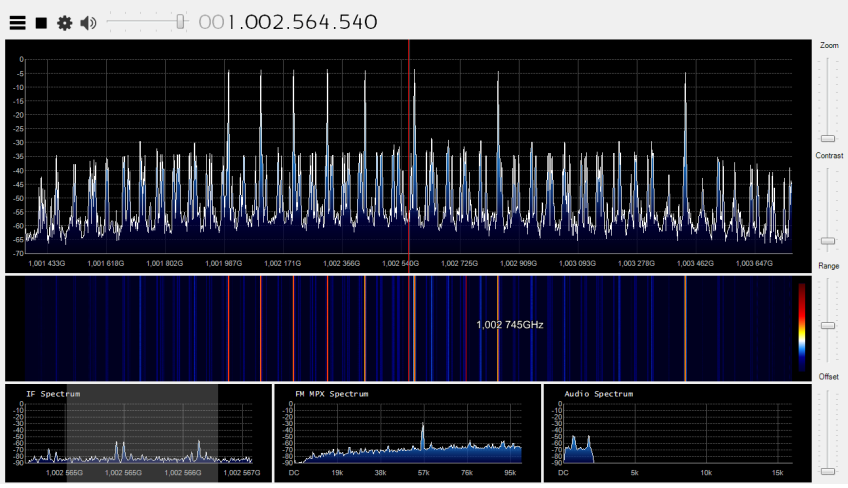


FIGURE 4.35 – Mesure *USMT* sur un récepteur SDR RTL2832u faible coût

Bibliographie

[1] "5g spectrum recommandation," *5G Americas*, 2017.

[2] A. Disserand, "Nouvelle architecture d'amplificateur de puissance fonctionnant en commutation," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2017.

[3] S. Hashim, "Wideband active envelope load-pull for robust power amplifier and transistor characterisation," PhD thesis, University of Cardiff, 2014.

[4] L. Brunel, "Aspects fiabilité de la qualification de la technologie GaN 0.25μm d'UMS," 2015, accessed 2016-02-01. [Online]. Available : http://www.microwave-rf.com/docs/15h00-15h30-Aspects-fiabilite-de-la-qualification-de-la-technologie-GaN-0-25\protect$\relax\mu$m-UMS-L-Brunel.pdf

[5] S. Farsi, P. Draxler, H. Gheidi, B. K. Nauwelaers, P. Asbeck, and D. Schreurs, "Characterization of intermodulation and memory effects using offset multisine excitation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 3, pp. 645–657, 2014.

[6] K. E. Atkinson, *An introduction to numerical analysis*. John Wiley & Sons, 2008.

[7] P. Vizmuller, *RF Design Guide, Systems, Circuits and Equations*. Artech House, 1995.

[8] A. WITZ. (2019) 5g data networks threaten forecasts. [Online]. Available : https://www.nature.com/magazine-assets/d41586-019-01305-4/d41586-019-01305-4.pdf

[9] H. Abou Taam, G. Zakka El Nashef, E. Arnaud, T. Monediere, B. Jecko, and M. Rammal, "A developed excitation law for beam forming and steering applied to a novel electromagnetic band gap antenna," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2015, pp. 1–4.

[10] Keysight, "Characterizing digitally modulated signals with ccdf curves," *Keysight Application Notes, available at http ://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5968-6875E.pdf*, 2014.

[11] J. Hansen, "Vector modulation and frequency conversion fundamentals," *Agilent Technologies presentation*, 2013.

[12] M. Microwave, "datasheet," in *Marki Microwave catalog*, 2017.

[13] A. Halder, S. Bhattacharya, and A. Chatterjee, "Automatic multitone alternate test generation for rf circuits using behavioral models," in *International Test Conference*. IEEE, 2003, p. 665.

[14] D. Sariaslani, "Techniques for complete characterization of iq mixers using a multi-port vector network analyzer," in *IMS Baltimore*, 2011.

[15] J. G. Proakis and M. Salehi, "Optimum receivers for awgn channels," in *Digital Communications*. McGraw-Hill Higher Education, 2007.

[16] A. Malaga, “M-qam performance for 4 bits/sec/hz transmission over bandlimited frequency selective fading channels,” in *MILCOM 1986 - IEEE Military Communications Conference : Communications-Computers : Teamed for the 90’s*, vol. 1, Oct 1986, pp. 4.4.1–4.4.5.

[17] C. Shannon, “A mathematical theory of communication,” in *The Bell System technical Journal*, 1948.

[18] B. Razavi, “5g spectrum recommandation,” in *RF Microelectronics*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Technologies Series, 2011.

[19] P. Roblin, “Interactive measurement and design techniques,” in *Nonlinear RF Circuits and Nonlinear Vector Network Analyzers*. United States of America by Cambridge University Press, 2011.

[20] A. Jayalath and C. Tellambura, “Peak-to-average power ratio of ieee 802.11 a phy layer signals,” in *Advanced Signal Processing for Communication Systems*, vol. 703, 2002, pp. 57–59.

[21] W. H. T. Rodger E. Ziemer, “Principles of communication : systems, modulation, and noise,” in *Principles of communication : systems, modulation, and noise*, 1976.

[22] C. Alexandre and D. Le Ruyet, *Modulations Multiporteuses*. Cours du CNAM, 2017.

[23] A. Cheaito, “Analytical analysis of inband and out-of-band distortions for multicarrier signals : impact of non-linear amplification, memory effects and predistortion,” PhD thesis, Université Bretagne Loire, 2014.

[24] R. Chackochan and H. Soni, “Peak to average power ratio (papr) reduction in ofdm for a wlan network using slm technique,” in *2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology*, vol. 3, Apr. 2011, pp. 57–59.

[25] M. Gupta and H. Ali, “Wireless base station with reduced crest factor,” in *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 2015.

[26] F. Simbélie, “Caractérisation et modélisation de structures masmos en vue de la conception d’un amplificateur de puissance pour la lte,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.

[27] O. Jardel, “Contribution à la modélisation des transistors pour l’amplification de puissance aux fréquences microondes. développement d’un nouveau modèle electrothermique de hemt algan/gan incluant les effets de pièges,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2008.

[28] J. Couvidat, “Contribution à la modélisation de transistors gan et à la conception d’architectures innovantes d’amplificateurs de puissance à rendement amélioré pour modules d’émission-réception aéroportés,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2019.

[29] N. K. Subramani, “Physics-based tcad device simulations and measurements of gan hemt technology for rf power amplifier applications,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2017.

[30] L. TrinH Xuan, “Fonction normally-on, normally-off compatible de la technologie hemt gan pour des applications de puissance, hyperfréquences,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.

[31] V. Dupuy and Y. Mancuso, “Gan at thales dms,” 2018. [Online]. Available : http://www.microwave-rf.com/documents/14h00%20DMS_%20V%20DUPUY%20%20Y%20%20MANCUSO.pdf

[32] S. Piotrowicz, O. Patard, J.-C. Jacquet, P. Gamarra, C. Dua, and S. Delage. (2018) Composants hemt inalgan/gan pour applications en bandes ka et q. [Online]. Available : http://www.microwave-rf.com/documents/11h00%20RF%20%20MICROWAVE%202018_III-Vlab_S%20%20DELAGE.pdf

[33] J. Golio and M. Golio, *RF and microwave circuits, measurements, and modeling*. CRC press, 2007.

[34] J. Vuolevi and T. Rahkonen, *Distortion in RF power amplifier*. Artech House, 2003.

[35] A. Divay *et al.*, “Caractérisation de la diode d’un transistor hemt en gan sous illumination uv,” 9ème *JFMMA, Meknès- Maroc*, 2015.

[36] H. H. Ladhani, J. K. Jones, and G. Bouisse, “Improvements in the instantaneous-bandwidth capability of rf power transistors using in-package high-k capacitors,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Jun. 2011, pp. 1–4.

[37] C. Potier, “Caractérisation et modélisation des pièges par des mesures de dispersion basse-fréquence dans les technologies hemt inaln/gan pour l’amplification de puissance en gamme millimétrique,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[38] K. Kahil, “Contribution à la compréhension des mécanismes expliquant et limitant la linéarité des technologies à base de hemt nitrure de gallium (gan),” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2018.

[39] J. Couvidat, N. K. Subramani, V. Gillet, S. Laurent, C. Charbonniaud, J. C. Nallatamby, M. Prigent, N. Deltimple, and R. Quere, “Investigation of fast and slow charge trapping mechanisms of gan/a1gan hemts through pulsed i-v measurements and the associated new trap model,” in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS*, Jun. 2018, pp. 720–723.

[40] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J. Jacquet, C. Charbonniaud, J. Teyssier, D. Floriot, and R. Quere, “An electrothermal model for algan/gan power hemts including trapping effects to improve large-signal simulation results on high vswr,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 12, pp. 2660–2669, Dec 2007.

[41] J. Vuolevi *et al.*, “Measurement technique for characterizing memory effects in rf power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave and techniques, VOL. 49, NO. 8, Aug.*, 2001.

[42] T. Reveyrand, “Conception d’un système de mesure d’enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. application à la mesure du npr et à la modélisation comportementale d’amplificateurs,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2002.

[43] H. Chireix, “High power outphasing modulation,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, Nov 1935.

[44] Z. Wang, “Envelope tracking power amplifier basics,” in *Envelope Tracking Power Amplifier for Wireless Communications.* IEEE, 2014, pp. 1–4.

[45] L. R. Kahn, “Single-sideband transmission by envelope elimination and restoration,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, Jul. 1952.

[46] 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, 1936.

[47] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications.* Artech House, Inc., 2006., 2006.

[48] L. C. N. de Vreede, R. Gajadharsing, and W. C. E. Neo, “On the bandwidth performance of doherty amplifiers,” in *2013 IEEE International Wireless Symposium (IWS)*, April 2013, pp. 1–4.

[49] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, “An efficient broadband reconfigurable power amplifier using active load modulation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 443–445, Jun. 2016.

[50] M. Turin, “Amplification de puissance radiofréquence à l’état solide - classes, systèmes et technologies,” *Ressources documentaires, Technique de l’ingénieur*, 2014.

[51] S. Stapleton, “Presentation of rf predistortion-part 1,” *Agilent Technologies presentation*, 2000.

[52] J. Chani-Cahuana, P. N. Landin, C. Fager, and T. Eriksson, “Iterative learning control for rf power amplifier linearization,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 9, pp. 2778–2789, Sep. 2016.

[53] H. Cao, J. Qureshi, T. Eriksson, C. Fager, and L. de Vreede, “Digital predistortion for dual-input doherty amplifiers,” in *IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications*, Jan 2012, pp. 45–48.

[54] P. Roblin, C. Quindroit, N. Naraharisetti, S. Gheitanchi, and M. Fitton, “Concurrent linearization,” in *IEEE Microwave Magazine*, 2013.

[55] Y.Nagata, “Linear amplification technique for digital mobile communications,” in *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, 1989.

[56] J. Cavers, “A linearizing predistorter with fast adaptation,” in *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, 1990.

[57] A. Wrigth and W. Durtler, “Experimental performance of an adaptive digital linearized power amplifier,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1992.

[58] M. Faulkner and M. Johansso, “Adaptive linearization using predistortion - experimental results,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1994.

[59] S. Stapleton and F. Costescu, “An adaptive predistorter for a power amplier based on adjacent channel emissions [mobile communications],” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 1992.

[60] C. Mallet, C. Duvanaud, L. Carré, and S. Bachir, “Analog predistortion for high power amplifier over the ku-band (13,75–14,5 ghz),” in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, Oct 2017, pp. 848–851.

[61] X. L. Sun, S. W. Cheung, and T. I. Yuk, “Design of 5th-order analog predistorter,” in *TENCON 2010 - 2010 IEEE Region 10 Conference*, Nov 2010, pp. 876–879.

[62] H. S. Black, “Inventing the negative feedback amplifier : Six years of persistent search helped the author conceive the idea “in a flash” aboard the old lackawanna ferry,” *IEEE Spectrum*, vol. 14, no. 12, pp. 55–60, Dec 1977.

[63] KeysightBacktoBasics, “Network analyzer basics,” *Agilent Technologies presentation*, 2004.

[64] A. A. Hajjar, “Caractérisation basse fréquence et simulation physique de transistors bipolaires à hétérojonction en vue de l’analyse du bruit gr assisté par pièges,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2016.

[65] M. Gamal, E. Din, B. Bunz, and G. Kompa, “10 w broadband load-pull for gan/algan characterization,” in *German Microwave Conference*, 2005.

[66] M. Marchetti, M. J. Pelk, K. Buisman, W. C. E. Neo, M. Spirito, and L. C. N. de Vreede, “Active harmonic load–pull with realistic wideband communications signals,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 2979–2988, Dec 2008.

[67] M. S. Hashmi, S. J. Hashim, S. Woodington, T. Williams, J. Benedikt, and P. J. Tasker, “Active envelope load pull system suitable for high modulation rate multi-tone applications,” in *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, Nov 2008, pp. 93–96.

[68] M. Spirito, M. J. Pelk, F. van Rijs, S. J. C. H. Theeuwen, D. Hartskeerl, and L. C. N. de Vreede, “Active harmonic load ndash;pull for on-wafer out-of-band device linearity optimization,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4225–4236, Dec 2006.

[69] P. Roblin, S. J. Doo, X. Cui, G. H. Jessen, D. Chaillot, and J. Strahler, “New ultra-fast real-time active load-pull measurements for high speed rf power amplifier design,” in *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, Jun. 2007, pp. 1493–1496.

[70] F. Microwave, “Mpt-6080,” *datasheet*, 2019.

[71] Y. Takayama, “A new load-pull characterization method for microwave power transistors,” in *IEEE-MTT-S International Microwave Symposium*, Jun. 1976, pp. 218–220.

[72] R. Saini, “Intelligence driven load pull measurement strategies,” in *PhD Thesis, Cardiff University, UK*, Jun. 2010.

[73] M. Spirito, L. C. N. de Vreede, M. de Kok, M. Pelk, D. Hartskeerl, H. F. F. Jos, J. E. Mueller, and J. Burghartz, “A novel active harmonic load-pull setup for on-wafer device linearity characterization,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No.04CH37535)*, vol. 2, Jun. 2004, pp. 1217–1220 Vol.2.

[74] S. Laurent, J. P. Teyssier, R. R. Quéré, J. Sombrin, and M. Prigent, “Linearity characterization of RF circuits through an unequally spaced multi-tone signal,” in *88th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Dec 2016, pp. 1–4.

[75] P. Ghanipour, S. Stapleton, and J. H. Kim, “Load-pull characterization using different digitally modulated stimuli,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 5, pp. 400–402, May 2007.

[76] F. de Groote, “Mesures de formes d’ondes temporelles en impulsions : application à la caractérisation de transistors micro-ondes de forte puissance,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2007.

[77] D. Barataud, “Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1998.

[78] M. P. van der Heijden, H. C. de Graaff, and L. C. N. de Vreede, “A novel frequency independent third-order intermodulation distortion cancellation technique for bjt amplifiers,” in *Proceedings of the 2001 BIPOLAR/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (Cat. No.01CH37212)*, Oct. 2001, pp. 163–166.

[79] V. Aparin and C. Persico, “Effect of out-of-band terminations on intermodulation distortion in common-emitter circuits,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.99CH36282)*, vol. 3, Jun. 1999, pp. 977–980 vol.3.

[80] M. J. Pelk, L. C. N. de Vreede, M. Spirito, and J. H. Jos, “Base-band impedance control and calibration for on-wafer linearity measurements,” in *ARFTG 63rd Conference, Spring 2004*, Jun. 2004, pp. 35–40.

[81] J.-P. Teyssier, “Caractérisation en impulsions des transistors microondes : application à la modélisation non-linéaire pour la c.a.o. des circuits,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1994.

[82] A. Benvegnù, S. Laurent, M. Meneghini, D. Barataud, G. Meneghesso, E. Zanoni, and R. Quere, “On-wafer single-pulse thermal load–pull rf characterization of trapping phenomena in algan/gan hemts,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 3, pp. 767–775, March 2016.

[83] J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, and P. Eudeline, “Measured and simulated impact of irregular radar pulse trains on the pulse-to-pulse stability of microwave power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 3538–3548, Dec 2014.

[84] K. Barkley, “Two-tone imd measurement techniques,” *RF Design*, pp. 36–52, 2001.

[85] I. Khalil, “High frequency electronics,” in *Characterizing intermodulation Distortion of High-Power Devices*, 2017.

[86] V. Vadalà, A. Raffo, S. Di Falco, G. Bosi, A. Nalli, and G. Vannini, “A load–pull characterization technique accounting for harmonic tuning,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 7, pp. 2695–2704, July 2013.

[87] C. Mazière, W. Saabe, Z. Ouardirhi, and T. Gasseling, “Wideband test bench dedicated to behavioral modeling of non linear rf blocks with frequency transposition and memory.” in *91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Jun. 2018, pp. 1–4.

[88] S. Jiangtao, “Multi-sines stimulus design for the assessment of non-linear devices,” in *PhD Thesis, Cardiff University, UK*, Jun. 2011.

[89] J. C. Pedro and N. B. De Carvalho, “On the use of multitone techniques for assessing rf components’ intermodulation distortion,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2393–2402, 1999.

[90] ETSI, “Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications,” in *ANSI/IEEE Std 802.11*, 1999.

[91] ETSI, “Universal mobile telecommunications system (umts) base station classification (tdd),” in *3gpp tr 25.952 version 5.0.0 release 5*, 2001.

[92] W. Kester, “Noise power ratio (npr) — a 65-year old telephone system specification finds new life,” in *Modern Wireless Applications*, 2009.

[93] Keysight, “Improved methods for measuring distortion in broadband devices,” *Keysight Application Notes, available at http ://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5989-9880EN.pdf*, 2014.

[94] J. Verspecht, A. Stav, J.-P. Teyssier, and S. Kusano, "Characterizing amplifier modulation distortion using a vector network analyzer," in *93rd ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Jun. 2019, pp. 1–4.

[95] P. Medrel, "Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie gan intégrant un contrôle de polarisation de grille," Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2014.

[96] P. Medrel, T. Reveyrand, A. Martin, P. Bouysse, J. . Nébus, and J. Sombrin, "Time domain envelope characterization of power amplifiers for linear and high efficiency design solutions," in *WAMICON 2013*, Apr. 2013, pp. 1–6.

[97] 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 *41st European Microwave Conference*, Oct 2011, pp. 337–340.

[98] M. A. Abyaneh, B. Huyart, and J. Cousin, "Qpsk-ofdm carrier aggregation using a single transmission chain," in *Microwave Symposium (IMS), 2015 IEEE MTT-S International*. IEEE, 2015, pp. 1–4.

[99] M. A. Abyaneh, A. Kaissoine, B. Huyart, and J. Cousin, "Multiple rf continuous-wave generation using a single signal generator for carrier agrregation in lte-advanced," in *Microwave Conference (EuMC), 2014 44th European*. IEEE, 2014, pp. 1246–1248.

[100] V. Yanikgonul, L. Kuzu, A. F. Yagli, M. Gokten, and M. H. Sazlı, "A practical simulation tool for predicting spectral regrowth in communication satellite receivers," in *The Fourth International Conference on Advances in Satellite and Space Communications*, 2012.

[101] S. C. Hoa, "Construction de règles de golomb optimales," Mémoire de Maitrise des sciences appliquées, Ecole Polytechnique Montréal, 1999.

[102] S. Golomb, "How to number a graph." in *Graph Theory and Computing*. Academic Press, R. Read, 1972, pp. 23–37.

[103] B. Sánchez Terrones and R. Bragós Bardia, "Multifrequency simultaneous bioimpedance measurements using multitone burst signals for dynamic tissue characterization," in *XIVth International Confernce on Electrical Bioimedance*, 2010, pp. 1–4.

[104] A. Lasia, "Electrochemical impedance spectroscopy and its applications," in *Modern aspects of electrochemistry*. Springer, 2002, pp. 143–248.

[105] F. Bolos, J. Blanco, A. Collado, and A. Georgiadis, "Rf energy harvesting from multi-tone and digitally modulated signals," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 6, pp. 1918–1927, Jun. 2016.

[106] A. R. Chraplyvy, “Limitations on lightwave communications imposed by optical-fiber nonlinearities,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 8, no. 10, pp. 1548–1557, Oct 1990.

[107] W. C. Kwong and Gun-Chang Yang, “An algebraic approach to the unequal-spaced channel-allocation problem in wdm lightwave systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 45, no. 3, pp. 352–359, March 1997.

[108] F. Forghieri, R. W. Tkach, and A. R. Chraplyvy, “Wdm systems with unequally spaced channels,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 13, no. 5, pp. 889–897, May 1995.

[109] M. Atkinson, N. Santoro, and J. Urrutia, “Integer sets with distinct sums and differences and carrier frequency assignments for nonlinear repeaters,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 34, no. 6, pp. 614–617, 1986.

[110] G. Baruffa and G. Reali, “A fast counting method for generic order intermodulation products,” in *Global Telecommunications Conference, IEEE*, vol. 3, Nov 2002, pp. 2036–2040 vol.3.

[111] W. Xu and L. B. Milstein, “On the use of interference suppression to reduce intermodulation distortion in multicarrier cdma systems,” *IEEE Transactions on Communications*, vol. 49, no. 1, pp. 130–141, 2001.

[112] A. M. Amir Vaezi, Abdolali Abdipour, “Analysis of nonlinear microwave circuits excited by multi-tone signals using artificial frequency mapping method,” in *Informacije MIDEM 41(2011)3, Ljubljana*, 2011.

[113] Y. . Lau and D. J. Skellern, “Calculation of third order intermodulation spectrum,” *Electronics Letters*, vol. 26, no. 21, pp. 1776–1778, Oct 1990.

[114] W. C. Babcock, “Intermodulation interference in radio systems,” *The Bell System Technical Journal ,Volume : 32 , Issue : 1 , Jan. 1953*, no. 6, Jun. 1952.

[115] R. J. Westcott, “Investigation of multiple f.m./f.d.m. carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation,” *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 114, no. 6, pp. 726–740, Jun. 1967.

[116] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits.* Artech House, 2003.

[117] E. V. Nechel, Y. Rolain, and J. Lataire, “Extracting improved figures of merit for characterizing nonlinear devices using multisine excitation signals,” in *91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Jun. 2018, pp. 1–4.

[118] M. Schroeder, “Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (corresp.),” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 16, no. 1, pp. 85–89, 1970.

[119] KeysightTechnologies, “Innovative passive intermodulation (pim) and s-parameter measurement solution with the ena,” *Agilent Technologies presentation*, 2019.

[120] J. A. Jargon, “Measurement comparison of low-intermodulation for u.s. wireless industry,” in *Nist Technical Note 1521*, 2001.

[121] V. Gillet, J. Teyssier, T. Reveyrand, S. Laurent, M. Prigent, and R. Quéré, “A fully calibrated nvna set-up for linearity characterization of rf power devices using unequally spaced multi-tone signal through im3 im5 measurements,” in *2018 91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Jun. 2018, pp. 1–4.

[122] C. Rapp, “Effects of hpa-nonlinearity on a 4-dpsk/ofdm-signal for a digital sound broadcasting signal,” in *In ESA, Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2) p 179-184 (SEE N92-15210 06-32)*, 1991.

[123] C. A. A. Wass, “A table of intermodulation products,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part I : General*, vol. 95, no. 86, pp. 107–108, Feb. 1948.

[124] V. Gillet, M. Bouslama, J.-P. Teyssier, M. Prigent, J. Nallatamby, and R. Quéré, “An unequally spaced multi-tone load–pull characterization technique for simultaneous linearity and efficiency assessment of rf power devices,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 7, pp. 2505–2513, Jul. 2019.

[125] F. Simbélie, V. Gillet, S. Laurent, P. Médrel, Y. Creveuil, M. Régis, M. Prigent, and R. Quéré, “Envelope time-domain characterizations to assess in-band linearity performances of pre-matched MASMOS power amplifier,” in *2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC)*, Jun. 2017, pp. 7–10.

[126] J. Faraj, “Développement et validation d’un banc de caractérisation de transistors de puissance en mode temporel impulsionnel,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2010.

[127] W. V. Moer and Y. Rolain, “A large-signal network analyzer : Why is it needed?” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 6, pp. 46–62, 2006.

[128] M. El yaagoubi, “Contribution à la caractérisation temporelle de dispositifs microondes non-linéaires. application à des signaux de type multi-porteuses large bande,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006.

[129] J. Dunsmorre and D. Gregoire, “Pna-x fast, simple, accurate : Modern methods of test for amplifiers,” in *PNA-X Test Solutions - Keysight*, 2013.

[130] J. Teyssier, J. Dunsmore, J. Verspecht, and J. Kerr, “Coherent multi-tone stimulus-response measurements with a vna,” in *89th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, June 2017, pp. 1–3.

[131] KeysightBacktoBasics, “Understanding and improving network analyzer dynamic range,” *Agilent Technologies presentation*, 2000.

[132] K. Technologies, “Pna-help,” *datasheet*, 2019.

[133] D. Barataud, M. Campovecchio, and J. . Nebus, “Optimum design of very high-efficiency microwave power amplifiers based on time-domain harmonic load-pull measurements,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1107–1112, Jun. 2001.

[134] J. Verspecht, “Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices,” Thèse de doctorat, University of Brussels, 1995.

[135] A. Ferrero and U. Pisani, “Two-port network analyzer calibration using an unknown ’thru’,” *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, no. 12, pp. 505–507, Dec. 1992.

[136] S. Gustafsson, M. Thorsell, K. Buisman, and C. Fager, “Vector-corrected nonlinear multi-port IQ-mixer characterization using modulated signals,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Jun. 2017, pp. 1433–1436.

[137] T. Reveyrand, “Unknown thru calibration algorithm,nvna users’ forum,” in *International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, Jul. 2018.

[138] T. Reveyrand, “Multiport conversions between s, z, y, h, abcd, and t parameters.” in *International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, Jul. 2018.

[139] Python. (1999) Python interpolation. [Online]. Available : https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/interpolate.html

[140] F. Bue, “Réalisation d’un banc de mesure d’intermodulation biton en bande ka : Application à l’analyse des causes technologies de non-linéarité des hemts de puissance,” Thèse de doctorat, Université de Lille, 2003.

[141] (2019) Keysight x-series signal generators, user guide.

[142] R. M. Foster, “A reactance theorem,” *The Bell System Technical Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 259–267, Apr. 1924.

[143] K. S. Song, “Non-foster impedance matching and loading networks for electrically small antennas,” PhD thesis, Ohio State University, 2011.

[144] J. P. Teyssier, J. Sombrin, R. Quéré, S. Laurent, and F. Gizard, “A test set-up for the analysis of multi-tone intermodulation in microwave devices,” in *84th ARFTG Microwave Measurement Conference*, Dec 2014, pp. 1–3.

[145] V. Gillet *et al.*, “An unequally spaced multi-tone passive load-pull (usmt-plp) to simultaneously characterize linearity and efficiency of rf power devices,” in *International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, 2018.

[146] D. J. Shepphard, J. Powell, and S. C. Cripps, “An efficient broadband reconfigurable power amplifier using active load modulation,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 6, pp. 443–445, Jun. 2016.

[147] P. Cruz and N. Carvalho, “Characterization of a sdr front-end receiver with multisine excitations,” in *7th Conference on Telecommunications, Santa Maria da Feira, Portugal*, 2009.

Publications et communications relatives à ce travail

Revues scientifiques

[1] M. Bouslama, V. Gillet, C. Chang, J. Nallatamby , R. Sommet, M. Prigent, R. Quéré, B. Lambert, ***Dynamic Performance and Characterization of Traps Using Different Measurements Techniques for the New AlGaN/GaN HEMT of 0.15-µm Ultrashort Gate Length***, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2019.

[2] V. Gillet, M. Bouslama, JP Teyssier, M. Prigent, JC Nallatamby, R. Quéré ***An Unequally Spaced Multi-Tone Load-Pull (USMT-LP) Characterization Technique for simultaneous Linearity and Efficiency assessment of RF Power Devices***, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 2019.

Conférence Nationale

[3] V.Gillet, M.Bouslama, C.Chang, C.Teyssandier, J-C. Nallatamby, M.Prigent, ***Comparaison de la linéarité de 2 technologies AlGaN/GaN HEMTs en utilisant un signal USMT***, JNM Caen, 2019

Conférences Internationales

[4] F. Simbélie, V. Gillet, S. Laurent, P. Médrel, Y. Creveuil, M. Régis, M. Prigent, R.Quéré, ***Envelope time-domain characterizations to assess in-band linearity performances of pre-matched MASMOS© power amplifier***, Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium (2017), 4-6 June.

[5] J. Couvidat and N. K. Subramani and V. Gillet and S. Laurent and C. Charbonniaud and J. C. Nallatamby and M. Prigent and N. Deltimple and R. Quéré, ***Investigation of Fast and Slow Charge Trapping Mechanisms of GaN/A1GaN HEMTs through Pulsed I-V Measurements and the Associated New Trap Model***, 2018, IEEE/MTT-S International Microwave Symposium - IMS.

[6] V. Gillet, J-P. Teyssier, S. Laurent, M. Prigent, R. Quéré, ***An Unequally Spaced Multi-Tone Passive Load-Pull (USMT-PLP) to simultaneously characterize Linearity and Efficiency of RF Power Devices***, International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC), 2018

[7] V. Gillet, J-P. Teyssier, T. Reveyrand, S. Laurent, M. Prigent, R. Quéré, ***A fully calibrated NVNA set-up for linearity characterization of RF power devices using Unequally Spaced Multi-Tone signal through IM3 & IM5 measurements***, 91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG), Philadelphia, PA, 2018, pp. 1-4.

[8] V. Gillet, M. Bouslama, S. Piotrowicz,C. Potier, O.Patard, M.Prigent, J-C.Nallatamby, C.Chang, R.Quéré, ***Linearity and Efficiency Characterization of AlGaN/GaN and InAlGaN/GaN HEMTs devices using Multi-tone Large Signal Measurements***, EuMW Paris 2019,

[9] V. Gillet, J. Verspecht, J-P Teyssier, M. Prigent, R. Quéré, ***Arbitrary wideband Open-loop active load-pull measurement using Unequally Spaced Multi-Tone stimulus***, ARFTG, San Antonio, Janv 2020.

[10] V. Gillet, A. Al HAjjar, J-P Teyssier, A. Gasmi, C. E. Kacou, M. Prigent, R. Quéré, ***Millimeter-wave power amplifier linearity characterization using Unequally Spaced Multi-Tone Stimulus***, IMS, Los Angeles, June 2020 (soumis pour acceptation).

Présentation, Communications, Workshops

[11] V. Gillet, S. Laurent, M. Prigent, R.Quéré, ***Unequally Spaced Multi-Tone Load-Pull (USMT-LP) test set-up for power devices linearity characterization***, Bee-Week, IEEE, MTT, Bordeaux ,2017, 15-17 Novembre.

[12] V. Gillet, ***Workshop IRT, Traitement des non-linéarités***, Forum non-linéarité, Toulouse, 29 juin 2019

[13] V. Gillet, ***Workshop étudiant mi-thèse, Présentation 120 secondes de travaux concernant le signal USMT***, Limoges, Avril, 2018.

[14] V. Gillet, ***Présentation des travaux sur la linéarité***/Présentation Xlim pour la société Zodiac Data System Juin 2018.

[15] V. Gillet, JP Teyssier, ***Presentation of the internship Keysight software team meeting***, internal Keysight Technologies May 2019.

[16] V. Gillet, ***Wideband active device characterization with minimum number of tones test signal***,Workshop sur la linéarité Xlim, Brive, Octobre 2019.

Annexes

Liste des acronymes

ACPR : Adjacent Channel Power Ratio
AM/AM : Amplitude to Amplitude
AM/PM : Amplitude to Phase
AMPS : Advanced Mobile Phone System
ADC : Analog to Digital Converter
CAN : Convertisseur Analogique Numérique
CNA : Convertisseur Numérique Analogique
CW : Continuous Wave
CDF : Cumulative Density Function
CCDF : Complementary Cumulative Distribution Function
CDMA : Code Division Muliple Access
C/I : Carrier-to-Intermodulation ratio
DAC : Digital to Analog Converter
DC : Direct Current
DPD : Digital Pre-Distortion
DUT : Device Under Test
ESMT : Equally Spaced Multi-Tone
EVM : Error Vector Magnitude
ET : Envelope Tracking
FET : Field Effect Transistor
FFT : Fast Fourier Transform
FM : Frequency Modulatione
FDD : Frequency-Division Duplexing
GaN : Gallium Nitride
GMSK : Gaussian Minimum Shift Keying
GSM : Global System for Mobile communications
HEMT : High Electron Mobility Transistor
HF : Haute Fréquence
IMD : InterModulation Distortion
FI : Fréquence Intermédiaire
LTE : Long Term Evolution
LINC : LInear Amplification Using Nonlinear Components

LUT : Look-Up Table
LMBA : Load Modulated Balanced Amplifier
LNA : Low Noise Amplifier
N-AMPS : Narrow Band Advanced Mobile Phone System
NPR : Noise Power Ratio
OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OL : Oscillateur Local
PA : Power Amplifier
PAE : Power Added Efficiency
PAPR : Peak-to-Average Power Ratio
PDF : Probability Density Function
QAM : Quadrature Amplitude Modulation
QPSK : Quadrature Phase Shift Keying
RF : Radio-Fréquence
SNR : Signal-to-Noise Ratio
SCPI : Standard Commands for Programmable Instruments
SSPA : Solid State Power Amplifier
TDD : Time -Division Duplexing
TOP : Tube à Onde Progressive
USMT : Unequally Spaced Multi-Tone
VSA : Vector Signal Analyzer
VSWR : Voltage Standing Wave Ratio
W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access

Annexe 1 : Formulaire des nuplets d'intermodulation *in-band*

- **Produits d'intermodulation d'ordre 3 :**
  (2,-1)
  (1,1,-1)

- **Produits d'intermodulation d'ordre 5 :**
  (3,-2)
  (3,-1,-1)
  (2,1,-2)
  (-2,1,1,1)
  (2,1,-1,-1)
  (1,1,1,-1,-1)

- **Produits d'intermodulation d'ordre 7 :**
  (4,-3)
  (4,-2,-1)
  (3,-3,1)
  (2,2,-3)
  (4,-1,-1,-1)
  (3,-2,1,-1)
  (2,2,-2,-1)
  (-3,2,1,1)
  (3,1,-1,-1,-1)
  (2,2,-1,-1,-1)
  (-3,1,1,1,1)
  (2,-2,-1,1,1)
  (2,1,1,-1,-1,-1)
  (-2,1,1,1,1,-1)
  (1,1,1,1,-1,-1,-1)

Annexe 2 : Formules analytiques de dénombrements

- **Arrangements sans répétition :** choix de k objets parmi n sans répétition :

$$A_{n,k} = \frac{n!}{(n-k)!} \tag{5.4}$$

- **Arrangements avec répétition :** choix de k objets parmi n avec répétition :

$$A_{n,k} = n^k \tag{5.5}$$

- **Permutations sans répétition :** Nombres de permutations possibles de n objets :

$$P = n! \tag{5.6}$$

- **Permutations avec répétition :** Nombres de permutations possibles de n objets donc k sont distincts :

$$P = \frac{n!}{\prod_{i=1}^{k} n_i!} \tag{5.7}$$

- **Combinaisons sans répétition :** Nombres de combinaisons possibles de k objet parmi n :

$$C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!} \tag{5.8}$$

Pour les produits d'intermodulation, nous avons donc le tableau suivant d'après la formule 5.8 :

Annexe 2 (suite)

f_i	f_j	f_k	Nb. Combinaisons sans répétition	Type
1	1	1	$C_n^3 = \frac{n!}{3!(n-3)!} = \frac{n(n-1)(n-2)}{6}$	$3f_0$
1	1	-1	$\frac{A_n^2}{2!} = \frac{n!}{2!(n-3)!} = \frac{n(n-1)(n-2)}{2}$	f_0
2	1		$A_n^2 = \frac{n!}{(n-2)!} = n(n-1)$	$3f_0$
2	-1		$A_n^2 = \frac{n!}{(n-2)!} = n(n-1)$	f_0
3			n	$3f_0$

TABLE 5.4 – Dénombrement des produits d'intermodulation

Annexe 3 : Exemples d'applications numériques : USMT-8

4000000000	4000201000	4000403000	4000609000
4000827000	4001081000	4001443000	4002129000

TABLE 5.5 – Exemple de fréquences d'arrangement *USMT-8* (en Hz)

En utilisant les matrices génératrices suivantes tableau 5.6, tableau 5.7, tableau 5.8 :

2	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	-1	2
2	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	-1	2	0
2	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	2
2	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	-1	2	0	0
2	0	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	2	0
2	0	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	2
2	-1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	2	0	0	0
0	2	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	-1	0	2	0	0
0	2	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	-1	0	0	2	0
0	2	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	2
0	2	0	0	-1	0	0	0	0	0	-1	2	0	0	0	0
0	2	0	-1	0	0	0	0	0	0	-1	0	2	0	0	0
0	2	-1	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	2	0	0
0	0	2	0	0	0	0	-1	0	0	-1	0	0	0	2	0
0	0	2	0	0	0	-1	0	0	0	-1	0	0	0	0	2
0	0	2	0	0	-1	0	0	0	-1	2	0	0	0	0	0
0	0	2	0	-1	0	0	0	0	-1	0	2	0	0	0	0
0	0	2	-1	0	0	0	0	0	-1	0	0	2	0	0	0
0	0	0	2	0	0	0	-1	0	-1	0	0	0	2	0	0
0	0	0	2	0	0	-1	0	0	-1	0	0	0	0	2	0
0	0	0	2	0	-1	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	2
0	0	0	2	-1	0	0	0	-1	2	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	2	0	0	-1	-1	0	2	0	0	0	0	0
0	0	0	0	2	0	-1	0	-1	0	0	2	0	0	0	0
0	0	0	0	2	-1	0	0	-1	0	0	0	2	0	0	0
0	0	0	0	0	2	0	-1	-1	0	0	0	0	2	0	0
0	0	0	0	0	2	-1	0	-1	0	0	0	0	0	2	0
0	0	0	0	0	0	2	-1	-1	0	0	0	0	0	0	2

TABLE 5.6 – Produits d'intermodulation d'ordre 3 en $2f_i$-f_j

1	1	0	0	0	0	0	-1	1	0	0	-1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	-1	0	1	0	-1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	-1	0	0	1	0	-1	0	1	0	0	0
1	1	0	0	-1	0	0	0	1	0	-1	0	0	1	0	0
1	1	0	-1	0	0	0	0	1	0	-1	0	0	0	1	0
1	1	-1	0	0	0	0	0	1	0	-1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	0	0	0	-1	1	-1	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	-1	0	1	-1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	0	0	-1	0	0	1	-1	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	-1	0	0	0	1	-1	0	0	0	1	0	0
1	0	1	-1	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	-1	1	-1	0	0	0	0	0	1
1	0	0	1	0	0	-1	0	0	1	1	0	0	0	0	-1
1	0	0	1	0	-1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1	0
1	0	0	1	-1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1	0	0
1	0	0	0	1	0	0	-1	0	1	1	0	-1	0	0	0
1	0	0	0	1	0	-1	0	0	1	1	-1	0	0	0	0
1	0	0	0	1	-1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	-1
1	0	0	0	0	1	0	-1	0	1	0	1	0	0	-1	0
1	0	0	0	0	1	-1	0	0	1	0	1	0	-1	0	0
1	0	0	0	0	0	1	-1	0	1	0	1	-1	0	0	0
1	0	0	0	0	0	-1	1	0	1	0	0	1	0	0	-1
1	0	0	0	0	-1	1	0	0	1	0	0	1	0	-1	0
1	0	0	0	0	-1	0	1	0	1	0	0	1	-1	0	0
1	0	0	0	-1	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	-1
1	0	0	0	-1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	-1	0
1	0	0	0	-1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	-1
1	0	0	-1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	-1	1
1	0	0	-1	0	1	0	0	0	1	0	0	0	-1	1	0
1	0	0	-1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	-1	0	1

TABLE 5.7 – Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 1

0	1	0	0	-1	1	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	1
0	1	0	0	-1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1
0	1	0	0	-1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	-1	0
0	1	0	-1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	-1	0	0
0	1	0	-1	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	-1
0	1	0	-1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	-1	0
0	1	0	-1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	-1
0	1	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	-1	1
0	1	-1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	-1	1	0
0	1	-1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	0	-1	0	1
0	1	-1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	-1	1	0	0
0	1	-1	0	0	0	0	1	0	0	0	1	-1	0	1	0
0	0	1	1	0	0	0	-1	0	0	0	1	-1	0	0	1
0	0	1	1	0	0	-1	0	0	0	0	0	1	1	0	-1
0	0	1	1	0	-1	0	0	0	0	0	0	1	1	-1	0
0	0	1	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	1	-1
0	0	1	0	1	0	0	-1	0	0	0	0	1	0	-1	1
0	0	1	0	1	0	-1	0	0	0	0	0	1	-1	1	0
0	0	1	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-1	0	1
0	0	1	0	0	1	0	-1	0	0	0	0	0	1	1	-1
0	0	1	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	0	1	-1	1
0	0	1	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	0	-1	1	1
0	0	1	0	0	0	-1	1	0	0	0	0	-1	1	1	0
0	0	1	0	0	-1	1	0	0	0	0	0	-1	1	0	1
0	0	1	0	0	-1	0	1	0	0	0	0	-1	0	1	1
0	0	1	0	-1	1	0	0	0	0	0	-1	1	1	0	0
0	0	1	0	-1	0	1	0	0	0	0	-1	1	0	1	0
0	0	1	0	-1	0	0	1	0	0	0	-1	1	0	0	1
0	0	1	-1	1	0	0	0	0	0	0	-1	0	1	1	0
0	0	1	-1	0	1	0	0	0	0	0	-1	0	1	0	1
0	0	1	-1	0	0	1	0	0	0	0	-1	0	0	1	1

TABLE 5.8 – Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 2

0	0	-1	1	1	0	0	0	-1	1	0	0	0	0	0	1
0	0	-1	1	0	1	0	0	-1	0	1	1	0	0	0	0
0	0	-1	1	0	0	1	0	-1	0	1	0	1	0	0	0
0	0	-1	1	0	0	0	1	-1	0	1	0	0	1	0	0
0	0	-1	0	1	1	0	0	-1	0	1	0	0	0	1	0
0	0	-1	0	1	0	1	0	-1	0	1	0	0	0	0	1
0	0	-1	0	1	0	0	1	-1	0	0	1	1	0	0	0
0	0	-1	0	0	1	1	0	-1	0	0	1	0	1	0	0
0	0	-1	0	0	1	0	1	-1	0	0	1	0	0	1	0
0	0	-1	0	0	0	1	1	-1	0	0	1	0	0	0	1
0	-1	1	1	0	0	0	0	-1	0	0	0	1	1	0	0
0	-1	1	0	1	0	0	0	-1	0	0	0	1	0	1	0
0	-1	1	0	0	1	0	0	-1	0	0	0	1	0	0	1
0	-1	1	0	0	0	1	0	-1	0	0	0	0	1	1	0
0	-1	1	0	0	0	0	1	-1	0	0	0	0	1	0	1
0	-1	0	1	1	0	0	0	-1	0	0	0	0	0	1	1
0	-1	0	1	0	1	0	0								
0	-1	0	1	0	0	1	0								
0	-1	0	1	0	0	0	1								
0	-1	0	0	1	1	0	0								
0	-1	0	0	1	0	1	0								
0	-1	0	0	1	0	0	1								
0	-1	0	0	0	1	1	0								
0	-1	0	0	0	1	0	1								
0	-1	0	0	0	0	1	1								
-1	1	1	0	0	0	0	0								
-1	1	0	1	0	0	0	0								
-1	1	0	0	1	0	0	0								
-1	1	0	0	0	1	0	0								
-1	1	0	0	0	0	1	0								

TABLE 5.9 – Produits d'intermodulation d'ordre 3 en f_i+f_j-f_k partie 3

Un tel signal *USMT* composé de 8 porteuses donne 56 fréquences en $2f_i$-f_j et 168 fréquences en f_i+f_j-f_k toutes distinctes tableau 5.10 :

3.997871	4.001759	4.000254	4.000673	3.999779	4.002323
3.998557	4.002483	4.000616	4.001035	4.000465	4.003009
3.998919	4.003855	4.001302	4.001721	4.000141	4.003371
3.999173	4.000605	4.000218	4.000407	4.001513	4.000604
3.999391	4.001017	4.000472	4.000625	4.001189	4.00081
3.999597	4.001453	4.000834	4.000879	4.001875	4.001028
3.999799	4.001961	4.00152	4.001241	4.000395	4.001282
3.998273	4.002685	4.000206	4.001927	4.001767	4.001644
3.998959	4.004057	4.000424	3.998883	4.002491	4.00233
3.999321	4.000402	4.000678	3.999569	4.001697	4.001012
3.999575	4.000806	4.00104	3.999931	4.002383	4.00123
3.999793	4.001218	4.001726	4.000185	4.002745	4.001484
3.999999	4.001654	4.000202	3.999101	4.001299	4.001846
3.998677	4.002162	4.000408	3.999787	4.001661	4.002532
3.999363	4.002886	4.000626	4.000149	4.002347	4.001436
3.999725	4.004258	4.00088	3.999355	4.001915	4.00169
3.999979	3.998072	4.001242	4.000041	4.002601	4.002052
4.000197	3.998758	4.001928	3.999717	4.002963	4.002738
3.999089	3.99912	3.998475	4.001089	4.001033	4.001908
3.999775	3.999374	3.999161	4.000765	4.001287	4.00227
4.000137	3.999592	3.999523	4.001451	4.001649	4.002956
4.000391	3.999798	3.999777	4.000657	4.002335	4.002524
3.999525	3.998274	3.999995	4.001019	4.001505	4.00321
4.000211	3.99896	3.998681	4.001705	4.001867	4.003572
4.000573	3.999322	3.999367	4.000621	4.002553	
4.000033	3.999576	3.999729	4.000875	4.002121	
4.000719	3.999794	3.999983	4.001237	4.002807	
4.000757	3.99848	3.998899	4.001923	4.003169	
4.002815	3.999166	3.999585	3.999307	4.000811	
4.001805	3.999528	3.999947	3.999993	4.001029	
4.003177	3.999782	3.999153	4.000355	4.001283	
4.001335	3.998698	3.999839	3.999561	4.001645	
4.002059	3.999384	3.999515	4.000247	4.002331	
4.003431	3.999746	4.000887	3.999923	4.001235	
4.001045	3.998952	4.000563	4.001295	4.001489	
4.001553	3.999638	4.001249	4.000971	4.001851	
4.002277	3.999314	4.000455	4.001657	4.002537	
4.003649	4.000686	4.000817	4.000863	4.001707	
4.000815	4.000362	4.001503	4.001225	4.002069	
4.001251	4.001048	4.000419	4.001911	4.002755	

TABLE 5.10 – Liste des fréquences d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) qui retombent autour de $f0$ sans recouvrement entre elles, ni avec les 8 tons pilotes *USMT*

Annexe 4 : Calibration à 1-accès

Le graphe de fluence d'un VNA 1-Port est le suivant :

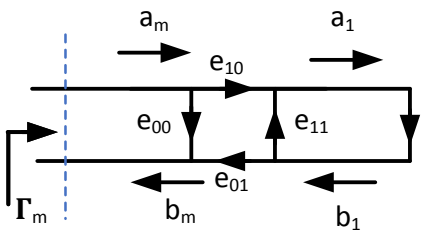


FIGURE 5.36 – Graphe de Fluence 1-Port

A partir de ce graphe de fluence il est possible d'écrire les matrices Port-1 :

$$\begin{pmatrix} b_m \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{00} & e_{01} \\ e_{10} & e_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_1 \end{pmatrix} \tag{5.9}$$

Ré-écrivons cette première matrice sous la forme

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{01}} \begin{pmatrix} \Delta_e & e_{11} \\ -e_{00} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \end{pmatrix} \tag{5.10}$$

avec Δ_e=$e_{10}e_{01} - e_{11}e_{00}$

De même avec la matrice Port-2 :

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{32}} \begin{pmatrix} \Delta_{e2} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \tag{5.11}$$

avec Δ_{e2}=$e_{32}e_{23} - e_{33}e_{22}$

La matrice finale s'écrit sous la forme suivantes, en considérant que les termes anti-diagonaux sont nuls, c'est à dire que les 2 ports ont des termes d'isolations infinis :

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} \frac{1}{e_{01}} \begin{pmatrix} \Delta_e & e_{11} \\ -e_{00} & 1 \end{pmatrix} & 0 \\ 0 & \frac{1}{e_{32}} \begin{pmatrix} \Delta_{e2} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \\ a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \tag{5.12}$$

avec α le terme absolu de puissance et de phase.

Les matrices Port-1 sont de la forme :

$$\begin{pmatrix} b_m \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{00} & e_{01} \\ e_{10} & e_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_1 \end{pmatrix} \tag{5.13}$$

En regroupant les erreurs :

$$\begin{pmatrix} b_m \\ a_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{00} & e_{01}e_{10} \\ 1 & e_{11} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_1 \end{pmatrix} \tag{5.14}$$

Ré-écrivons cette première matrice sous la forme

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{01}e_{10}} \begin{pmatrix} \Delta_e & e_{11} \\ -e_{00} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \end{pmatrix} \tag{5.15}$$

avec Δ_e=$e_{10}e_{01} - e_{11}e_{00}$
De même avec la matrice Port-2

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{32}e_{23}} \begin{pmatrix} \Delta_{e2} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \tag{5.16}$$

avec Δ_{e2}=$e_{32}e_{23} - e_{33}e_{22}$
La matrice finale s'écrit sous la forme :

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \alpha \begin{pmatrix} \frac{1}{e_{01}e_{10}} \begin{pmatrix} \Delta_e & e_{11} \\ -e_{00} & 1 \end{pmatrix} & 0 \\ 0 & \frac{1}{e_{32}e_{23}} \begin{pmatrix} \Delta_{e2} & e_{22} \\ -e_{33} & 1 \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_m \\ b_m \\ a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \tag{5.17}$$

avec α le terme absolu de puissance et de phase

Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs

Résumé :

Cette thèse présente l'utilisation innovante du signal *Unequally Spaced Multi-Tones (USMT)* dans la mesure de linéarité des transmetteurs de télécommunications (5G). Ce signal offre une nouvelle perspective permettant la caractérisation des formes d'ondes réelles en utilisant un signal avec un nombre de tons très réduit, se comportant comme une extension de la caractérisation 2-tons. Ce signal est simple à mettre en œuvre, à mesurer et à analyser. Il nécessite des moyens peu onéreux, (générateur de signaux arbitraires, analyseur de spectre). Il peut s'utiliser à différent niveau de l'industrie : de la fabrication (wafer) jusqu'à la ligne de production, en passant par les transistors packagés. Cette thèse a démontré la faisabilité d'un banc automatique de mesures multi-tons, utilisant ce signal USMT, pour la caractérisation load-pull (passif et actif) de transmetteurs de télécommunications. La maîtrise de cette technique de mesure des non-linéarités représente un avantage concurrentiel à tous les niveaux de la conception du front-end radio fréquence et un gain financier indéniable.

Mots clés : load-pull, multi-tons, intermodulation, caractérisation, mesure large signal, transistor, amplificateur de puissance, linéarité, non-linéaire, USMT, 5G, EVM, NPR, ACPR, trajectoire d'impédance, transmetteurs, GaN, RF, hyperfréquence, PAPR.

Development of an innovative load-pull set-up using multitone wideband large signal stimulus for linearity measurement (EVM, NPR, ACPR) of active devices

Abstract :

This manuscript describes an innovative use of the Unequally Spaced Multi-Tones test signal to achieve linearity characterization of telecommunication transmitter (5G). This signal offers new perspectives of characterization using real waveform involving a reduce number of tone test signal, which in turn behaves as an extension of the 2-tone characterization. This innovative test signal is easy to generate, to measure and to analyze. It required not particular expensive hardware to be generated (arbitrary waveform generator, spectrum analyzer). It is particularly interesting for production line testing, from on-wafer measurements up to radiofrequency front-end, passing through packaged transistor. This thesis demonstrated the feasability of automation of multi-tone measurement, using this particular USMT signal, for load-pull measurement (passive and active) of telecommunications transmitters. Managing this measurement technics represents a competitive advantage at all levels of the radio frequency front-end design and an undeniable financial gain.

Keywords : load-pull, multi-tones, intermodulation, characterization, large signal measurement, transistor, power amplifier, linearity, non-linear, USMT, 5G, EVM, NPR, ACPR, Impedance trajectory, transmitter, GaN, RF, microwave, PAPR.