

UNIVERSITÉ DE LIMOGES
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008

Thèse N° 70-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Grégoire NANFACK NKONDEM

le 1^{er} Décembre 2008

**Développement d'un système de
caractérisation temporelle d'enveloppe
d'amplificateurs de puissance. Application
à la linéarisation d'amplificateurs par
prédistorsion en bande de base**

Thèse dirigée par **Jean-Michel NEBUS** et **Guillaume NEVEUX**

JURY :

Edouard NGOYA	Directeur de Recherche CNRS, Université de Limoges	Président
Claude DUVANAUD	Maître de conférences (HDR), Université de Poitiers	Rapporteur
Juan Marie COLLANTES	Professeur, Université de Bilbao	Rapporteur
Alain Mallet	Ingénieur, CNES, Toulouse	Examineur
Raymond QUERE	Professeur, Université de Limoges	Examineur
William REBERNACK	Ingénieur, Thales Air Defence, Rouen	Examineur
Jean-Michel NEBUS	Professeur, Université de Limoges	Directeur de thèse
Guillaume NEVEUX	Maître de conférences, Université de Limoges	Co-directeur de thèse
Denis BARATAUD	Maître de conférences, Université de Limoges	Invité
Philippe BOUYSSÉ	Maître de conférences, Université de Limoges	Invité

“Je ne prétends pas détenir la vérité, ou la solution, mais simplement inciter les scientifiques à garder une attitude prudente en toute chose, en ne concluant pas à la hâte...”

Jean-Pierre Petit

Dédicace,
A la mémoire de mon père,
A ma mère,
A mes frères et soeurs,
A carole et Yann NKONDEM,
A Marie DZEUFACK.

Remerciements

J'aimerais prendre un moment pour remercier gracieusement toutes les personnes qui m'ont permis de rendre possible l'aboutissement de ce travail. Ce n'est qu'à travers leurs encouragements, leur écoute et surtout leur disponibilité que l'achèvement de ce mémoire a été rendu possible. Ce fut un grand honneur et surtout une chance pour moi de faire la rencontre et la connaissance de personnes aussi talentueuses pendant ces années de thèse.

J'adresse particulièrement mes remerciements à mon directeur de thèse, M. Jean Michel NEBUS pour avoir accepté de me confier ce travail qui m'a permis entre autres de découvrir ses qualités aussi bien humaines que scientifiques. Ses conseils permanents, ses suggestions et surtout son implication totale ont été des éléments essentiels pour mener à terme ce projet.

Une mention particulière s'adresse à Denis BARATAUD et Guillaume NEVEUX. Encadrant et codirecteur de thèse, leur disponibilité, leur investissement total mettant en jeu toutes leurs compétences au service de ce travail m'ont été d'une importance tout à fait unique.

Je tiens également à adresser mes remerciements à Tibault REVEYRAND pour son apport et son soutien aussi bien moral que matériel. Sa disponibilité, sa présence et ses conseils pendant la résolution des problèmes informatiques m'ont été d'une importance capitale.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Juan Marie COLLANTES, Professeur à l'université de Bilbao ainsi qu'à Monsieur Claude DUNANAUD, Professeur à l'université d'ANGOULEME pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Je témoigne également ma reconnaissance à Monsieur Alain MALLET (Ingénieur au CNES), Monsieur William REBERNACK (Ingénieur Thales), Monsieur Philippe BOUYSSSE (Maître de Conférences à l'université de Limoges), Monsieur Edouard NGOYA (Directeur de recherche CNRS) et Monsieur Raymond QUERE (Professeur à l'université de Limoges) d'avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Monique PINLON, Chantal et Jean Paul SUCHAUD ; grâce à vous, mes premiers pas et tout mon séjour à Limoges se sont fait dans des conditions toutes particulières m'ayant permis de m'épanouir et donc de faire ce travail de thèse aussi avec votre soutien matériel et moral. Cet apport a été d'une importance d'autant plus particulière qu'elle m'a permis un équilibre parfait entre ce travail et ma vie quotidienne à Limoges. Soyez humbles et faites moi le plaisir d'accepter mes remerciements et ma reconnaissance.

Toute ma sympathie va également à Ludovic BAQUE. Mes semaines de campagnes de mesures effectuées ensemble avec toi à Brive m'ont été une expérience supplémentaire et m'ont surtout permis de découvrir tes qualités humaines et surtout ta passion pour la recherche. Je te souhaite une bonne chance pour la suite de ta carrière.

A tous mes collègues du laboratoire et plus particulièrement ceux de l'équipe C²S² de Limoges et de Brive, j'ai été touché par votre gentillesse et votre soutien. J'ai surtout aimé l'ambiance du travail d'équipe et je vous souhaite une bonne chance pour la suite de vos travaux.

Je tiens à remercier également tous les amis et proches pour les encouragements et le soutien moral qu'ils m'ont apporté pendant ces années de thèse.

Une mention particulière s'adresse également au Conseil Régional du Limousin pour avoir supporté financièrement ce travail.

Table des matières

Table des matières	1
Table des figures	5
Liste des tableaux	10
Introduction générale	13
Chapitre 1 : Problématique générale de l'amplification de puissance des signaux modulés	19
1.1 Introduction	21
1.2 Caractéristiques principales des signaux utiles de communication	21
1.3 Principe général des modulations numériques	22
1.3.1 Les modulations d'amplitude (ASK ou MDA).	24
1.3.2 Les modulations de phase (PSK ou MDP).	25
1.3.2.1 La modulation QPSK non filtrée	26
1.3.2.2 Filtrage utilisé	28
1.3.2.3 Modulation QPSK filtrée	29
1.4 Modulation QAM16 filtrée	31
1.5 La modulation de fréquence à phase continue	34
1.6 Les signaux de type multi porteuses	35
1.6.1 Signaux multi porteuses non modulés	35
1.6.2 Signaux multi porteuses modulés	36
1.6.2.1 L'OFDM	36
1.6.2.2 Modulation de porteuses à double décalage	38
1.7 Impact des formats de modulation sur l'aspect statistique des signaux	40
1.8 Problématique de l'amplification de puissance des signaux	42
1.8.1 Présentation du modèle d'amplificateur simulé	42
1.8.2 Caractéristiques statiques principales à la fréquence centrale	43
1.8.3 Compression de gain, conversion AM/PM et rendement à la fréquence centrale	44
1.9 Caractéristiques de linéarité en quasi statique de l'amplificateur de puissance	45
1.9.1 Caractéristiques en terme d'intermodulation d'ordre trois	45
1.9.2 Caractéristiques de l'amplificateur en terme d'ACPR	48
1.9.3 Caractéristiques de l'amplificateur en terme d'EVM	50
1.10 Bande passante et effets dispersifs (mémoires)	52
1.10.1 Distorsion linéaire	52
1.10.2 Distorsion non linéaire	54
1.10.2.1 Distorsion non linéaire de type haute fréquence	55
1.10.2.2 Distorsion non linéaire de type basse fréquence	59
1.11 Conclusion	60
1.12 Bibliographie	61
Chapitre 2 : Principales techniques de gestion du rendement et de la linéarité des amplificateurs de puissance	63
2.1 Introduction	65

2.2	Effet de linéarisation par rétroaction	66
2.2.1	Rétroaction RF	66
2.2.2	Principe de rétroaction d'enveloppe	70
2.3	Construction et amplification des signaux à enveloppe constante	71
2.3.1	Principe de la technique LINC	71
2.3.1.1	Réalisation en simulation du séparateur des signaux	72
2.3.1.2	Illustration du point dur lié à la combinaison de sortie des signaux	77
2.3.2	Principe et technique CALLUM	83
2.4	Techniques de gestion de polarisation	83
2.4.1	Objectif recherché	83
2.4.2	Technique EER	84
2.4.3	Technique de suivi d'enveloppe (Envelope tracking)	89
2.4.3.1	Suivi d'enveloppe à bas courant	90
2.4.3.2	Suivi d'enveloppe à fort courant	90
2.4.4	Technique de commutation de polarisation discrète	92
2.5	Technique de prédistorsion	94
2.5.1	Prédistorsion analogique RF	94
2.5.2	Principe de prédistorsion numérique en bande de base	96
2.6	Conclusion du chapitre	97
2.7	Bibliographie	99

Chapitre 3 : Mise en oeuvre d'un Banc de mesure d'enveloppes temporelles des signaux modulés microondes 103

3.1	Introduction	105
3.2	Description du banc de mesure d'enveloppe temporelle	105
3.2.1	Description du générateur	106
3.2.1.1	Spécifications techniques	106
3.2.1.2	Génération logicielle et envoi des signaux au SMU200A	107
3.2.2	Description du récepteur	110
3.2.2.1	spécifications techniques	111
3.2.2.2	Acquisition et traitement des données	112
3.3	Étalonnage du bloc passif de réception	113
3.3.1	Procédure d'étalonnage	113
3.3.2	Validation de la procédure d'étalonnage	114
3.4	Caractérisation statique d'un amplificateur de puissance	116
3.5	Caractérisation de l'amplificateur utilisant les signaux modulés	117
3.5.1	Caractérisation en valeur moyenne	117
3.5.2	Caractérisation en valeur instantanée	120
3.5.2.1	Présentation du problème de synchronisation d'enveloppes complexes	120
3.5.2.2	Procédure de synchronisation utilisée	122
3.5.2.3	Démodulation des signaux QPSK et QAM16 pour le calcul de l'EVM	126
3.6	Comparaison entre résultats de mesures et de simulation sur un amplificateur de puissance	129

3.7	Conclusion du chapitre	131
3.8	Bibliographie	132
Chapitre 4 : Applications du banc de mesures . . .		133
4.1	Introduction	135
4.2	Test de robustesse d'un signal de radionavigation par satellite transmis par un amplificateur de puissance	135
4.2.1	Définition du critère de mérite du test de robustesse.	136
4.2.2	Résultats du test de robustesse	138
4.3	Proposition de modélisation comportementale d'un amplificateur de puissance excité par des signaux modulés	140
4.3.1	Détermination de l'AM/AM	142
4.3.2	Détermination de l'AM/PM	144
4.3.3	Application du modèle à la détermination de l'EVM	147
4.4	Application à la linéarisation par pré-distorsion numérique bande de base .	149
4.4.1	Différentes étapes de la méthode de linéarisation proposée	152
4.4.1.1	Identification du modèle équivalent quasistatique de l'amplificateur de puissance	152
4.4.1.2	Inversion du modèle	154
4.4.1.3	Application à la pré-distorsion numérique en bande de base	155
4.5	Caractérisation et linéarisation par prédistorsion numérique d'un amplificateur CREE 10W à 3,6GHz	159
4.5.1	Caractérisation bas niveau	160
4.5.2	Caractérisation avec le banc de mesure	161
4.5.2.1	Résultats de la caractérisation CW	161
4.5.2.2	Résultats sur la linéarisation par prédistorsion numérique .	162
4.6	Quelques problèmes rencontrés	164
4.7	Conclusion du chapitre	168
4.8	Bibliographie	169
Conclusion Générale		171
Annexes		175
	Nomenclature	178
	Publications et communications relatives à ce travail	181

Table des figures

1.1	<i>Représentation polaire du symbole</i>	23
1.2	<i>Synoptique du modulateur numérique</i>	24
1.3	<i>Constellation d'une modulation ASK</i>	24
1.4	<i>Constellation des modulations PSK</i>	25
1.5	<i>Synoptique du principe de génération d'une modulation QPSK</i>	26
1.6	<i>Formes d'ondes temporelles d'une modulation QPSK non filtré</i>	26
1.7	<i>Constellation et spectre du signal QPSK non filtré</i>	27
1.8	<i>Réponse fréquentielle du filtre de mise en forme</i>	28
1.9	<i>formes temporelles du signal QPSK filtré</i>	30
1.10	<i>Spectre et diagramme vectoriel d'une modulation QPSK filtrée</i>	30
1.11	<i>Fonction densité de probabilité d'une modulation QPSK filtrée</i>	31
1.12	<i>Fonction de distribution cumulée du signal QPSK</i>	31
1.13	<i>Synoptique du modulateur QAM16</i>	32
1.14	<i>Formes temporelles du signal QAM16</i>	32
1.15	<i>Spectre et diagramme vectoriel d'une modulation QAM16</i>	32
1.16	<i>PDF d'une modulation QAM16</i>	33
1.17	<i>CCDF de la QAM 16</i>	33
1.18	<i>Formes temporelles d'enveloppe du signal GMSK</i>	34
1.19	<i>Spectre et diagramme vectoriel du signal GMSK</i>	34
1.20	<i>PDF et CCDF du signal GMSK</i>	35
1.21	<i>PDF et CCDF d'un signal à 2 porteuses</i>	36
1.22	<i>Principe de modulation en OFDM</i>	37
1.23	<i>Principe de démodulation de l'OFDM</i>	37
1.24	<i>PDF et CCDF du signal OFDM</i>	38
1.25	<i>Spectre et constellation du signal BOC</i>	39
1.26	<i>Principe de génération d'un signal ALTBOC</i>	39
1.27	<i>PDF et CCDF du signal ALTBOC</i>	40
1.28	<i>Comparaison de CCDF de différents signaux</i>	41
1.29	<i>PDF de différents signaux</i>	41
1.30	<i>Schéma simplifié de l'amplificateur caractérisé</i>	42
1.31	<i>Caractéristiques I-V de l'amplificateur mesuré</i>	43
1.32	<i>Gain et impédance d'entrée de l'amplificateur simulé</i>	43
1.33	<i>Caractéristiques de l'amplificateur à 1.19 GHz</i>	44
1.34	<i>Effet d'un élément non linéaire sur un signal biporteuse</i>	45
1.35	<i>Spectre entrée sortie du signal à deux porteuses</i>	46
1.36	<i>Illustration back off en CW</i>	46
1.37	<i>Gain, puissance et rendement à 100KHz</i>	47
1.38	<i>C/I3, rendement et compression de gain en mode CW</i>	47
1.39	<i>Evolution du C/I en fonction de la compression de gain</i>	48
1.40	<i>ACPR idéal</i>	48
1.41	<i>Schéma de simulation ptolemy</i>	49
1.42	<i>Spectre en entrée et sortie de l'amplificateur</i>	49
1.43	<i>C/I à 100KHz de battement et ACPR 100Ksymb/s</i>	50
1.44	<i>Schéma de calcul de l'EVM</i>	51
1.45	<i>AM/PM et EVM en fonction de la compression de gain CW</i>	51
1.46	<i>Comparaison entre C/I et ACPR</i>	52
1.47	<i>Gain et TPG en fonction de la fréquence</i>	53

1.48	<i>Illustration distorsion linéaire</i>	53
1.49	<i>Constellation à 1Ms/s(a) et (b) et 40Ms/s(c) et (d)</i>	54
1.50	<i>Evolution de l'evm en fonction du débit symbole en zone linéaire</i>	54
1.51	<i>Gain et AM-PM en fonction de la puissance et de la fréquence</i>	55
1.52	<i>Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence</i>	56
1.53	<i>AM/PM de l'amplificateur en fonction de la fréquence</i>	56
1.54	<i>IM3 en fonction de l'écart de fréquence entre les raies</i>	57
1.55	<i>ACPR en fonction du débit symbole</i>	57
1.56	<i>Modulateur I/Q et amplificateur de puissance</i>	58
1.57	<i>AM/AM dynamique en fonction de la bande</i>	58
1.58	<i>EVM en fonction du débit symbole</i>	59
2.1	<i>Principe de contre réaction</i>	66
2.2	<i>Effet de la contre réaction sur le gain d'un amplificateur de puissance</i>	66
2.3	<i>Schéma du principe de simulation de la contre réaction "RF"</i>	67
2.4	<i>Courbes de gain en fonction de la puissance disponible avec et sans la contre réaction</i>	67
2.5	<i>AM/PM avec et sans l'effet de la contre réaction</i>	68
2.6	<i>Évolution du C/I3 et du rendement en fonction de la puissance disponible avec et sans application de la contre réaction</i>	68
2.7	<i>Evolution de la puissance réellement entrante dans l'amplificateur en fonction de la puissance disponible du générateur</i>	69
2.8	<i>Cycle de charge avec et sans contre réaction RF</i>	69
2.9	<i>Synoptique du principe de la contre réaction d'enveloppe</i>	71
2.10	<i>Synoptique du principe LINC</i>	72
2.11	<i>Schéma simplifié du circuit du séparateur des signaux</i>	74
2.12	<i>Diagrammes vectoriels des différents signaux</i>	75
2.13	<i>Recombinaison des signaux utilisant un coupleur directif</i>	75
2.14	<i>Schéma équivalent de sortie d'un amplificateur LINC</i>	76
2.15	<i>Schéma équivalent des variations de charge vues par les amplificateurs</i>	76
2.16	<i>Recombinaison des signaux utilisant un combineur de chirex</i>	77
2.17	<i>Schéma de principe de simulation</i>	78
2.18	<i>Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance disponible</i>	78
2.19	<i>Variation du rendement en fonction du déphasage</i>	79
2.20	<i>Variation du cycle de charge, $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 30^\circ$</i>	80
2.21	<i>Variation du cycle de charge, $\theta = 90^\circ$</i>	80
2.22	<i>Parties imaginaires des admittances de charge vue par les transistors</i>	81
2.23	<i>Évolution du rendement en fonction du déphasage</i>	81
2.24	<i>Amélioration du rendement avec la variation de B</i>	81
2.25	<i>Schéma simplifié de simulation de l'amplificateur classique équilibrée</i>	82
2.26	<i>ACPR et rendement en fonction de la puissance d'entrée</i>	82
2.27	<i>Distribution de probabilité du déphasage θ (pour une QPSK filtrée) et rendement en fonction de θ pour une puissance d'entrée de 24dBm</i>	82
2.28	<i>Synoptique du principe CALLUM</i>	83
2.29	<i>Synoptique du principe EER</i>	85
2.30	<i>Variations de gain en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation</i>	86

2.31	<i>Variations de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation</i>	86
2.32	<i>Variations de l'AM/PM en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation</i>	87
2.33	<i>Variations du rendement en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation</i>	87
2.34	<i>Rendement et puissance de sortie en fonction de la tension de polarisation</i>	88
2.35	<i>ACPR, Gain, PAE et EVM en fonction de la puissance de sortie sans EER</i>	88
2.36	<i>Schéma simplifié de simulation de l'amplificateur en EER</i>	88
2.37	<i>Schéma de principe de la technique envelope tracking</i>	90
2.38	<i>Loi de commande</i>	91
2.39	<i>PAE avec et sans loi de commande</i>	92
2.40	<i>C/I avec et sans loi de commande</i>	92
2.41	<i>Principe de la linéarisation par commutation de polarisation</i>	93
2.42	<i>Courbes AM/AM et AM/PM du transistor</i>	93
2.43	<i>Principe de prédistorsion RF</i>	94
2.44	<i>Principe de prédistorsion RF avec les non linéarités en parallèle</i>	95
2.45	<i>Principe de prédistorsion composée</i>	95
2.46	<i>Schéma d'un amplificateur associé à ses circuits de filtrage</i>	96
2.47	<i>Principe de la prédistorsion</i>	97
2.48	<i>Principe de la prédistorsion complexe</i>	97
3.1	<i>Synoptique détaillé du banc de mesure</i>	105
3.2	<i>SMU200A</i>	106
3.3	<i>Synoptique du générateur</i>	107
3.4	<i>Principe de génération des signaux de modulation QPSK</i>	108
3.5	<i>Génération du signal OFDM</i>	108
3.6	<i>Fenêtrage de HAMMING appliqué au symbole OFDM</i>	109
3.7	<i>Fenêtrage et extension cyclique du signal OFDM</i>	110
3.8	<i>Spectre (a) et enveloppe complexe (b) d'un signal ofdm à 5MHz de bande</i>	110
3.9	<i>Photo du récepteur FSQ8</i>	111
3.10	<i>Synoptique de la partie RF du récepteur</i>	111
3.11	<i>Synoptique de la partie démodulation du récepteur</i>	112
3.12	<i>Principe de l'étalonnage du bloc passif</i>	113
3.13	<i>Configuration pour la validation de l'étalonnage</i>	114
3.14	<i>Validation en puissance de l'étalonnage</i>	115
3.15	<i>Validation en phase de l'étalonnage</i>	115
3.16	<i>Amplificateur de puissance testé</i>	116
3.17	<i>Mesure des caractéristiques statiques d'un amplificateur</i>	117
3.18	<i>Courbes de gain de l'amplificateur pour différents signaux</i>	118
3.19	<i>Courbes de rendement de l'amplificateur pour différents signaux</i>	118
3.20	<i>Courbes de compression de gain de l'amplificateur pour différents signaux</i>	119
3.21	<i>Courbes d'ACPR de l'amplificateur pour différents signaux</i>	119
3.22	<i>Diagramme vectoriel entrée et sortie de l'amplificateur avant synchronisation</i>	121
3.23	<i>Module des enveloppes entrée et sortie de l'amplificateur avant synchronisation</i>	121

3.24	Représentation du module de l'enveloppe complexe de sortie de l'amplificateur en fonction du module de l'enveloppe complexe d'entrée sans la synchronisation d'enveloppe	122
3.25	<i>Procédure de synchronisation</i>	122
3.26	<i>Argument de l'inter corrélation entrée et sortie de l'amplificateur</i>	123
3.27	<i>Organigramme de la procédure de synchronisation logicielle</i>	124
3.28	<i>Enveloppes avant et après synchronisation</i>	124
3.29	<i>Diagramme vectoriel avant et après synchronisation</i>	125
3.30	<i>Module de l'enveloppe de sortie en fonction du module de l'enveloppe d'entrée avant (a) et après (b) synchronisation</i>	125
3.31	<i>Déphasage en fonction du module de l'enveloppe d'entrée avant (a) et après (b) synchronisation</i>	126
3.32	<i>Synoptique des différentes étapes de démodulation</i>	127
3.33	<i>Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) avant la synchronisation d'enveloppe</i>	127
3.34	<i>Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) après la synchronisation d'enveloppe</i>	127
3.35	<i>Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) après filtrage en RRC</i> .	128
3.36	<i>Diagramme vectoriel après la décision</i>	128
3.37	<i>ACPR et EVM(c) en fonction de la puissance disponible (a) et (c); ACPR et EVM en fonction de la compression de gain (b) et (d)</i>	129
3.38	<i>C/I en fonction de la puissance disponible (a); C/I en fonction de la compression de gain (b)</i>	130
3.39	<i>ACPR et EVM(c) en fonction de la puissance disponible (a) et (c); ACPR et EVM en fonction de la compression de gain (b) et (d)</i>	130
3.40	<i>C/I en fonction de la puissance disponible (a); C/I en fonction de la compression de gain (b)</i>	131
4.1	<i>Banc de mesure et pertes de corrélation</i>	136
4.2	<i>Compression de gain en fonction de la puissance disponible</i>	139
4.3	<i>Pertes de corrélation en fonction de la puissance disponible</i>	139
4.4	<i>Pertes de corrélation en fonction de la compression de gain en signal modulé</i>	140
4.5	<i>Synoptique d'un modulateur IQ suivi d'un dispositif non linéaire</i>	141
4.6	<i>Représentation de l'AM/AM dynamique en zone linéaire (a) et en zone de compression(b)</i>	143
4.7	<i>Comparaison AM/AM modèle et CW</i>	144
4.8	<i>AM/PM dynamique de l'amplificateur</i>	145
4.9	<i>Lissage par fenêtre glissante</i>	146
4.10	<i>Représentation de l'AM/PM dynamique en zone linéaire (a) et en zone de compression (b)</i>	147
4.11	<i>Comparaison AM/PM CW et modèle</i>	147
4.12	<i>Topologie du modèle</i>	148
4.13	<i>Schéma de simulation du modèle quasistatique</i>	148
4.14	<i>Comparaison EVM simulé et mesuré à 100Kbauds</i>	149
4.15	<i>Comparaison EVM simulé et mesuré à 2Mbauds</i>	149
4.16	<i>Principe de prédistorsion</i>	150
4.17	<i>Plans d'extraction des caractéristiques AM/AM et AM/PM</i>	153
4.18	<i>Exemple d'extraction de la caractéristique AM/AM</i>	153

4.19	<i>Exemple d'extraction de la caractéristique AM/PM</i>	154
4.20	<i>Principe de prédistorsion</i>	154
4.21	<i>Caractéristique AM/AM</i>	155
4.22	<i>Caractéristique AM/AM inverse</i>	155
4.23	<i>Synoptique de la procédure de prédistorsion</i>	156
4.24	<i>Comparaison des enveloppes des signaux prédistordus et non prédistordus</i>	156
4.25	<i>Comparaison des diagrammes vectoriels des signaux prédistordu (b) et non prédistordu (a)</i>	157
4.26	<i>Illustration des limites sur l'amplitude du signal à prédistordre</i>	157
4.27	<i>Évolution de l'ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance de sortie</i>	158
4.28	<i>Évolution de l'EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance de sortie</i>	158
4.29	<i>Représentation de l'AM/AM dynamique avec et sans prédistorsion</i>	159
4.30	<i>Représentation de l'AM/PM dynamique avec et sans prédistorsion</i>	159
4.31	<i>Photo de l'amplificateur CREE mesuré</i>	160
4.32	<i>S11 (a) et S21 (b) en fonction de la fréquence</i>	160
4.33	<i>Banc de mesure</i>	161
4.34	<i>Gain, AM/PM, AM/AM et PAE en fonction de la puissance disponible d'entrée</i>	162
4.35	<i>ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance disponible</i>	163
4.36	<i>EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance disponible</i>	163
4.37	<i>Spectre avec et sans prédistorsion</i>	163
4.38	<i>Comparaison entre Rendement et EVM</i>	164
4.39	<i>ACPR en fonction de la puissance de sortie avec et sans prédistorsion</i>	165
4.40	<i>Signal de modulation d'amplitude</i>	165
4.41	<i>AM/AM (a) et AM/PM (b) dynamique</i>	166
4.42	<i>Évolution de l'ACPR en fonction de la puissance de sortie</i>	166
4.43	<i>EVM en fonction de la puissance de sortie</i>	166
4.44	<i>EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance d'entrée</i>	167
4.45	<i>ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance d'entrée</i>	168
5.46	<i>Photo du banc de mesure développé</i>	177

Liste des tableaux

2.1	Point de fonctionnement de l'amplificateur dans la configuration EER . . .	86
2.2	Comparaison des performances avec et sans application de l'EER à puissance de sortie équivalente	89
2.3	Comparaison des performances avec et sans application de l'EER à un point de rendement équivalent	89
3.1	Configuration pour la validation de l'étalonnage	114
3.2	Conditions de mesure de l'amplificateur en CW	116
4.1	Caractéristiques de l'amplificateur	152
4.2	Performances de l'amplificateur CREE	160
4.3	<i>Condition de polarisation de l'amplificateur CREE</i>	161

Introduction générale

Introduction

Depuis ces dix dernières années, les produits de télécommunications mobiles sont devenus très importants dans notre vie de tous les jours. Cette importance ne fait que s'accroître de jour en jour. Les fournisseurs de produits de télécommunications améliorent de plus en plus leurs matériels pour répondre à une demande importante et de plus en plus exigeante des consommateurs. Ceci les amène à utiliser de nouvelles techniques permettant de réduire la consommation et d'accroître les systèmes d'intégration dans le but d'améliorer la durée de vie des batteries et réduire la taille et le coût des produits.

Un nombre croissant d'utilisateurs associé à de nouveaux services suppose l'utilisation des bandes spectrales larges, ce qui n'est pas facile à obtenir auprès des organismes d'allocation de spectre. La solution est donc d'utiliser des formats de modulations à meilleure efficacité spectrale comme c'est le cas dans les standards EDGE (Enhanced Data for GSM Evolution) et UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) adoptés en Europe. Dans les systèmes de seconde génération (2G) tel que le GSM (Global System for Mobile Communication) la phase de la porteuse est modulée, son amplitude restant constante alors que dans les systèmes 2.5G et 3G l'amplitude de la porteuse est aussi modulée pour améliorer l'efficacité spectrale par rapport aux systèmes 2G.

Le souci de résoudre les problèmes d'évanouissement dans l'environnement urbain a conduit également à l'adoption des modulations mutiporteuses comme l'OFDM utilisé dans le standard WIMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access). De plus les signaux de radionavigation, GPS (Global Positioning System) et Galileo (système Européen de radionavigation) doivent résister considérablement aux obstacles et intempéries lors de leur traversée de l'ionosphère et de la troposphère.

Ces signaux utilisés dans la nouvelle génération des systèmes de communications mobiles sont très sensibles aux non linéarités présentées par la chaîne de transmission à cause de leurs enveloppes variables. La non linéarité dans la chaîne de transmission est en grande partie due à l'amplificateur de puissance en fin de chaîne d'émission. L'amplificateur de puissance est alors utilisé avec un recul de puissance suffisant pour obtenir le niveau de linéarité désiré. La conséquence est la chute du rendement de

l'amplificateur de puissance, ce qui n'est pas le cas dans les systèmes 2G, où les signaux sont modulés en phase. Si on est rigoureux en terme de linéarité, alors le rendement va être considérablement dégradé car on est obligé de fonctionner avec un recul de puissance. Puisque l'amplificateur de puissance est un composant consommant beaucoup d'énergie dans une chaîne de communication, chaque variation sur son rendement apporte un effet important sur le rendement global de toute la chaîne. Ceci est très important en particulier dans les batteries des terminaux mobiles. Par ailleurs, dans un système fonctionnant à faible rendement, une grande partie de la puissance est dissipée en chaleur ce qui conduit à un échauffement important, une diminution de fiabilité et un surcoût important de gestion thermique.

Les exigences en terme de linéarité de la chaîne de transmission rendent ainsi la conception des amplificateurs de puissance difficile car ils doivent être à la fois linéaires et présenter un rendement élevé. Les techniques de linéarisation peuvent ainsi être appliquées pour améliorer la linéarité, diminuer le niveau de back-off et améliorer ainsi le rendement des amplificateurs de puissance.

Dans les nouveaux systèmes de communications mobiles, les performances du système global sont un point important. Ceci signifie que les performances du circuit intégré constituant l'amplificateur de puissance ne devraient pas être considérées seules, mais qu'il faut bien également prendre en compte les performances des circuits environnants en terme de linéarité et de rendement. Ceci rend la prédistorsion numérique en bande de base (technique de linéarisation) attractive car l'amplificateur peut être conçu pour fonctionner à haut rendement et sa linéarité peut être améliorée par cette technique.

L'objectif principal de cette thèse est d'apporter une contribution à la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique en bande de base en s'appuyant sur un banc de mesures temporelles d'enveloppes des signaux modulés mis en oeuvre.

Le chapitre I présentera une problématique générale des signaux de communication et leur amplification par des amplificateurs de puissance microondes. Un rappel général sur les communications numériques est fait, suivi d'un travail en simulation permettant d'analyser le comportement d'un amplificateur de puissance lorsque celui-ci est excité par des signaux modulés.

Après avoir présenté au chapitre I les problèmes d'amplification des signaux modulés, le chapitre II fait un état des principales méthodes de linéarisation existantes. Les potentialités et les limites de quelques architectures permettant une gestion du compromis rendement/linéarité sont également présentées.

Dans les chapitres III et IV, nous arrivons au coeur du travail de cette thèse, à savoir le développement et la mise en oeuvre d'un système de mesures temporelles d'enveloppe qui apporte une contribution à la caractérisation des amplificateurs à mémoire et à l'analyse des performances apportées par la méthode de linéarisation qu'est la prédistorsion numérique en bande de base. Le test de robustesse du signal Galileo vis à vis de non linéarités à mémoire est également présenté dans le chapitre IV.

Chapitre 1 :

Problématique générale de l'amplification de puissance des signaux modulés

1.1 Introduction

L'évolution des systèmes de communications a eu pour objectif principal l'augmentation de la quantité d'informations à transmettre pour une bande de fréquence donnée. La conséquence a été et demeure encore l'utilisation de modulations complexes de porteuses micro-ondes pour atteindre les efficacités spectrales (bit/Hz) les plus élevées possibles. Ces modulations complexes de porteuses sont aussi utilisées pour leur propriété de robustesse vis-à-vis des imperfections des canaux de propagation (évanouissement par exemple). Les signaux modulés complexes sont des signaux à enveloppe variable qui contraignent fortement les performances en rendement et en linéarité des amplificateurs de puissance en émission. Ils créent des difficultés qui se répercutent sur la conception et les performances des amplificateurs de puissance ne peuvent bien s'appréhender qu'après avoir fait une description des caractéristiques principales des signaux utiles de télécommunications. Ceci constitue l'objet de ce premier chapitre.

1.2 Caractéristiques principales des signaux utiles de communication

Les systèmes de transmissions numériques véhiculent de l'information entre une source et un destinataire en utilisant un support physique qui peut être le câble, la fibre optique ou encore la propagation sur un canal radioélectrique. Les signaux utilisés pour ces systèmes de transmission doivent donc adapter leur spectre au canal sur lequel ils seront émis : c'est le rôle de la modulation. Cette opération a pour objectif de modifier un ou plusieurs paramètres d'une onde porteuse centrée dans la bande du canal. Dans ce qui suit on prendra le cas générique d'un signal modulé bande étroite.

$$x(t) = A(t) \cos(w_0 t + \varphi(t)) \quad (1.1)$$

Dans toute la suite les signaux $A(t)$ et $\varphi(t)$ représentent respectivement les variations d'amplitude et de phase liées au signal modulant dont la période sera considérée comme très grande devant la période de la porteuse. Les types de modulation les plus fréquemment rencontrés sont :

- Modulation par déplacement d'amplitude MDA ou ASK (Amplitude Shift Keying). Ici l'information est transmise en modifiant l'amplitude de la porteuse.
- Modulation par déplacement de phase MDP ou PSK (Phase Shift Keying). L'information est transmise en modifiant la phase de la porteuse.
- Modulation d'amplitude de deux porteuses en quadrature MAQ ou QAM (Quadrature Amplitude Modulation). On transmet l'information en modifiant à

la fois l'amplitude et la phase de la porteuse.

- Modulation par déplacement de fréquence MDF ou FSK (Frequency Shift Keying).

L'information est transmise à travers les variations de la fréquence de la porteuse.

L'objectif de ce premier chapitre n'étant pas concentré sur l'étude des modulations numériques qui est faite plus en détail dans les références [1] [2], nous ne retiendrons par la suite que quelques modulations numériques typiques pour analyser leur impact sur l'amplification. Pour cela, nous analyserons quelques exemples particuliers de modulation qui nous ont servi dans ce travail de thèse.

1.3 Principe général des modulations numériques

Dans les modulations numériques, le message $m(t)$ à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base qui s'écrit sous la forme :

$$m(t) = \sum m_k \cdot \xi(t - kT) \quad (1.2)$$

Avec $m_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ et $\xi(t)$ une forme d'onde appelée formant ou filtre de mise en forme prise dans l'intervalle $[0, T[$. Le message est transmis en utilisant une porteuse RF par l'équation suivante :

$$x_{RF}(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (1.3)$$

Cette porteuse est caractérisée par trois grandeurs physiques que sont :

- L'amplitude $A(t)$
- La phase $\varphi(t)$
- La fréquence f_0

Afin de transmettre le signal utile $m(t)$ appelé par la suite signal modulant, une de ces trois grandeurs physiques est modulée au rythme de $m(t)$ définissant ainsi trois types de modulation : la modulation d'amplitude, la modulation de phase et la modulation de fréquence.

D'après l'équation (1.3) tout signal modulé peut donc s'écrire comme :

$$x_{RF}(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_0 t) - A(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.4)$$

Cette équation montre que tout signal modulé s'écrit comme une double modulation en quadrature en définissant les signaux en phase et en quadrature de phase respectivement par $I(t)$ et $Q(t)$ tels que :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \\ Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \end{cases} \quad (1.5)$$

Les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux dits en bande de base.

Une modulation numérique consiste donc à définir une correspondance entre un groupe de m bits constituant le message à transmettre et le symbole (I, Q) ou (A, φ) décrivant l'état de la porteuse. L'alphabet constitué est formé alors de 2^m symboles. A chaque symbole émis va correspondre un signal élémentaire.

Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leur valeurs dans l'alphabet (A_1, A_2, \dots, A_m) et dans l'alphabet (B_1, B_2, \dots, B_m) . Les différents types de modulation seront caractérisés par cet alphabet et par la fonction $\xi(t)$ qui est ici la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme des signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

$$s_k(t) = a_k \cdot \xi(t - kT) \cos(w_0t + \varphi_0) - b_k \cdot \xi(t - kT) \sin(w_0t + \varphi_0) \quad (1.6)$$

Ce signal peut être représenté dans le plan à travers une décomposition de Fresnel comme le montre la Figure 1.1. A chaque signal élémentaire, correspond dans l'espace de Fresnel un point M_k et l'ensemble de ces points associés aux symboles porte le nom de constellation.

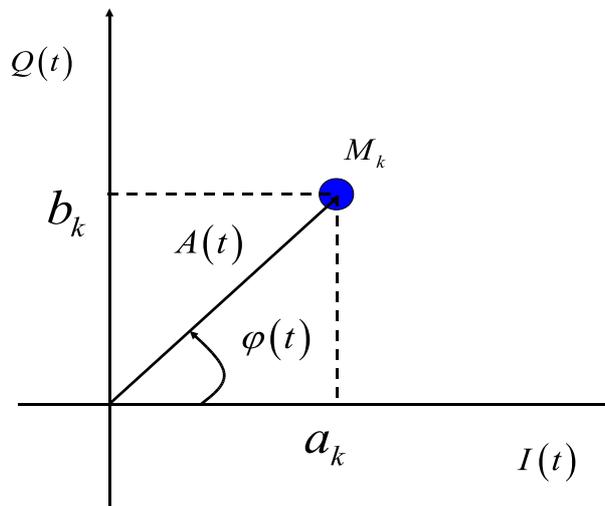


FIG. 1.1 – Représentation polaire du symbole

Le synoptique du modulateur numérique est celui de la Figure 1.2.

Le choix d'une modulation sera fondé sur la constellation qui suivant les applications mettra en évidence une faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou une faible probabilité d'erreur. Ce choix va également se porter sur l'occupation spectrale du signal modulé et surtout sur la simplicité de la réalisation.

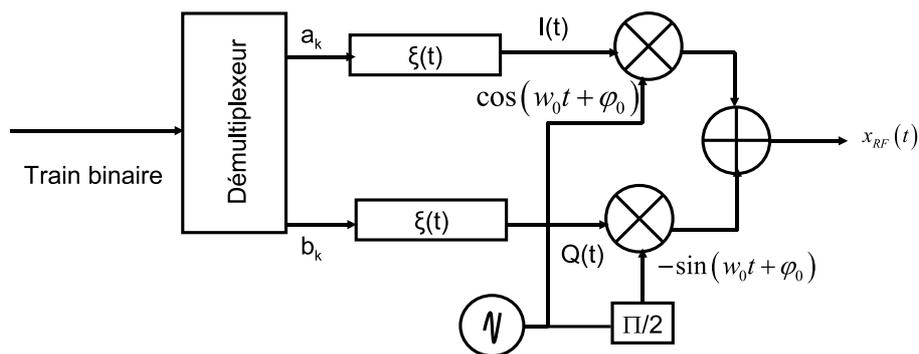


FIG. 1.2 – *Synoptique du modulateur numérique*

1.3.1 Les modulations d’amplitude (ASK ou MDA).

Dans cette forme de modulation, l’information est transmise à travers l’amplitude. Le signal modulé est de la forme :

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \tag{1.7}$$

La phase φ_0 est une constante arbitraire. D’une façon générale, ces modulations sont appelées M-ASK où M désigne le nombre de points différents de la constellation ou le nombre de symboles. Si n désigne le nombre de bits par symbole alors on a $M = 2^n$. La Figure 1.3 (a) et (b) montre un exemple de diagramme de constellation de la modulation ASK avec respectivement 2 et 4 points sur la constellation.

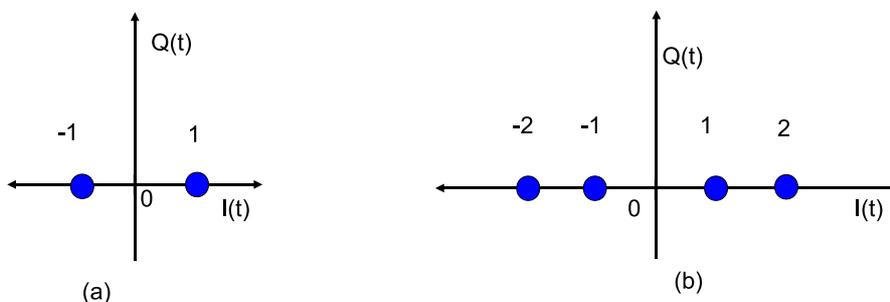


FIG. 1.3 – *Constellation d’une modulation ASK*

Dans ce type de modulation, la diminution du rapport signal à bruit pour maintenir le même taux d’erreur par élément binaire lorsque la constellation s’élargit c’est-à-dire lorsque le nombre de bit par symbole varie de 1 est de 6.99 dB lorsqu’on passe d’une 2-ASK à une 4-ASK ; de 6.23 dB lorsqu’on passe d’une 4-ASK à une 8-ASK et converge vers 6 dB lorsque le nombre de points sur la constellation augmente. Bien qu’étant simple à réaliser, cette modulation est peu performante en terme de taux d’erreur binaire lorsque l’on augmente le nombre de symboles. C’est ce qui fait qu’une grande partie des modulations ASK est rarement utilisée [3].

1.3.2 Les modulations de phase (PSK ou MDP).

Dans ce cas, le signal modulé est de la forme :

$$x_{RF}(t) = A \cos(w_0 t + \varphi(t)) \quad (1.8)$$

Les modulations de phase désignent une famille de formes de modulation numérique dont le principe est de transmettre de l'information binaire par le biais de la phase de la porteuse, cette phase ne pouvant prendre qu'un nombre fini de valeurs. On les appelle aussi M-PSK, M désignant ici le nombre d'états de phase utilisés dans la modulation. Chacune des valeurs de la phase de la porteuse va représenter un nombre binaire dont la taille dépend du nombre de valeurs possibles pour la phase. Si n désigne le nombre de bits codés dans un symbole, alors on a la relation $M = 2^n$. La figure 1.4 (a) (b) et (c) montre un exemple de constellations possibles pour ce type de modulation respectivement pour 2, 4 et 8 points sur la constellation.

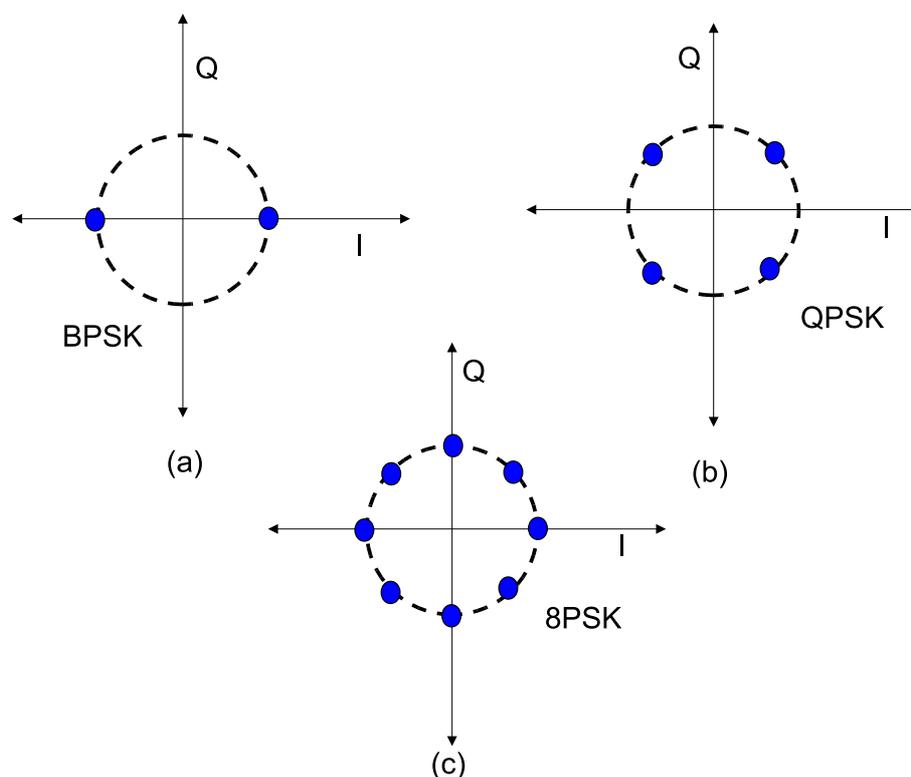


FIG. 1.4 – Constellation des modulations PSK

Dans la suite nous prenons l'exemple d'une modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Nous distinguerons les cas où la modulation est filtrée ou non filtrée pour comprendre l'effet du filtrage dans ce type de modulation.

1.3.2.1 La modulation QPSK non filtrée

Le schéma symbolique de principe de génération de ce type de modulation est représenté sur la figure 1.5

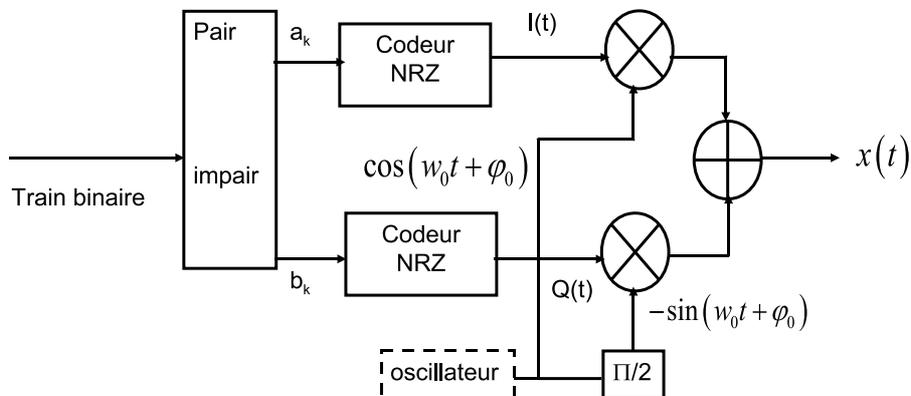


FIG. 1.5 – *Synoptique du principe de génération d'une modulation QPSK*

Les formes d'ondes de l'enveloppe d'un tel signal en bande de base sont présentées Figure 1.6.

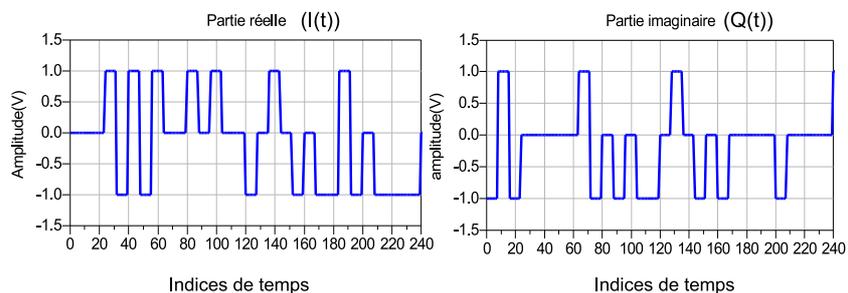


FIG. 1.6 – *Formes d'ondes temporelles d'une modulation QPSK non filtrée*

Ces signaux se caractérisent par une enveloppe constante d'amplitude $A(t)$ telle que :

$$A(t) = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} = A \quad (1.9)$$

L'information utile est contenue dans la phase dont l'expression est donnée par :

$$\varphi(t) = \text{Arctg} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \quad (1.10)$$

Une représentation très pratique des modulations se fait en terme d'enveloppe dans le plan complexe. A partir de l'équation (1.1) on a :

$$x_{RF}(t) = A(t) \cos \varphi(t) \cos(w_0t) - A(t) \sin \varphi(t) \sin(w_0t) \quad (1.11)$$

Soit

$$x_{RF}(t) = I(t) \cos w_0 t + Q(t) \sin w_0 t \quad (1.12)$$

On fait alors abstraction de la porteuse pour ne représenter que le couple $(I(t), Q(t))$ dans le plan complexe. On parle alors d'enveloppe complexe $\tilde{x}(t) = A(t) e^{j\varphi(t)}$ ou de signal équivalent passe bas. A tout instant, le module de l'enveloppe $|\tilde{x}(t)| = A(t)$ est constant et vaut A . On peut le constater sur le graphique gauche de la figure 1.7.

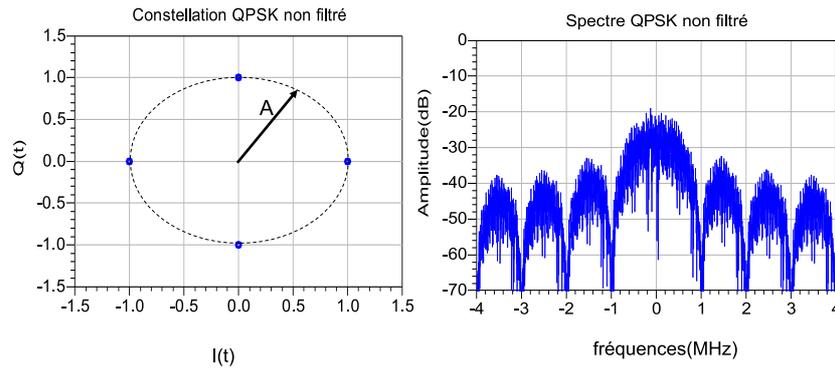


FIG. 1.7 – Constellation et spectre du signal QPSK non filtré

Les puissances instantanées $p(t)$ et moyennes \bar{P} sont :

$$p(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} |\tilde{x}(t)|^2 dt \quad (1.13)$$

Avec :

$$\tau = NT_0 \text{ et } \tau \ll T_m \quad (1.14)$$

Où T_0 indique la période de la porteuse et T_m celle du signal modulant et

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T |\tilde{x}(t)|^2 dt \quad (1.15)$$

avec $T = MT_m$ et $M \gg 1$. Pour le signal QPSK précédemment défini, $p(t)_{Max} = \bar{P}$ et le *PAPR* (Peak to Average Power Ratio) qui définit le rapport entre la puissance moyenne et la puissance crête vaut 1 soit 0dB. Les modulations de ce type (cas de toutes les modulations de phase non filtrées) n'ont pas une efficacité spectrale importante. En effet, ces modulations présentent de nombreux lobes secondaires qui consomment beaucoup de ressources en terme de bande de fréquence utilisée. Il est donc nécessaire de supprimer ces lobes secondaires en utilisant des techniques de filtrage adaptées.

1.3.2.2 Filtrage utilisé

Pour réduire la largeur de bande du signal émis, il est nécessaire de faire un filtrage des signaux IQ en bande de base tout en assurant une condition d'IES (interférence entre symboles) nulle. Pour cela, il faut utiliser un filtre dont la réponse impulsionnelle s'annule tout les kTS où TS est la durée d'un symbole [4]. Le filtre le plus généralement utilisé dans les normes télécommunications est le filtre en racine de cosinus surélevé dont la réponse fréquentielle est représentée sur la Figure 1.8.

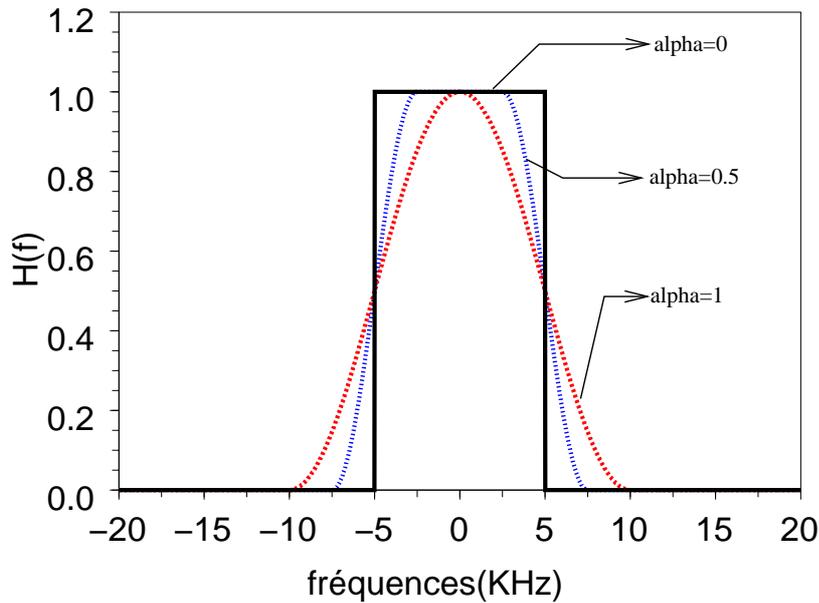


FIG. 1.8 – Réponse fréquentielle du filtre de mise en forme

La fonction de transfert du filtre est définie par l'équation ci-dessous :

$$H(f) = \begin{cases} \frac{T_s}{2} \{1 - \sin[\frac{\pi}{2\alpha}(2|f|T_s - 1)]\} & , \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ T_s & , 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ 0 & , \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1.16)$$

α est le coefficient d'excès de bande du filtre. La Figure 1.8 montre les variations de la bande passante du filtre en fonction de la valeur de α . La fonction de filtrage va avoir comme effet de générer des signaux à enveloppe non constante. Ceci est une problématique pour l'amplification de puissance car elle entraîne la génération de la distorsion et la remontée des lobes secondaires dans la DSP (Densité Spectrale de Puissance) du signal de sortie amplifié. Pour analyser ces effets on utilise très communément le *PAPR* (Peak-to-Average Power Ratio) définissant le rapport entre le pic de puissance et la puissance moyenne d'un signal [5].

$$PARP = \frac{\max[p(t)]}{\bar{P}} \quad (1.17)$$

Le $PAPR$ étant une variable aléatoire, il est plus judicieux d'en faire une étude statistique. La CCDF (Complementary Cumulative Density Function) [6] qui définit la probabilité pour que le $PAPR$ d'un signal soit supérieure ou égale à une certaine valeur est un critère qui fournit des informations importantes sur des signaux utilisés dans les systèmes de télécommunication 3G. L'équation (1.18) donne la définition de ce critère utilisé dans la suite de ce chapitre. La variable ρ représente la puissance du signal normalisée par rapport à la puissance moyenne.

$$CCDF = \Pr(PAPR \geq \rho) = 1 - \int_{-\infty}^{\rho} pdf \quad (1.18)$$

1.3.2.3 Modulation QPSK filtrée

Dans le cas d'une modulation QPSK filtrée, les filtres en bande de base de type RRC (Root Raised Cosine filter) ont une réponse impulsionnelle qui génère des temps de montée et de descente ainsi que des ondulations des signaux rectangulaires idéaux adoucissant ainsi les transitions entre symboles. On obtient alors une forte suppression des lobes secondaires sur le spectre du signal modulé. Mais en contre partie, la forme temporelle du signal modulé présentée sur la figure 1.9 montre des variations du module de l'enveloppe.

Dans ce cas, la représentation vectorielle (diagramme vectoriel) montre des transitions entre tous les états représentatifs de la constellation comme représenté figure 1.10

Pour une trame numérique de symboles 1 et 0 équiprobables et indépendants sur les voies I et Q on obtient un PAR (Peak to Average Ratio) de l'ordre de 3.3 dB. La fonction densité de probabilité de l'enveloppe est représentée sur la figure 1.11. Elle permet de connaître la probabilité d'obtenir dans une certaine gamme de puissance du signal, la valeur de puissance p normalisée par rapport à la puissance moyenne.

Sa fonction de distribution cumulée $CCDF$ (Cumulative Distribution Function) est montrée figure 1.12.

Les deux caractéristiques PAR et CCDF ont un impact très important sur l'amplification de puissance des signaux modulés et à la gestion des compromis puissance, rendement et linéarité.

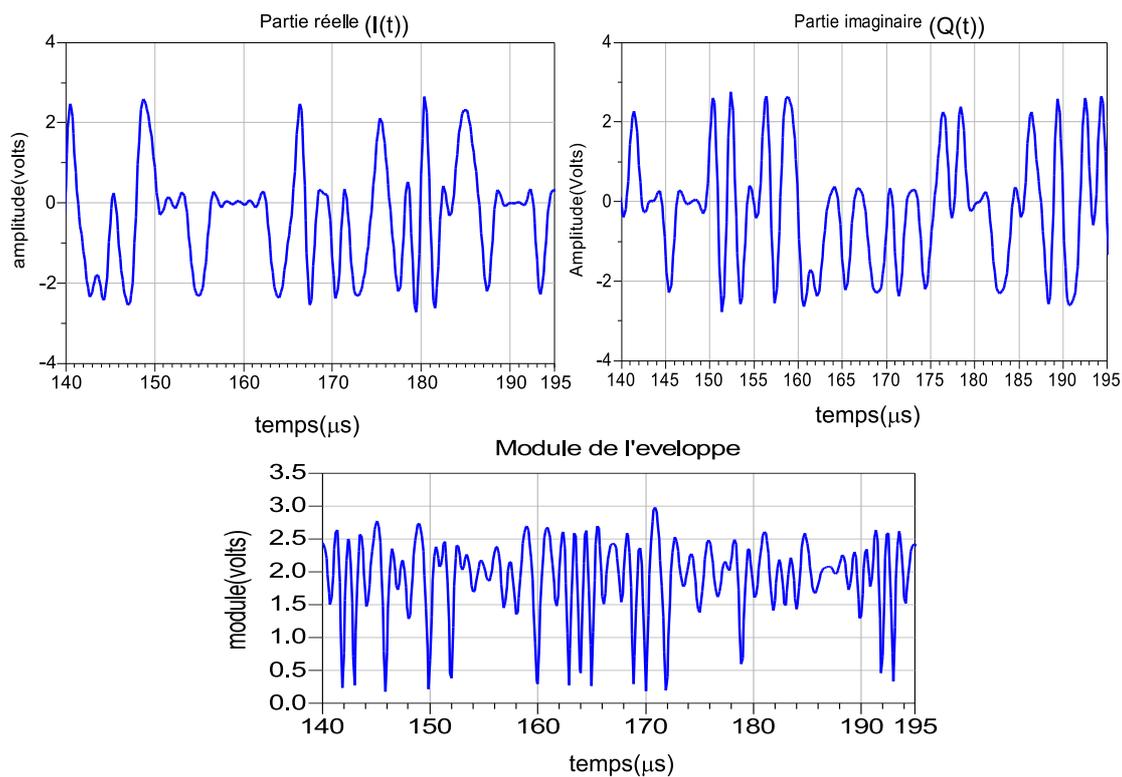


FIG. 1.9 – formes temporelles du signal QPSK filtré

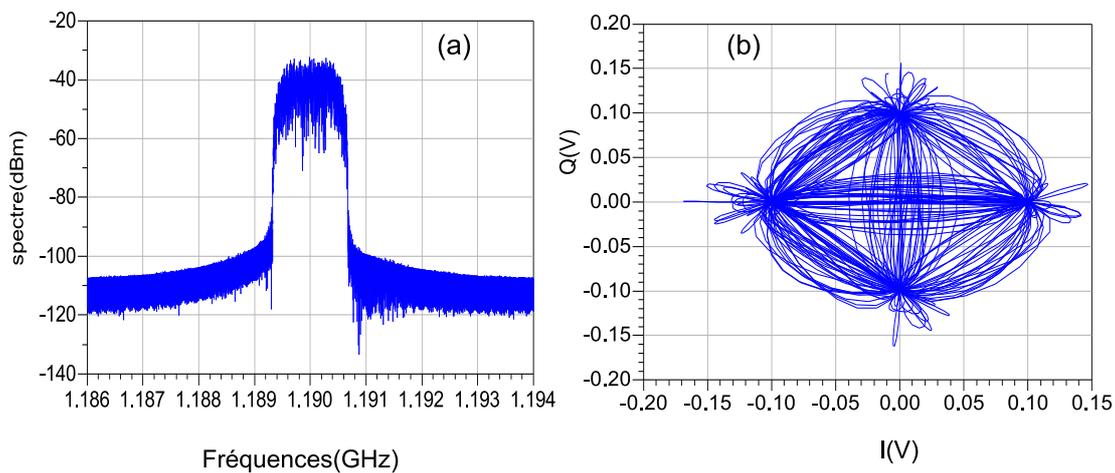


FIG. 1.10 – Spectre et diagramme vectoriel d'une modulation QPSK filtrée

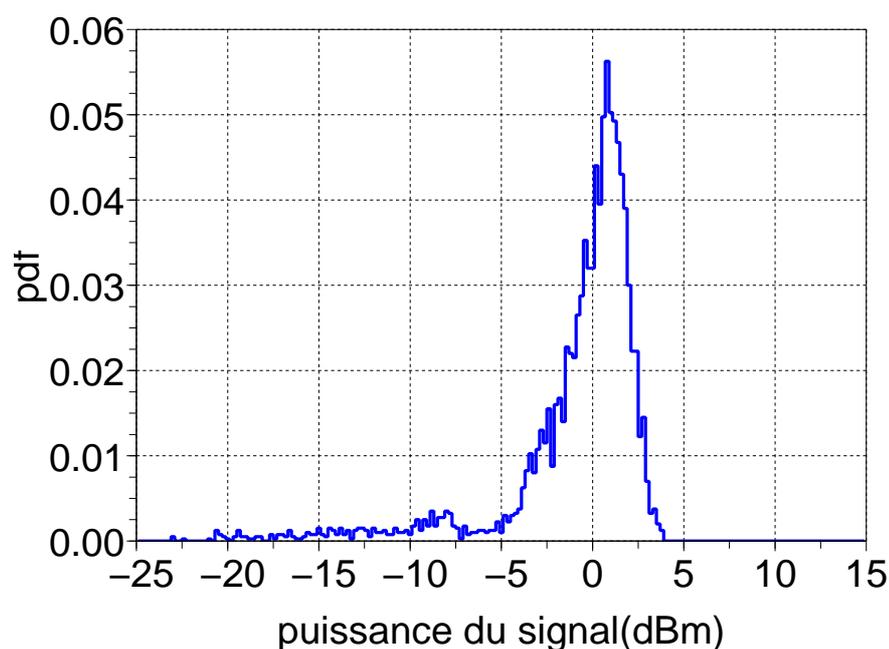


FIG. 1.11 – Fonction densité de probabilité d’une modulation QPSK filtrée

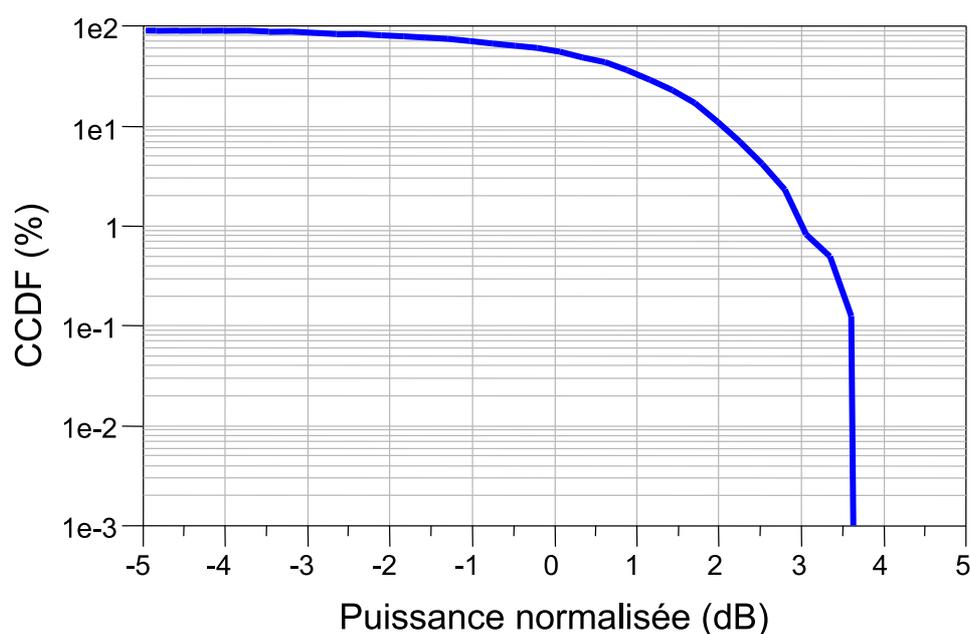


FIG. 1.12 – Fonction de distribution cumulée du signal QPSK

1.4 Modulation QAM16 filtrée

La modulation QAM 16 est un cas particulier des modulations d’amplitude sur deux porteuses en quadrature (MAQ) appelé aussi par leur abréviation anglaise QAM pour ”Quadrature Amplitude Modulation”. Le schéma symbolique de génération d’une telle modulation est présenté sur la figure 1.13.

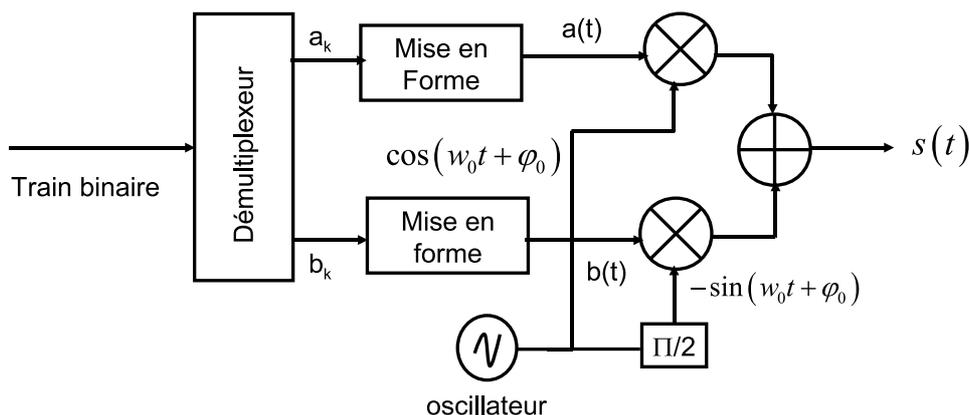


FIG. 1.13 – *Synoptique du modulateur QAM16*

Dans ce type de modulation, l’amplitude et la phase de la porteuse sont modulées. Ses performances en terme de taux d’erreur binaire sont meilleures que celle d’une PSK ou d’une ASK pour un même nombre de points sur la constellation. En revanche son PAPR augmente de manière significative. La forme temporelle est représentée sur la figure 1.14.

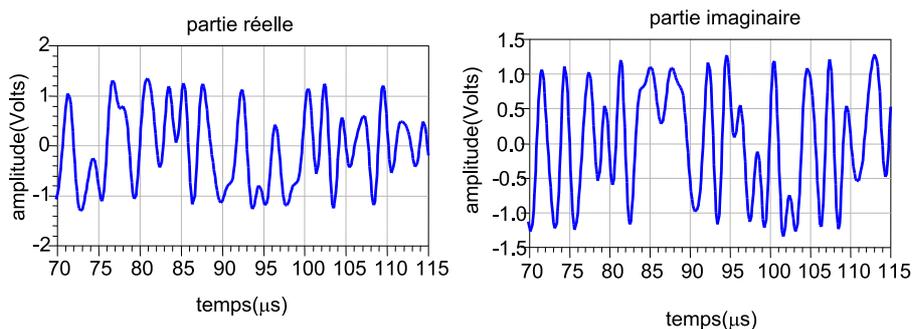


FIG. 1.14 – *Formes temporelles du signal QAM16*

Le spectre et le diagramme vectoriel sont représentés sur la figure 1.15 (a),(b).

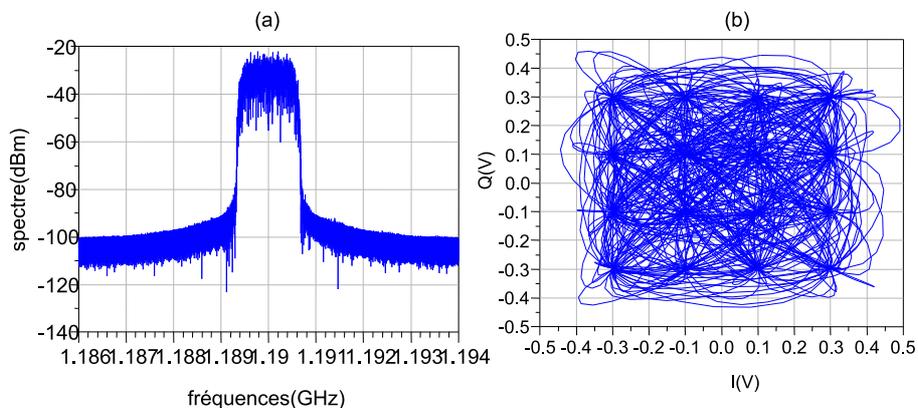


FIG. 1.15 – *Spectre et diagramme vectoriel d’une modulation QAM16*

Le filtrage ici utilise un filtre en racine de cosinus surélevé avec un roll off α de 0.35. On remarque qu'il existe entre les 16 états établis des transitions qui impliquent des variations d'enveloppe continues. Le PAPR d'une telle modulation est de l'ordre de 5.2dB. La fonction densité de probabilité de l'enveloppe est présentée sur la figure 1.16. Sa courbe de CCDF est présentée sur la figure 1.17.

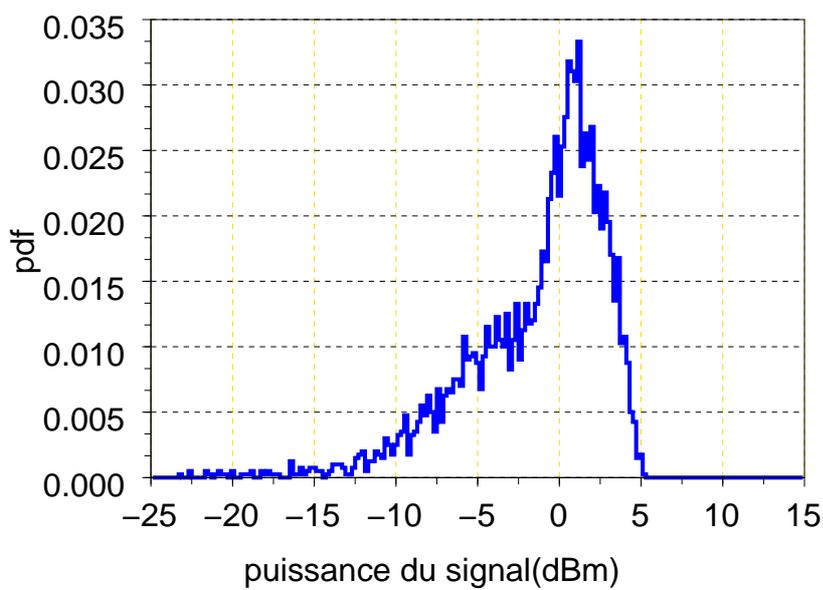


FIG. 1.16 – PDF d'une modulation QAM16

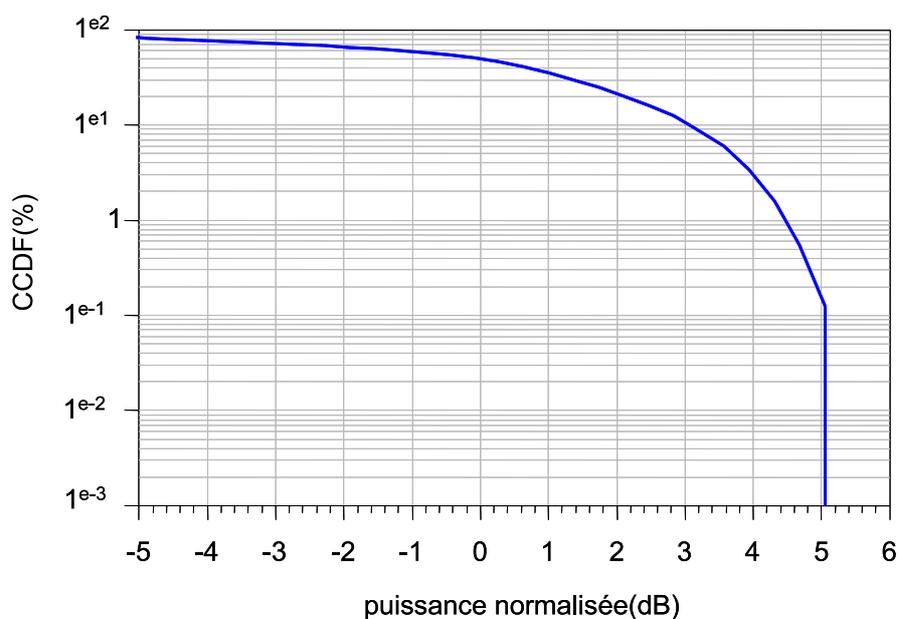


FIG. 1.17 – CCDF de la QAM 16

1.5 La modulation de fréquence à phase continue

Pour ces modulations par saut de fréquence à phase continue, on associe à chaque symbole une fréquence f_k telle que $f_k = f_p + \frac{1}{2}a_k\Delta f$, avec $a_k = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm (\frac{M}{2})$ où f_p est la fréquence porteuse, (a_k) la suite des amplitudes du signal modulant et M le nombre de symboles différents associés. La modulation GMSK est une modulation MSK à laquelle un filtre gaussien passe-bas est appliqué dans le but de diminuer l'occupation spectrale du signal modulé. Le filtre gaussien et la modulation GMSK utilisés sont caractérisés par le produit BT_b où T_b représente la durée d'un bit et B la fréquence de coupure à 3dB du filtre gaussien. Dans le cas du GSM par exemple, ce produit vaut 0.3. Ce format de modulation est dit à enveloppe constante et n'engendre pas de fortes contraintes sur les spécifications de l'amplification de puissance. Sa forme temporelle d'enveloppe, son spectre et son diagramme vectoriel sont donnés figure 1.18 et figure 1.19.

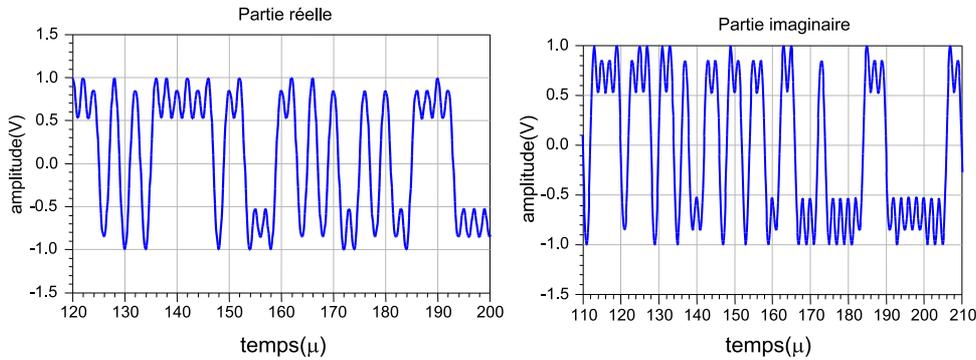


FIG. 1.18 – Formes temporelles d'enveloppe du signal GMSK

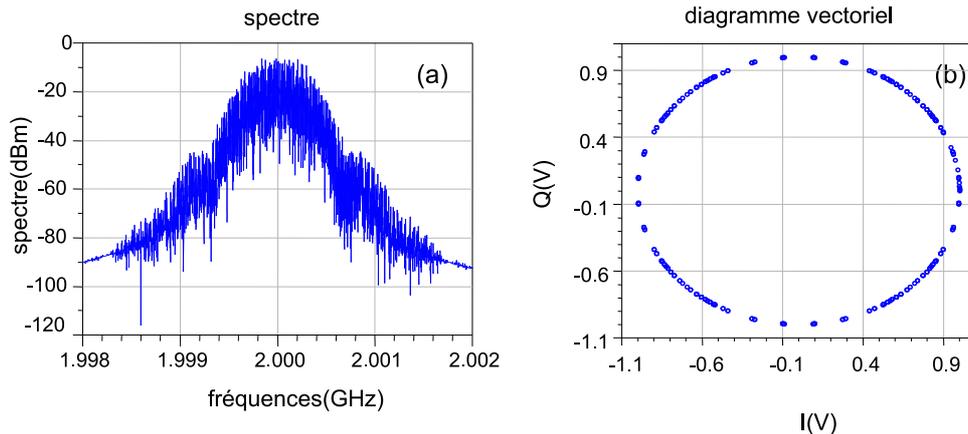


FIG. 1.19 – Spectre et diagramme vectoriel du signal GMSK

Cette modulation est à enveloppe constante. Son facteur PAPR vaut 0dB. Ses courbes de PDF et de CCDF sont représentées figure 1.20 (a) et (b). Elles peuvent constituer les courbes de références pour des comparaisons entre diverses formats de modulation.

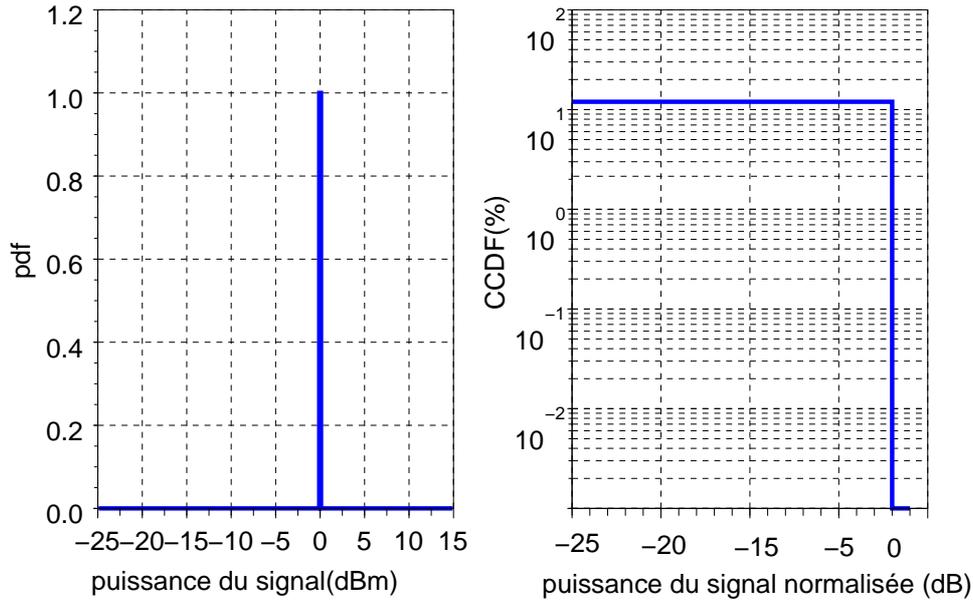


FIG. 1.20 – PDF et CCDF du signal GMSK

1.6 Les signaux de type multi porteuses

1.6.1 Signaux multi porteuses non modulés

Le signal multi porteuses le plus simple couramment utilisé pour le test de linéarité des amplificateurs de puissance en terme d'inter modulation est le signal à deux porteuses.

$$x(t) = A \cos(w_1 t) + A \cos(w_2 t) \quad (1.19)$$

Avec $w_1 = w_0 + \frac{\Delta w}{2}$ et $w_2 = w_0 - \frac{\Delta w}{2}$ où $\Delta w = |w_2 - w_1| \ll w_0$ désigne l'écart de fréquence. $x(t)$ peut aussi se mettre sous la forme :

$$x(t) = 2A \cdot \cos\left(\frac{\Delta w}{2} t\right) \cos(w_0 t) \quad (1.20)$$

Ou encore,

$$x(t) = A(t) \cos(w_0 t) \quad (1.21)$$

avec $A(t) = 2A \cos\left(\frac{\Delta w}{2} t\right)$. Ce signal est un signal modulé en amplitude à porteuse supprimée. Les courbes de PDF et de CCDF de ce signal sont présentées figure 1.21 (a) et (b). Ce signal a un PAPR de 3dB.

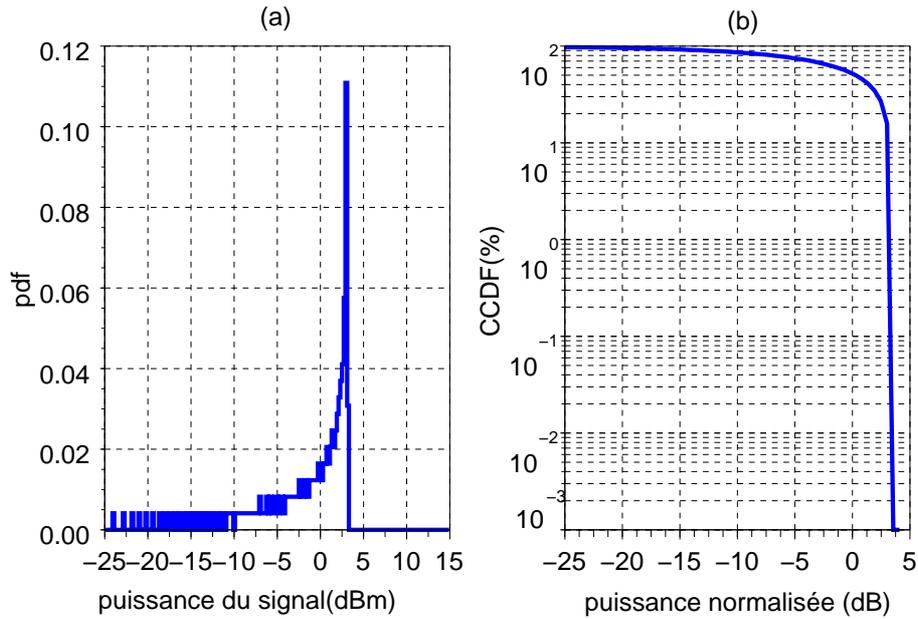


FIG. 1.21 – PDF et CCDF d'un signal à 2 porteuses

1.6.2 Signaux multi porteuses modulés

L'idée principale des modulations multi porteuses [7] est de transmettre des données en parallèle en utilisant plusieurs fréquences porteuses. La transmission est alors faite sur des bandes de fréquence plus étroites s'adaptant ainsi sur des canaux sélectifs en fréquence. La plus connue aujourd'hui des modulations multi porteuses reste l'OFDM dont le principe va être présenté dans le paragraphe suivant.

1.6.2.1 L'OFDM

Acronyme anglo-saxon de Orthogonal Frequency Division Multiplexing (multiplex orthogonal de fréquence), l'OFDM dont le principe est détaillé dans la bibliographie [8], [9] est un procédé de modulation numérique multiporteuses des signaux utilisant des sous porteuses orthogonales (les spectres des différentes sous porteuses se chevauchent mais sans interférer entre elles). Ce type de modulation est utilisé pour les systèmes de transmission numérique à haut débit de données. Son principe de modulation est présenté figure 1.22. Son intérêt réside dans sa robustesse aux évanouissements par trajets multiples.

Le signal équivalent bande de base est donné par l'expression :

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j \cdot 2k\pi \cdot \frac{t}{T}}, 0 \leq t < T \quad (1.22)$$

Où N désigne le nombre de sous porteuses utilisé, X_k le symbole obtenu après la mise

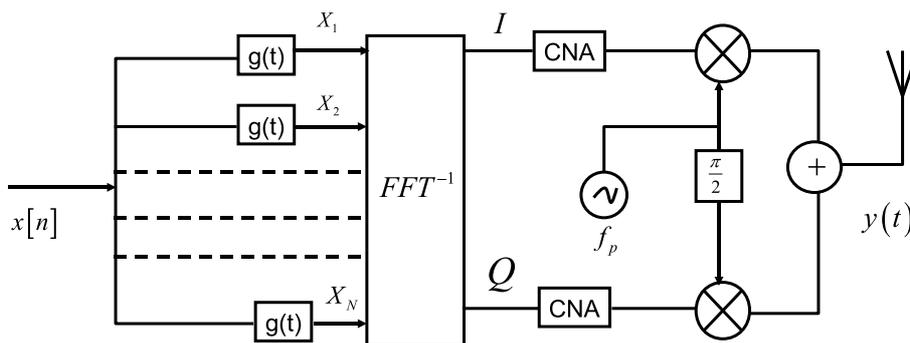


FIG. 1.22 – Principe de modulation en OFDM

en forme utilisant le filtre de mise en forme $g(t)$ qui est une fonction porte et T la durée du symbole OFDM. On remarque bien dans cette expression que les différentes sous porteuses sont espacées de $\frac{1}{T}$ ce qui les rend orthogonales vis-à-vis de chaque période symbole. La propriété d'orthogonalité est exprimée par l'équation ci-dessous.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \left(e^{\frac{j2\pi k_1}{T}} \right)^* \left(e^{\frac{j2\pi k_2}{T}} \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(e^{\frac{j2\pi(k_2 - k_1)}{T}} \right) dt = \delta_{k_1 k_2} \quad (1.23)$$

Où $\delta_{k_1 k_2}$ désigne le symbole de Kronecker. On génère ainsi facilement un symbole OFDM discret par une simple transformée de Fourier inverse (FFT^{-1}). Le principe de démodulation qui revient à faire une opération de FFT est montré sur la figure 1.23.

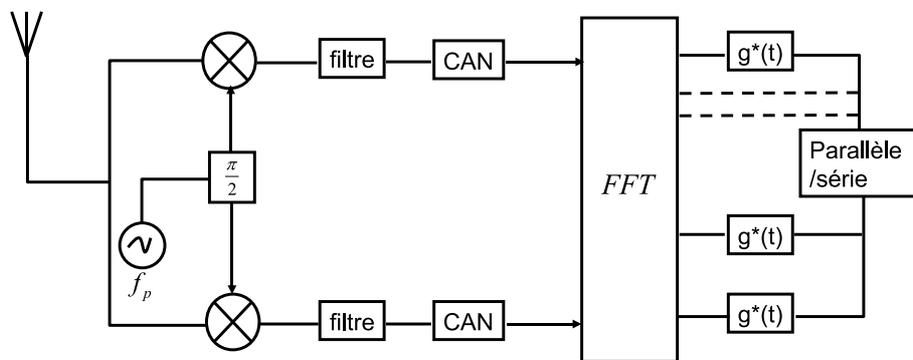


FIG. 1.23 – Principe de démodulation de l'OFDM

L'OFDM reste cependant sensible aux canaux multi trajets. Pour résoudre ce problème, on ajoute un intervalle de garde de durée Δ qui absorbe les échos. Le temps symbole qui devient $T + \Delta$ s'allonge alors diminuant ainsi l'efficacité spectrale. Comme tout signal multiporteuses, l'OFDM peut avoir des valeurs de PAPR élevées de l'ordre de 11dB à des valeurs de probabilités non négligeables comme le montre la figure 1.24(b).

Ceci peut engendrer de la distorsion du signal par l'amplificateur de puissance de la chaîne de communication faisant ainsi remonter les lobes secondaires de la densité spectrale de puissance. Des efforts importants ont donc été réalisés pour tenter de diminuer

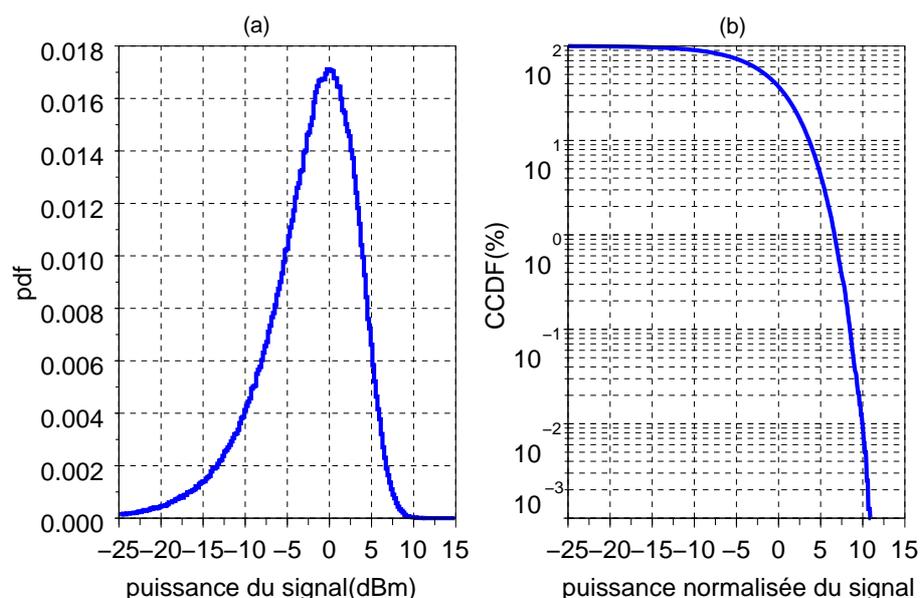


FIG. 1.24 – PDF et CCDF du signal OFDM

le PAPR de ces signaux. De nombreuses solutions de réduction de PARP ont été proposées pour l'OFDM et peuvent être classées en trois grandes catégories distinctes que sont les techniques de codage, les techniques de *clipping* avec compensation et les techniques probabilistes [10], [11], [12], [13], [14]. L'OFDM est utilisée dans :

- La radiodiffusion pour la télévision numérique terrestre (DVB-T, DVB-H), la radio numérique terrestre régionale (DAB) et mondiale (DRM).
- Les liaisons filaires ADSL, VDSL, modem sur courant porteur (Home plug) modem câble (DOCSIS).
- Les réseaux sans fil basés sur les normes 802.11a, 802.11g (Wifi) 802.10 (Wimax).
- Les réseaux mobiles de nouvelles générations (4G).

1.6.2.2 Modulation de porteuses à double décalage

La modulation de porteuse à double décalage (PDD) repérée selon son acronyme anglo-saxon BOC (Binary Offset Carrier) est pressentie pour être utilisée pour certains signaux Galileo (futur système de navigation par satellite européen). Nous l'abordons tout simplement ici car nous verrons des caractérisations d'amplificateurs avec ce signal au chapitre IV. Les signaux BOC se définissent comme étant la combinaison de deux signaux décalés en fréquence à droite et à gauche de la fréquence centrale (porteuse) [15]. La figure 1.25 donne un exemple de son spectre et de son diagramme vectoriel. C'est un cas particulier du signal complexe ALTBOC envisagé pour certains signaux GALILEO.

Les décalages à droite et à gauche sont obtenus en modulant la porteuse par des sous porteuses, le signal en bande de base étant obtenu par combinaison d'un code d'étalement

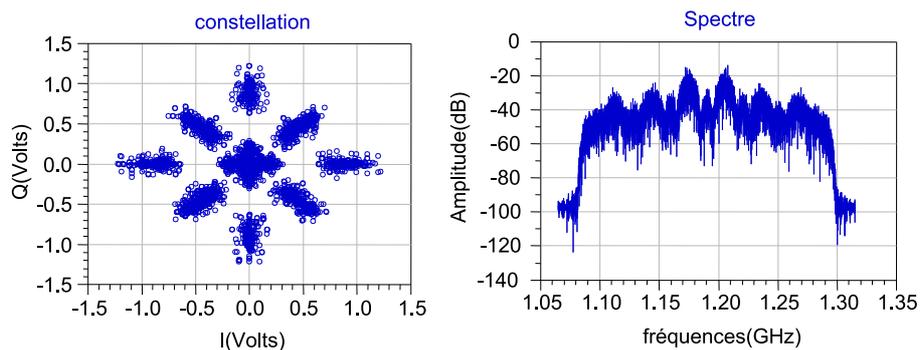


FIG. 1.25 – Spectre et constellation du signal BOC

non filtré de rythme R_c , et d'une sous porteuse carrée non filtrée de fréquence R_{sc} . Son principe de génération est montré sur la figure 1.26.

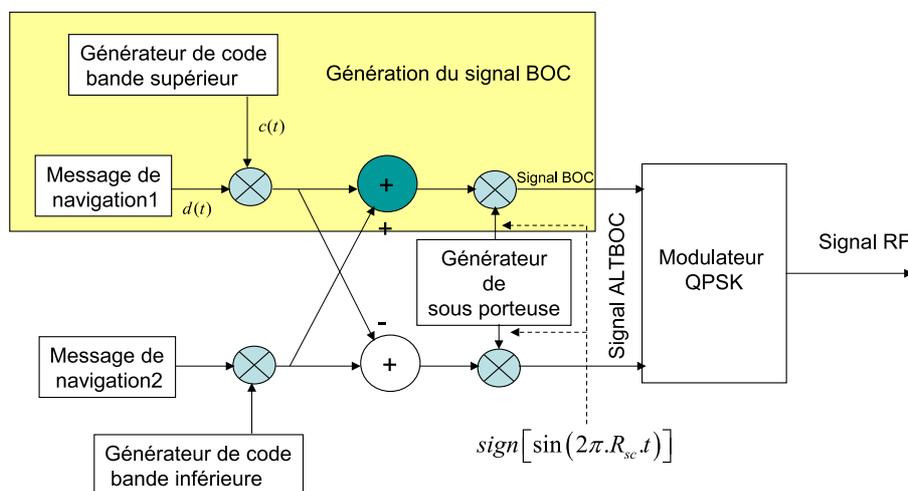


FIG. 1.26 – Principe de génération d'un signal ALTBOC

L'expression de l'enveloppe complexe est donnée par :

$$\tilde{x}(t) = d(t) \tilde{x}_{BOC}(t) = d(t) \cdot c(t) \cdot \text{sign}[\sin(2\pi \cdot R_{sc} \cdot t)] \quad (1.24)$$

Où $d(t)$ représente le signal de données codé NRZ (non retour à zéro), $c(t)$ le code binaire d'étalement et R_{sc} le rythme de la sous porteuse. Les courbes de PDF et de CCDF sont données respectivement figure 1.27(a) et (b).

Il a été démontré que grâce au code d'étalement utilisé, ce signal est très robuste aux interférences bandes étroites et aux brouillages non intentionnels [16]. Une étude a également été faite sur sa robustesse vis-à-vis des non linéarités des amplificateurs de puissance et sera présentée au chapitre IV de ce mémoire.

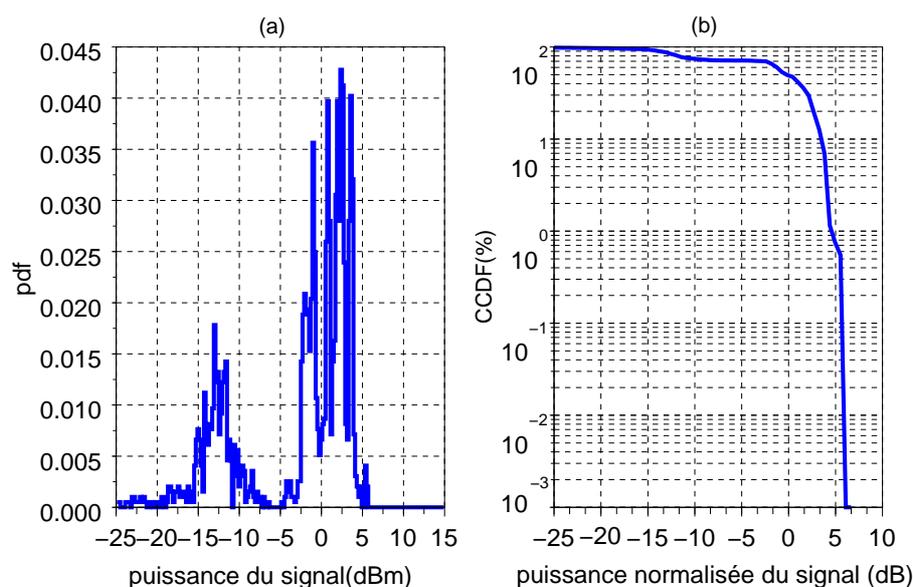


FIG. 1.27 – PDF et CCDF du signal ALTBOC

1.7 Impact des formats de modulation sur l'aspect statistique des signaux

Le type de modulation utilisé va influencer particulièrement la forme des variations de puissance du signal. En utilisant les courbes de CCDF, on peut ainsi caractériser la statistique de la puissance des signaux issus des divers formats de modulation. La figure 1.28 présente les courbes comparatives pour les signaux QPSK, OFDM, QAM16, GMSK, deux tons et Galileo. La courbe de la GMSK est la référence en enveloppe constante.

Si nous faisons une observation sur les signaux QPSK et QAM16 par exemple, sachant que la QPSK transmet 2 bits par symbole alors que la QAM16 en transmet 4, la QAM16 a un PAPR supérieur à celui de la QPSK pour une valeur de CCDF donnée. Il est difficile de donner une information quantitative juste à partir de l'observation de leur constellation. La figure 1.28 apporte donc des informations complémentaires et nécessaires sur l'analyse de ces signaux. On peut facilement vérifier que le signal de modulation QAM16 a une courbe de CCDF beaucoup plus étendue vers les abscisses en dB positives que celle du signal QPSK. Sa dynamique est alors plus grande que celle de la QPSK. C'est donc une modulation moins robuste face aux non-linéarités. Par la même observation graphique, on voit de très fortes contraintes pour l'amplification du signal OFDM. Les courbes de PDF correspondantes déterminées pour une même puissance moyenne du signal de 0dBm sont représentées sur la figure 1.29.

La aussi, lorsque la répartition de la puissance instantanée devient de plus en plus significative pour les abscisses supérieure à 0 dB, l'amplification du signal à haut rendement et avec une linéarité acceptable devient de plus en plus difficile.

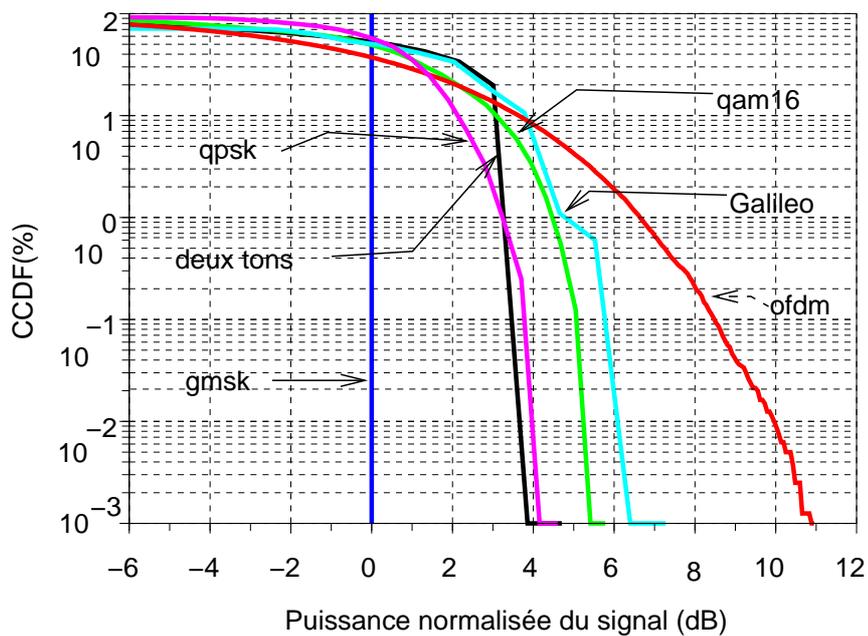


FIG. 1.28 – Comparaison de CCDF de différents signaux

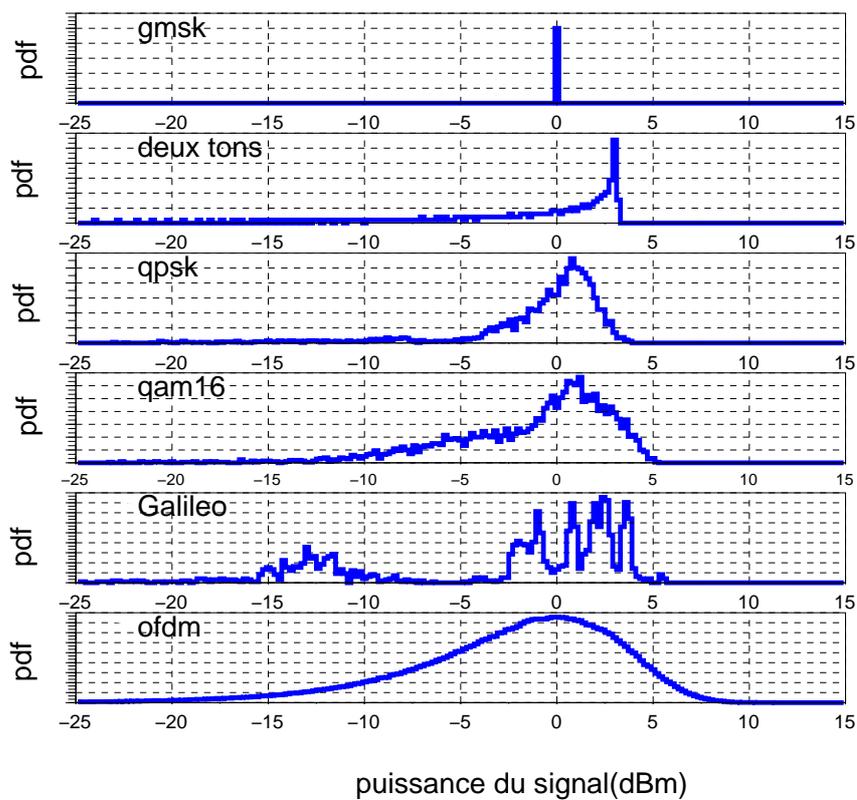


FIG. 1.29 – PDF de différents signaux

1.8 Problématique de l'amplification de puissance des signaux

Nous nous appuyerons dans ce paragraphe sur des simulations circuits en utilisant le logiciel ADS (Advanced design system) pour illustrer les caractéristiques contraignantes d'un amplificateur de puissance excité par des signaux modulés définis dans ce chapitre.

1.8.1 Présentation du modèle d'amplificateur simulé

Pour illustrer ceci, nous allons utiliser le schéma d'un amplificateur à un transistor MESFET FUJITSU adapté entrée sortie bande étroite (5 à 10%). Les simulations seront effectuées avec le simulateur circuit ADS. La conception de cet amplificateur que nous avons été amenés à caractériser (voir chapitre III) a été faite à l'université du Pays Basque de Bilbao. Le schéma électrique de l'amplificateur simulé est présenté sur la figure 1.30.

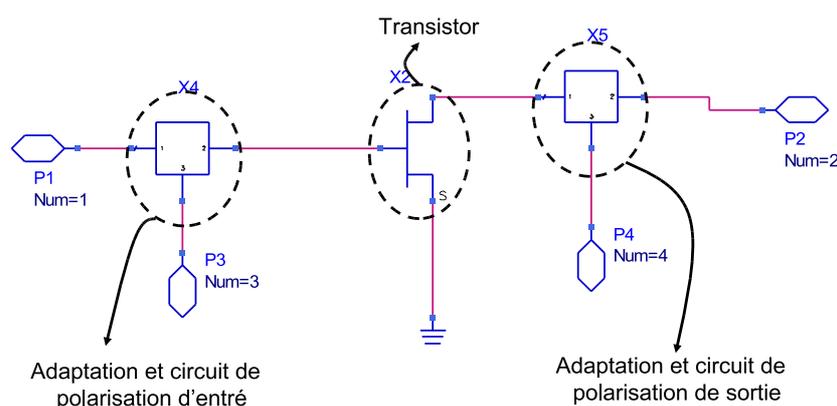


FIG. 1.30 – Schéma simplifié de l'amplificateur caractérisé

Le transistor a été simulé à la fréquence centrale de 1.19GHz dans les conditions de polarisation de type classe AB ($V_{GS0} = -1.7V$; $V_{DS0} = 7V$). Les caractéristiques statiques I_{DS}/V_{DS} du transistor sont données figure 1.31.

Les éléments passifs d'adaptation sont réglés pour obtenir un gain disponible à moyen niveau plat dans la bande et une bonne adaptation d'entrée comme le montre la figure 1.32(a) et (b)

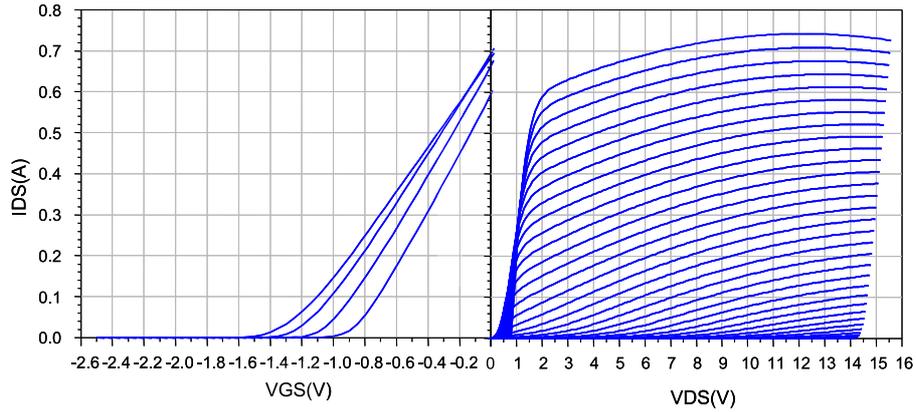


FIG. 1.31 – Caractéristiques I-V de l'amplificateur mesuré

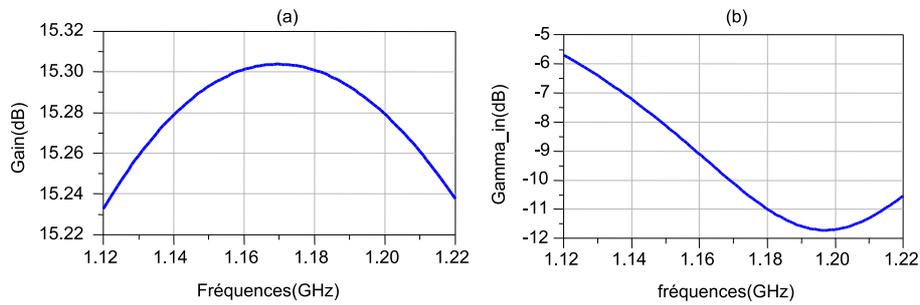


FIG. 1.32 – Gain et impédance d'entrée de l'amplificateur simulé

1.8.2 Caractéristiques statiques principales à la fréquence centrale

La détermination de la caractéristique statique de l'amplificateur consiste à utiliser un générateur sinusoïdal de force électromotrice E_g à la fréquence généralement centrale de l'amplificateur. La puissance disponible de ce générateur est alors la puissance de l'amplificateur idéalement adapté sur 50Ω . Elle s'exprime selon l'équation suivante :

$$P_{disp}(W) = \frac{1}{8} \cdot \frac{|E_g|^2 (V)}{R_0 (Ohms)} \quad (1.25)$$

En faisant varier le niveau de cette puissance, on relève la puissance de sortie au fondamental et la consommation électrique en supposant le courant de grille nul.

$$P_{DC}(W) = V_{DS0}(V) \cdot I_{DS0}(A) \quad (1.26)$$

On peut alors définir le gain en puissance de l'amplificateur comme :

$$G_P = \frac{P_s}{P_e} \quad (1.27)$$

et son rendement en puissance ajouté par le rapport :

$$PAE = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (1.28)$$

P_e , P_s et P_{DC} désignent respectivement la puissance d'entrée, la puissance de sortie et la puissance électrique consommée.

1.8.3 Compression de gain, conversion AM/PM et rendement à la fréquence centrale

Pour un signal d'entrée CW à la fréquence de 1.19 GHz, balayé en puissance, on obtient des courbes caractéristiques de la figure 1.33 à l'aide d'une simulation de type Harmonic Balance. Les principales caractéristiques de l'amplificateur à 2dB de compression sont les suivantes :

- 68% de rendement en puissance ajoutée.
- 30 dBm de puissance de sortie.
- 5° d'AM/PM.

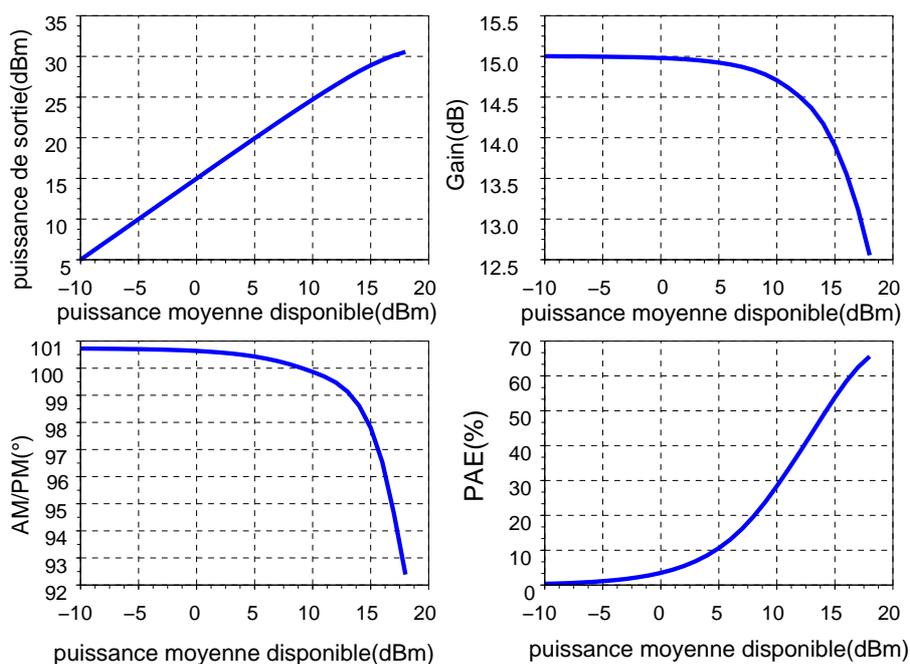


FIG. 1.33 – Caractéristiques de l'amplificateur à 1.19 GHz

1.9 Caractéristiques de linéarité en quasi statique de l'amplificateur de puissance

1.9.1 Caractéristiques en terme d'intermodulation d'ordre trois

L'intermodulation a lieu lorsque des signaux de fréquences différentes mais voisines f_1 et f_2 sont appliqués à l'entrée d'un élément non linéaire. La sortie de celui-ci est alors caractérisée par l'apparition des signaux aux fréquences $2.f_1 - f_2$ et $2.f_2 - f_1$ comme indiqué figure 1.34

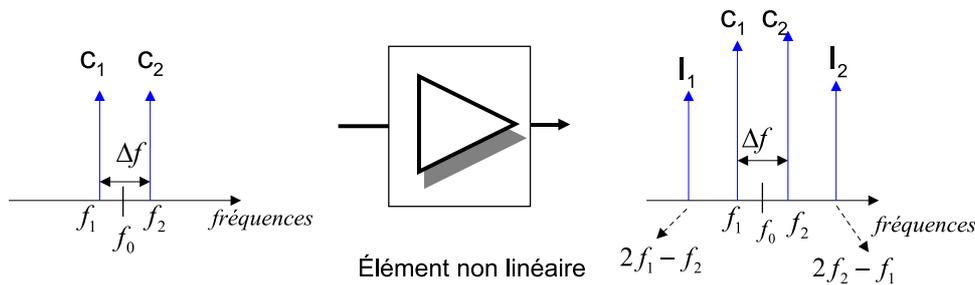


FIG. 1.34 – Effet d'un élément non linéaire sur un signal biporteuse

Ces fréquences ont des répercussions néfastes sur les systèmes car elles créent des composantes parasites impossibles à filtrer. Le critère de mérite permettant d'évaluer la linéarité du système est noté $\left(\frac{C}{I}\right)_3$ ou IM_3 . Il est défini comme étant le rapport entre la puissance des raies porteuses et la puissance des raies d'intermodulation d'ordre trois. Ce critère est défini par l'équation (1.29)

$$\left(\frac{C}{I}\right)_3 (dB) = 10. \log \left(\frac{|C_1| + |C_2|}{|I_1| + |I_2|} \right) dB \quad (1.29)$$

Où $|C_1|$ et $|C_2|$ définissent les puissances des raies porteuses, $|I_1|$ et $|I_2|$ les puissances des raies d'intermodulation d'ordre trois.

L'amplificateur précédent est simulé avec deux porteuses espacées fréquentiellement de Δf très faible devant la bande passante $B=80$ MHz réglée en gain plat. Nous avons pris dans ce cas un Δf de 100 kHz. Les circuits de polarisation étant quasi idéaux pour ce Δf et la thermique du transistor non active, le fonctionnement est considéré comme quasi statique. Dans ce cas, les spectres du signal d'entrée et de sortie sont représentés figure 1.35.

La figure 1.36 permet de rendre compte des impacts et des difficultés liés à l'amplification des signaux modulés. En effet on peut juger graphiquement de :

- La valeur du recul de puissance qu'il faudra utiliser pour éviter les distorsions d'enveloppe de sortie. Elle vaut par exemple 3 dB pour le signal deux tons.

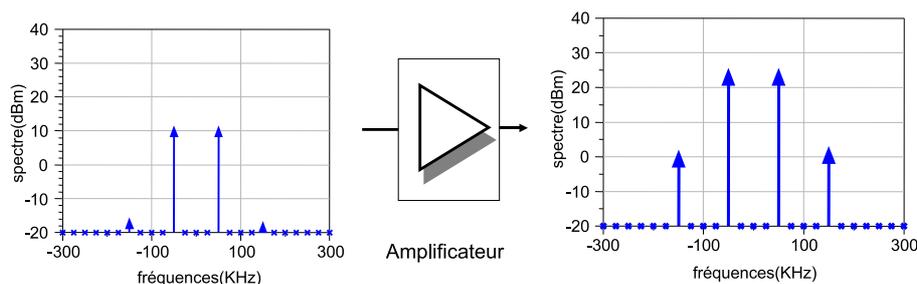


FIG. 1.35 – Spectre entrée sortie du signal à deux porteuses

- Le pourcentage de temps où il y aura un fonctionnement linéaire ou non linéaire de l'amplificateur de puissance.

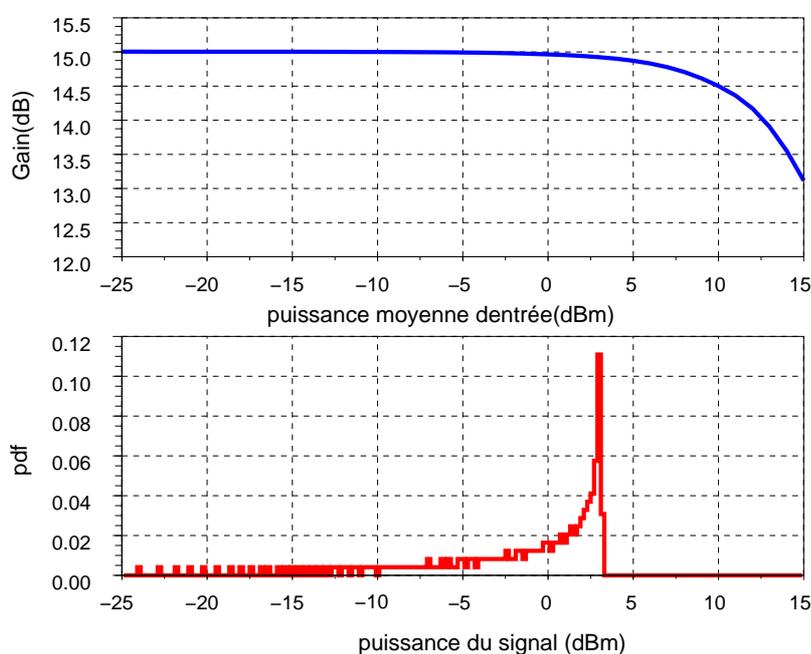


FIG. 1.36 – Illustration back off en CW

Les courbes de gain, de puissance de sortie et de rendement en signal CW et biporteuse avec une même échelle de puissance moyenne d'entrée sont représentées figure 1.37 .

Une courbe intéressante est le C/I3 en fonction de la compression de gain en mode CW et du rendement en biporteuse comme le montre la figure 1.38 où l'on peut constater que pour une puissance disponible de 15dBm correspondant à environ 1dB de compression de gain CW de l'amplificateur on a un C/I de 20 dBc et un rendement en puissance ajouté de 47,5% contre 59% en CW.

La figure 1.39 présente le C/I3 en fonction de la compression de gain en CW et de la compression de gain en signal biton.

Ce graphique montre qu'à 1 dB de compression de gain de l'amplificateur en signal

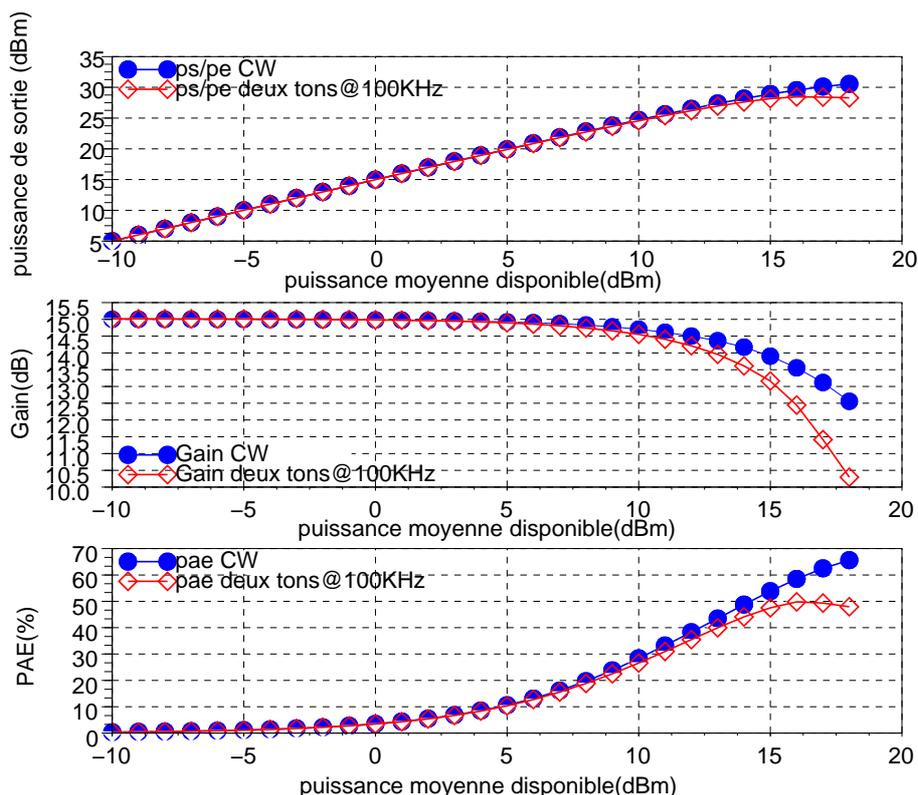


FIG. 1.37 – Gain, puissance et rendement à 100KHz

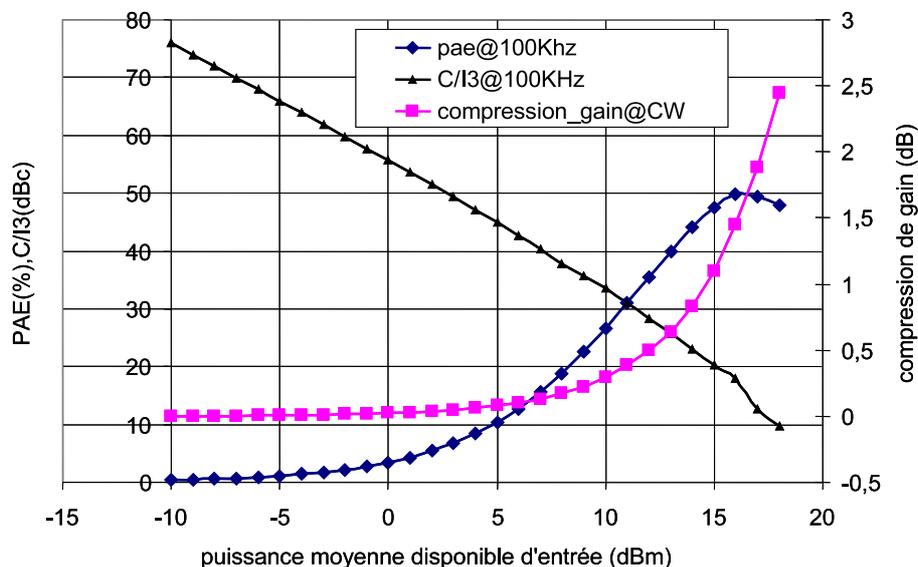


FIG. 1.38 – C/I3, rendement et compression de gain en mode CW

CW correspondant à 1,8dB de compression de gain en signal biton, le C/I est de 20 dBc.

Pour avoir un C/I de 30 dBc il ne faut pas dépasser 0.4 à 0.5 dB de compression de gain en CW. Cette remarque est intéressante car on se trouve dans le domaine de C/I à améliorer par des techniques de linéarisation et on verra par exemple au chapitre

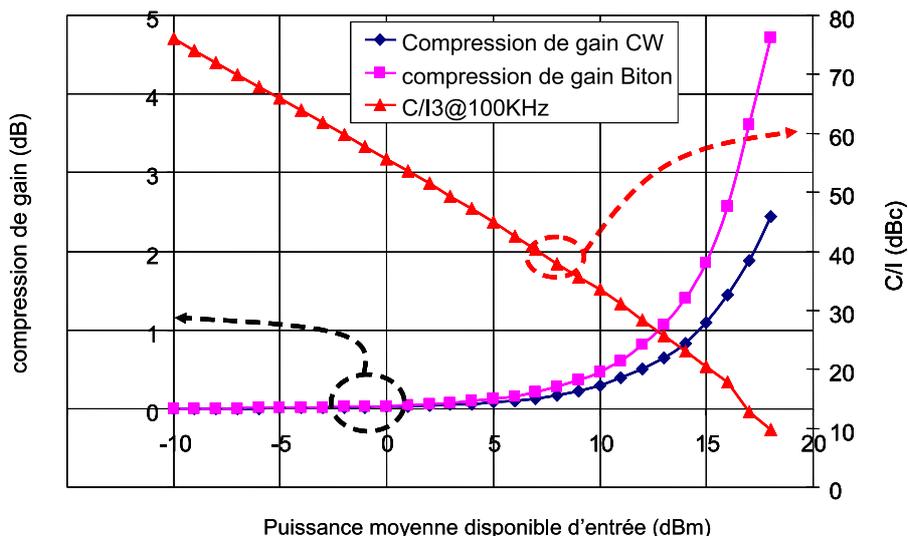


FIG. 1.39 – Evolution du C/I en fonction de la compression de gain

IV que les taux de compression inférieures à 1.5 dB environ sont ceux accessibles par la prédistorsion digitale mise en œuvre expérimentalement.

1.9.2 Caractéristiques de l'amplificateur en terme d'ACPR

L'amplification en régime non-linéaire d'un signal modulé à enveloppe variable occupant une certaine bande spectrale comme c'est le cas des signaux modulés engendre un étalement de son spectre qui se traduit par l'apparition des lobes secondaires autour du canal principal comme le montre la figure 1.40.

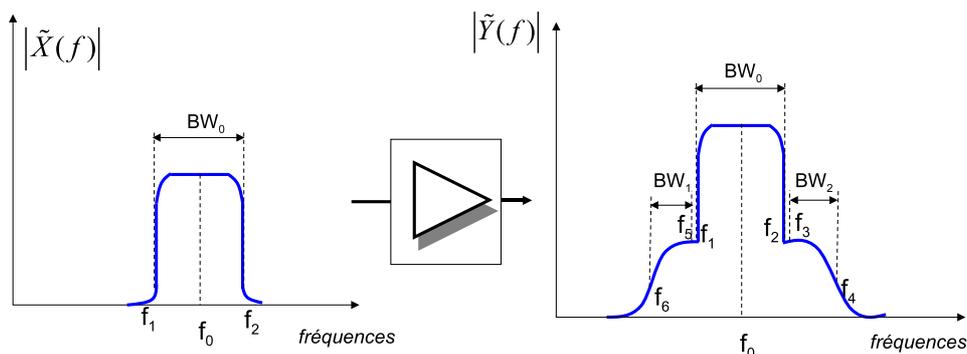


FIG. 1.40 – ACPR idéal

Le paramètre permettant de quantifier cette distorsion est l'ACPR, acronyme de Adjacent Channel Power Ratio représentant le rapport entre les puissances dans les canaux adjacents et dans le canal principal.

$$ACPR(dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \int_{BW_0} p(f) df}{\int_{BW_1} p(f) df + \int_{BW_2} p(f) df} \right) \quad (1.30)$$

Afin de comparer l'ACPR et le $[C/I]_3$, nous avons fait une simulation avec une modulation QAM16 filtrée avec un filtre en racine de cosinus surélevé utilisant un coefficient d'excès de bande (roll off) de 0,35. Le schéma de simulation en enveloppe ptolemy sous ADS est montré sur la figure 1.41

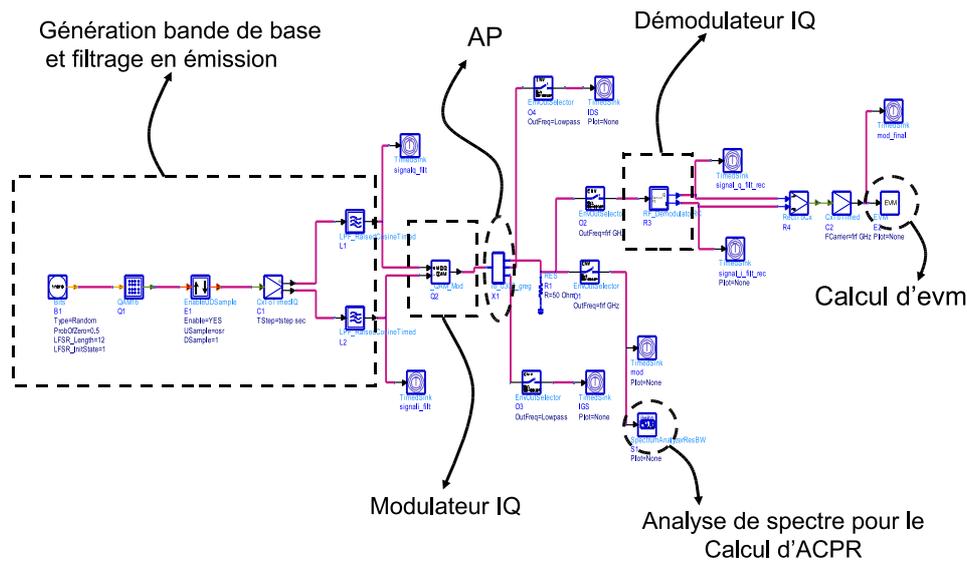


FIG. 1.41 – Schéma de simulation ptolemy

Le rythme de modulation utilisé est tel que la bande du signal modulé est du même ordre de grandeur que l'écart de fréquence Δf entre les deux raies de la biporteuse soit 100 Ksymb/s. Dans ce cas les spectres des signaux représentatifs en entrée et en sortie de l'amplificateur pour une puissance correspondant à 1dB de compression sont représentés figure 1.42.

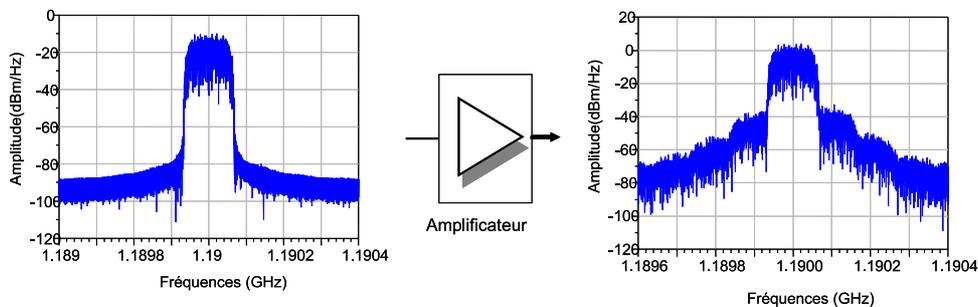


FIG. 1.42 – Spectre en entrée et sortie de l'amplificateur

Les courbes comparatives du $(\frac{C}{I})_3$ et de l'ACPR évaluées en fonction de la puissance

disponible du générateur sont données figure 1.43.

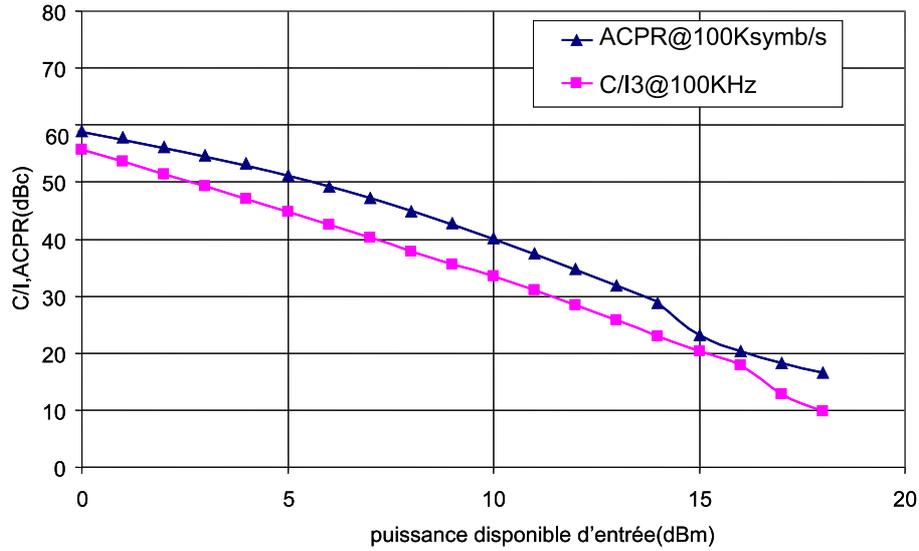


FIG. 1.43 – C/I à 100KHz de battement et ACPR 100Ksymb/s

On note que pour 1dB de compression de gain de l'amplificateur en signal biporteuse, correspondant à 0.6dB de compression en signal CW, l'écart entre le C/I et l'ACPR pour un débit symbole équivalent à l'écart de fréquence entre les porteuses en signal biton est d'environ 5dB. Ainsi, pour ce type de compression, on a un ACPR de 35dBc.

1.9.3 Caractéristiques de l'amplificateur en terme d'EVM

L'EVM acronyme pour *Error Vector Measurement* est l'un des paramètres important pour caractériser et quantifier la non linéarité d'un amplificateur de puissance lorsque celui-ci est excité par un signal modulé. C'est un paramètre qui va permettre d'évaluer les distorsions apportées au diagramme de constellation. Il permet donc de caractériser à la fois les erreurs dues non seulement aux fluctuations de gain mais aussi de phase de la partie amplificatrice comme le montre la figure 1.44.

Il est évalué quantitativement par :

$$EVM(rms) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |s_{kideal} - s_{kreel}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N s_{ideal}^2}} \quad [\%] \quad (1.31)$$

Où s_{kideal} désigne le symbole idéal numéro k de la constellation, s_{kreel} le symbole réel associé au symbole idéal, N le nombre de symboles nécessaires pour la modulation. Les symboles s_k sont ici exprimés en coordonnées complexes. Les simulations donnent les résultats d'EVM suivants présentés sur la figure 1.45 superposés aux courbes de

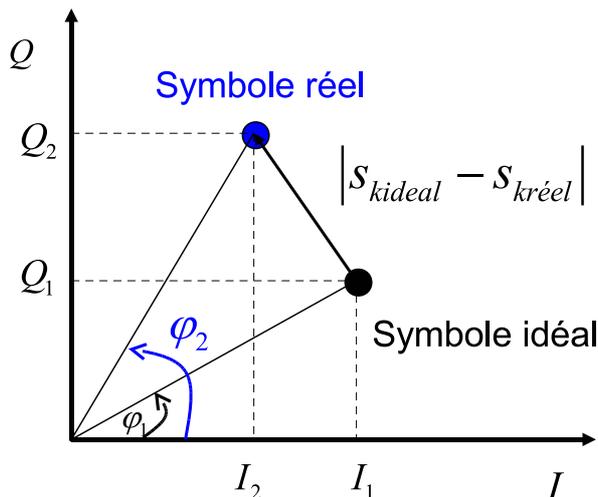


FIG. 1.44 – Schéma de calcul de l'EVM

compression de gain et d'AM/PM en CW pour une même puissance disponible d'entrée. On peut voir qu'à 1dB de compression de l'amplificateur simulé en signal CW, on observe une variation d'AM/PM de 3° et un EVM de 11,37% pour une modulation QAM16 à 100Ksymb/s.

On verra là aussi l'importance de l'ordre de grandeur de ces chiffres puisque au chapitre IV on montrera que la prédistorsion fonctionne pour des compensations de compression de gain maximales de l'ordre de 1.5dB. Au delà, les allures des courbes sont rapidement asymptotiques et difficilement correctibles .

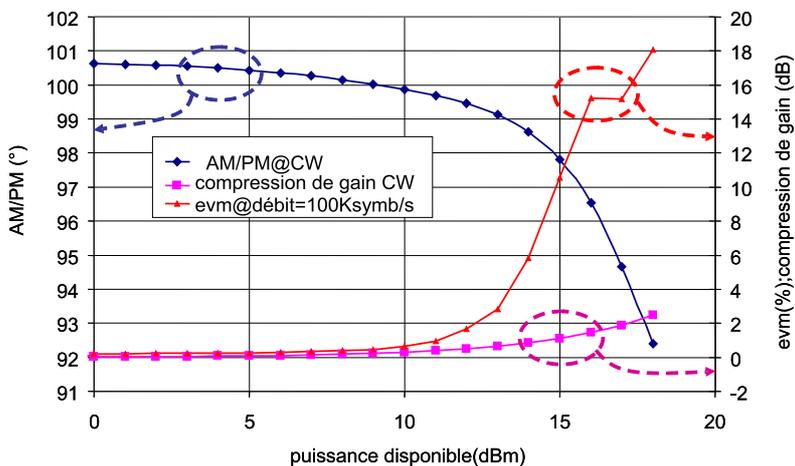


FIG. 1.45 – AM/PM et EVM en fonction de la compression de gain CW

La figure 1.46 montre également une comparaison de l'IM3 et de l'ACPR en fonction de la compression de gain en signal CW. Elle montre par exemple à 1dB de compression un IM3 de 20dBc pour un ACPR de 23 dBc avec une modulation QAM16 à 1Ksym/s, l'EVM vaut 10.5%. Dans la zone de l'EVM acceptable, c'est à dire $\leq 5\%$, l'écart entre

l'ACPR et le C/I est de l'ordre de 5 à 6dB.

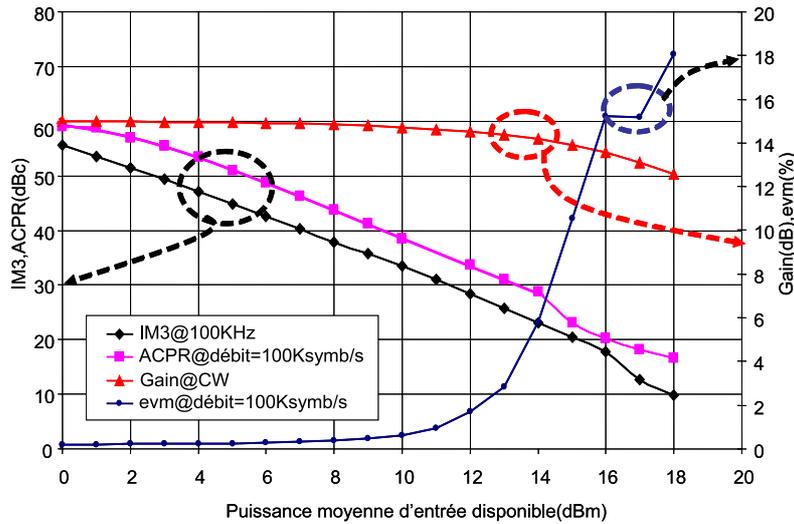


FIG. 1.46 – Comparaison entre C/I et ACPR

1.10 Bande passante et effets dispersifs (mémoires)

La bande passante d'un amplificateur de puissance peut être caractérisée par sa forme du gain en fonction de la fréquence et de la puissance. On considèrera ici le cas d'un amplificateur parfaitement adapté 50Ω.

1.10.1 Distorsion linéaire

A bas niveau et à moyen niveau, si aucune non linéarité n'est active au sein du quadripôle, dans notre cas un amplificateur adapté, la distorsion linéaire est engendrée par les variations de gain et de déphasage de la fonction de transfert entrée/sortie en fonction de la fréquence.

$$H(\Omega) = |H(\Omega)| \cdot e^{j\theta(\Omega)} \tag{1.32}$$

Le temps de propagation de groupe est défini par :

$$\tau_g = -\frac{\partial\theta(\Omega)}{\partial\Omega} \tag{1.33}$$

La figure 1.47 montre par exemple l'évolution du Gain et du TPG en fonction de la fréquence.

Si un signal modulé $x(t) = A(t)\cos(w_0t + \varphi(t))$ est appliqué en entrée de l'amplificateur de puissance linéaire comme le montre la figure 1.48, on a en faisant l'hypothèse de relations explicites les relations suivantes :

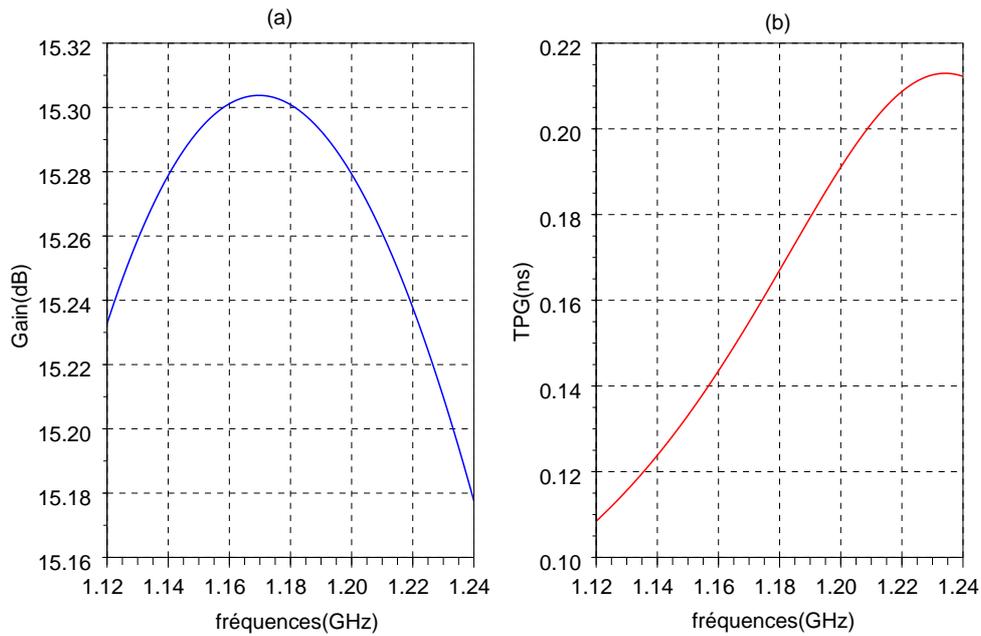


FIG. 1.47 – Gain et TPG en fonction de la fréquence

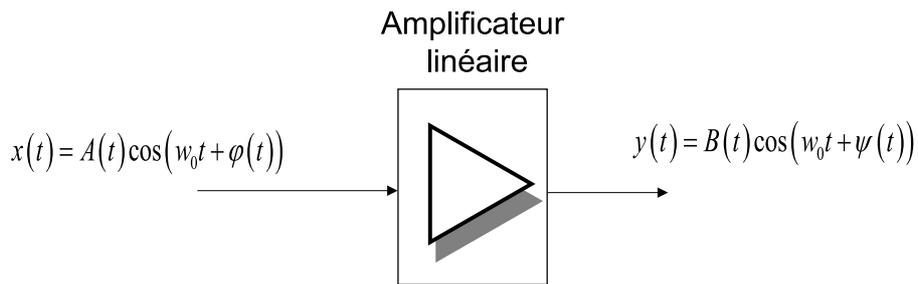


FIG. 1.48 – Illustration distorsion linéaire

$$B(t) = f_{lin} \left(A(t), \frac{\partial^n A(t)}{\partial t^n}, \varphi(t), \frac{\partial^n \varphi(t)}{\partial t^n} \right) \quad (1.34)$$

$$\psi(t) = g_{lin} \left(A(t), \frac{\partial^n A(t)}{\partial t^n}, \varphi(t), \frac{\partial^n \varphi(t)}{\partial t^n} \right) \quad (1.35)$$

La dépendance de $B(t)$ à $A(t)$ et $\varphi(t)$ constitue de la conversion linéaire AM/AM et PM/AM. La dépendance de $\psi(t)$ à $A(t)$ et $\varphi(t)$ constitue de la conversion linéaire PM/AM et PM/PM.

L'ensemble est la distorsion linéaire d'enveloppe qui ne dépend pas du niveau de puissance en entrée. Elle peut affecter le signal utile lorsque la bande passante de celui-ci s'élargit avec de l'énergie présente aux bords de bande de l'amplificateur. L'illustration de nos propos est montrée ci-dessous par la constellation entrée/sortie d'une modulation QAM16 bande étroite (BW=1MHz) figure 1.49 (a) et (b) puis plus large 40MHz, figure 1.49 (c) et (d)

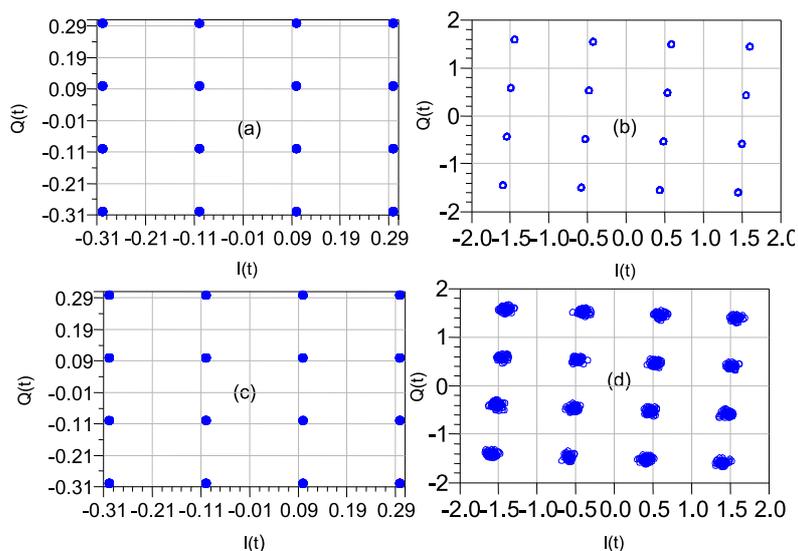


FIG. 1.49 – Constellation à 1Ms/s(a) et (b) et 40Ms/s(c) et (d)

pour une puissance moyenne d'entrée de 0 dBm située avec beaucoup de recul dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance.

La figure 1.50 montre une courbe de variation d'EVM à puissance fixe(0 dBm) en fonction du débit symbole.

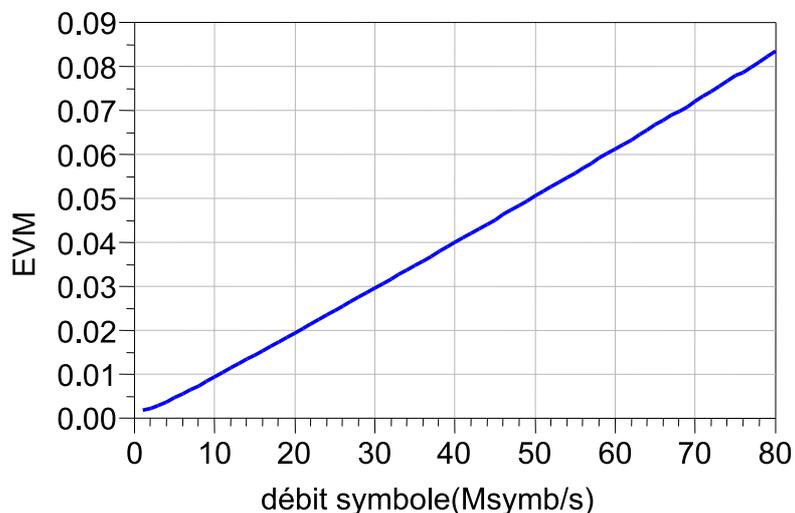


FIG. 1.50 – Evolution de l'evm en fonction du débit symbole en zone linéaire

1.10.2 Distorsion non linéaire

Dans le cas où les non linéarités internes du quadripôle considéré sont activées par les variations d'enveloppe du signal d'entrée, la caractérisation et la représentation des distorsions non linéaires engendrées devient très complexe car en toute rigueur,

ces distorsions vont dépendre du type du signal appliqué en entrée. La description du quadripôle ne pouvant plus se faire au moyen de l'opérateur de convolution linéaire classique, celle-ci peut être faite en terme de série de Voltera. Nous ne décrivons pas ici en détail ce formalisme mais indiquerons en fin de ce paragraphe des références de travaux correspondants. Deux principaux phénomènes générateurs de distorsions non linéaires sont communément identifiés.

1.10.2.1 Distorsion non linéaire de type haute fréquence

On suppose les circuits de polarisation de l'amplificateur idéaux et l'aspect thermique non activé (tensions de polarisation pures et appels de courant DC instantanés par rapport aux variations de puissance du signal d'entrée). De plus, les effets dispersifs des semi-conducteurs (tel que les effets de pièges) sont inexistantes. En fonction de la puissance d'entrée, les fonctions de description au fondamental des principales non linéarités (C_{gs1} , GM_1 , C_{gd1} ,...) dans notre exemple varient et leur couplage aux circuits d'adaptation HF entrée et sortie modifie la valeur et la forme de la "fonction de transfert" du quadripôle considéré. Dans notre exemple de simulation, nous faisons une illustration avec le signal CW balayé en fréquence dans la bande et en niveau jusqu'à la compression. Comme le montre la figure 1.51.

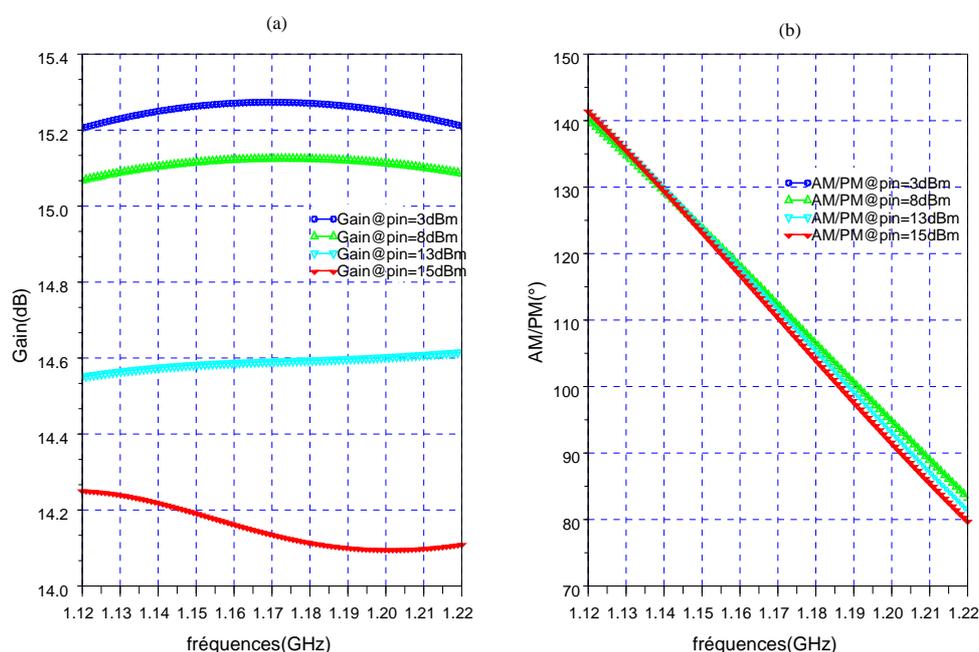


FIG. 1.51 – Gain et AM-PM en fonction de la puissance et de la fréquence

Les courbes de gain et d'AM/PM à différentes fréquences donnent une autre représentation présentée respectivement sur les figures 1.52 et 1.53.

Nous citerons trois techniques de représentation de tel fonctionnement que sont :

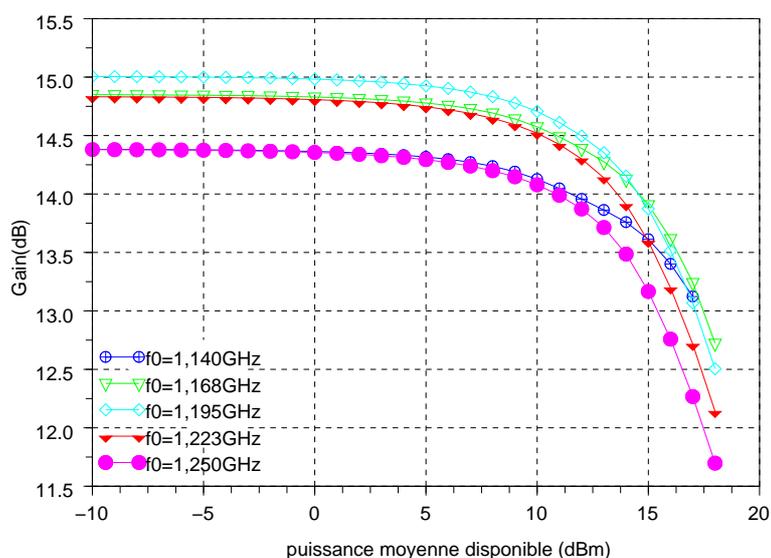


FIG. 1.52 – Gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence

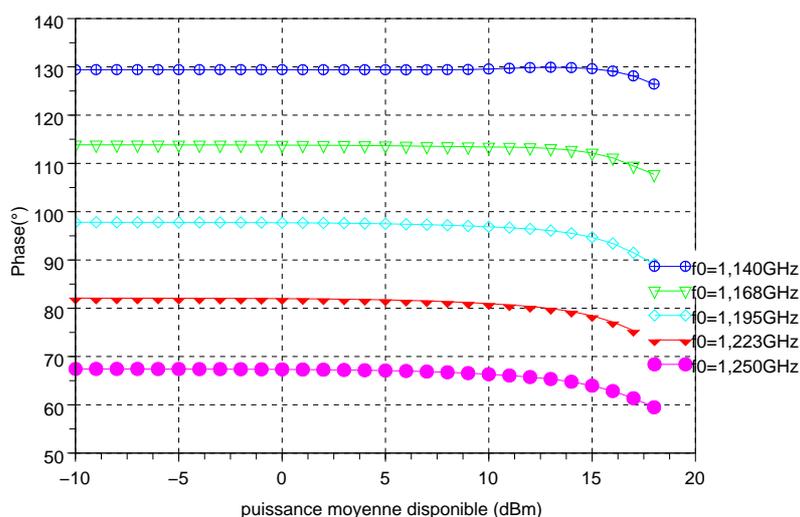


FIG. 1.53 – AM/PM de l'amplificateur en fonction de la fréquence

- le modèle de Hammerstein
- le modèle de Wiener
- le modèle de Volterra

La description détaillée de ces modèles est donnée dans les références [17], [18] et [19]. Il est intéressant de noter ici l'impact de ces distorsions non linéaires sur le signal utile amplifié. Pour cela nous avons fait des simulations de type "Enveloppe" de l'amplificateur décrit précédemment pour quelques signaux représentatifs. Les constantes de temps associées à ces phénomènes de mémoire non linéaires seront de l'ordre de grandeur de l'inverse de la bande passante du quadripôle considéré. Des figures de mérite telles que

l'IM3, l'ACPR et l'EVM sont données en fonction de la puissance d'entrée. Nous montrons ici uniquement à titre indicatif (figure 1.54), la comparaison des courbes d'IM3 pour différentes valeurs du battement entre 100kHz et 40MHz.

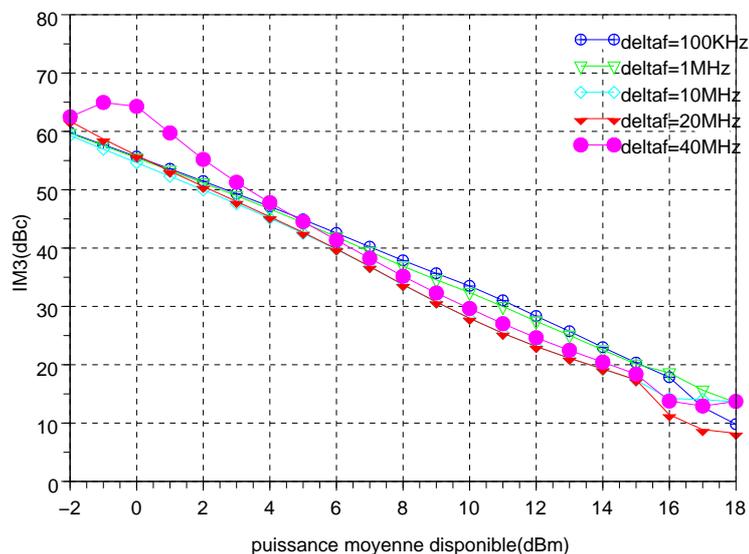


FIG. 1.54 – IM3 en fonction de l'écart de fréquence entre les raies

Pour des signaux de débits différents en modulation QAM16 on montre également à la figure 1.55 les courbes d'ACPR correspondantes. On peut considérer des variations de l'ordre de 10dB sur l'ACPR en zone acceptable dues aux effets dispersifs. Une autre façon

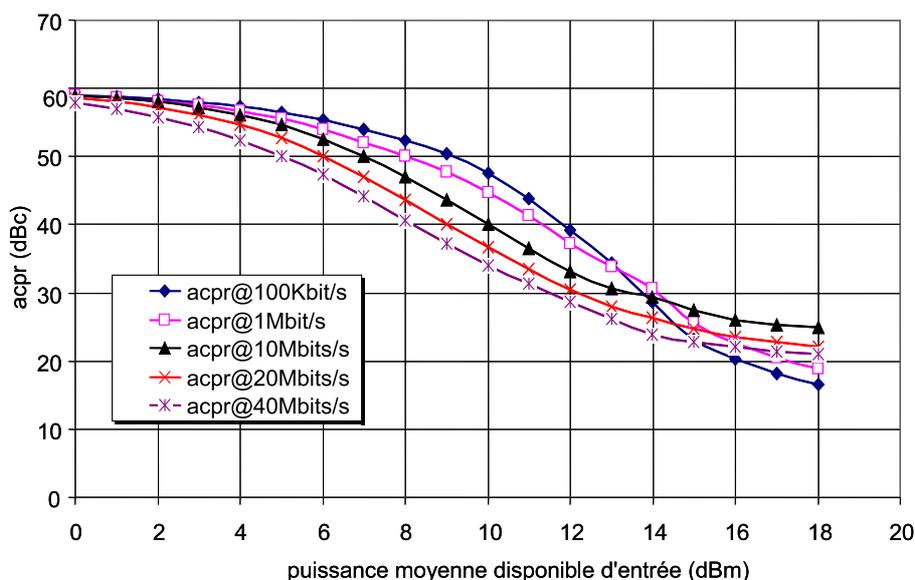


FIG. 1.55 – ACPR en fonction du débit symbole

de visualiser la présence et l'effet de dispersion consiste à tracer les courbes d'enveloppes

entrée-sortie instantanées de l'amplificateur de puissance illustré par la figure 1.56.

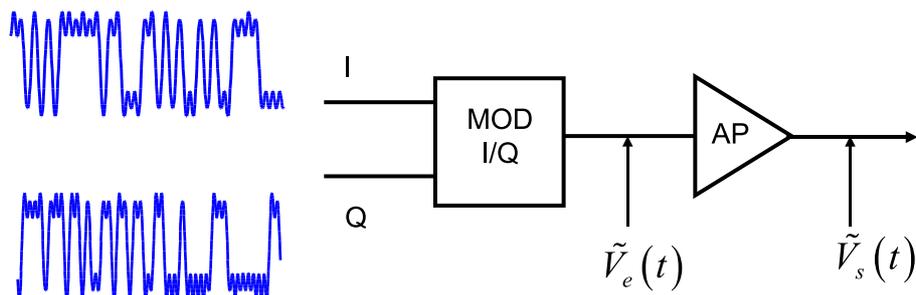


FIG. 1.56 – Modulateur I/Q et amplificateur de puissance

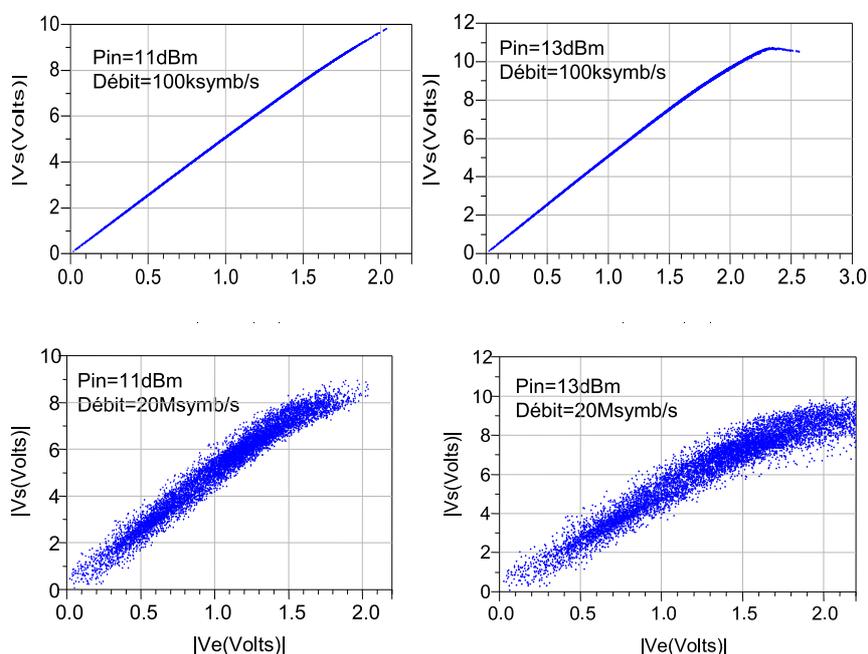


FIG. 1.57 – AM/AM dynamique en fonction de la bande

La Figure 1.57 montre un cas particulier pour deux niveaux de puissance moyenne (11dBm et 13dBm) et deux débits symboles(100ksymb/s et 20Msymb/s) différents. Ce type de courbe sera celui principalement utilisé dans les travaux expérimentaux décrits au chapitre IV. Nous montrons enfin sur les courbes de la figure 1.58 l'impact sur l'EVM pour des modulations QAM16 dont le débit symbole varie entre 100Kbits/s et 40Mbits/s.

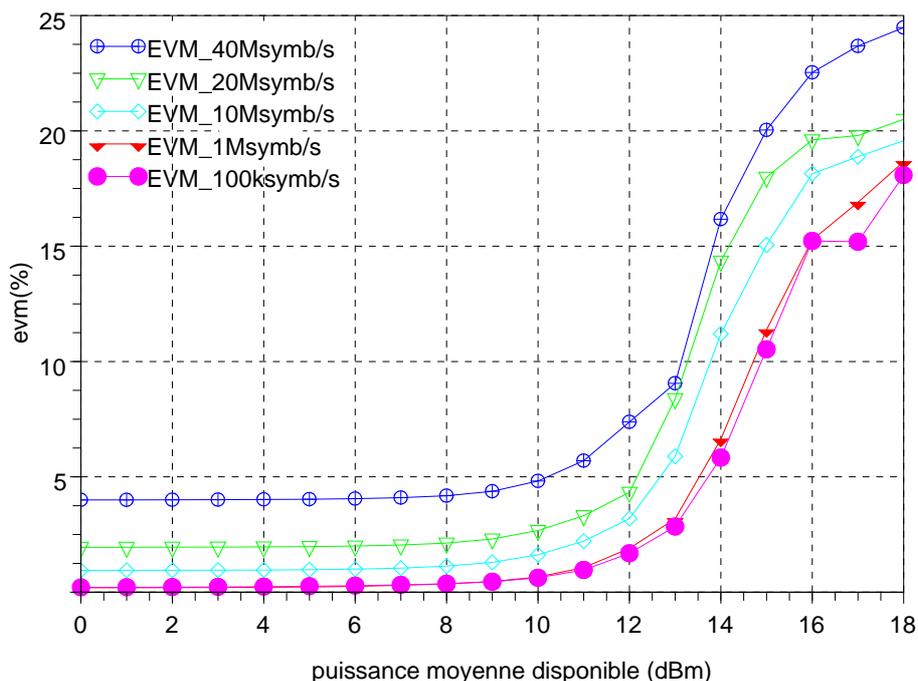


FIG. 1.58 – EVM en fonction du débit symbole

1.10.2.2 Distorsion non linéaire de type basse fréquence

Leur origine est liée d'une part à la non idéalité des circuits de polarisation des cellules actives (filtrage passe bas, résonance, transitoire non négligeable des appels de courant avec des variations de puissance) et d'autre part à des constantes de temps thermiques et des phénomènes de pièges. Les constantes de temps de ce type de mémoire non linéaire peuvent être bien plus longues que l'inverse de la bande passante de l'amplificateur. Ce type de mémoire intervient en présence de signaux d'entrée à enveloppe variable. Dans ce cas, la puissance dissipée par les cellules actives varie et le comportement électrothermique de celles-ci aussi, si les fluctuations d'enveloppes sont en grande partie dans la bande passante thermique. De même, en présence des signaux à enveloppe variable, les non linéarités créent les composantes BF (synchrones de l'enveloppe) qui siègent dans les circuits de polarisation et affectent les commandes de polarisation. On pourra noter qu'au sein d'amplificateurs plus évolués intégrant des contrôles de polarisation de type (CAG par exemple), ces phénomènes peuvent être accentués. On retiendra également que les modulations à enveloppes constantes larges bandes peuvent stimuler ce genre de dispersion si les circuits d'adaptation HF d'entrée sont sélectifs en fréquence et engendrent un taux de modulation d'amplitude non négligeable au niveau des commandes internes des non linéarités (conversion PM/AM). On comprend que les effets dispersifs non linéaires de type haute fréquence et basse fréquence sont généralement couplés (couplage non linéaire), ce qui est probablement le cas déjà dans les figures précédentes et qui est très difficile à

représenter et à modéliser pour une grande variété des signaux d'entrée. Des travaux proposés en [20], [21], [22], [23], [24] proposent des solutions de modélisation de ces phénomènes complexes.

1.11 Conclusion

Le chapitre 1 a permis de donner un aperçu des caractéristiques principales des signaux modulés qui vont générer des contraintes fortes pour l'amplification de puissance. Les principaux critères d'appréciation de la qualité d'amplification d'un signal ont été décrits.

Des simulations ont permis de fixer l'ordre de grandeur des différents paramètres ainsi que quelques relations de grandeur entre divers paramètres.

Enfin, les problématiques de dispersion (mémoire) ont été mentionnées pour montrer une difficulté supplémentaire inhérente à l'amplification de puissance.

L'augmentation des performances en efficacité spectrale des systèmes de communication requiert l'utilisation de signaux de plus en plus complexes extrêmement contraignants pour l'amplificateur de puissance en émission qui devient un élément critique. La contrainte majeure apportée sur sa conception est le compromis optimal rendement/linéarité. La maximisation du rendement réduit la puissance dissipée, augmente la fiabilité des composants actifs et diminue le coût lié aux structures d'évacuation des calories. Pour les systèmes embarqués, elle augmente l'autonomie de fonctionnement. La recherche de linéarité acceptable est évidemment liée au respect de l'intégrité du signal. En premier lieu, les deux spécifications rendement et linéarité sont antagonistes. La difficulté des compromis s'accroît pour des applications larges bandes. Il est alors d'actualité de mener des investigations sur des techniques de conception d'amplificateur ou les limites de diminution de rendement sous contrainte de linéarité peuvent être repoussées. Ceci se fait généralement en utilisant des circuits de contrôle dits " annexes " autour des cellules amplificatrices. Nous allons donner un aperçu de ces principales techniques dans le chapitre II. Nous en analyserons par simulation quelques unes qui, sur leur principe, nous apparaissent les plus intéressantes.

1.12 Bibliographie

- [1] G. Baudoin, *Radiocommunications numériques : principes, modélisation et simulation*, Dunod, Ed., 2002.
- [2] I. Ian Oppermann, M. Hamalainen, and J. Linatti, *UWB Theory and Applications : Theory and Applications*, J. Wiley and Sons, Eds., 2004.
- [3] J. Terry and J. Heiskala, *OFDM Wireless LANs : A Theoretical and Practical Guide*, S. Publishing, Ed., 2001.
- [4] J. Proakis, *Digital Communications*, M. Hill, Ed., 2001.
- [5] R. Prasad and S. Hara, “Overview of multi-carrier cdma,” in *IEEE communications Magazine*, December 1997, pp. 126–133.
- [6] Agilent, “Characterizing digitally modulated signals with ccdf curves,” Agilent, Application Note, 2000.
- [7] A. Bahai and B. Saltzberg, *Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of OFDM*, Springer, Ed., 1999.
- [8] R. Prasad, *OFDM for Wireless Communications Systems*, A. House, Ed., 2004.
- [9] R. Van Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communication*, A. House, Ed., 2000.
- [10] K. Paterson and V. Tarokh, “On the existence and construction of good codes with low peak to average power ratios,” in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 6, September 2000, pp. 1974–1987.
- [11] K. Paterson, “Generalized reed-muller codes and power control in ofdm modulation,” in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, no. 1, January 2000, pp. 104–120.
- [12] H. Ochiai and H. Imai, “Performance of the deliberate clipping with adaptive symbolselection for strictly band-limited ofdm systems,” in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 18, no. 11, November 2000, pp. 2270–2277.
- [13] X. Li and L. Cimini Jr, “Effects of clipping and filtering on the performance of ofdm,” in *Proceedings of VTC’97*, May 1997, pp. 1634–1638.
- [14] S. Muller and J. Huber, “A comparison of peak power reduction schemes for ofdm,” in *Global Telecommunications Conference*, vol. 1, November 1997, pp. 1–5.
- [15] J. Betz, “The offset carrier modulation for gps modernization,” in *Proceedings of ION NTM 1999*, San Diego, CA, January 1999, pp. 639–648.
- [16] V. Calmettes, M. Bousque, W. Vigneau, F. Legrand, and J. Lemorton, “Analyse des rouillages non-intentionnels sur les systèmes de navigation par satellite et des techniques permettant d’en réduire les effets,” in *RSTD 63*, Mars 2004, pp. 97–108.

- [17] P. Crama and J. Schoukens, “First estimate of winer and hammerstein systems using multisine excitation,” in *IEEE Instrumentation and measurement technology conference*, Budapest, Hongrie, May 2001, pp. 1365–1369.
- [18] W. Greblicki, “Nonparametric orthogonal series identification of hammerstein systems,” in *International Journal of Systems Science*, vol. 20, no. 12, 1989, pp. 2355–2367.
- [19] S. Rangan, G. Wolodkin, and K. Poolla, “New results for hammerstein system identification,” in *Proceedings of the 34th IEEE Conference on Decision and Control*, vol. 1, December 1995.
- [20] A. Bennadji, “Implémentation de modèles comportementaux d’amplificateurs de puissance dans des environnements de simulation système et co-simulation circuit système,” Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Avril 2006.
- [21] N. Le Gallou, “Modélisation par série de volterra dynamiques de phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d’amplificateurs de puissance,” n° d’ordre 55-2001, Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, Novembre 2001.
- [22] A. Soury, “Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des syntèmes de télécommunication,” n° d’ordre 39-2002, Thèse de doctorat de l’université de Limoges, Octobre 2002.
- [23] C. Mazière, “Modélisation comportementale d’amplificateur à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et des systèmes radars,” n° d’ordre 40-2004, Thèse de doctorat de l’université de Limoges, Novembre 2004.
- [24] N. Le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J. Nebus, and E. Ngoya, “A novel measurement method for the extraction of dynamic volterra kernels of microwaves power amplifiers,” *EUropean Microwave Week, GaAs conference*,, October 2000.

Chapitre 2 :

Principales techniques de gestion du rendement et de la linéarité des amplificateurs de puissance

2.1 Introduction

Le chapitre précédent a montré les contraintes liées à la complexité des signaux utiles de télécommunications sur le fonctionnement et les performances des amplificateurs de puissance.

De manière conventionnelle, plus le rapport puissance crête à puissance moyenne d'un signal est élevé, plus l'amplificateur doit opérer avec un recul de puissance par rapport à sa puissance de saturation pour assurer une linéarité acceptable. La conséquence directe est une chute importante du rendement électrique qui est néfaste du point de vue du bilan de consommation et du point de vue thermique en raison de l'auto échauffement des composants actifs.

Pour améliorer les compromis rendement/linéarité, diverses techniques peuvent être mises en place. Il est présenté dans ce chapitre une synthèse générale de ces techniques en indiquant leurs avantages, leurs inconvénients et les points durs.

La description faite ici n'a pas vocation à être exhaustive mais à relever les principaux aspects ayant fait et faisant encore l'objet d'investigations récentes dans la recherche. De plus, certains points durs majeurs seront mentionnés. Les diverses techniques décrites ici seront celles pouvant combiner traitement du signal en bande de base et aspects analogiques de l'amplification de puissance. Nous parlerons donc des techniques suivantes :

- Linéarisation par contre réaction.
- Construction et amplification des signaux à enveloppe constante.
- Gestion des polarisations.
- Traitement des signaux en bande de base (prédistorion)

Pour limiter volontairement le contenu, nous ne mentionnerons pas les systèmes de type " Feed forward " que l'on trouvera dans la littérature [1] [2] [3] ou Doherty sur lequel des travaux de recherche ont largement été menés et publiés en microonde ces dernières années [4], [5], [6]. Des travaux utilisant des techniques de linéarisation basées sur le principe d'injection de l'harmonique II pour améliorer l'inter modulation d'ordre 3 [7] ou d'injection en sortie de la composante BF [8] ont également été réalisés.

La conclusion de ce chapitre montrera tout l'intérêt qu'il peut y avoir dans des solutions mixtes telles que la combinaison de la prédistorion digitale et la gestion de polarisation.

2.2 Effet de linéarisation par rétroaction

Les techniques de linéarisation par rétroaction englobent la rétroaction d'enveloppe et la rétroaction " HF " [9], [10], [11].

2.2.1 Rétroaction RF

De manière symbolique, le principe est celui de la figure 2.1 ci-dessous

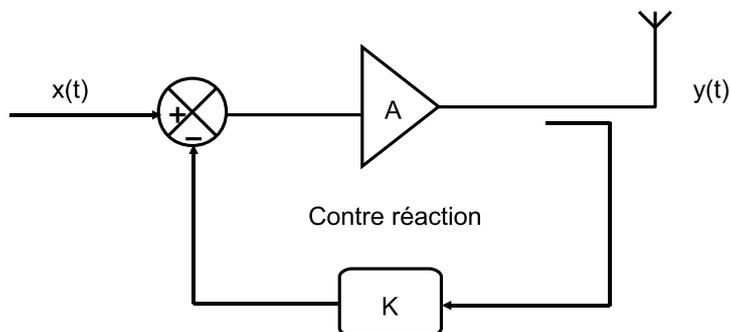


FIG. 2.1 – Principe de contre réaction

L'effet de cette contre réaction va consister à abaisser la valeur du gain en puissance en cherchant à avoir un gain plus plat (en statique) sur une plus grande dynamique de puissance d'entrée. Ceci favorise la linéarité du système comme l'indique la figure 2.2

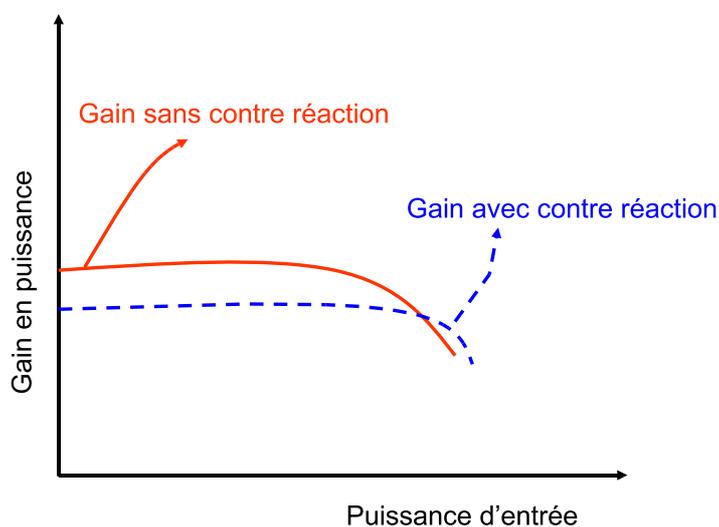


FIG. 2.2 – Effet de la contre réaction sur le gain d'un amplificateur de puissance

En désignant par A et K respectivement les gains de l'amplificateur de puissance et de la boucle de contre réaction, le gain global du système en boucle fermée s'écrira :

$$G = \frac{A}{1 + KA} \quad (2.1)$$

Cet effet peut être visualisé à partir d'une simulation de principe sous ADS dans un environnement circuit. Le schéma de principe est présenté sur la figure 2.3. Le modèle du transistor utilisé dans cette simulation est celui étudié au chapitre I. Il a été simulé à la fréquence centrale de 1.19GHz.

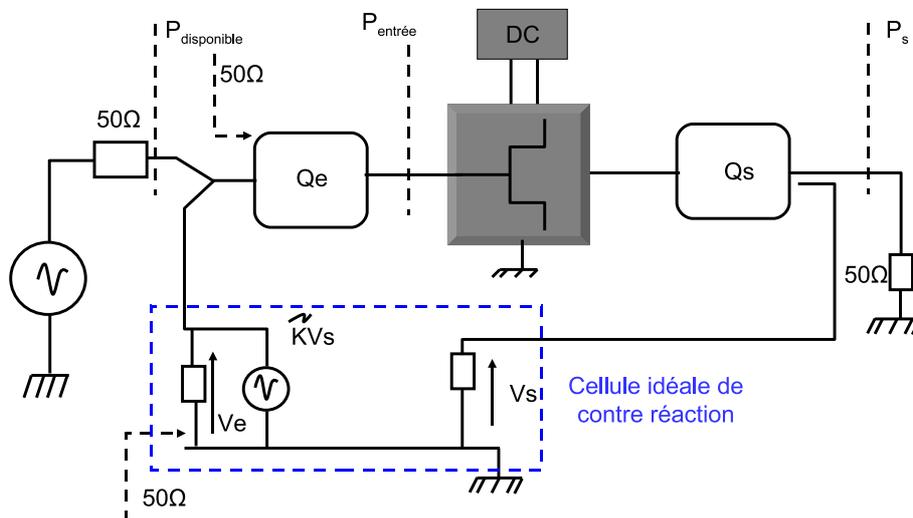


FIG. 2.3 – Schéma du principe de simulation de la contre réaction "RF"

L'effet de contre réaction est simulé en utilisant une source de tension contrôlée en tension idéale et unilatérale de facteur complexe \tilde{K} . $|\tilde{K}| = 0$ correspond à l'amplification sans contre réaction. En faisant varier \tilde{K} en module et en phase de façon à activer la contre réaction en obtenant un gain plat sur la plus grande dynamique de puissance, nous obtenons les courbes de la figure 2.4.

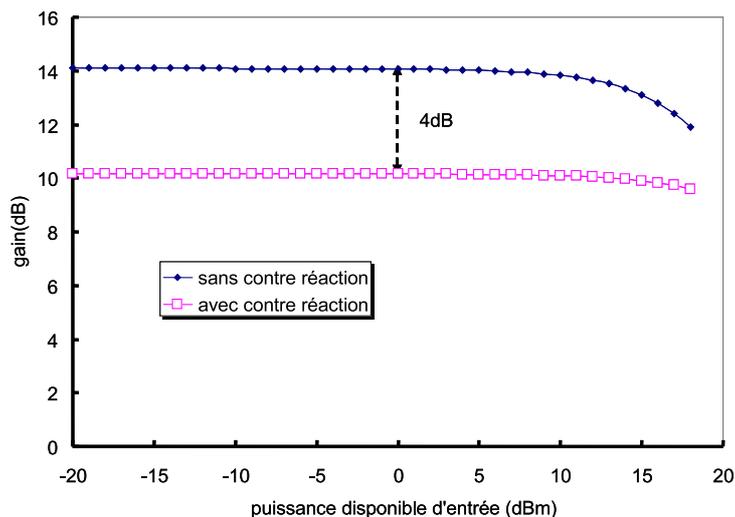


FIG. 2.4 – Courbes de gain en fonction de la puissance disponible avec et sans la contre réaction

Ces courbes montrent une amélioration de la linéarité sur une bonne dynamique de la

puissance d'entrée. On note par exemple que sur cette dynamique, l'amplificateur passe de 2dB à 0,5dB de compression de gain. Les courbes de la figure 2.5 montrent également l'amélioration obtenue en terme d'AM/PM sur cette dynamique de puissance. L'AM/PM évolue d'une variation de 7° à une variation quasiment nulle.

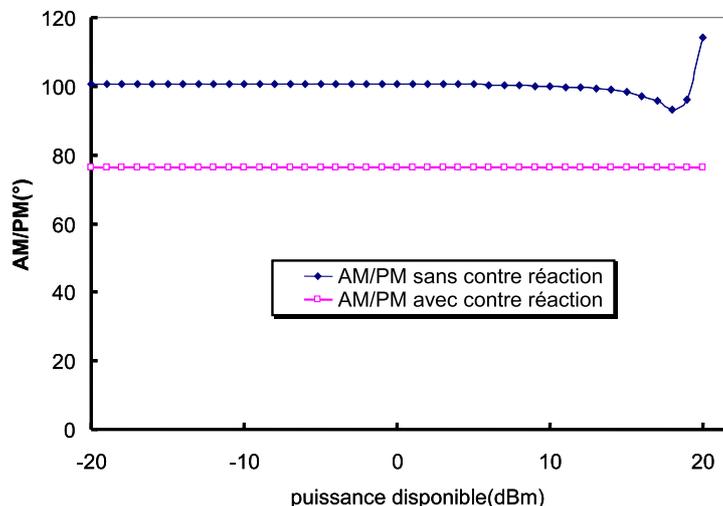


FIG. 2.5 – AM/PM avec et sans l'effet de la contre réaction

Cette amélioration de la linéarité peut être également observée sur la figure 2.6 montrant l'évolution du C/I_3 en fonction de la puissance disponible d'entrée.

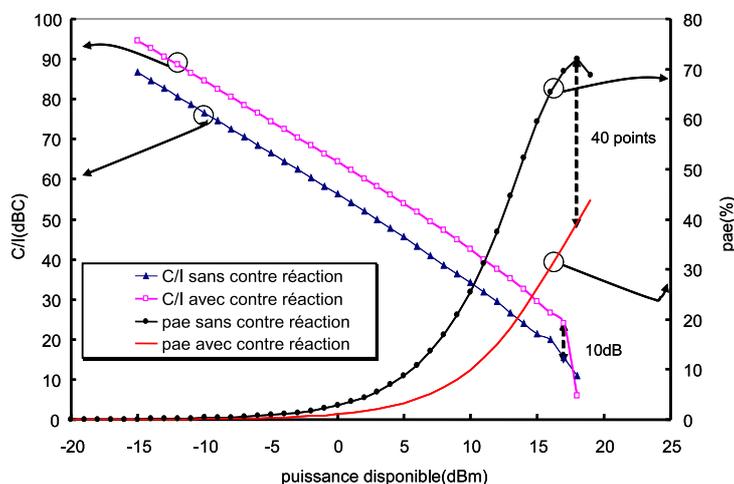


FIG. 2.6 – Évolution du C/I_3 et du rendement en fonction de la puissance disponible avec et sans application de la contre réaction

On observe 10dB d'amélioration de la linéarité. En revanche cette figure montre une perte considérable en terme de rendement en puissance ajoutée.

Cette diminution en terme de rendement et de gain de l'amplificateur avec application de la contre réaction s'explique par la perte de puissance dans les éléments de combinaison en entrée. La figure 2.7 montre l'évolution de la puissance réellement entrante dans

l'amplificateur en fonction de la puissance disponible fournie par le générateur. On observe une perte de 5dB sur toute la dynamique de la puissance disponible.

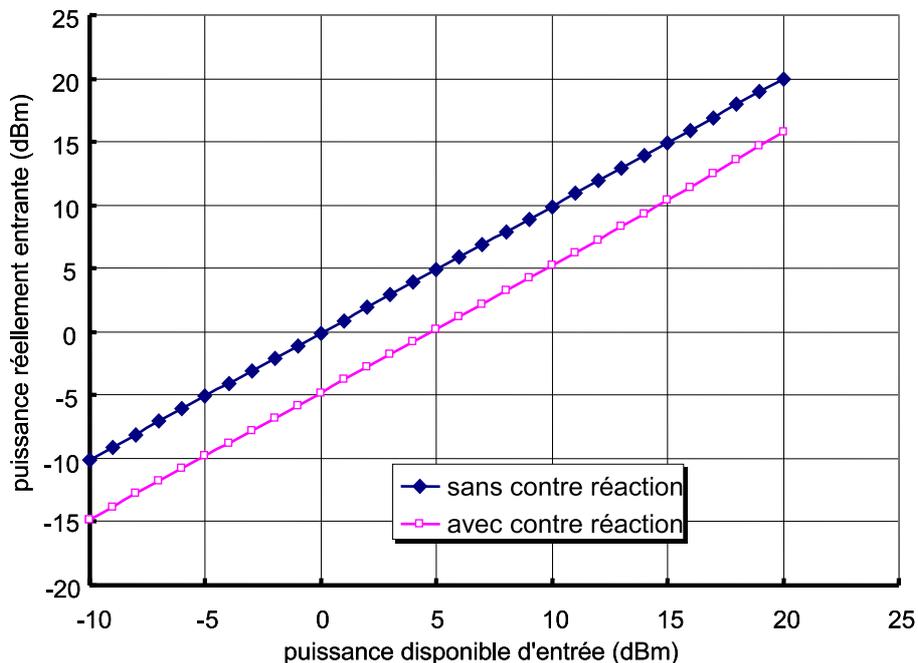


FIG. 2.7 – Evolution de la puissance réellement entrante dans l'amplificateur en fonction de la puissance disponible du générateur

L'évolution du cycle de charge en fonction de la puissance disponible donne les courbes de la figure 2.8.

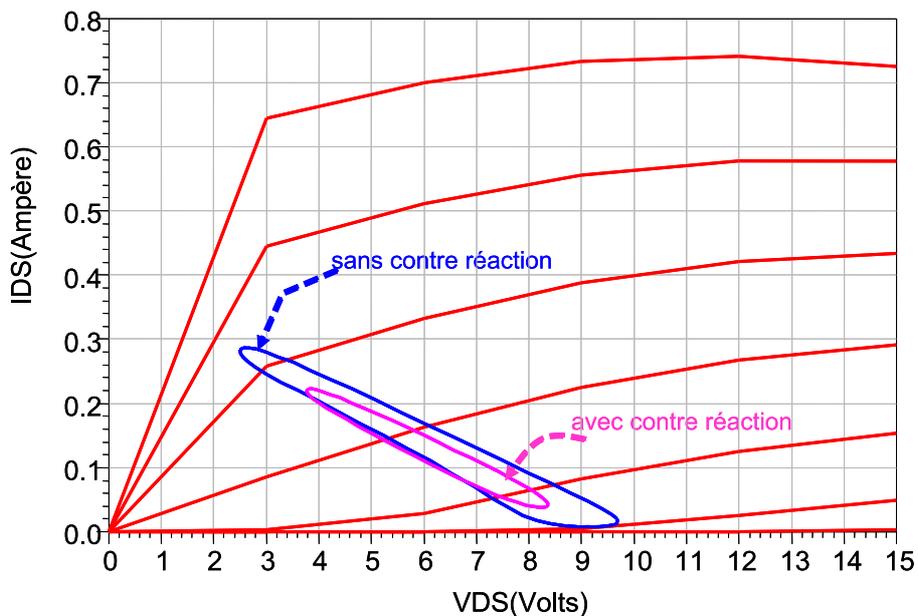


FIG. 2.8 – Cycle de charge avec et sans contre réaction RF

En fait, cette technique apporte une linéarisation car elle diminue la tension de

commande (ici V_{gs}) comme le montre le cycle de charge. En considérant une boucle de retour unilatérale (ce serait un élément actif) et un couplage faible de prélèvement de sortie, il n'y a pas de variation de l'impédance de charge.

La chute du gain et du rendement et donc du bilan énergétique ne se fait pas en sortie de la source de courant contrôlé qui constitue l'amplificateur principal à linéariser. Cette chute est entièrement due aux pertes du circuit de réinjection d'entrée fermé sur l'impédance d'entrée du transistor. Ceci est équivalent à avoir un atténuateur variable en fonction de la puissance disponible du générateur d'entrée.

L'avantage des techniques de rétroaction est qu'il y a une adaptabilité naturelle des variations de l'amplificateur dans le temps (dérive de température, vieillissement). La possibilité d'une intégration MMIC est également un avantage. Cependant, des inconvénients majeurs existent :

- Cette technique doit être appliquée à des dispositifs ayant de forts gains (éventuellement sur plusieurs étages) pour pallier au problème de perte de puissance due aux circuits de combinaison d'entrée. Elle est de ce fait plus critique en microonde qu'en BF.
- Les problèmes de stabilité et de bande passante de modulation sont par nature des points bloquants.

2.2.2 Principe de rétroaction d'enveloppe

Cette technique sera indiquée seulement dans son principe. Son schéma de principe est représenté sur la figure 2.9. Elle offre plus de possibilités de traitement électronique des signaux d'enveloppe "BF" dans la boucle de rétroaction. Mais les conclusions sont les mêmes que celles faites sur la rétroaction "HF". Les instabilités potentielles peuvent être moins critiques du fait du changement de fréquence dans la boucle. Des techniques de contre-réaction utilisant le module et la phase du signal plutôt que ses coordonnées cartésiennes ont été aussi développées [12].

Si les signaux en bande de base sont numérisés et traités nous pouvons considérer cette technique comme étant proche de la prédistorsion numérique adaptative en bande de base sur laquelle nous reviendrons plus en détail par la suite dans ce manuscrit.

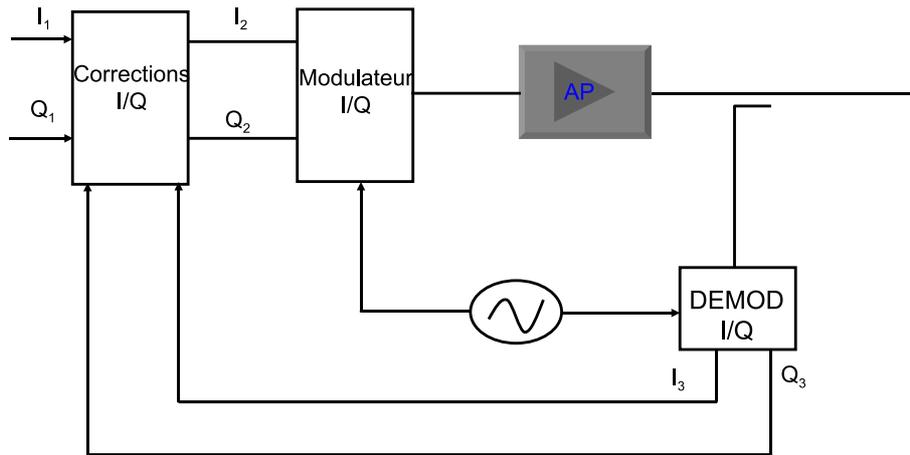


FIG. 2.9 – *Synoptique du principe de la contre réaction d'enveloppe*

2.3 Construction et amplification des signaux à enveloppe constante

Cette technique est connue sous les dénominations LINC (Linear amplification using Non linear Component) ou CALLUM (Combined Analog Locked Loop Universal Modulator).

2.3.1 Principe de la technique LINC

Le rendement et la linéarité sont des facteurs clés des performances des amplificateurs de puissance pour des systèmes de télécommunication de nouvelle génération. Il y a toujours un compromis à faire entre les deux critères et il est difficile de les améliorer simultanément. La technique LINC a ainsi été proposée comme étant une solution pour amplifier à haut rendement tout en gardant une bonne linéarité [13], [14].

La technique LINC part du principe qu'un signal modulé $x(t)$ à enveloppe variable peut se mettre sous la forme de la somme de deux signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ à enveloppe constante comme suit :

$$x(t) = A(t) \cos(w_0t + \varphi(t)) = x_1(t) + x_2(t) \quad (2.2)$$

avec

$$x_1(t) = A \cos(w_0t + \varphi(t) + \theta(t)) \quad (2.3)$$

$$x_2(t) = A \cos(w_0t + \varphi(t) - \theta(t)) \quad (2.4)$$

$$A = \frac{A_{MAX}}{2} \quad (2.5)$$

et

$$\theta(t) = \text{Arc cos} \left(\frac{A(t)}{A_{MAX}} \right) \quad (2.6)$$

A_{MAX} représente l'amplitude maximale de l'enveloppe du signal, $\varphi(t)$ la phase du signal bande de base, $\theta(t)$ l'angle de modulation additionnelle relative à l'enveloppe du signal et w_0 la pulsation du signal RF. $x_1(t)$ et $x_2(t)$ peuvent être amplifiés par deux amplificateurs supposés identiques et à haut rendement en mode de compression de gain. Pour obtenir le signal $s(t)$ modulé en amplitude et en phase amplifié, $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont recombinaés en sortie conformément à la figure 2.10.

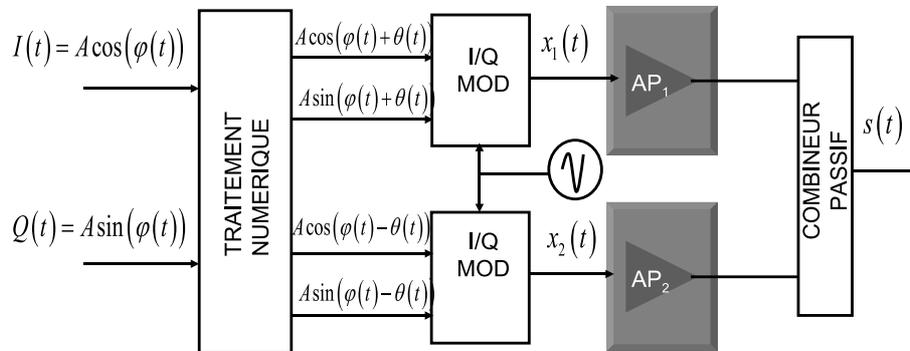


FIG. 2.10 – Synoptique du principe LINC

Deux problèmes essentiels surgissent sur le principe LINC : la séparation des signaux et leur recombinaison. Dans la suite, nous proposons une analyse par simulation afin de comprendre en profondeur cette technique et les problèmes qui lui sont associés.

2.3.1.1 Réalisation en simulation du séparateur des signaux

Le séparateur idéal doit convertir un signal à enveloppe variable défini par l'équation (2.2) en deux signaux à amplitude constante. L'équation (2.2) peut se mettre sous la forme :

$$\begin{aligned} x(t) &= \cos \left(w_0 t + \varphi(t) + \cos^{-1} \left(\frac{A(t)}{A_{\max}} \right) \right) + \cos \left(w_0 t + \varphi(t) - \cos^{-1} \left(\frac{A(t)}{A_{\max}} \right) \right) \\ &= 2 \frac{A(t)}{A_{\max}} \cos(w_0 t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (2.7)$$

d'où

$$x(t) = A(t) \cos(w_0 t + \varphi(t)) = \frac{A_{\max}}{2} \cos(w_0 t + \varphi(t) + \theta) + \frac{A_{\max}}{2} \cos(w_0 t + \varphi(t) - \theta) \quad (2.8)$$

avec $\cos(\theta) = \frac{A(t)}{A_{\max}}$. Les signaux de chacune des deux voies s'écrivent alors dans ce cas :

$$\begin{cases} x_1(t) = \frac{A_{\max}}{2} \cos(w_0 t + \varphi(t) + \theta) \\ x_2(t) = \frac{A_{\max}}{2} \cos(w_0 t + \varphi(t) - \theta) \end{cases} \quad (2.9)$$

Un développement de $x_1(t)$ et de $x_2(t)$ conduit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} x_1(t) = \frac{A_{\max}}{2} \cos(\varphi(t) + \theta) \cos(w_0 t) - \frac{A_{\max}}{2} \sin(\varphi(t) + \theta) \sin(w_0 t) \\ x_2(t) = \frac{A_{\max}}{2} \cos(\varphi(t) - \theta) \cos(w_0 t) - \frac{A_{\max}}{2} \sin(\varphi(t) - \theta) \sin(w_0 t) \end{cases} \quad (2.10)$$

pouvant se mettre sous la forme

$$\begin{cases} x_1 = I_1 \cos(w_0 t) - Q_1 \sin(w_0 t) \\ x_2 = I_2 \cos(w_0 t) - Q_2 \sin(w_0 t) \end{cases} \quad (2.11)$$

avec

$$\begin{cases} I_1 = \frac{A_{\max}}{2} \cos(\varphi(t) + \theta) \\ Q_1 = \frac{A_{\max}}{2} \sin(\varphi(t) + \theta) \end{cases} \quad (2.12)$$

et

$$\begin{cases} I_2 = \frac{A_{\max}}{2} \cos(\varphi(t) - \theta) \\ Q_2 = \frac{A_{\max}}{2} \sin(\varphi(t) - \theta) \end{cases} \quad (2.13)$$

Après développement et prenant en compte que $\cos(\theta) = \frac{A(t)}{A_{\max}}$, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} I_1 = \frac{1}{2} \left[A(t) \cos \varphi(t) - \sin(\varphi(t)) \sqrt{A_{\max}^2 - A(t)^2} \right] \\ Q_1 = \frac{1}{2} \left[A(t) \sin \varphi(t) + \cos(\varphi(t)) \sqrt{A_{\max}^2 - A(t)^2} \right] \end{cases} \quad (2.14)$$

et

$$\begin{cases} I_2 = \frac{1}{2} \left[A(t) \cos \varphi(t) + \sin(\varphi(t)) \sqrt{A_{\max}^2 - A(t)^2} \right] \\ Q_2 = \frac{1}{2} \left[A(t) \sin \varphi(t) - \cos(\varphi(t)) \sqrt{A_{\max}^2 - A(t)^2} \right] \end{cases} \quad (2.15)$$

$A(t) \cos \varphi(t)$ et $A(t) \sin \varphi(t)$ représentent respectivement les composantes I et Q du signal bande de base à l'entrée du séparateur. La figure 2.11 montre le schéma simplifié du circuit du séparateur simulé sous ADS. Le signal d'entrée est un signal QPSK filtré, utilisant un filtre en racine de cosinus surélevé avec un facteur de retombée $\alpha = 0,35$. Les composantes I_1, Q_1, I_2, Q_2 sont synthétisées sous la base des équations (2.14) et (2.15). La

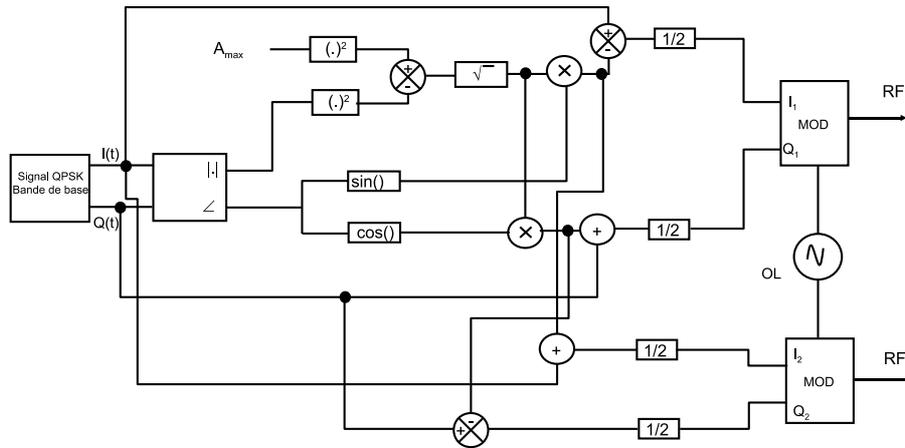


FIG. 2.11 – Schéma simplifié du circuit du séparateur des signaux

figure 2.12 montre les diagrammes vectoriels des signaux avant le séparateur (SCS), sur les deux voies séparées et après la recombinaison utilisant un simple combineur de puissance. On retrouve bien à la sortie du combineur la forme du diagramme vectoriel initial à l'entrée du séparateur. De plus, sur chacune des deux voies séparées, nous observons des signaux à enveloppe constante caractérisés par la forme de leur diagramme vectoriel.

Outre la complexité de la synthèse numérique des signaux en entrée que nous venons de présenter, cette technique souffre de deux points critiques majeurs :

Le premier concerne les difficultés liées à la nécessité de minimiser les déséquilibres pouvant exister en réalisation entre les deux voies [15], ce qui engendrerait une baisse de performances par rapport à la théorie et des problèmes potentiels d'instabilité.

Le second point bloquant qui sera mis en évidence plus en détail dans ce chapitre concerne les pertes inhérentes du circuit de combinaison de sortie. Ces pertes sont importantes lorsque les phases instantanées des signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ diffèrent de manière très significative. C'est à dire de part le principe même, lorsque le signal d'entrée passe par des minima d'enveloppe. Typiquement nous pouvons distinguer deux types de combinaisons de sortie :

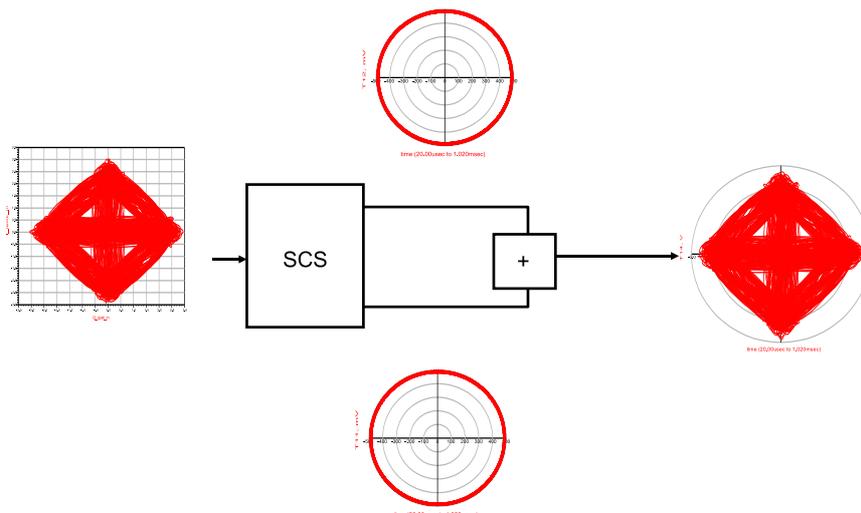


FIG. 2.12 – Diagrammes vectoriels des différents signaux

- La combinaison par un combineur de type WILKINSON (combineur hybride adapté).

Son schéma de principe est montré sur la figure 2.13. Dans ce cas les deux amplificateurs

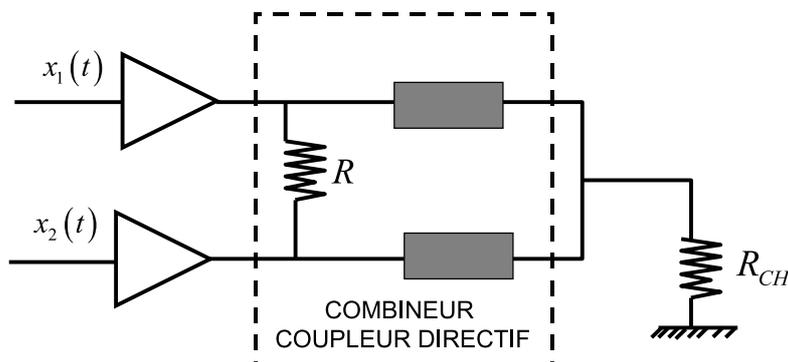


FIG. 2.13 – Recombinaison des signaux utilisant un coupleur directif

sont relativement bien isolés l'un de l'autre et ne voient que peu de modulation de charge active de l'un par rapport à l'autre au rythme de l'enveloppe de modulation. Cependant, les pertes inhérentes sont inévitables dans la résistance d'isolation (du fait que les signaux $x_1(t)$ et $x_2(t)$ ne sont pas la plupart du temps avec la même phase) et font perdre tout le bénéfice de la technique LINC utilisant un combineur hybride en sortie par rapport à une solution d'amplification classique par cellule parallèle à laquelle un recul (*Back-off*) de puissance est appliqué pour satisfaire aux spécifications de linéarité.

- Une seconde solution consiste en un circuit de recombinaison directe avec un combineur de Chirex [13]. Ce principe est basé sur une hypothèse simplificatrice. Les amplificateurs travaillent au rendement maximum, donc dans leur zone de compression.

On peut ainsi assimiler la sortie de l'amplificateur de puissance à une source de tension plutôt qu'à une source de courant contrôlée conventionnelle [16]. Sur la base de cette hypothèse, le schéma équivalent de la structure de recombinaison associée aux deux amplificateurs de puissance peut être ramené à deux sources de tension V_1 et V_2 reliées à une charge résistive différentielle comme présenté sur la figure 2.14. Dans ces conditions,

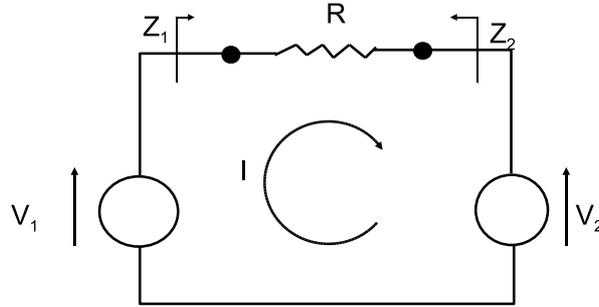


FIG. 2.14 – Schéma équivalent de sortie d'un amplificateur LINC

les tensions V_1 et V_2 se mettent sous la forme :

$$\begin{cases} V_1 = V e^{j\theta} \\ V_2 = -V e^{-j\theta} \end{cases} \quad (2.16)$$

La valeur du courant dans le circuit est donnée par l'équation ci-dessous

$$I = \frac{V_1 - V_2}{R} \quad (2.17)$$

La charge vue par le générateur Z_1 est alors dans ce cas :

$$Z_1 = \frac{R}{2} (1 - j \cot \theta) \quad (2.18)$$

L'équation (2.18) montre que l'effet de la modulation par déphasage sur la charge RF vue par le générateur V_1 est équivalent à une résistance pure $\frac{R}{2}$ associée en série à une réactance capacitive X_c comme illustré à la figure 2.15(a). La figure 2.15(b) est le schéma équivalent

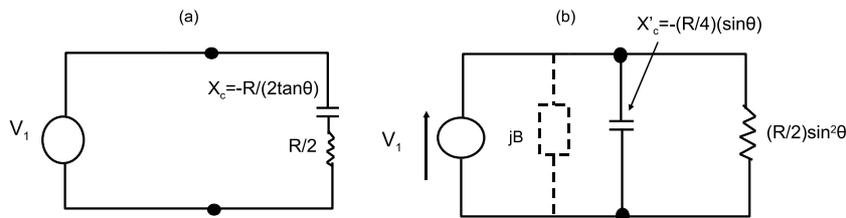


FIG. 2.15 – Schéma équivalent des variations de charge vues par les amplificateurs

lorsque la réactance capacitive est montée en parallèle. Le même phénomène est observé

par le générateur V_2 . La puissance de sortie finale dépend donc de la partie résistive de la charge et aussi de la partie réactive introduite par le déphasage entre les deux signaux. Les performances en puissance de sortie et en rendement seront ainsi dégradées.

Pour compenser les résistances réactives présentes en sortie des deux amplificateurs, des réactances de la forme jB sont associées comme montré en pointillé sur la figure 2.15(b), l'objectif étant d'améliorer le rendement sur une plage de variation de phase la plus grande possible. Dans ces conditions, le schéma équivalent du combineur de Chirex est présenté figure 2.16.

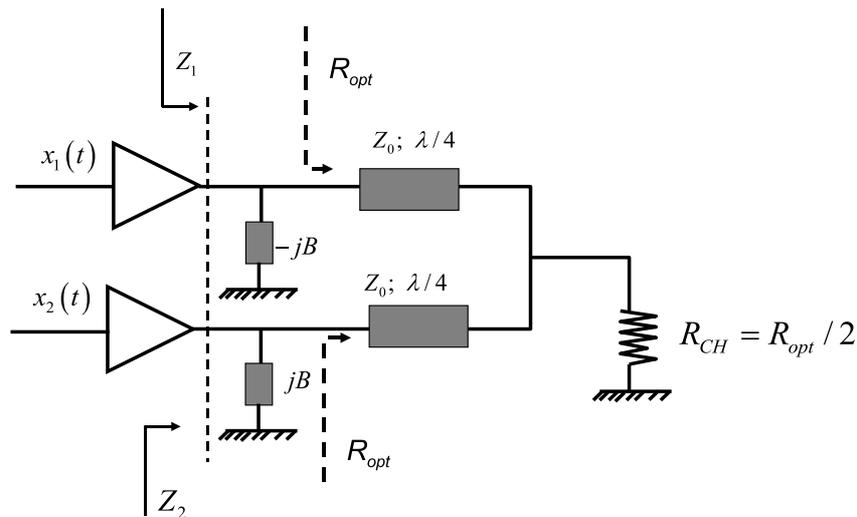


FIG. 2.16 – Recombinaison des signaux utilisant un combineur de chirex

Les valeurs des paramètres du circuit de recombinaison sont $R_{CH} = \frac{R_{opt}}{2}$, où R_{opt} est ici la résistance de charge à l'adaptation optimale fort niveau du transistor pris séparément ; deux lignes de longueur $\lambda/4$ d'impédance caractéristique $Z_0=R_{opt}$ et des susceptances définies par le paramètre $\pm B$. Une simulation de cet effet et de ses conséquences comparativement à une topologie équilibrée (phase identique sur deux voies) permettra ci-après de juger de ce point bloquant.

2.3.1.2 Illustration du point dur lié à la combinaison de sortie des signaux

La simulation proposée concerne le circuit de principe représenté par la figure 2.17. La topologie de combinaison de sortie est la topologie CHIREIX. 'L' est une self d'accord à la fréquence centrale de 2GHz. Un modèle de transistor GAN est utilisé à cet effet. Les caractéristiques de polarisation sont : $V_{DS0}=30V$ et $V_{GS0}=-1.34V$. La figure 2.18 montre l'évolution de la puissance de sortie et du rendement de drain en fonction de la puissance disponible, à la fois pour un transistor pris séparément et pour les deux transistors associés en parallèle.

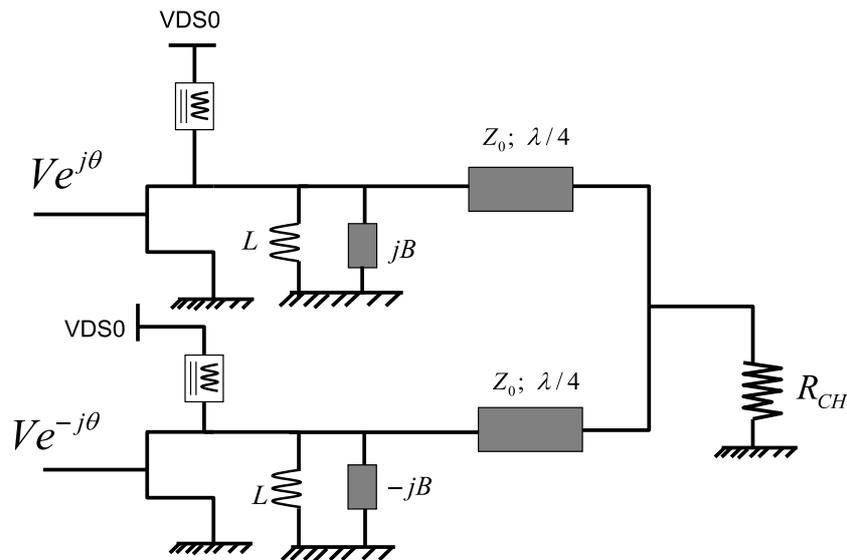


FIG. 2.17 – Schéma de principe de simulation

Afin de mettre en évidence le point critique posé par la topologie LINC lors de la recombinaison des signaux, une simulation quasi-statique CW a été faite, dans laquelle nous faisons varier la phase du générateur de l'étage supérieur entre 0 et 90° et simultanément celle du générateur de l'étage inférieur entre 0 et -90°. La puissance du signal reste constante et correspond à la puissance qui fournit un maximum de rendement en puissance ajoutée pour le transistor pris séparément. Puis nous avons fait varier le déphasage entre les deux générateurs, la puissance disponible est fixée à 30dBm, correspondant à une puissance de sortie de 41,5dBm et à un rendement en puissance ajouté de 55%. L'amplificateur fonctionne ainsi à saturation.

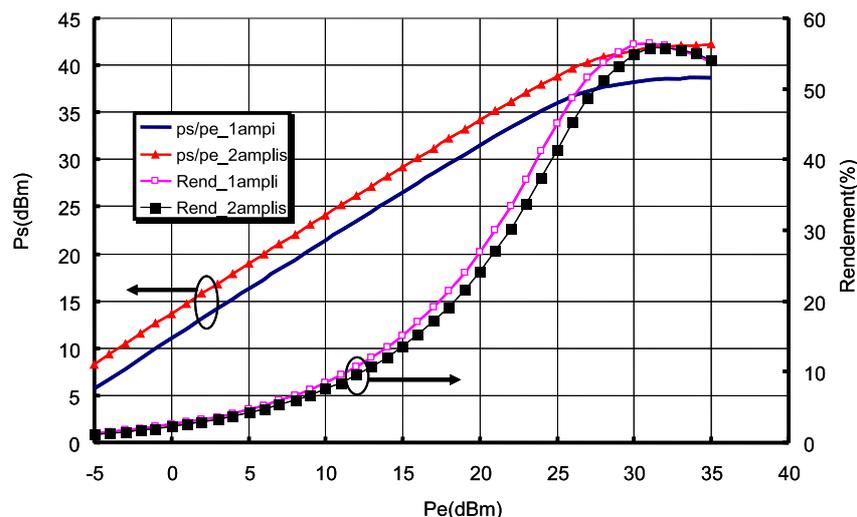


FIG. 2.18 – Rendement et puissance de sortie en fonction de la puissance disponible

Pour $B = 0$, la structure est équilibrée et correspond à celle d'une amplification

classique. La courbe du rendement total en fonction de la variation de phase θ et pour une puissance d'entrée fixée à 30 dBm est donnée par la figure 2.19 et correspond à la courbe de référence. Le rendement est maximal en $\theta = 0$, lorsque les signaux d'entrée sont en phase et il est minimum en $\theta = 90$.

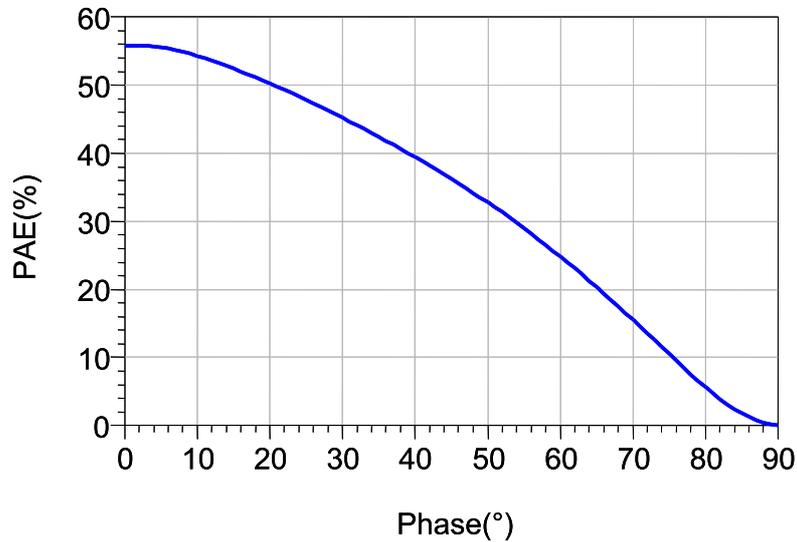


FIG. 2.19 – Variation du rendement en fonction du déphasage

Ainsi, en première approximation quasi-statique, si les signaux d'entrée sont modulés en phase avec une distribution uniforme sur $[0, 90]$, le rendement moyen correspondra à la surface sous cette courbe ou plus précisément à la surface pondérée par la fonction de distribution f_θ de la phase θ . Si nous observons les cycles de charge individuels des transistors (étage supérieur et étage inférieur) pour $\theta = 0^\circ$, $\theta = 30^\circ$ et $\theta = 90^\circ$, comme le montrent les figures 2.20 et 2.21 nous appréhendons les pertes de rendement dues aux

variations de charges réactives présentées aux transistors puisque les éléments de lignes distribuées utilisées ici en simulation sont idéaux et sans pertes. Nous le comprenons également en traçant les parties réelles et imaginaires des impédances de charges vues par les transistors comme le montre la figure 2.22. Les pertes sont dues aux désadaptations de charges des transistors individuels. L'ouverture des cycles de charge inévitable montre une forte perte de puissance transférée à la charge. L'objectif du réglage de B sera de maximiser la surface sous la courbe représentée par la figure 2.19 en gardant ici l'hypothèse de la fonction de répartition de θ uniforme sur $[0, 90]$. Des résultats sont montrés figure 2.23 et 2.24 pour deux réglages de B différents.

L'illustration de la technique LINC utilisant un combineur de CHIREIX en excitation de type signal modulé est faite à l'aide d'une simulation dans l'environnement Ptolemy d'ADS. La modulation utilisée est une QPSK filtrée. Le débit symbole est de 1 Msymb/s. Dans une première approche, les susceptances caractérisées par le paramètre B sont supprimées. Les deux amplificateurs sont excités par le même signal QPSK. Le schéma

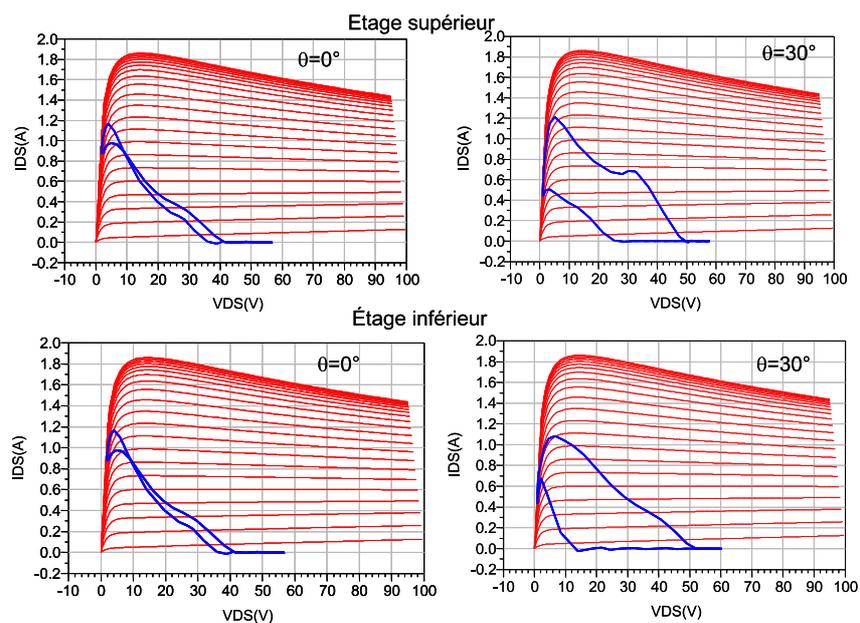


FIG. 2.20 – Variation du cycle de charge, $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 30^\circ$

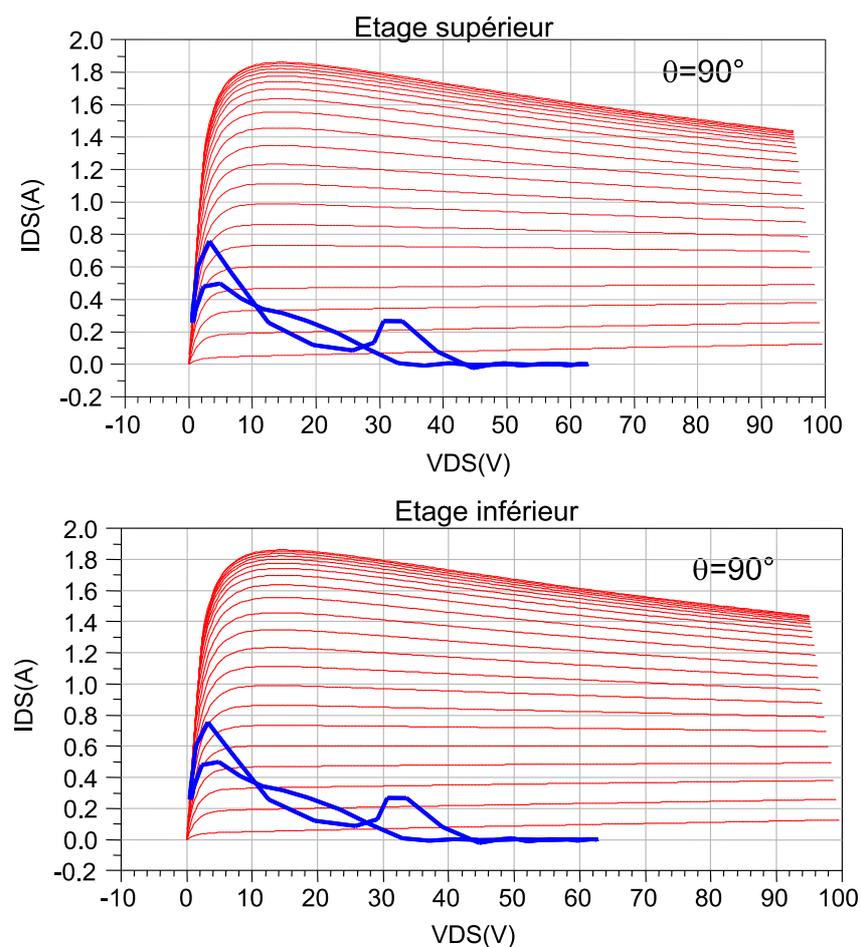


FIG. 2.21 – Variation du cycle de charge, $\theta = 90^\circ$

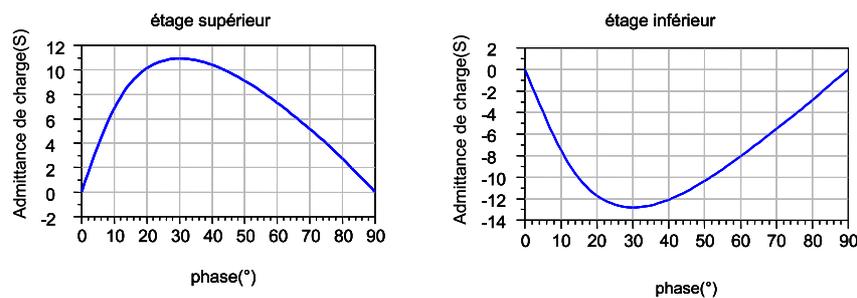


FIG. 2.22 – Parties imaginaires des admittances de charge vue par les transistors

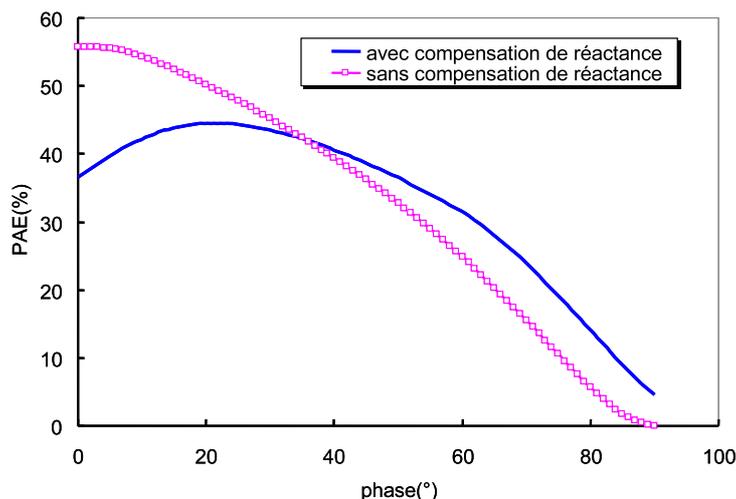


FIG. 2.23 – Évolution du rendement en fonction du déphasage

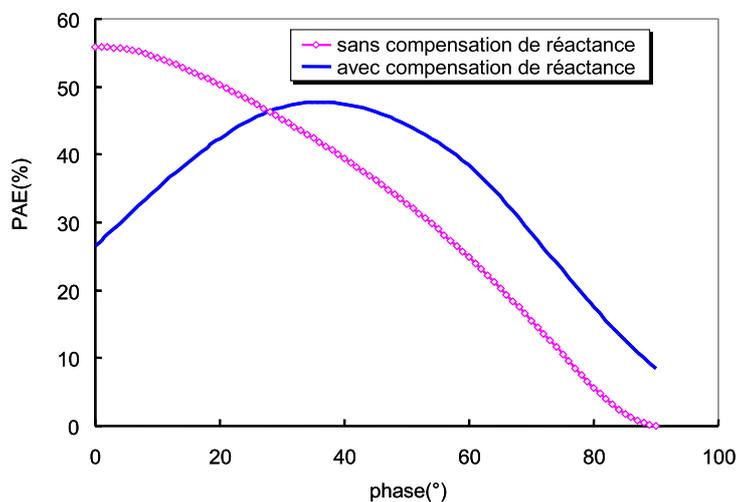


FIG. 2.24 – Amélioration du rendement avec la variation de B

de simulation est celui de la figure 2.25. On utilise un diviseur de puissance pour obtenir les signaux identiques excitant les amplificateurs séparément. Les performances en terme d'ACPR et d'EVM ainsi que de puissance de sortie sont montrées à la figure 2.26. Dans une deuxième approche, les amplificateurs sont excités par des signaux issus du séparateur

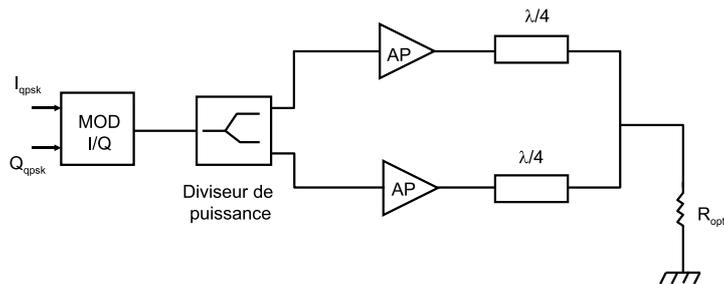


FIG. 2.25 – Schéma simplifié de simulation de l'amplificateur classique équilibrée

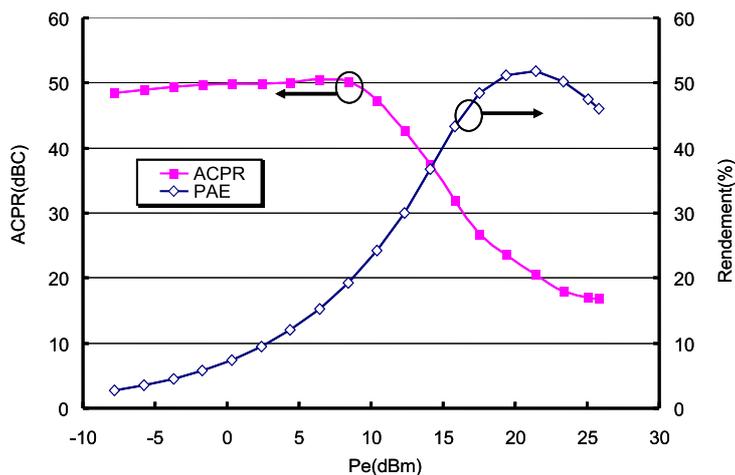


FIG. 2.26 – ACPR et rendement en fonction de la puissance d'entrée

des signaux (SCS conforme à la figure 2.11) en configuration LINC avec un combineur de CHIREIX ($B \neq 0$). B est alors choisi de façon à obtenir un rendement moyen maximum dans une grande plage de variation du déphasage θ . La figure 2.27 montre la distribution de ce déphasage, superposée au rendement de

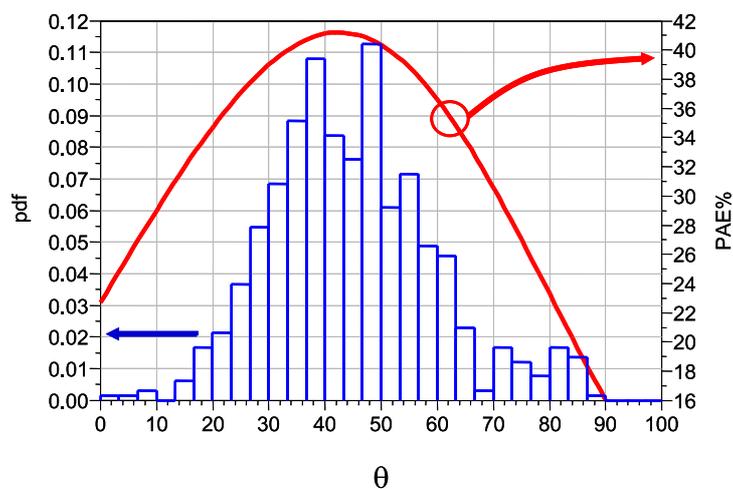


FIG. 2.27 – Distribution de probabilité du déphasage θ (pour une QPSK filtrée) et rendement en fonction de θ pour une puissance d'entrée de 24dBm

l'amplificateur de puissance. Elle permet de comprendre la difficulté fondamentale que l'on peut avoir dans la recherche de la bonne valeur de B du fait de l'origine statistique du déphasage entre les deux voies. Pour la valeur de B choisie, l'amplificateur est excité en son point de puissance fournissant un rendement maximum. En spécifiant environ 35dBc d'ACPR dans la structure de l'amplificateur conventionnel (figure 2.26), on a environ 35% de rendement. Or d'après les courbes de cycle de charge, avec des variations d'enveloppe, il ya des variations importantes de charge. Le gain complexe de l'ensemble ne reste pas linéaire. Le LINC apparaît tel que présenté dans ce manuscrit comme une solution non optimale. Une association de la prédistorsion est nécessaire.

2.3.2 Principe et technique CALLUM

Le sigle CALLUM signifie Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator. Cette technique consiste à réaliser sur le principe LINC un asservissement pour compenser

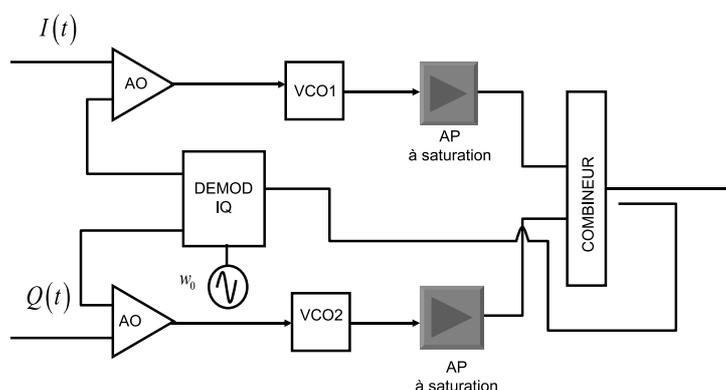


FIG. 2.28 – *Synoptique du principe CALLUM*

les erreurs de déséquilibres en gain et phase et les dérives (thermiques, courant de repos, vieillissement) [17], [18]. Mais cela s'accompagne d'une complexité très importante et nous n'avons pas relevé vraiment de réalisation en microondes dans la littérature. Le schéma de principe qui utiliserait des VCO est donné sur la figure 2.28. La synchronisation globale w_0 , f_{vco1} , f_{vco2} est un problème conséquent. La structure bouclée réduira la bande de fréquence de fonctionnement [19].

2.4 Techniques de gestion de polarisation

2.4.1 Objectif recherché

En mettant en priorité absolue la recherche de rendement maximum avant d'appliquer les contraintes en linéarité, on sait que :

- Pour une puissance RF donnée, le choix des tensions de polarisation est évidemment très déterminant.
- En étant et en restant en zone de compression de gain, les performances en rendement sont meilleures.

Ainsi, pour chaque variation de puissance d'entrée, au lieu d'avoir du back off de puissance dommageable pour le rendement comme c'est le cas dans les structures d'amplificateurs conventionnels, nous modifions les tensions de polarisation pour forcer le fonctionnement du transistor en zone de compression de gain constante. De ce fait, si le gain complexe d'enveloppe est constant, une solution à la gestion conjointe rendement et linéarité est possible. Ces deux performances ne sont plus (dans le principe théorique) antagonistes.

On peut noter trois types d'approches différentes pour tendre vers cet objectif et ce principe de conception d'amplificateur à gestion de puissance :

1. La technique EER (Envelope Elimination and Restoration).
2. La technique de suivi d'enveloppe continue (Envelope Tracking).
3. La technique de commutation "discrète" de polarisation.

2.4.2 Technique EER

Nous pouvons envisager de travailler en zone de saturation si le signal d'entrée d'un transistor n'a pas de variation d'amplitude de son enveloppe. Pour cela la technique EER utilise un limiteur d'entrée pour couper les fluctuations d'amplitude de modulation et garder uniquement la modulation de phase. C'est la dénomination "Envelope Elimination". Pour restituer en sortie la partie " modulation d'amplitude" il faut appliquer une modulation linéaire de gain par la polarisation de sortie (drain ou collecteur). C'est la dénomination "Envelope Restoration" [20], [21]. Le principe global est décrit sur la figure 2.29.

La cellule active travaille avec une puissance d'entrée constante dans une zone où :

- Elle est en compression de gain ;
- Les variations de gain en fonction de la tension V_{DS0} sont relativement proportionnelles.

La partie commande de polarisation est constituée d'un détecteur d'enveloppe associé à un modulateur de type PWM et d'un amplificateur d'enveloppe en commutation (classe S) pour fournir un signal d'enveloppe amplifié sur l'accès de polarisation de drain avec des appels de courant fort tout en ne nuisant pas trop au rendement global du montage. C'est un point dur si l'on souhaite des fonctionnements pour de larges bandes de modulation.

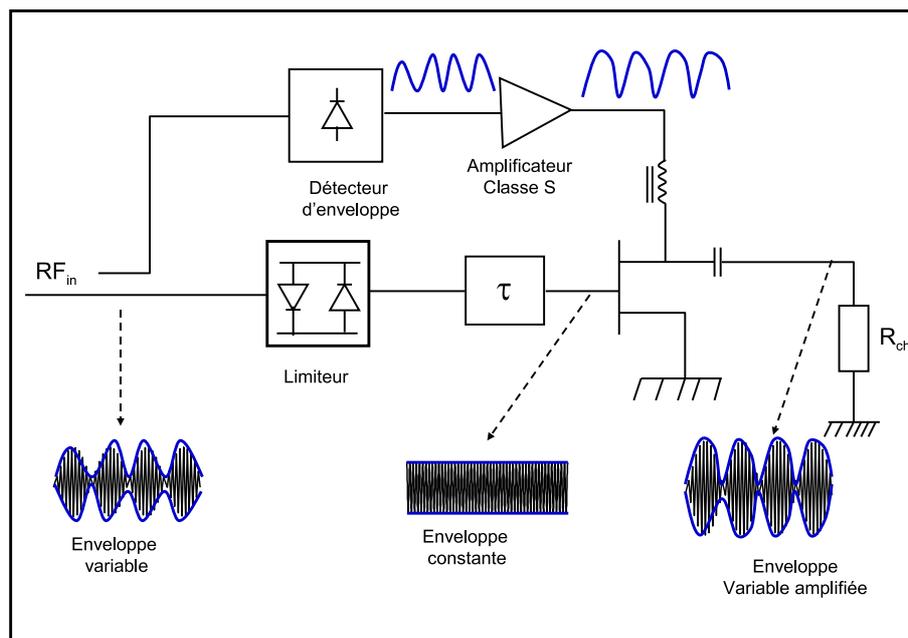


FIG. 2.29 – Synoptique du principe EER

Un autre point de difficulté (que nous proposons d'illustrer ici simplement par simulation) est le raccordement sur l'axe des temps des modulations d'amplitude et de phase traitées par deux chemins différents mais avec un certain couplage. En effet, outre les différences de temps de retard des voies, nous avons inévitablement une fonction AM/PM sur la voie "RF" modulée par $V_{ds}(t)$ qui peut modifier par dispersion non linéaire les caractéristiques amplitude/phase de la modulation que l'on souhaite amplifier. A l'évidence, le problème peut devenir de plus en plus critique pour des fonctionnements large bande.

En effectuant une simulation de principe idéalisée du côté de la commande de polarisation en mode de commutation, nous illustrerons le problème évoqué. Cette simulation est faite en deux étapes. La première permet de faire le choix de la tension de polarisation et de la puissance d'entrée nécessaires pour un test de l'amplificateur dans la configuration EER. Une simulation CW est réalisée dans laquelle, pour chaque valeur de la tension de polarisation de drain, nous faisons varier la puissance disponible du générateur. Les courbes de la figure 2.30, 2.31, 2.32 et 2.33 montrent respectivement les variations de gain, de la puissance de sortie, de l'AM/PM et du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée dans l'amplificateur.

Ces courbes nous permettent de tester l'amplificateur de puissance dans la configuration définie par le tableau 2.1. La puissance d'entrée de l'amplificateur est choisie égale à 25dBm. Nous montrons à titre illustratif sur la figure 2.34 l'évolution de la puissance de sortie, de la phase de la tension de sortie et du rendement en fonction de la

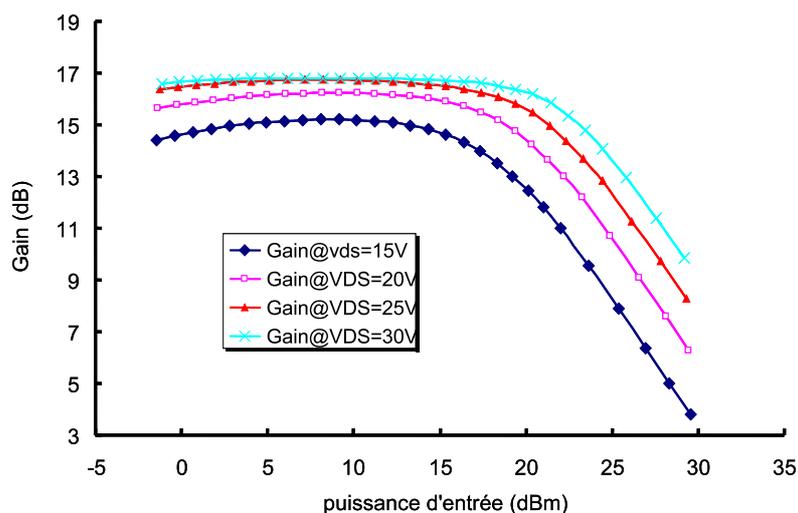


FIG. 2.30 – Variations de gain en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation

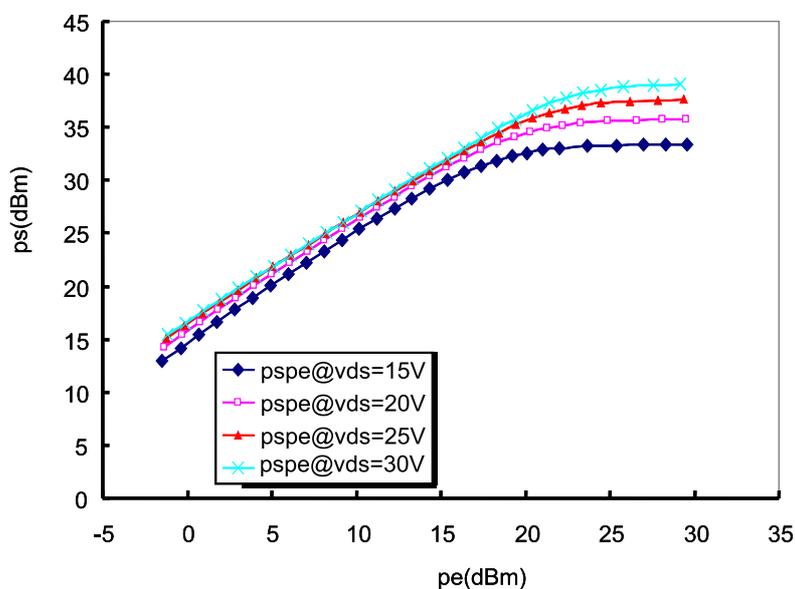


FIG. 2.31 – Variations de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation

puissance d'entrée : 25dBm	
<i>VDS</i>	30V
<i>Rendement</i>	52%
<i>puissancedesortie</i>	38,77dBm
<i>compressiondegain</i>	3dB
<i>variationAM/PM</i>	10°

TAB. 2.1 – Point de fonctionnement de l'amplificateur dans la configuration EER

tension de polarisation V_{DS0} , pour la valeur de puissance d'entrée fixée, correspondant au fonctionnement de l'amplificateur dans une configuration qui fournit à la fois un

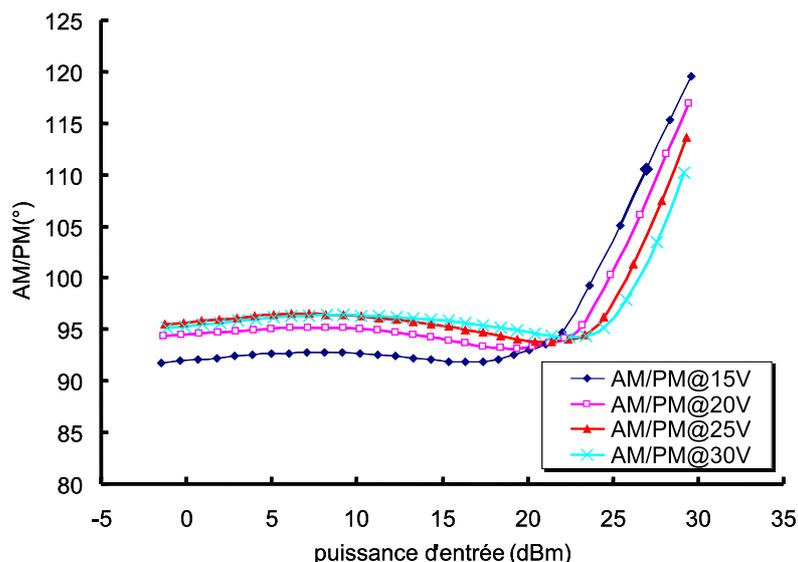


FIG. 2.32 – Variations de l'AM/PM en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation

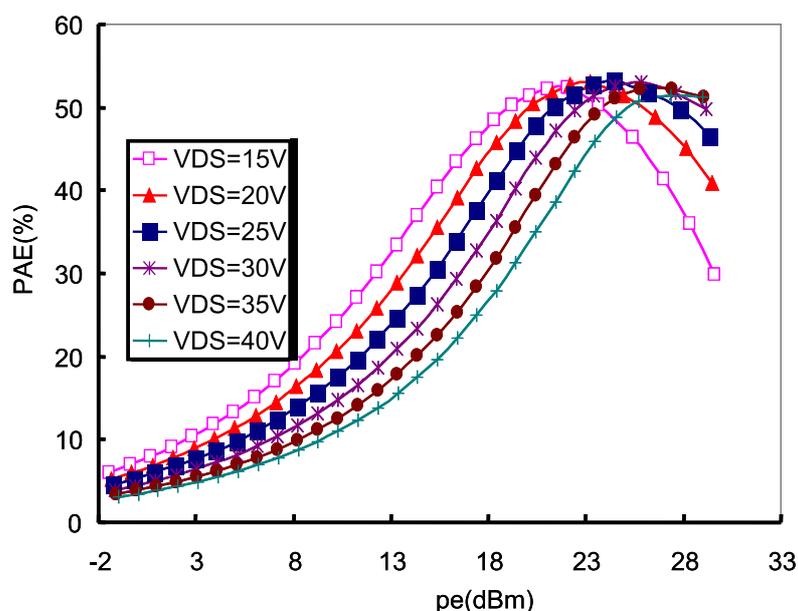


FIG. 2.33 – Variations du rendement en fonction de la puissance d'entrée et de la tension de polarisation

meilleur rendement et une évolution linéaire de la puissance de sortie lorsque la tension de polarisation varie. Une simulation est ensuite faite utilisant un signal modulé en QPSK, filtré en racine de cosinus surélevé. Le débit du signal est de 1Msymb/s. Les caractéristiques en terme d'EVM et d'ACPR sont montrées par la figure 2.35 lorsque le principe EER n'est pas appliqué.

Le principe EER est maintenant appliqué. Le schéma de simulation proposé et réalisé dans l'environnement Ptolemy d'ADS est celui de la figure 2.36. Le détecteur d'enveloppe et le

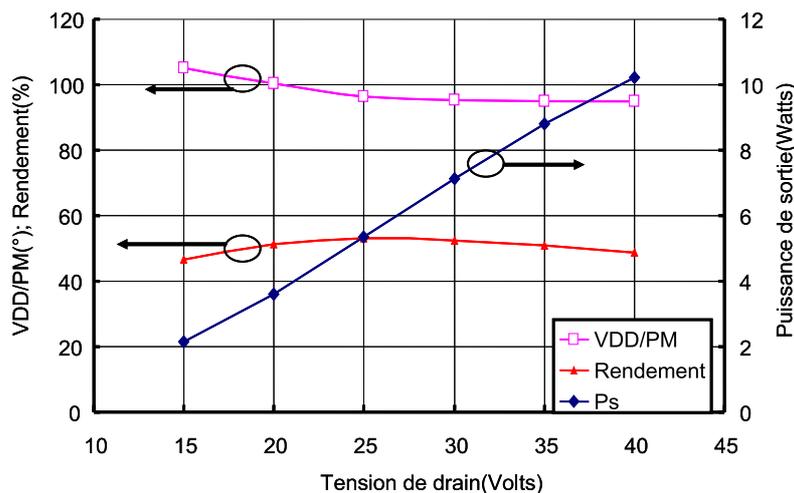


FIG. 2.34 – Rendement et puissance de sortie en fonction de la tension de polarisation

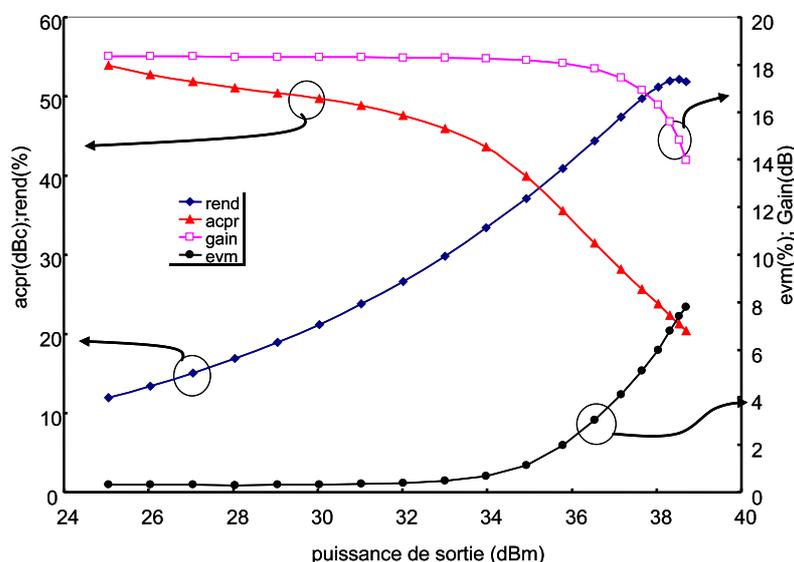


FIG. 2.35 – ACPR, Gain, PAE et EVM en fonction de la puissance de sortie sans EER

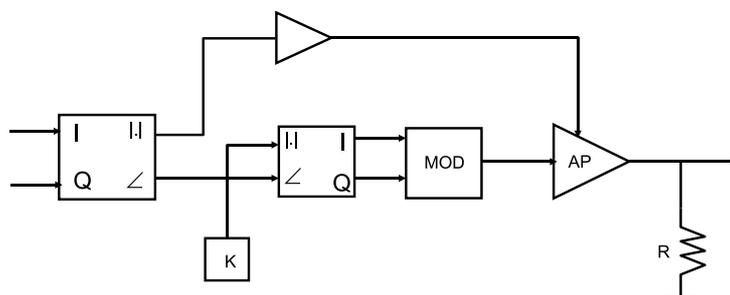


FIG. 2.36 – Schéma simplifié de simulation de l'amplificateur en EER

limiteur sont simulés à partir de l'enveloppe du signal en se servant d'un convertisseur de signal qui transforme ses composantes I/Q en module et phase. Le module vient moduler la polarisation de drain et la phase est rentrée dans un convertisseur de signal à deux entrées

dont une a une valeur constante. Les sorties sont les composantes I/Q du signal à enveloppe constante qui passent ensuite dans un modulateur avant d'alimenter l'amplificateur de puissance. Le tableau 2.2 montre les performances obtenues à puissance de sortie

SANS APPLICATION DE EER			
ps (dBm)	ACPR(dBc)	Rend(%)	evm (%)
35	35,5	40,8	1,9
AVEC APPLICATION DE EER			
ps (dBm)	ACPR(dBc)	Rend(%)	evm (%)
35,16	35,4	49,6	1,8

TAB. 2.2 – Comparaison des performances avec et sans application de l'EER à puissance de sortie équivalente

équivalente. Nous observons une amélioration de 9 points de rendement. Le tableau 2.3 montre les performances obtenues lorsqu'on regarde la linéarité de l'amplificateur de puissance à rendement équivalent avec et sans application de l'EER. Dans ce cas, l'application de l'EER permet d'améliorer la linéarité de l'amplificateur de puissance.

SANS APPLICATION DE EER			
ps (dBm)	ACPR(dBc)	Rend(%)	evm (%)
37,6	25,8	49,5	5,1
AVEC APPLICATION DE EER			
ps (dBm)	ACPR(dBc)	Rend(%)	evm (%)
35,16	35,4	49,6	1,8

TAB. 2.3 – Comparaison des performances avec et sans application de l'EER à un point de rendement équivalent

2.4.3 Technique de suivi d'enveloppe (Envelope tracking)

Pour cette technique, le signal d'entrée n'est pas écrêté. L'enveloppe de modulation (détecté ou prise directement à partir des voies I et Q en bande de base) est traitée et utilisée pour modifier les points de polarisation des cellules actives. Les polarisations sont donc adaptatives selon le niveau de puissance du signal à amplifier. Les polarisations d'entrée (grille ou base) et de sortie (drain ou collecteur) peuvent être commandées. Nous chercherons à suivre des chemins de gain d'enveloppe constants suivant les variations de puissance du signal d'entrée pour avoir de bonnes performances en linéarité. En forçant un gain constant en zone de compression, nous pourrions atteindre des performances en rendement élevées. Cette technique prometteuse a suscité un certain nombre d'investigations [4] [22],[23], [24] récentes.

2.4.3.1 Suivi d'enveloppe à bas courant

Dans ce cas, le contrôle adaptatif s'effectue sur les tensions d'entrée des composants (Grille ou base). Comme il s'agit là d'un contrôle à basse puissance, la difficulté est moindre. Le gain en performance de rendement est également moindre comparé aux contrôles de tension de sortie. Les contrôles de VGS0 et VBE0 peuvent fournir une solution à l'amélioration de la linéarité. La référence bibliographique[25] en est une illustration.

2.4.3.2 Suivi d'enveloppe à fort courant

Dans ce cas, ce sont les polarisations de sortie (drain ou collecteur) qui sont commandées suivant les variations de puissance RF d'entrée. La réalisation est dans ce cas beaucoup plus complexe car elle doit fonctionner à forte puissance (Forts courants de sortie). Ceci est d'autant plus problématique que la bande de modulation est large.

Le circuit annexe de traitement de l'enveloppe et de polarisation adaptative de drain ou de collecteur utilise un amplificateur en commutation (classe S) pour atteindre de très fort rendements (l'ordre de 90% est nécessaire pour ne pas trop impacter le rendement global). Le traitement de l'enveloppe par modulation *PMW* ou $\Delta\Sigma$ requiert des fréquences de découpage de l'ordre de dix fois la fréquence maximale de l'enveloppe. C'est dans ce contexte que le compromis vitesse, résolution, consommation devient difficile. Mais les améliorations possibles en terme de rendement global sont bien plus importantes que celles possibles par des circuits de contrôle de tension d'entrée à bas courant. Le schéma de principe de cette technique est celui de la figure 2.37.

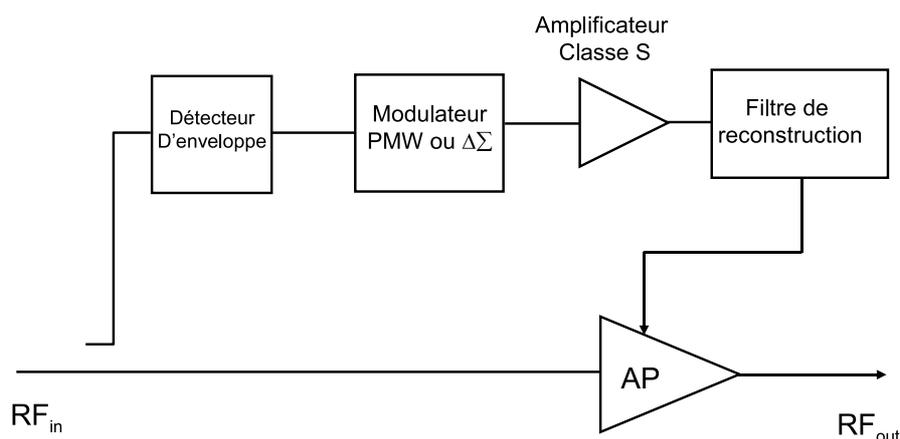


FIG. 2.37 – Schéma de principe de la technique envelope tracking

Un exemple de simulation idéalisée permettant de voir le principe d'obtention simultanée du haut rendement et de la linéarité (gain en zone de compression constant) est montré ci après. Nous utilisons le même modèle de transistor que celui utilisé dans

le paragraphe précédent pour l'EER. Une loi de commande de polarisation est définie et déterminée en faisant une simulation qui permet pour chaque niveau de tension V_{in} de l'enveloppe du signal d'entrée de définir la tension de polarisation permettant de garder un gain constant. La loi de commande montrée par la figure 2.38 est ensuite extraite en faisant une interpolation par spline cubique sur les points simulés.

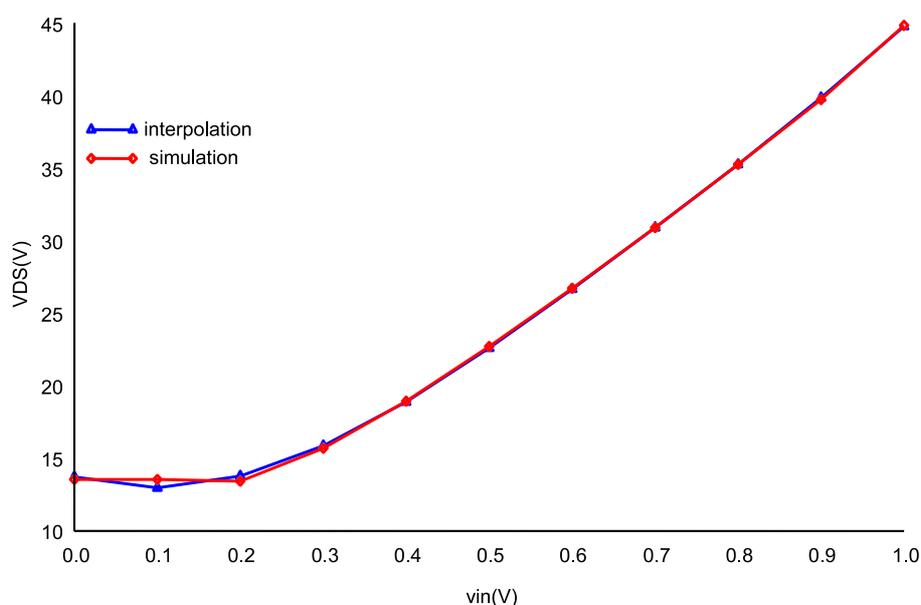


FIG. 2.38 – Loi de commande

Un test en simulation de type biporteuse est réalisée. L'écart entre les porteuses est de 100KHz. L'évolution du rendement en fonction de la tension d'entrée avec et sans application de la commande de polarisation de drain est montrée par la figure 2.39. Une amélioration du rendement est observée sur toute la plage de puissance. Les courbes d'évolution du C/I_3 en fonction de la tension d'entrée sont également montrées à la figure 2.40. Une amélioration de la linéarité de l'amplificateur de puissance est observée.

Cette technique s'avère très efficace dans l'amélioration conjointe du rendement et de la linéarité. Les travaux de Ludovic Baqué [26],[27] montrent une application très forte puissance et très forts courants sur un amplificateur RF LDMOS 100W.

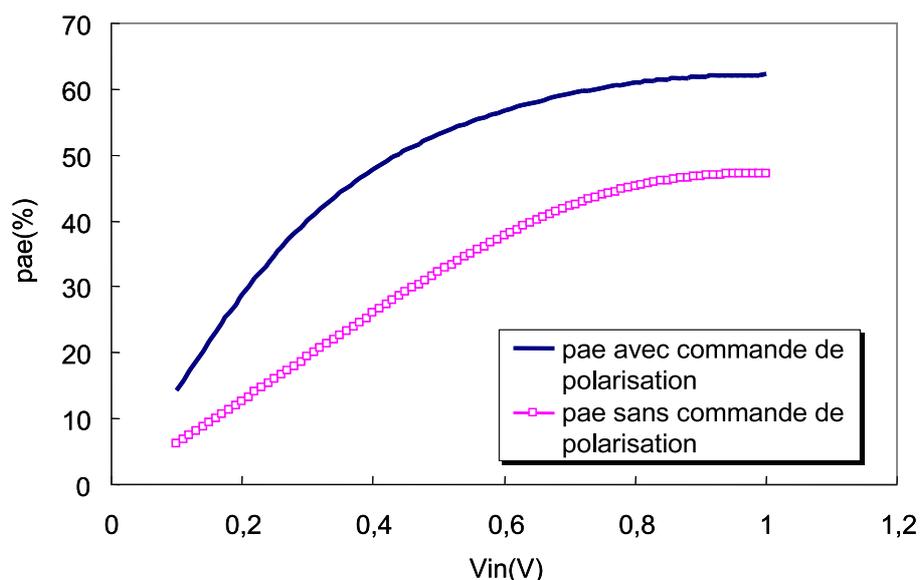


FIG. 2.39 – PAE avec et sans loi de commande

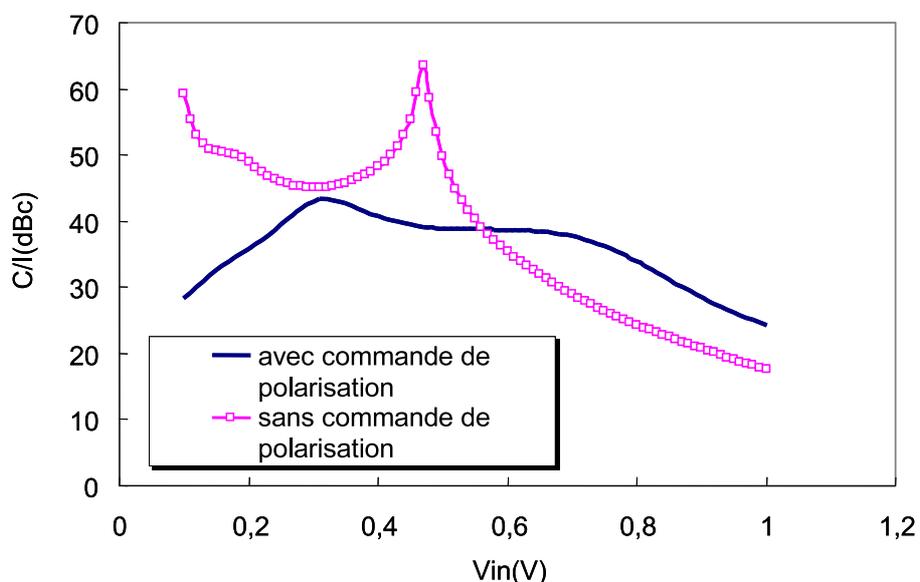


FIG. 2.40 – C/I avec et sans loi de commande

2.4.4 Technique de commutation de polarisation discrète

Ce principe s'applique naturellement bien à l'amplification de signaux modulés numériquement ayant un nombre fini d'états de puissances moyennes c'est-à-dire aux modulations numériques idéalement non filtrées.

Un cas particulier représentatif est la modulation QAM 16 non filtrée. Le diagramme de constellation de celle-ci fait apparaître trois niveaux de puissance distincts. Ainsi pour chaque niveau, nous pouvons commuter les combinaisons de polarisation (VGS0,

VDS0) de manière à avoir pour chaque puissance associée le rendement maximal et le gain complexe (AM/AM, AM/PM) constant.

Comme avantage, il est important de noter la possibilité d'envisager des commutateurs faible perte et très rapides pour atteindre de très larges bandes passantes de modulation. La difficulté à noter est l'adaptation aux signaux qui auront toujours plus ou moins des variations d'enveloppe (états non discrets). Le principe est décrit sur la figure 2.41

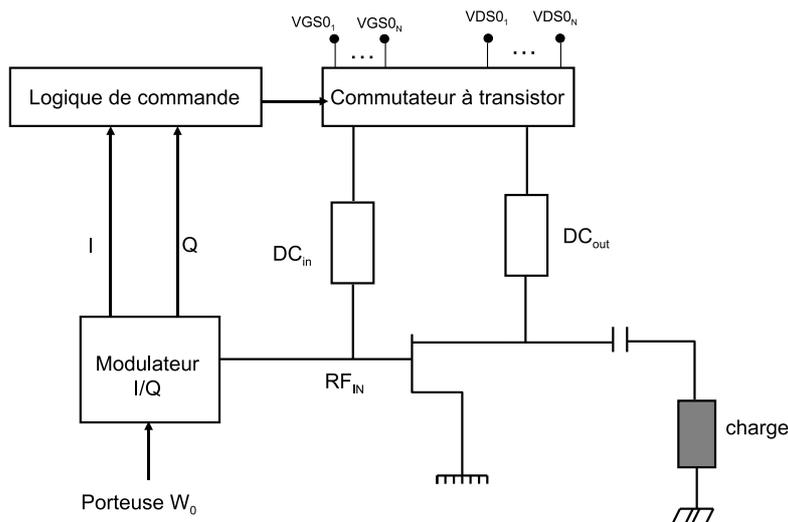


FIG. 2.41 – Principe de la linéarisation par commutation de polarisation

Typiquement la loi de commande (pour QAM 16) sera telle que les courbes AM/AM et AM/PM du transistor seront celles illustrées par la figure 2.42.

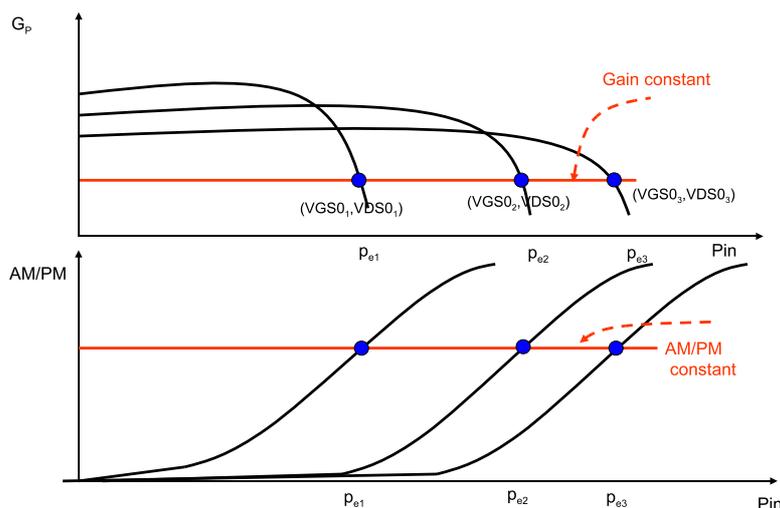


FIG. 2.42 – Courbes AM/AM et AM/PM du transistor

Les travaux de *Stéphane Forestier* [28] font état d'une réalisation en technologie

PHEMT AsGAA à 20 GHz. Cette technique a permis dans ce cas un rendement de 20% alors qu'il est de 5% avec un back off si l'on veut respecter les spécifications d'EVM.

2.5 Technique de prédistorsion

Le principe consiste à générer en amont de l'amplificateur une non linéarité inverse à celle de l'amplificateur. Ceci peut être fait de deux façons différentes : la prédistorsion analogique en RF et la prédistorsion numérique en bande de base.

2.5.1 Prédistorsion analogique RF

Nous allons juste indiquer quelques exemples de circuit de prédistorsion analogique [29],[30] dans ce paragraphe. La liste ne sera pas exhaustive. Le circuit de principe de base est un circuit à diode comme le montre la figure 2.43.

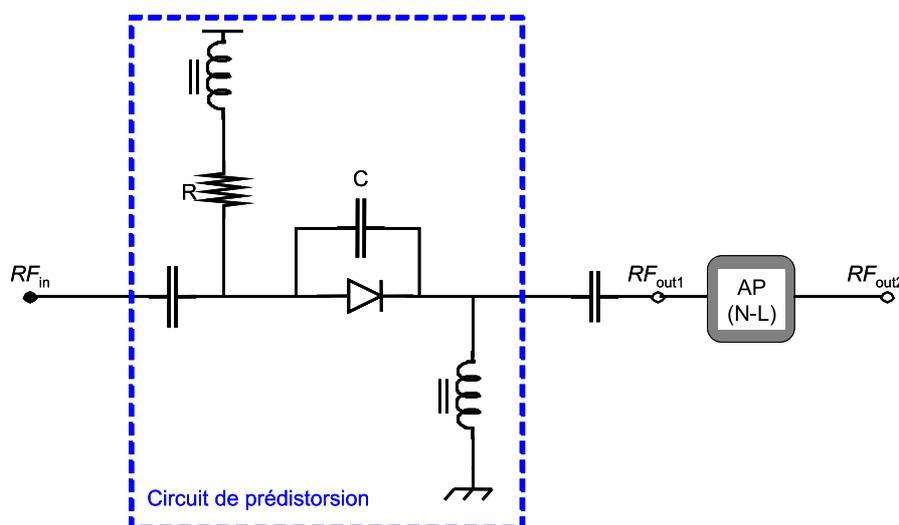


FIG. 2.43 – Principe de prédistorsion RF

Avec l'augmentation de puissance du signal RF_{in} , la conductance de la diode augmente, donc les pertes $RF_{in} - RF_{out1}$ diminuent ce qui peut être vue comme une expansion de gain qui doit être réglée en module et phase en sens opposé à la compression du gain complexe de l'amplificateur.

Les réglages sont difficiles s'il existe des effets de mémoires. Les difficultés augmentent si l'on veut une large bande de modulation.

Une particularité critique des circuits de prédistorsion analogique est qu'ils doivent avoir une bande passante supérieure sur le principe à l'équipement situé en aval à

linéariser.

Il existe également des circuits de prédistorsion de ce type où les non linéarités de prédistorsion sont connectées en parallèle plutôt qu'en série. La figure 2.44 présente ce principe.

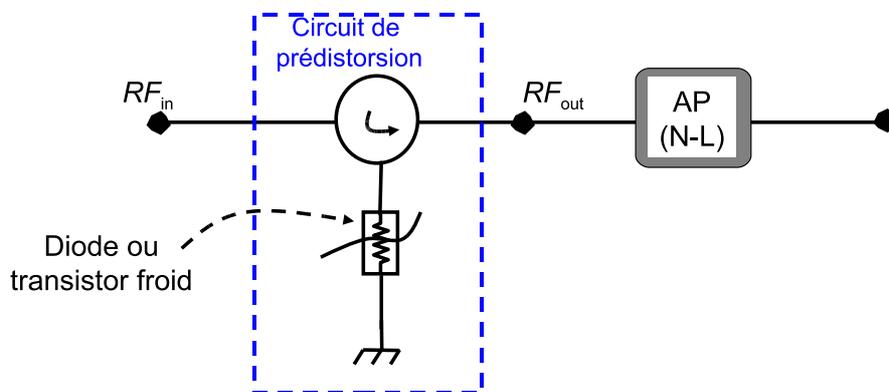


FIG. 2.44 – Principe de prédistorsion RF avec les non linéarités en parallèle

Un inconvénient majeur de ces techniques est que l'on obtient souvent des bonnes compensations de non linéarités à des niveaux particuliers de puissance (sweet-spot) mais pas sur une grande dynamique de puissance.

Pour augmenter la dynamique de puissance et la bande passante pour lesquelles les compensations de non linéarités sont effectives, nous pouvons avoir recours à des circuits de prédistorsion dits composés dont la figure 2.45 montre le principe.

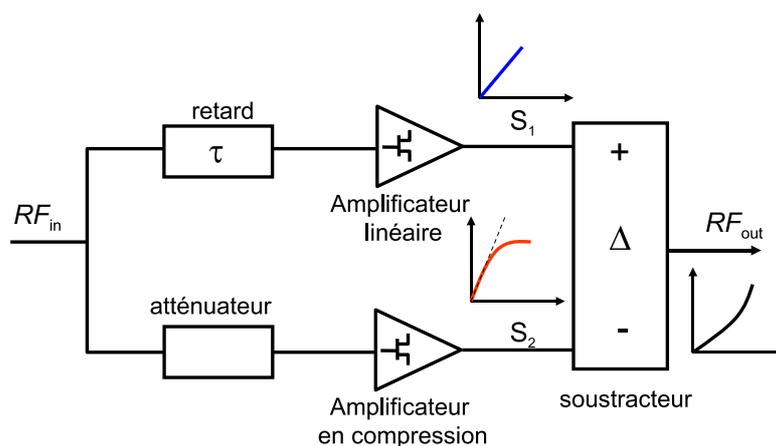


FIG. 2.45 – Principe de prédistorsion composée

En fonction du niveau de puissance du signal RF_{in} , nous obtenons les variations de puissance montrées en S_1 et S_2 si bien que par principe, on a la variation de puissance montrée en RF_{out} .

Conclusion : La technique de prédistorsion analogique est simple sur le principe mais assez difficile à régler pour de fortes variations dynamiques associés à des bandes passantes larges. Elle demeure néanmoins efficace. Pour plus d'efficacité de fonctionnement, la prédistorsion peut être rendue adaptative en prélevant une partie du signal de sortie de l'amplificateur pour le contrôle.

2.5.2 Principe de prédistorsion numérique en bande de base

Avec l'augmentation des performances associées au traitement de signal numérique implanté sur DSP, ce type de prédistorsion a connu ces dernières années un intérêt très fort pour atteindre des compromis résolution/vitesse attractifs.

Le principe consiste en une " inversion " du gain complexe de l'amplificateur à linéariser en agissant sur les signaux modulateurs en bande de base (voies I et Q).

Considérons un amplificateur adapté 50Ω associé à ses circuits de filtrage des harmoniques de la porteuse comme le montre schématiquement la figure 2.46

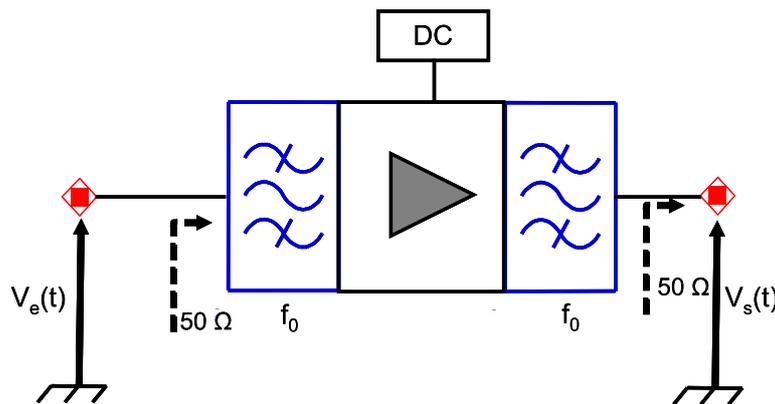


FIG. 2.46 – Schéma d'un amplificateur associé à ses circuits de filtrage

Supposons un fonctionnement statique sans conversion AM/PM. La tension de sortie sous 50Ω peut s'exprimer en fonction de la tension d'entrée de la manière suivante :

$$V_s = a_1 V_e + a_3 V_e^3 + a_5 V_e^5 \quad (2.19)$$

Il s'agit d'une relation sur les enveloppes de modulation (formulation équivalent passe bas) ou bien encore d'une fonction de description au fondamental pour une excitation sinusoïdale $v_e(t) = V_e \cos(\omega_0 t)$. Nous voulons obtenir l'association illustrée sur la figure 2.47.

La relation $V_e = f(v_c)$ est la fonction à synthétiser pour obtenir une meilleure

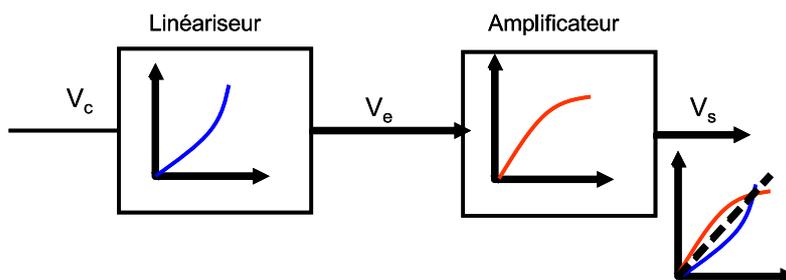


FIG. 2.47 – Principe de la prédistorsion

linéarité globale (ensemble linéariseur et amplificateur).

Nous pouvons par le même principe prendre en compte l'AM/PM de l'amplificateur et dans ce cas les différents coefficients sont complexes et le principe général de prédistorsion devient celui de la figure 2.48

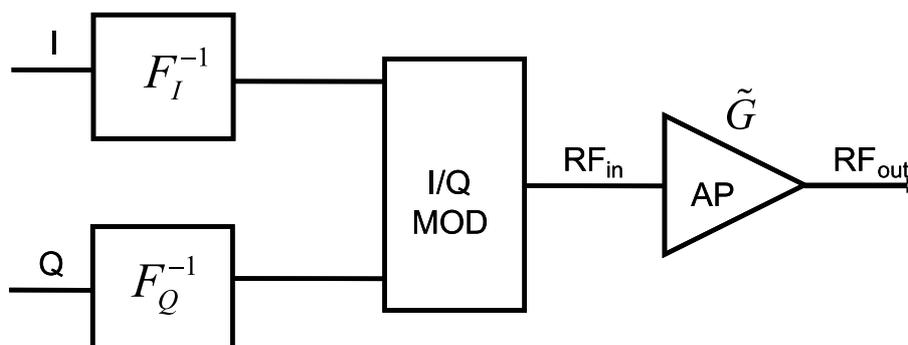


FIG. 2.48 – Principe de la prédistorsion complexe

Nous ne ferons pas une description plus détaillée de cette technique et de ses variantes dans ce chapitre. Elle sera en effet abordée dans le chapitre IV où elle sera mise en oeuvre expérimentalement sur un système de mesure développé pour la caractérisation d'amplificateurs de puissance. Nous y reviendrons plus en détail au chapitre IV.

2.6 Conclusion du chapitre

De manière générale, toutes les techniques de linéarisation sont plus difficiles si le PAPR des signaux est de plus en plus important.

Nous avons montré et illustré des principes en régime statique. En présence de dynamique lente (mémoire NL), les phénomènes se compliquent et les améliorations escomptées sont moindres.

Pour toute technique, il est préférable d'avoir un amplificateur intrinsèquement bien conçu au départ en terme de compromis rendement/linéarité. Nous pouvons ainsi envisager d'avoir bien conditionné les impédances de fermeture aux harmoniques de porteuse et aussi aux harmoniques d'enveloppe, ce qui n'a pas été décrit et étudié dans les simulations de principe faites dans ce chapitre.

Il est évidemment avantageux d'appliquer ces techniques à des technologies de composants matures et performantes. Il apparaît actuellement une très forte tendance à la mixité des techniques de linéarisation. Les quelques cas que nous avons analysés un peu plus en détail dans ce chapitre sont ceux qui correspondent à une gestion du signal en bande de base autour de l'amplificateur de puissance RF. Ils correspondent à ce que peut permettre d'étudier réellement un système de caractérisation tel que celui développé et décrit maintenant au chapitre III.

2.7 Bibliographie

- [1] J. K. Cavers, “Adaptation behavior of a feedforward amplifier linearizer,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 1, 1995.
- [2] Y. Yang, Y. Kim, J. Yi, J. Nam, B. Kim, and S. Kang, W. Kim, “Digital controlled adaptive feedforward amplifier for imt-2000 band,” in *IEEE MTT-S Int. Microwave Sympo. Dig.*, pp. 1487–1490, June 2000.
- [3] T. Johnson and J. Cavers, “Reduced architecture for multibranch feedforward power amplifier linearizers,” *U.S. Pat. 6,683,495*, January 27 2004.
- [4] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, “A microwave doherty amplifier employing envelope tracking technique for high efficiency and linearity,” *IEEE Microwave and wireless components letters*, vol. 13, no. 9, pp. 370–372, september 2003.
- [5] B. Kim, J. Kim, I. Kim, J. Cha, and S. Hong, “Microwave doherty power amplifier for high efficiency and linearity.” *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-Wave Circuits*, 2006 International Workshop, Jan 2006, pp. 22–25.
- [6] Y. Zhao, A. Metzger, P. Zampardi, M. Iwamoto, and P. Asbeck, “Linearity improvement of hbt-based doherty power amplifiers based on a simple analytical model,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4479–88, 2006.
- [7] S. Dardenne and C. Duvanaud, “Cancellation of third intermodulation currents in a two-stages amplifier topology,” *MTT-S*, vol. 1, June 2003.
- [8] C. Duvanaud, F. Robin, S. Dardenne, F. Huin, and L. Dacalescu, “Effects of low-frequency drain termination and injection on nonlinear amplifier performances,” *Wiley Periodicals, Inc. Int J RF and Microwave*, vol. 15, pp. 231–240, 2005.
- [9] M. Faulkner, D. Contos, and M. Johansson, “Linearisation of power amplifiers using rf feedback,” *Electronics Letters*, vol. 31, no. 23, pp. 2023–2024, Nov. 1995.
- [10] M. Faulkner, “Amplifier linearization using rf feedback and feedforward techniques,” *IEEE Transactions on vehicular technology*, vol. 47, no. 1, pp. 209–215, February 1998.
- [11] Y.-J. Tian and D. G. Haigh, “Investigation into rf feedback for improving the efficiency-linearity trade-off in power amplifiers.” *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2006*, 2006.
- [12] P. Asbeck and C. Fallesen, “A polar linearisation system for rf power amplifiers,” vol. 1, no. 6939705. *Jounieh, Lebanon : Electronics, Circuits and Systems, . ICECS 2000. The 7th IEEE International*, 2000, pp. 478–481.

- [13] H. Chireix, “High power outphasing modulation,” *Pro. IRE*, vol. 23, pp. 1370–1392, Nov. 1935.
- [14] D. C. Cox, “Linear amplification with nonlinear components,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-22, pp. 1942–1945, Dec. 1974.
- [15] X. Zhang, L. Larson, P. Asbeck, and P. Nanawa, “Gain/phase imbalance-minimization techniques for linc transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2507–2516, Dec 2001.
- [16] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 1999.
- [17] K. Chan, A. Bateman, and M. Li, “Analysis and realisation of the linc transmitter using the combined analogue locked loop universal modulator callum,” vol. 1. Stockholm, Sweden : Proc. IEEE 44th Veh. Technol. Conf., June 1994, pp. 484–488.
- [18] K. Chan and A. Bateman, “Analytical and measured performance of the combined analogue locked loop universal modulator callum,” *IEE Proc. Commun.*, vol. 142, no. 5, pp. 297–306, Oct. 1995.
- [19] A. Bateman, “The combined analogue locked loop universal modulator,” *IEEE Vehicular technology conference*, vol. 2, pp. 759–763, 10-13 May 1992.
- [20] W. Feipeng, D. Kimball, J. Popp, A. Yang, D. Lie, P. Asbeck, and L. Larson, “An improved power-added efficiency 19-dbm hybrid envelope elimination and restoration power amplifier for 802.11g wlan applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4086–4099, 2006.
- [21] F. Wang, D. Kimball, U. Popp, D. Yang A.and Lie, and L. Asbeck, P.and Larson, “Wideband envelope elimination and restoration power amplifier with high efficiency wideband envelope amplifier for wlan 802.11g applications.” International Microwave Symposium, 2005.
- [22] D. J. J. Kimball, C. Hsia, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. Larson, and P. Asbeck, “High-efficiency envelope-tracking w-cdma base-station amplifier using gan hfets,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 11, pp. 3848–56, Nov. 2006.
- [23] P. Draxler, S. Lanfranco, D. Kimball, C. Hsia, J. Jeong, J. Van de Sluis, and P. M. Asbeck, “High efficiency envelope tracking ldmos power amplifier for wcdma,” in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1534–1537, June 2006.
- [24] A. Wang, F.and Yang, D. Kimball, L. Larson, and P. Asbeck, “Design of wide bandwidth envelope tracking power amplifiers for ofdm applications,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1244–1255, April 2005.

- [25] A. Conway, Y. Zhao, P. Asbeck, M. Micovic, and J. Moon, “Dynamic gate bias technique for improved linearity of gan hfet power amplifiers,” *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, june 2005.
- [26] L. Baqué, G. Nanfack Nkondem, P. Bouysse, G. Neveux, W. Rebernack, C. Poumier, L. Lapierre, D. Barataud, and R. Quéré, “High efficiency and linear power amplification for ofdm signal by combining dynamic bias and digital baseband predistorsion,” *IEEE, European Microwave conference*, October 2008.
- [27] P. Baqué, L. and Bouysse, C. Rebernack, W. and Poumier, L. Lapierre, G. Nanfack Nkondem, G. Neveux, D. Barataud, and R. Quéré, “High curent-high speed dynamic bias control system applied to a 100w wideband push-pull amplifier,” *IEEE, MTTs*, 2008.
- [28] S. Forestier, “Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l’optimisation des performances d’un amplificateur millimétrique,” Thèse, Uliversité de Limoges, Octobre 2003.
- [29] J. Yi, Y. Yang, M. Park, W. Kang, and B. Kim, “Analog predistortion linearizer for high-power rf amplifiers,” *IEEE transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp. 2709–2713, Dec. 2000.
- [30] Y.-S. Lee, M.-W. Lee, S.-W. Jung, and Y.-H. Jeong, “Analog predistortion power amplifier using imd sweet spots for wcdma applications,” *Microwave conference*, pp. 1–4, Dec. 2007.

Chapitre 3 :

Mise en oeuvre d'un Banc de mesure d'enveloppes temporelles des signaux modulés microondes

3.1 Introduction

Le chapitre II a présenté quelques méthodes de linéarisation et d'optimisation du rendement des amplificateurs de puissance microondes en s'appuyant sur des aspects de simulation. La validation et l'exploration de ces techniques peut être menée par la mise en place d'un système de mesure.

Ce chapitre présente un banc de mesure d'enveloppes complexes microondes mis en place dans le but non seulement de faire une étude expérimentale des divers techniques de linéarisation et d'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance mais aussi d'apporter une contribution sur le développement de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance hyperfréquence qui s'oriente de plus en plus vers la prise en compte des effets mémoires hautes et basses fréquences.

3.2 Description du banc de mesure d'enveloppe temporelle

Le banc de mesure dont le synoptique global est présenté sur la figure 3.1 permet de générer un signal modulé RF à fréquence et puissance voulue en utilisant un générateur

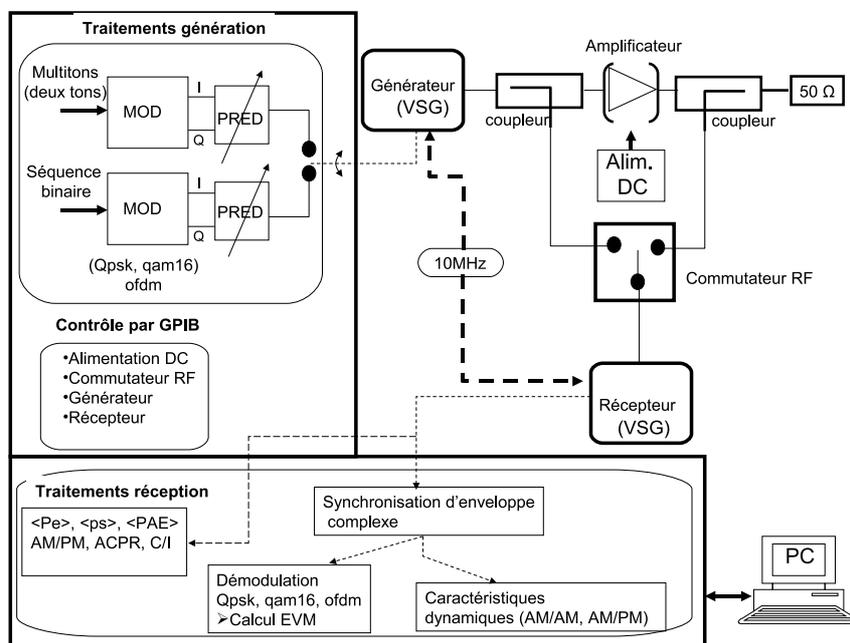


FIG. 3.1 – Synoptique détaillé du banc de mesure

vectorel de signal (VSG pour Vector Signal Generator). Le signal généré est injecté en entrée d'un amplificateur de puissance non linéaire. Nous caractérisons la réponse

non linéaire du dispositif sous test à l'aide d'un analyseur vectoriel de signaux (VSA pour Vector Signal Analyser). Nous pouvons mesurer différents critères (C/I3, EVM, ACPR). Le système global comprend une partie de traitement numérique englobant les traitements à la génération et à la réception et une partie instrumentale comportant le générateur, le récepteur, les coupleurs, le commutateur RF et l'alimentation DC.

Le traitement en émission prend en compte la génération des signaux et éventuellement leur pré-compensation dans le cas d'une mise en oeuvre de la linéarisation par pré-distorsion numérique en bande de base.

Le traitement en réception tient compte de la synchronisation d'enveloppe complexe, de la démodulation des signaux et de la détermination de caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamique ainsi que du calcul d'ACPR, du C/I3 et de l'EVM.

3.2.1 Description du générateur

Le générateur utilisé pour développer ce banc est le SMU200A de la société Rohde & Schwarz représenté sur la figure 3.2



FIG. 3.2 – SMU200A

3.2.1.1 Spécifications techniques

Cet appareil permet de générer un signal modulé RF suivant le format I/Q donné par l'équation (1.4). La figure 3.3 présente un synoptique de la structure interne du générateur. nous pouvons distinguer :

- deux mémoires internes dont la profondeur mémoire varie de 512 à 56M échantillons. Elles permettent la génération numérique des signaux I/Q précalculés dans le PC et téléchargés dans ces dernières.
- Deux convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits pouvant fonctionner jusqu'à 100MHz et permettant de générer les signaux I/Q analogiques.
- Un modulateur I/Q homodyne générant le signal modulé RF à partir des signaux I/Q. Sa bande passante RF varie de 100KHz à 3GHz. Sa bande passante de

modulation est de 80MHz en mode interne et de 200MHz avec des signaux I/Q externes.

- Un atténuateur programmable et un amplificateur linéaire permettent de fournir une puissance de sortie moyenne comprise entre -145dBm et 30dBm.
- Une interface GPIB et LAN permettent de télécommander l'appareil et de télécharger les formes d'onde I/Q.

Cet appareil assure la génération de plusieurs types de signaux allant du signal le plus simple (signal CW) aux signaux beaucoup plus complexes tels que les signaux des standards GSM, GSM-EDGE, WCDMA-3 GPP...

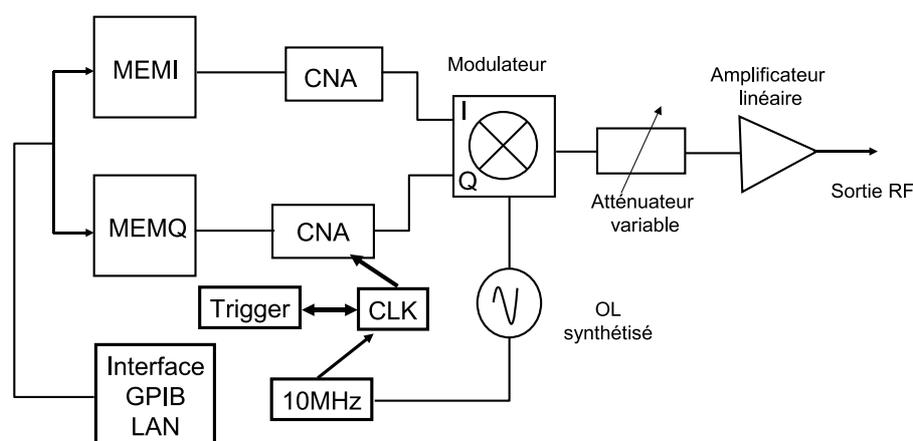


FIG. 3.3 – Synoptique du générateur

Afin d'avoir une maîtrise sur les enveloppes complexes des signaux, nous avons choisi de faire la génération des signaux de façon numérique avant de les transférer dans les mémoires du générateur.

3.2.1.2 Génération logicielle et envoi des signaux au SMU200A

Comme nous l'avons signalé dans le paragraphe précédent, le générateur est capable de générer des signaux sous plusieurs formats de modulation. Nous présentons cet aspect dans ce paragraphe en l'illustrant pour des signaux de type QPSK, QAM16 et OFDM.

La figure 3.4 présente le principe de génération des signaux QPSK et QAM16. La mise en forme des signaux issus d'une séquence binaire selon le format de modulation choisi est faite en (a). Un suréchantillonnage d'un facteur F_s est ensuite fait en (b) et consiste à ajouter $(F_s - 1)$ zéros entre les échantillons initiaux, l'objectif étant d'améliorer la précision sur les signaux obtenus. En (c) on utilise un filtre en racine de cosinus surélevé permettant de faire un filtrage dans le domaine temporel pour obtenir en (d) les signaux I et Q filtrés. Ces données sont ensuite transformées en flottant 32 bits avant d'être

transférées par bus GPIB dans les mémoires 'MEMI' et 'MEMQ' du générateur. Pour que les données I et Q à transférer au générateur soient reconnues par celui ci, des contraintes à respecter sont spécifiées dans [1].

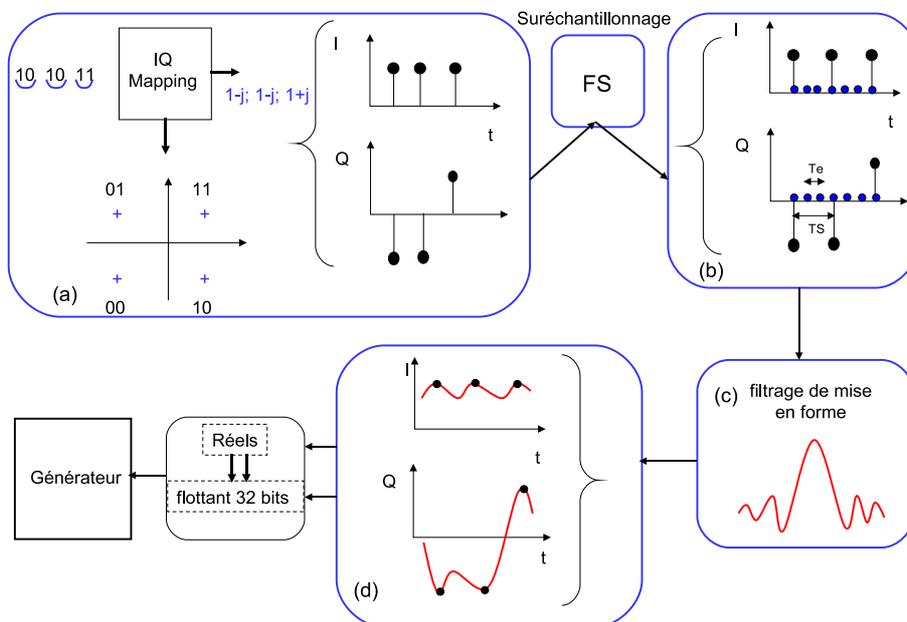


FIG. 3.4 – Principe de génération des signaux de modulation QPSK

Une partie du travail de génération des signaux a porté sur la génération de l'OFDM. La figure 3.5 présente le principe de génération que nous avons utilisé. Il est à noter que cette génération ne respecte pas une norme particulière. Le but est de comprendre les propriétés statistiques de l'amplitude d'un tel signal et son impact sur l'amplification microonde.

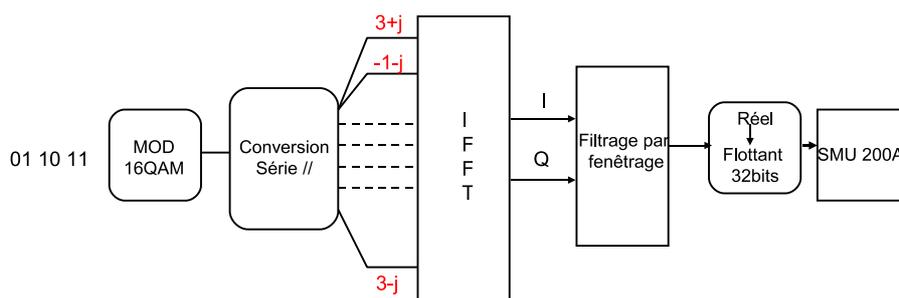


FIG. 3.5 – Génération du signal OFDM

A partir d'une séquence binaire aléatoire, une modulation QAM16 est réalisée. Nous considérons par la suite N_s comme le nombre de sous-porteuses contenu dans la modulation OFDM. Une transformation série/parallèle est effectuée en prenant N_s symboles QAM16 successifs et en les associant aux N_s sous-porteuses. Les symboles OFDM non filtrés sont ensuite obtenus à l'aide d'une simple transformée de fourrier

inverse.

La simple concaténation des symboles OFDM génère des lobes secondaires à cause de la discontinuité entre chaque symbole. Afin de réduire les lobes secondaires, un fenêtrage de *Hamming* illustré par la figure 3.6 est réalisé dans le domaine temporel selon l'équation (3.1) suivante :

$$w(t) = \begin{cases} 0.5 + 0.5 \cos(\pi + t\pi / (\beta T_s)) & 0 \leq t \leq \beta T_s, \\ 1.0 & \beta T_s \leq t \leq T_s + \beta T_s, \\ 0.5 + 0.5 \cos((t - T_s - \beta T_s)\pi / (\beta T_s)) & T_s + \beta T_s \leq t \leq (1 + 2\beta) T_s. \end{cases} \quad (3.1)$$

où β est le facteur de retombée et T_s la durée du symbole OFDM qui ici est plus courte que la durée du symbole réel pour permettre le chevauchement des symboles adjacents.

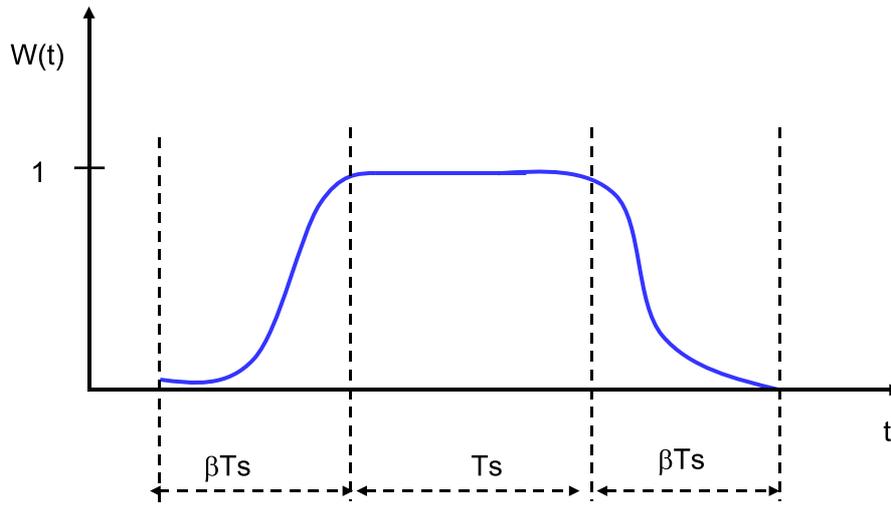


FIG. 3.6 – Fenêtrage de HAMMING appliqué au symbole OFDM

Entre chaque symbole OFDM un temps de garde $T_g = \beta T_s$ est rajouté comme le montre la figure 3.7. Pendant la durée T_g , on observe la disparition progressive du symbole N et l'apparition progressive du symbole $N+1$. Ceci est réalisé en utilisant les propriétés cycliques des symboles OFDM.

Sous forme d'équation, un symbole OFDM commençant à l'instant $t = kT_s$ s'écrit :

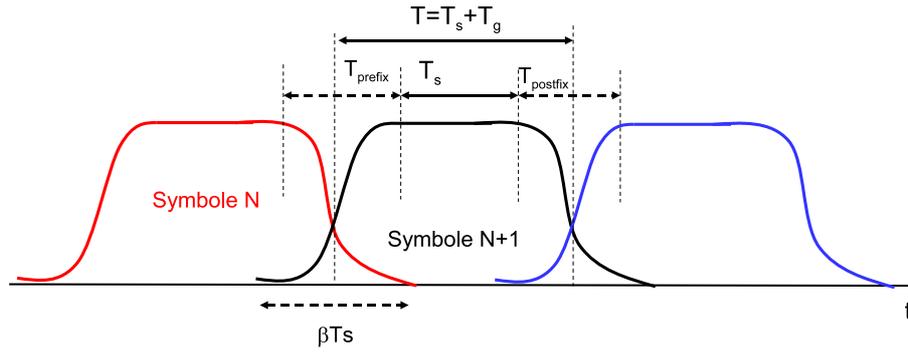


FIG. 3.7 – Fenêtrage et extension cyclique du signal OFDM

$$s_k(t) = \text{Re} \left[w(t - kTs) \sum_{i=-\frac{N_s}{2}}^{\frac{N_s}{2}-1} d_{i+N_s(k+1/2)} \exp \left(j2\pi \left(f_c - \frac{i + 0.5}{T} \right) (t - kTs - T_{prefix}) \right) \right]$$

$$, kTs \leq t \leq kTs + Ts(1 + \beta)$$

$$= 0, t < kTs \& t > kTs + Ts(1 + \beta)$$
(3.2)

N_s est le nombre de sous porteuses et d_i les symboles complexes QAM16. La figure 3.8 présente le spectre et la puissance instantanée comparée à la puissance moyenne d'un exemple de signal OFDM généré avec 100 sous porteuses.

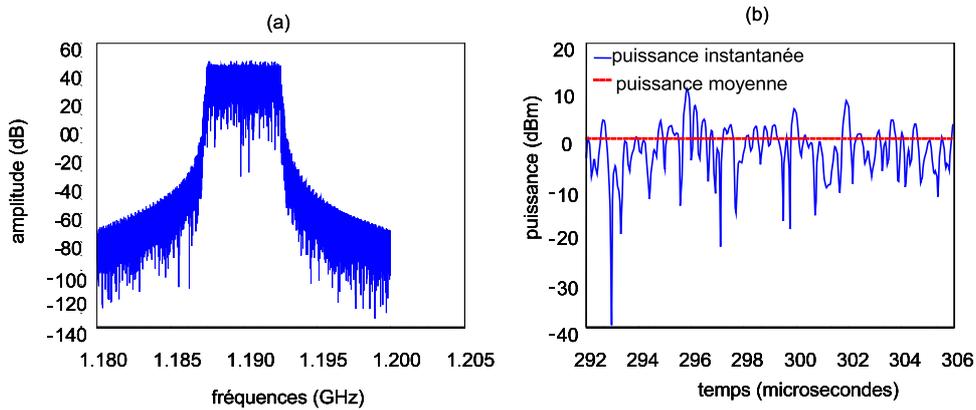


FIG. 3.8 – Spectre (a) et enveloppe complexe (b) d'un signal ofdm à 5MHz de bande

3.2.2 Description du récepteur

L'acquisition des signaux est faite à l'aide du récepteur "Rohde & Schwarz FSQ8" dont la photo est présentée à la figure 3.9.



FIG. 3.9 – Photo du récepteur FSQ8

3.2.2.1 spécifications techniques

Le récepteur fonctionne à la fois comme analyseur de spectre et comme analyseur vectoriel de signaux. Le synoptique simplifié de la partie RF de l'analyseur est présenté figure 3.10.

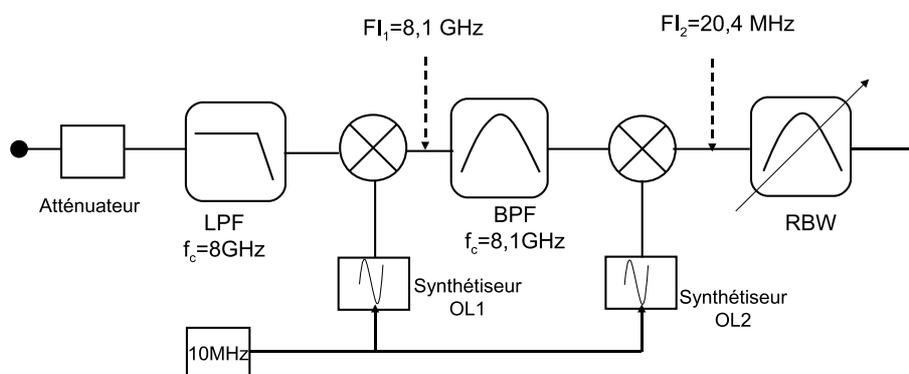
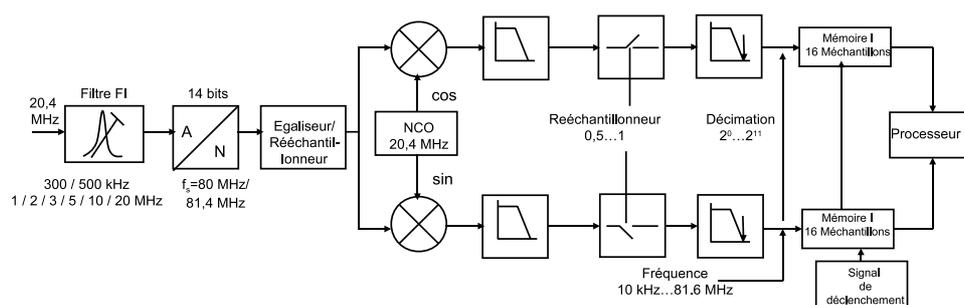


FIG. 3.10 – Synoptique de la partie RF du récepteur

L'analyseur peut mesurer les signaux RF dont la fréquence varie de 20Hz à 8GHz. Un atténuateur en entrée permet d'adapter la plage de variation du signal d'entrée à la dynamique du mélangeur d'entrée. Le premier mélangeur translate le signal à une fréquence intermédiaire $FI_1 = 8,1GHz$, par exemple pour la réception d'un signal de fréquence $1GHz$, le premier synthétiseur OL_1 génère un signal CW à $9,1GHz$, ce qui donne une fréquence image à $17,2GHz$ pour ce premier mélangeur hétérodyne ; cet exemple illustre la nécessité du filtre passe-bas réjecteur d'image de fréquence de coupure $f_c = 8GHz$ à l'entrée du premier mélangeur. Ensuite un deuxième étage FI translate le signal à $FI_2 = 20,4MHz$, le signal est ensuite filtré par le filtre passe bande déterminant la bande d'analyse (RBW) de bande passante variant entre $300KHz$ et $50MHz$, centré à $20,4MHz$. Puis, après un convertisseur analogique numérique (CAN), un traitement numérique approprié permet de régénérer l'enveloppe complexe du signal comme indiqué à la figure 3.11

Cette figure présente l'analyseur de sa partie FI_2 à la partie processeur. Le filtre FI est le filtre de résolution de l'analyseur de spectre. Le convertisseur analogique numérique


 FIG. 3.11 – *Synoptique de la partie démodulation du récepteur*

échantillonne le signal FI(20,4MHz) à une fréquence de 81,6MHz. La résolution du convertisseur A/N est de 14 bits et la bande passante de modulation équivalente peut atteindre 28 MHz. La dynamique de cet instrument est donc de l'ordre de 60dB

Le signal numérique est alors converti en bande de base complexe par un démodulateur I/Q numérique, suivi d'un rééchantillonnage numérique opérant au niveau de la bande de base I/Q qui permet de régler la fréquence d'échantillonnage afin de l'adapter de façon optimale au signal de mesure. Un filtre de décimation est utilisé et permet ainsi de réduire la fréquence d'échantillonnage dans la bande de 10KHz à 81,6MHz, par pas de 0,1Hz. Ceci permet de fixer l'acquisition des signaux à une fréquence d'échantillonnage souhaitée. En général, nous la fixons à la même fréquence d'échantillonnage que celle des signaux générés. Les données IQ ainsi obtenues sont sauvegardées dans des mémoires I et Q de 16 Mégaéchantillons chacune.

3.2.2.2 Acquisition et traitement des données

Nous utilisons le logiciel "Scilab" pour le traitement numérique des données. Ce logiciel possède son propre langage de programmation (très proche de celui de Matlab), de nombreuses fonctions préprogrammées et des possibilités étendues de visualisation graphiques. Il est très simple, très convivial et s'impose de plus en plus comme un outil incontournable dans l'enseignement, la recherche et le développement. Scilab permet à l'utilisateur de créer ses propres fonctions et ses bibliothèques très facilement. Les fonctions sont traitées comme des objets et à ce titre peuvent être passées en argument d'autres fonctions. Notons enfin l'interface possible avec des sous-programmes Fortran ou C. Il utilise un langage script facilitant ainsi la transmission du développement d'un utilisateur à un autre.

Des travaux antérieurs de Tibault Réveyrant ont permis de mettre en place une bibliothèque de fonctions permettant de communiquer avec les instruments de mesure via le bus GPIB.

L'acquisition des données au récepteur se fait par GPIB. Le format des trames est en réel

32 bit. La profondeur mémoire est de 16M échantillons. Les données sont rangées suivant un ordre spécifié dans la référence [2].

3.3 Étalonnage du bloc passif de réception

Comme le montre la figure 3.12, la mesure des signaux à l’entrée et à la sortie se

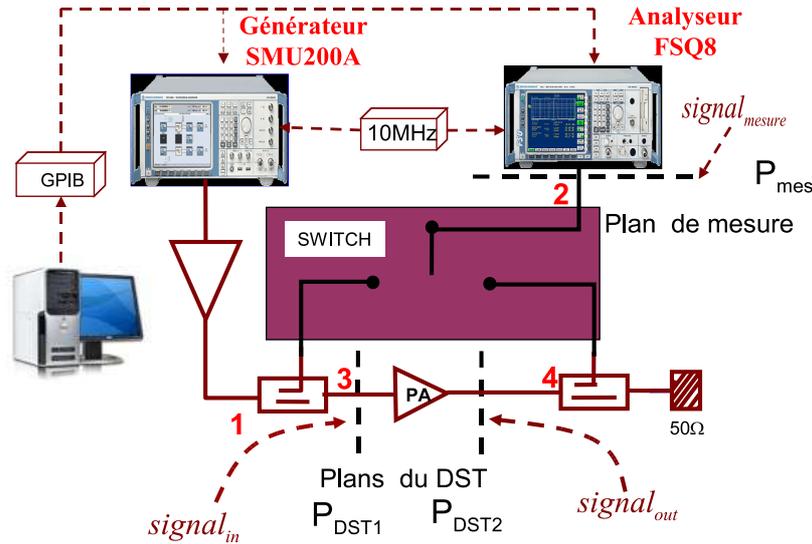


FIG. 3.12 – Principe de l’étalonnage du bloc passif

fait séquentiellement à l’aide d’un commutateur RF, l’analyseur n’ayant qu’une seule entrée. Une procédure d’étalonnage est donc nécessaire afin de déterminer les enveloppes complexes à l’entrée et à la sortie du DST (P_{DST1} , P_{DST2}), à partir des mesures effectuées dans le plan de mesure (P_{mes}).

3.3.1 Procédure d’étalonnage

La procédure d’étalonnage utilise les paramètres $[S21]$ en module et phase mesurés à l’analyseur de réseau vectoriel du bloc passif constitué des deux coupleurs associés au commutateur et des câbles pour assurer la correction des ondes mesurées au FSQ. Afin de déterminer avec précision dans les plans P_{DST1} et P_{DST2} du dispositif sous test les ondes en amplitude et en phase mesurées au récepteur, un programme développé en "scilab" a été élaboré. Ce programme permet de faire une interpolation linéaire pour récupérer les paramètres $[S21]$ du bloc passif exactement dans la bande du signal mesuré et centré sur la fréquence de mesure. Les ondes corrigées sont déterminées dans le domaine fréquentiel à l’aide des équations (3.3) et (3.4) ci-dessous :

$$\tilde{X}_{signalin}(f) = \frac{\tilde{s}_{31}(f)}{\tilde{s}_{21}(f)} \cdot \tilde{X}_{signalmesure}(f) \quad (3.3)$$

$$\tilde{X}_{signalout}(f) = \frac{1}{\tilde{s}_{24}(f)} \cdot \tilde{X}_{signalmesure}(f) \quad (3.4)$$

Les S_{ij} sont les paramètres "S" équivalent bande de base autour de la fréquence porteuse. L’enveloppe complexe de l’onde est ainsi déterminée dans les plans du dispositif sous test à l’aide d’une simple transformée de Fourier inverse.

3.3.2 Validation de la procédure d’étalonnage

Afin de valider l’étalonnage, une étude expérimentale est faite et consiste à comparer les puissances moyennes mesurées en signal CW à l’aide d’une sonde de puissance ROHDE & SCHWARZ (NRP-Z11) sur les plans Ref1 et Ref2 à la puissance mesurée et corrigée au FSQ8 lorsque les deux plans de mesure sont en connection directe. La figure 3.13 montre le principe de la procédure de vérification, le tableau 3.1 précise la configuration de mesure et la figure 3.14 montre les résultats obtenus.

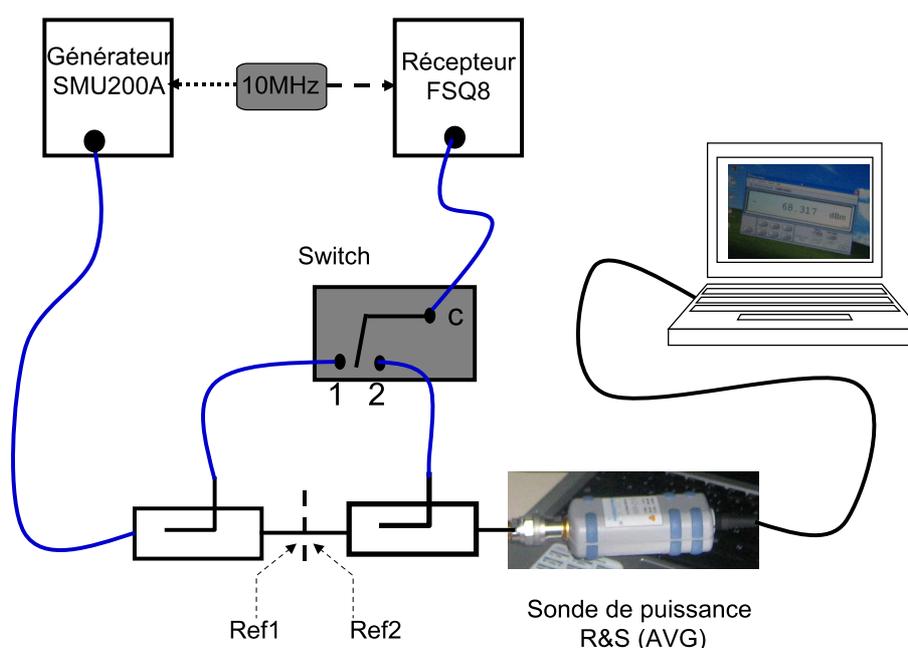


FIG. 3.13 – Configuration pour la validation de l’étalonnage

f_0 (GHz)	p_{start} (dBm)	p_{stop} (dBm)	Ref_{level} (dBm)
1.19	-80	+15	5

TAB. 3.1 – Configuration pour la validation de l’étalonnage

Ces mesures sont effectuées en fixant l’atténuateur d’entrée du récepteur à $Ref_{level} = 5dBm$, nous mesurons ainsi la dynamique quasi-instantannée du récepteur. On observe que ces puissances sont équivalentes dans la zone comprise entre -55dBm

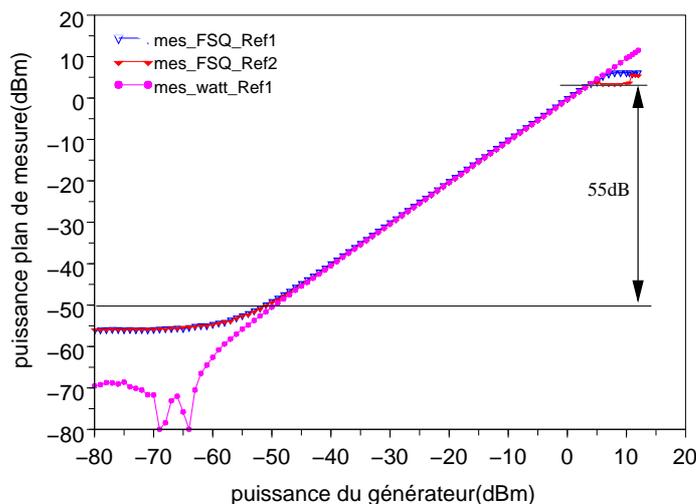


FIG. 3.14 – Validation en puissance de l'étalonnage

et 5dBm. En dessous de -55dBm on se trouve dans la zone de bruit du récepteur et au dessus de 5dBm, on attaque la zone non linéaire des mélangeurs du récepteur. Cette étude nous permet d'évaluer la dynamique du banc en mesure instantanée temporelle (atténuateur d'entrée fixée) à environ 60dB.

La figure 3.15 montre l'évolution du déphasage en fonction de la puissance du générateur entre les deux plans de mesure lorsque ces derniers sont en connection directe.

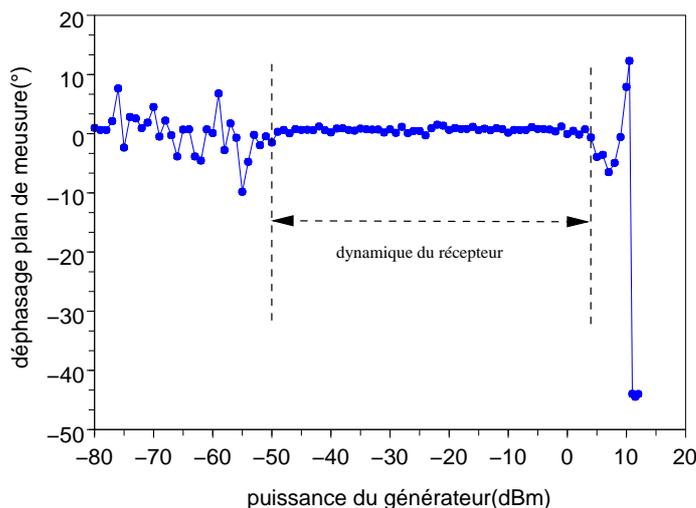


FIG. 3.15 – Validation en phase de l'étalonnage

On observe également que le déphasage est proche de 0° ($\pm 1^\circ$) dans la plage de puissance comprise entre -50dBm et 5dBm. Cette procédure valide non seulement l'étalonnage en

puissance et en phase mais aussi elle donne une information sur la dynamique du système de mesure.

3.4 Caractérisation statique d'un amplificateur de puissance

Dans la suite, nous présentons les résultats de caractérisation en CW statique d'un amplificateur conçu et réalisé à l'Université de Bilbao à l'aide d'un transistor FLU17XM et dont quelques simulations ont été présentées au Chapitre I. Une image de l'amplificateur est présentée sur la figure 3.16. Ses caractéristiques CW mesurées sur le banc et comparées à celles mesurées sur un banc de mesure "load pull" [3] utilisant l'analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360B en mode récepteur sont présentées figure 3.17. Les conditions de mesure sont présentées dans le tableau 3.2.

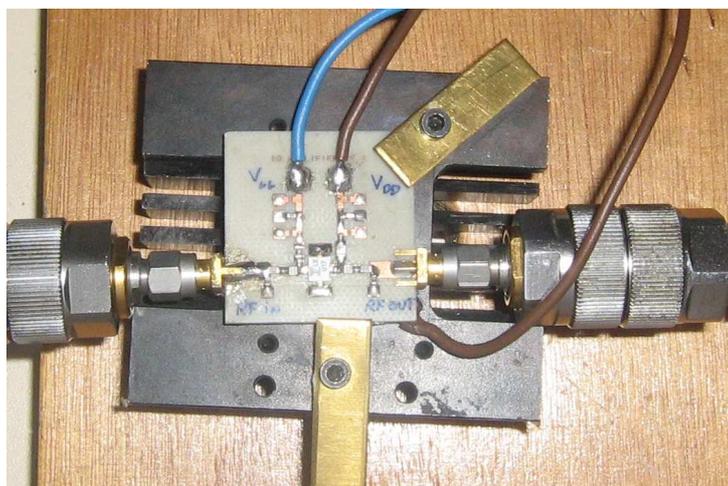


FIG. 3.16 – Amplificateur de puissance testé

VDS_0 (V)	VGS_0 (V)	IDS_0 (mA)	f_O (GHz)
7	-1.7	162	1,19

TAB. 3.2 – Conditions de mesure de l'amplificateur en CW

Une puissance de sortie de 1W est obtenue à la saturation avec un rendement de 65% environ. On observe une légère différence en terme de gain de l'ordre de 0.3dB dans la zone linéaire de l'amplificateur, et un léger décalage de l'ordre de 4° sur la courbe de conversion AM/PM de l'amplificateur, cependant la forme des courbes AM/PM semble identique. Ces résultats valident le banc en mesure CW statique.

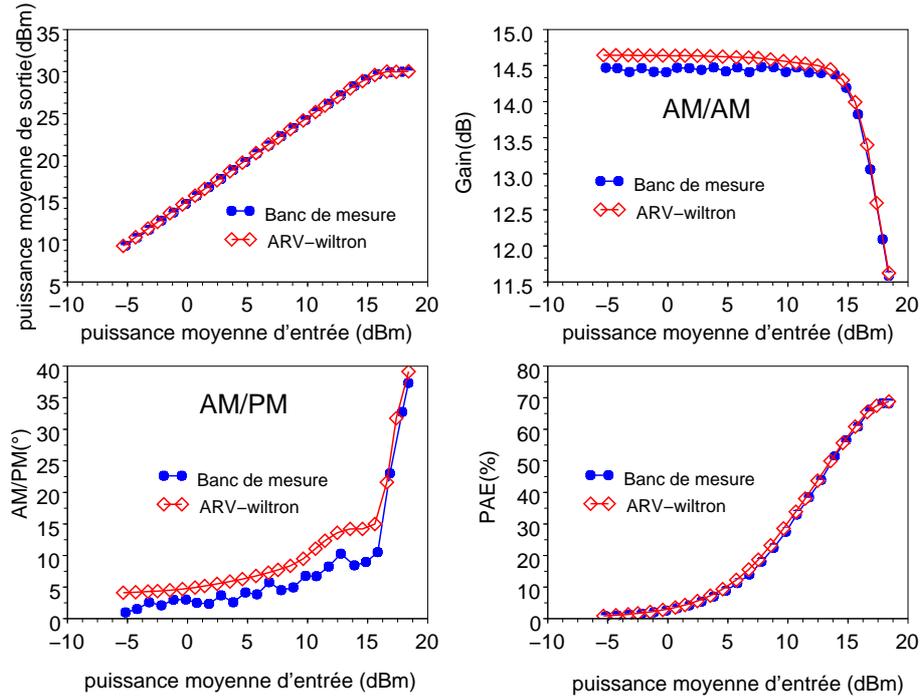


FIG. 3.17 – Mesure des caractéristiques statiques d'un amplificateur

3.5 Caractérisation de l'amplificateur utilisant les signaux modulés

Nous allons dans ce paragraphe observer le comportement de l'amplificateur utilisé précédemment lorsque celui-ci est excité par des signaux modulés. Nous utilisons dans ce cas un signal biporteuse et des modulations QAM16, QPSK et OFDM afin d'analyser les effets statistiques de ces signaux sur l'amplification. Cette caractérisation se fera en valeur de puissance moyenne et en valeur de puissance d'enveloppe instantanée.

3.5.1 Caractérisation en valeur moyenne

Les puissances des signaux ici sont déterminées en valeur moyenne et sont définies par l'équation (3.5)

$$P_{moy} = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{|\tilde{x}(t_i)|^2}{2R_0} \quad (3.5)$$

N désigne le nombre total de points temporels d'enveloppe pour lequel la puissance du signal est évaluée, $\tilde{x}_i(t)$ est l'enveloppe complexe du signal à l'instant t et R_0 l'impédance d'entrée et de charge de l'amplificateur de puissance qui vaut ici 50Ω . Les figures 3.18, 3.19, 3.20 et 3.21 présentent les résultats obtenus pour la caractérisation de l'amplificateur de puissance utilisant les signaux avec divers formats de modulation.

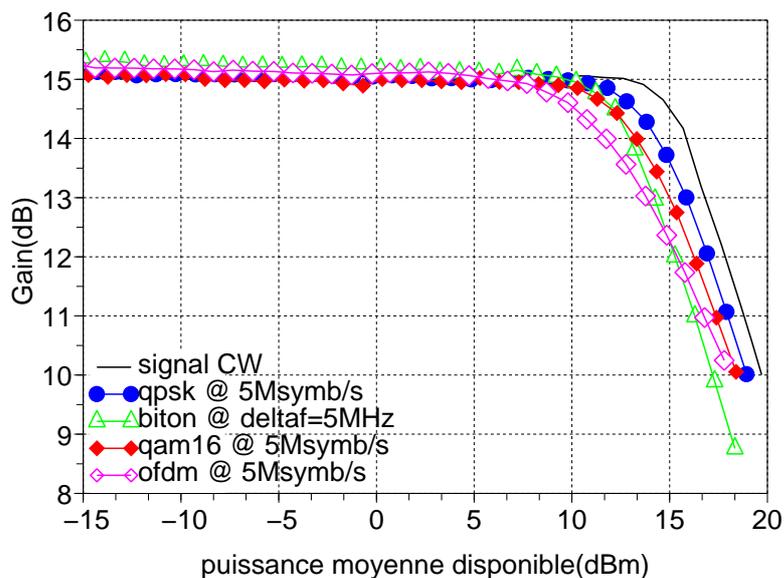


FIG. 3.18 – Courbes de gain de l'amplificateur pour différents signaux

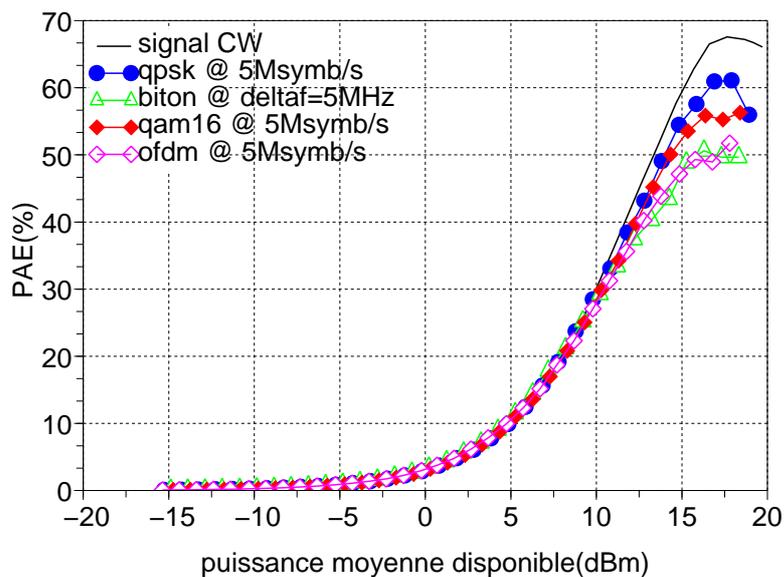


FIG. 3.19 – Courbes de rendement de l'amplificateur pour différents signaux

Les signaux ont tous la même bande de modulation. On observe une différence de comportement en terme de puissance en zone de compression de gain, de rendement moyen et d'ACPR qui est directement liée à la statistique des signaux dont leur PDF et CCDF comme montré et indiqué au chapitre I (Fig 1-28, 1-29). Dans la zone de compression importante, nous observons un changement de comportement en fonction du type de signal dû à l'étirement des fonctions de PDF et de CCDF vers les abscisses positives de

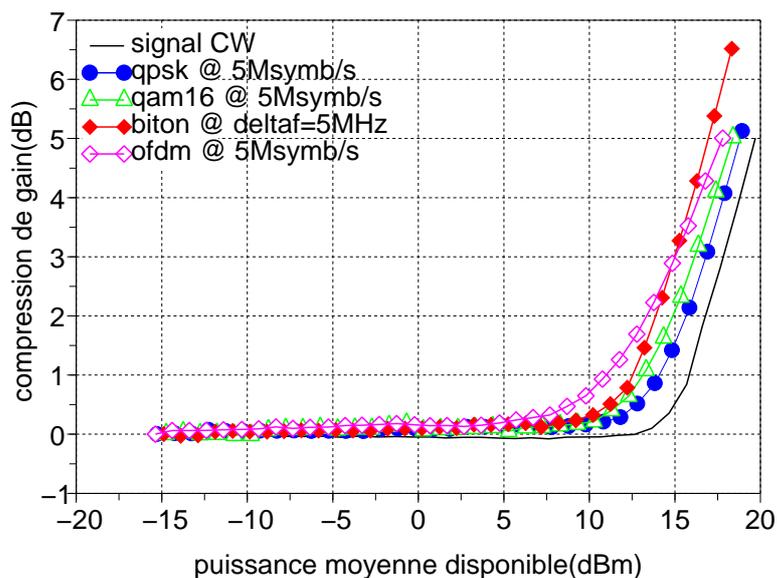


FIG. 3.20 – Courbes de compression de gain de l'amplificateur pour différents signaux

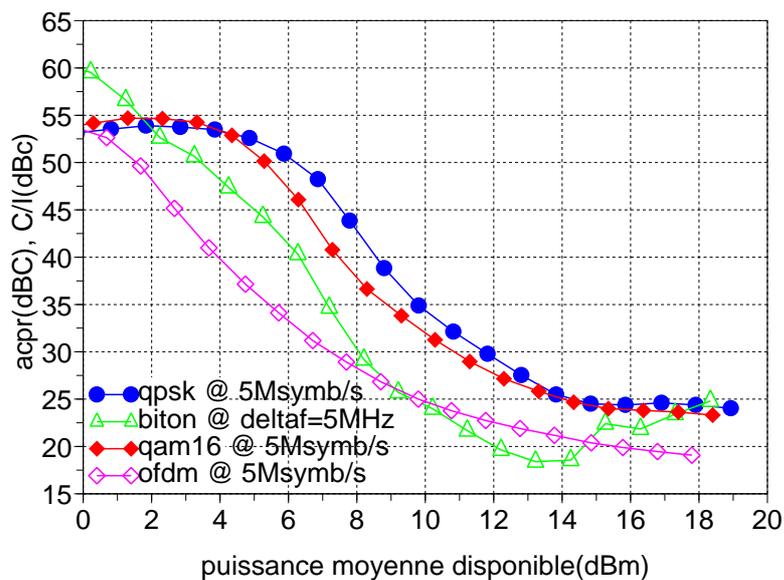


FIG. 3.21 – Courbes d'ACPR de l'amplificateur pour différents signaux

la puissance normalisée.

Nous observons à travers ces courbes la dégradation de la linéarité de l'amplificateur de puissance en fonction du type de signal d'excitation.

3.5.2 Caractérisation en valeur instantanée

Dans cette partie nous nous concentrons sur la caractérisation en terme d'enveloppe instantanée. Nous regardons ici le comportement de l'amplificateur lorsque celui ci est excité par des signaux modulés. La puissance dans cette partie sera définie par l'équation (3.6).

$$P_{inst}(t) = \frac{1}{2} \frac{|\tilde{x}(t)|^2}{R_0} \quad (3.6)$$

3.5.2.1 Présentation du problème de synchronisation d'enveloppes complexes

Les mesures pour caractériser un amplificateur de puissance en mode "statique" (CW) et en mode "puissance moyenne" (signaux modulés) sont effectués en un point de puissance moyenne et ne mettent pas en évidence l'interdépendance temporelle des échantillons à la sortie de l'amplificateur mesuré, c'est à dire les effets mémoire HF/BF de l'amplificateur. C'est pourquoi il apparaît nécessaire de mesurer simultanément les enveloppes complexes d'entrée $V_e(t)$ et de sortie $V_s(t)$ de l'amplificateur de puissance, afin de tracer les courbes de conversion dynamiques AM/AM (évolution de $|V_s(t)|$ en fonction de $|V_e(t)|$) et AM/PM (évolution du déphasage entre $V_s(t)$ et $V_e(t)$ en fonction de $|V_e(t)|$). Cependant notre récepteur ne possède qu'une entrée, les mesures simultanées de l'entrée et de la sortie sont donc impossibles; une procédure de synchronisation logicielle sera nécessaire. Dans une première approche, étudions les résultats de mesures séquentielles entrée/sortie.

Pour illustrer le problème, nous avons utilisé une modulation QAM16 filtrée en racine de cosinus surélevé avec un roll off de 0.35 et un débit symbole de 100Ksymb/s. La figure 3.22 montre les diagrammes vectoriels en entrée et sortie de l'amplificateur. On observe une rotation de φ_0 entre ces diagrammes vectoriels. Cette rotation de phase cumule le déphasage entre les OL d'émission et de réception internes aux appareils et l'AM/PM moyen de l'amplificateur de puissance.

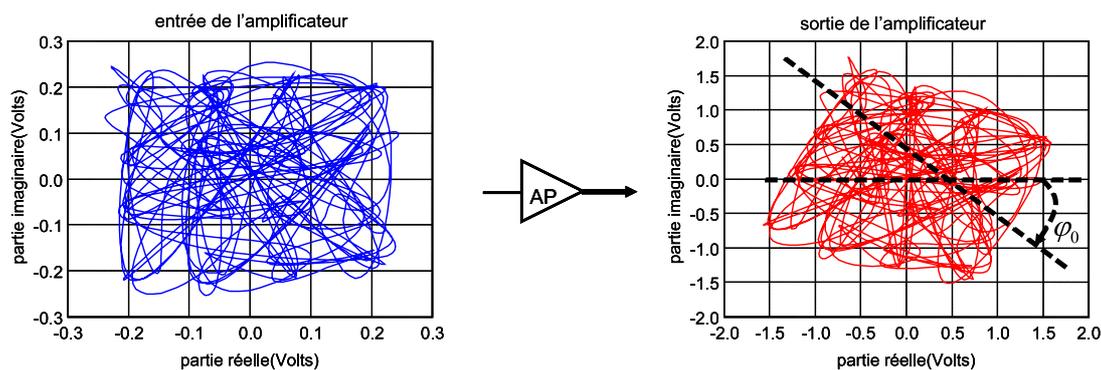


FIG. 3.22 – Diagramme vectoriel entrée et sortie de l'amplificateur avant synchronisation

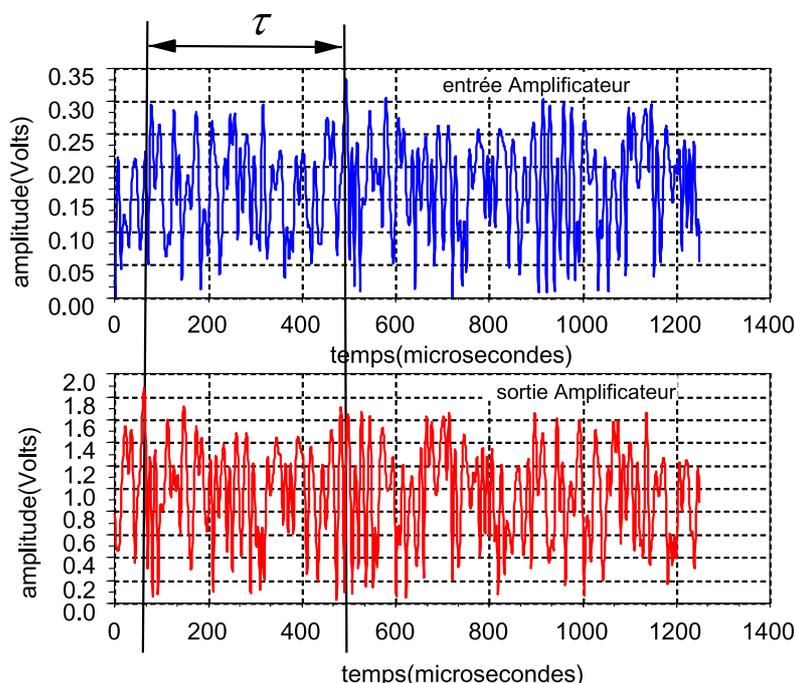


FIG. 3.23 – Module des enveloppes entrée et sortie de l'amplificateur avant synchronisation

Les modules des enveloppes complexes en entrée et en sortie de l'amplificateur sont présentés sur la figure 3.23 et illustrent la non synchronisation temporelle par un décalage temporel de τ entre ces enveloppes. Ce retard est dû à l'absence de synchronisation matérielle entre le générateur (SMU) et le récepteur(FSQ). L'utilisation d'un trigger matériel entre le SMU et le FSQ n'assure pas une synchronisation parfaite. Une méthode logicielle est préférable pour affiner la synchronisation.

En utilisant les enveloppes complexes Entrée/sortie brutes, nous avons tracé la caractéristique $|V_s(t)|$ en fonction de $|V_e(t)|$ sur la figure 3.24. On voit très bien qu'il est impossible d'en extraire une information particulière d'où la nécessité de faire une synchronisation logicielle de ces enveloppes complexes.

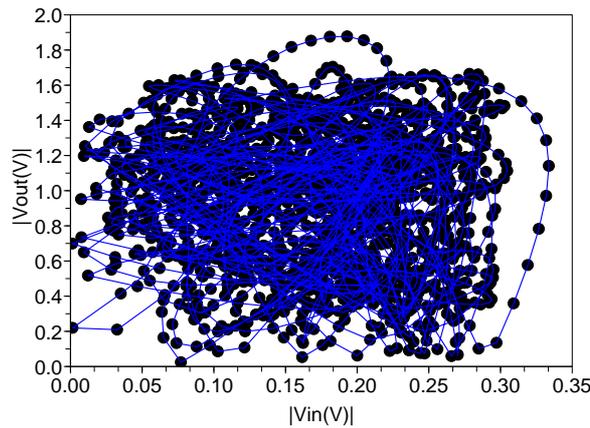


FIG. 3.24 – Représentation du module de l’enveloppe complexe de sortie de l’amplificateur en fonction du module de l’enveloppe complexe d’entrée sans la synchronisation d’enveloppe

3.5.2.2 Procédure de synchronisation utilisée

On trouve dans les publications [4] [5] plusieurs techniques de synchronisation des enveloppes complexes d’un signal dont l’acquisition est faite à deux instants différents. En général, ces méthodes utilisent l’inter-corrélation temporelle [6]. Les mesures étant discrétisées en temps, le retard ne peut être déterminé qu’avec la précision optimale T_e où T_e désigne la période d’échantillonnage.

Nous avons choisi de faire une estimation du retard dans le domaine fréquentiel où la discrétisation est faite en fréquence afin d’avoir une meilleure précision dans le domaine temporel [7]. Si $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ représentent respectivement l’enveloppe complexe du signal à

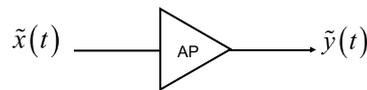


FIG. 3.25 – Procédure de synchronisation

l’entrée et à la sortie de l’amplificateur, la sortie de l’amplificateur peut être approximée au premier ordre en fonction de l’entrée dans sa zone linéaire par l’équation (3.7).

$$\tilde{y}(t) = G \cdot \tilde{x}(t - \tau) e^{j\varphi_0} \quad (3.7)$$

En désignant par $\tilde{X}(f)$ la transformée de Fourier de l’enveloppe complexe à l’entrée de l’amplificateur, la transformée de Fourier à la sortie est donnée par l’équation (3.8). "f" est la fréquence équivalente bande de base de l’enveloppe complexe.

$$\tilde{Y}(f) = G \cdot \tilde{X}(f) e^{j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \quad (3.8)$$

La transformée de Fourier de l'inter-corrélation entre les enveloppes complexes d'entrée et de sortie est le produit des transformées de Fourier conjuguées et est donnée par l'équation (3.9).

$$\begin{aligned}
 TF [corr(\tilde{x}(t), \tilde{y}(t))] &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{Y}(f)]^* \\
 &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{X}(f)]^* e^{-j(2\pi\tau t + \varphi_0)} \\
 &= G^2 |\tilde{X}(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Nous déterminons par cette méthode un retard moyen τ sur la bande de modulation et la rotation de phase φ_0 en calculant l'argument de cette inter corrélation fréquentielle qui n'est autre que le facteur de phase de l'inter corrélation fréquentielle donnée par l'équation (3.9). Sa représentation en fonction de la fréquence est donnée par la figure 3.26. Elle montre que cet argument est une fonction linéaire de la fréquence dans le domaine des fréquences correspondant à la bande du signal utilisé. La phase à l'origine des fréquences correspond à φ_0 et la pente de la droite est proportionnelle à τ .

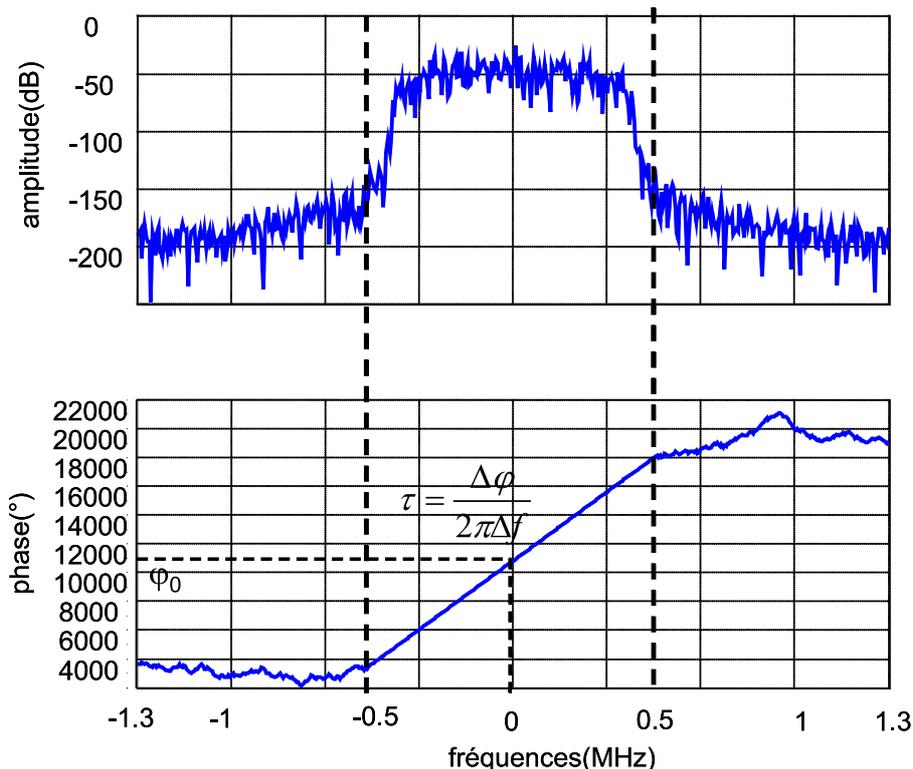


FIG. 3.26 – Argument de l'inter corrélation entrée et sortie de l'amplificateur

Après estimation de τ et de φ_0 , les enveloppes complexes entrée/sortie mesurées séquentiellement sont synchronisées de façon logicielle par l'algorithme défini par l'organigramme représenté par la figure 3.27

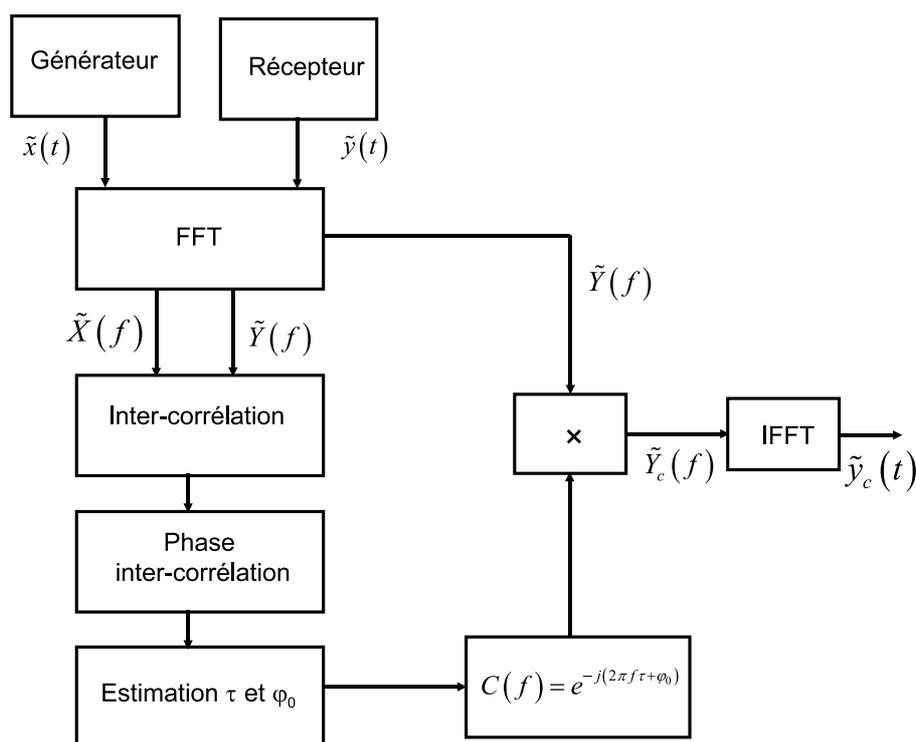


FIG. 3.27 – Organigramme de la procédure de synchronisation logicielle

Il est à noter que la synchronisation est réalisée dans le domaine fréquentiel. Les figures 3.28 et 3.29 montrent respectivement les modules des enveloppes complexes et les diagrammes vectoriels avec et sans synchronisation. Les enveloppes étant synchronisées

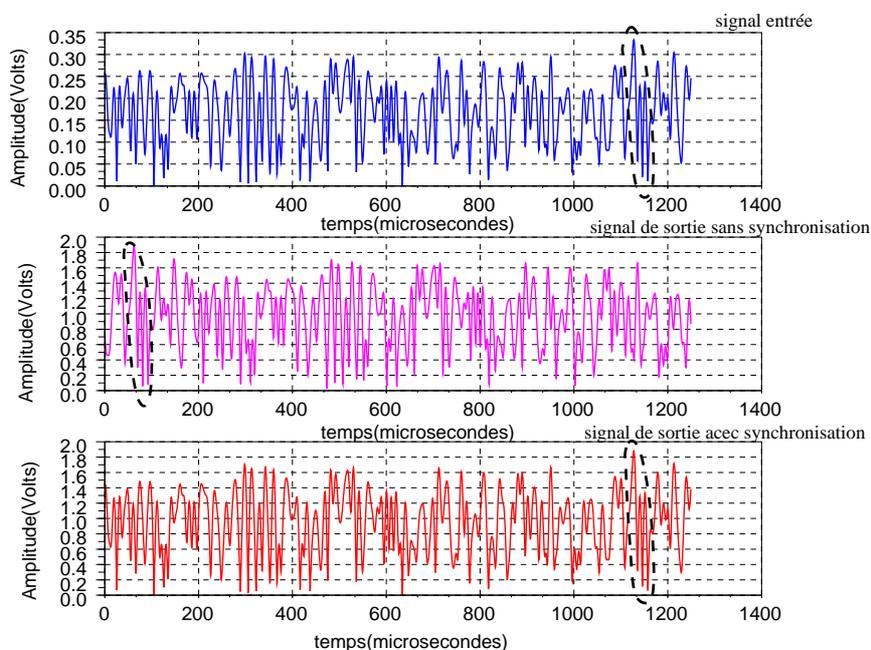


FIG. 3.28 – Enveloppes avant et après synchronisation

en phase et en temps les caractéristiques d'enveloppe dynamique peuvent ainsi être

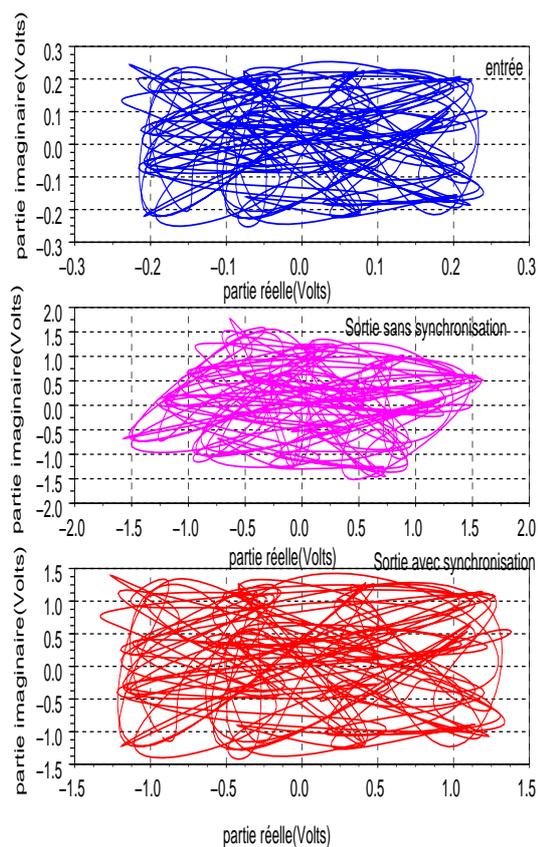


FIG. 3.29 – Diagramme vectoriel avant et après synchronisation

déterminées. A titre d'illustration, nous montrons sur les figures 3.30 et 3.31 les caractéristiques dynamiques pour des mesures faites sur un amplificateur utilisant un

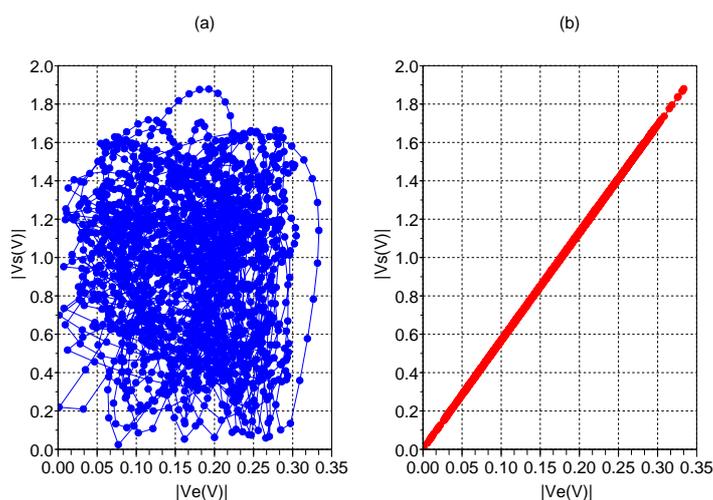


FIG. 3.30 – Module de l'enveloppe de sortie en fonction du module de l'enveloppe d'entrée avant (a) et après (b) synchronisation

signal en modulation QAM16 avec un débit de 100ksymb/s et une fréquence porteuse

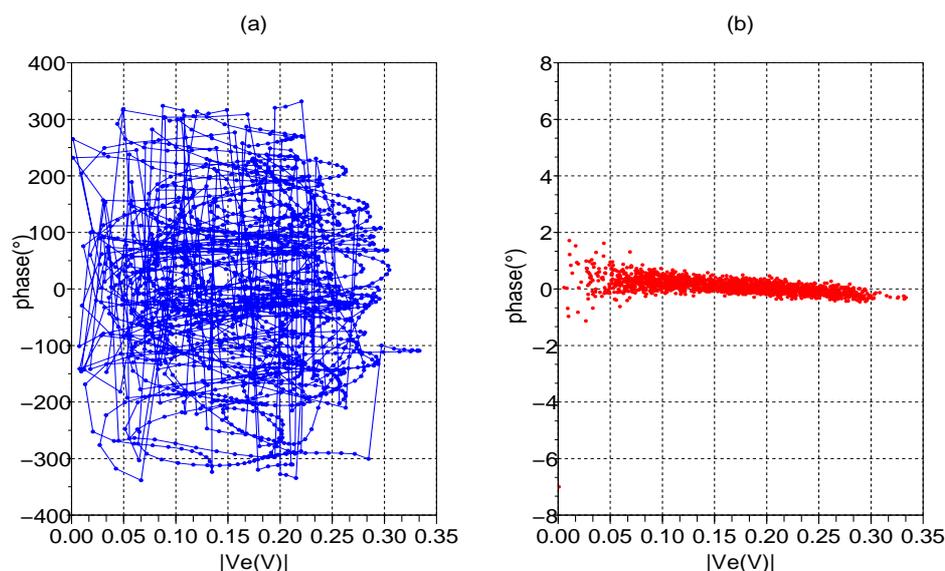


FIG. 3.31 – Déphasage en fonction du module de l'enveloppe d'entrée avant (a) et après (b) synchronisation

à $1,19\text{GHz}$. La puissance moyenne du signal à l'entrée de l'amplificateur est égale à 1 dBm et correspond à un fonctionnement linéaire de l'amplificateur de puissance. On peut observer les différences sur les formes de ces caractéristiques avant et après l'application de la procédure de synchronisation.

3.5.2.3 Démodulation des signaux QPSK et QAM16 pour le calcul de l'EVM

La figure 3.32 présente les différentes étapes de démodulation du signal. Les signaux I/Q issus du récepteur (FSQ8) sont d'abord synchronisés à l'aide de la méthode de synchronisation d'enveloppe complexe décrite précédemment qui permet ainsi de réaliser la synchronisation trame (localisation du début et de la fin de la séquence) et de corriger le décalage de phase induit par le canal de transmission.

La figure 3.33 montre le diagramme de l'oeil et le diagramme vectoriel d'un signal modulé en QPSK à un débit symbole de 100kSymb/s avant la procédure de synchronisation d'enveloppe complexe. On y observe la fermeture de l'oeil dû non seulement à l'effet du filtrage en RRC mais aussi à la non synchronisation temporelle des signaux.

La figure 3.34 présente le diagramme de l'oeil et le diagramme de constellation après la synchronisation d'enveloppe complexe sur le plan 2 de la figure 3.32. On observe l'ouverture partielle du diagramme de l'oeil dû à la correction du retard et la rotation du diagramme de constellation.

Une opération de filtrage de réception est ensuite réalisée sur les signaux I et Q .

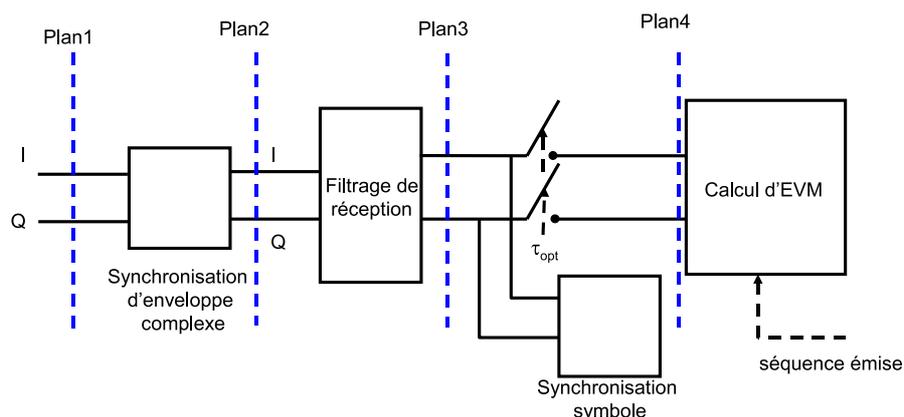


FIG. 3.32 – *Synoptique des différentes étapes de démodulation*

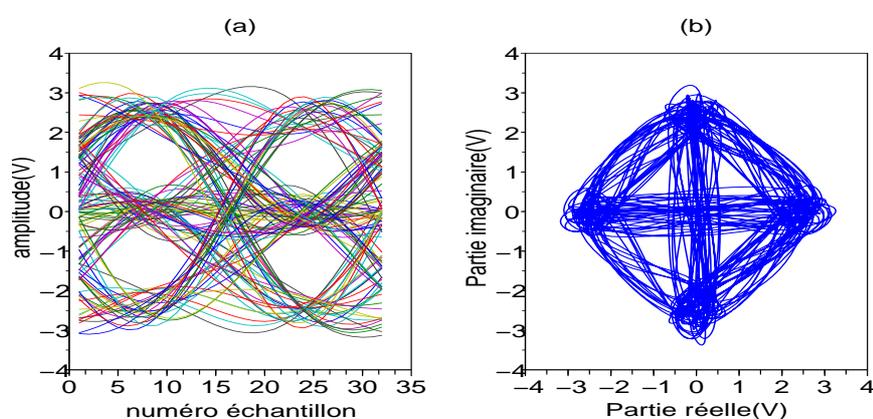


FIG. 3.33 – *Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) avant la synchronisation d'enveloppe*

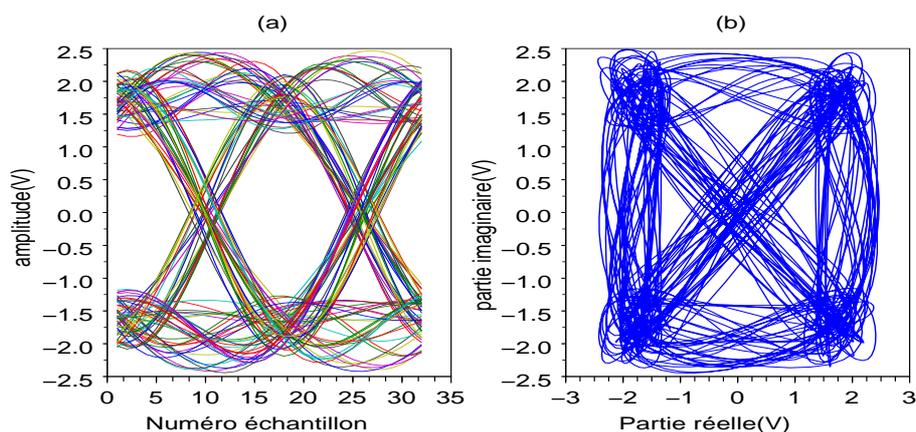


FIG. 3.34 – *Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) après la synchronisation d'enveloppe*

La réponse impulsionnelle en racine de cosinus surélevé est identique à celle présente à l'émission. Ce filtrage a pour but d'annuler les interférences entre symboles inhérentes au filtre d'émission. Le diagramme de l'oeil au plan 3 de la figure 3.32 est représenté sur la

figure 3.35 et montre l'ouverture totale de l'oeil.

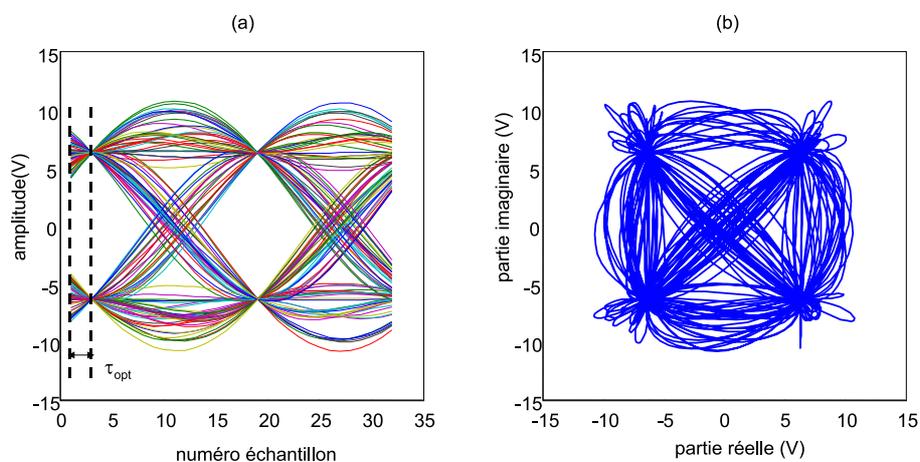


FIG. 3.35 – Diagramme de l'oeil (a) et diagramme vectoriel (b) après filtrage en RRC

Nous disposons de 16 échantillons par symbole. La procédure de synchronisation symbole [8] consiste à déterminer l'échantillon optimal parmi les 16 échantillons correspondant à l'ouverture maximale du diagramme de l'oeil. La récupération des symboles consiste à réaliser un sous échantillonnage en prenant un échantillon par symbole avec le retard τ_{opt} . Nous obtenons par la suite sur le plan 4 de la figure 3.32 le diagramme de constellation du signal démodulé représenté par la figure 3.36.

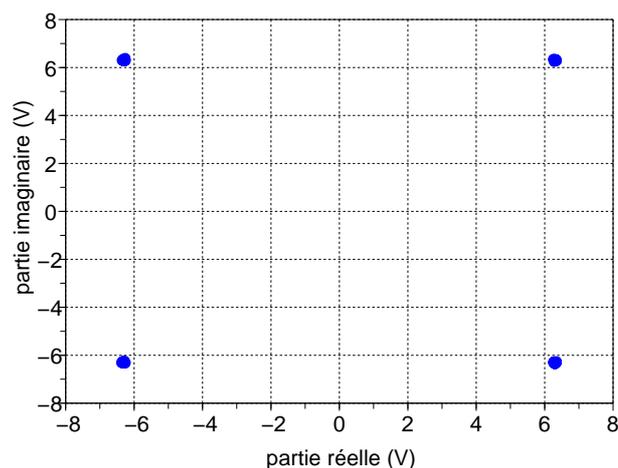


FIG. 3.36 – Diagramme vectoriel après la décision

Pour le calcul de l'EVM, une normalisation en amplitude [9] est effectuée afin de mesurer l'erreur vectorielle entre les symboles émis et les symboles démodulés.

3.6 Comparaison entre résultats de mesures et de simulation sur un amplificateur de puissance

Dans cette partie, nous présentons quelques comparaisons entre les résultats de mesure et les simulations en terme d'EVM, d'ACPR et de C/I_3 pour un amplificateur de puissance dont les simulations a été présentées au chapitre I.

Dans cette comparaison, le signal de test est une modulation QAM16 filtrée en racine de cosinus surélevé. Le test porte sur deux débits symboles différents : 100Ksymb/s et 1Msymb/s. La caractérisation en C/I_3 est faite avec un écart entre les raies de 100KHz et de 1MHz.

Les courbes ci-dessous montrent les comparaisons obtenues entre les résultats de mesure et de simulation pour les variations d'ACPR, d'EVM et de C/I_3 en fonction de la puissance disponible et de la compression de gain en signal modulé.

Nous observons la même tendance dans l'évolution mais on note une différence significative entre les résultats de mesure et les résultats de simulation.

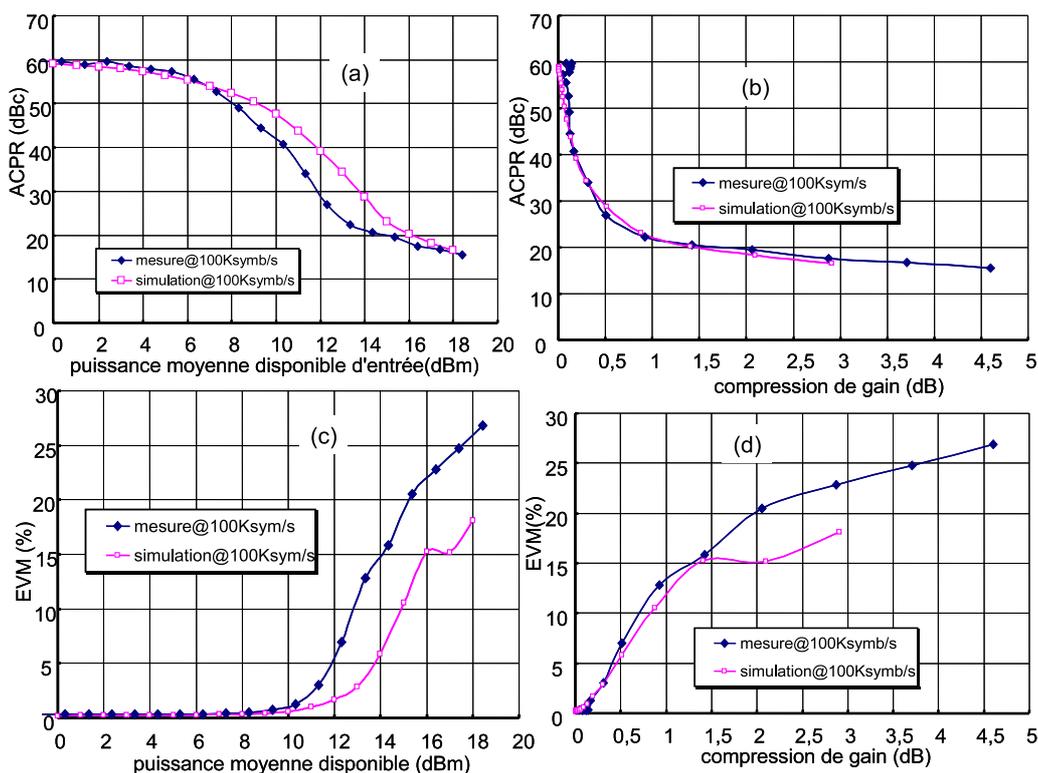


FIG. 3.37 – ACPR et EVM(c) en fonction de la puissance disponible (a) et (c); ACPR et EVM en fonction de la compression de gain (b) et (d)

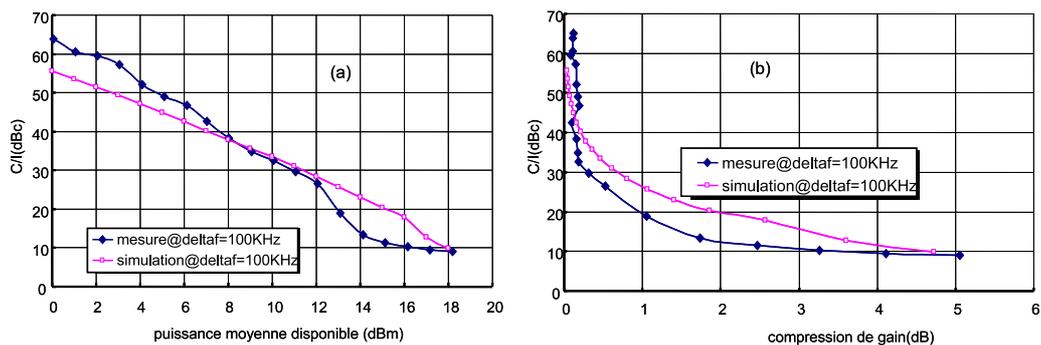


FIG. 3.38 – C/I en fonction de la puissance disponible (a); C/I en fonction de la compression de gain (b)

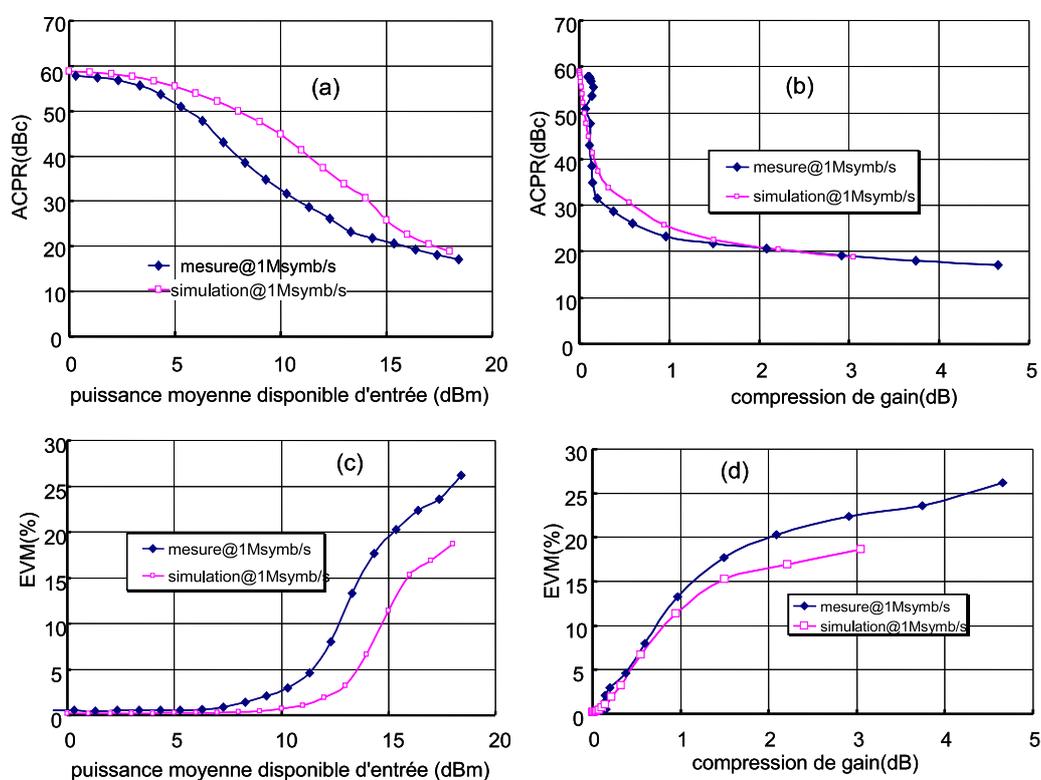


FIG. 3.39 – ACPR et EVM(c) en fonction de la puissance disponible (a) et (c); ACPR et EVM en fonction de la compression de gain (b) et (d)

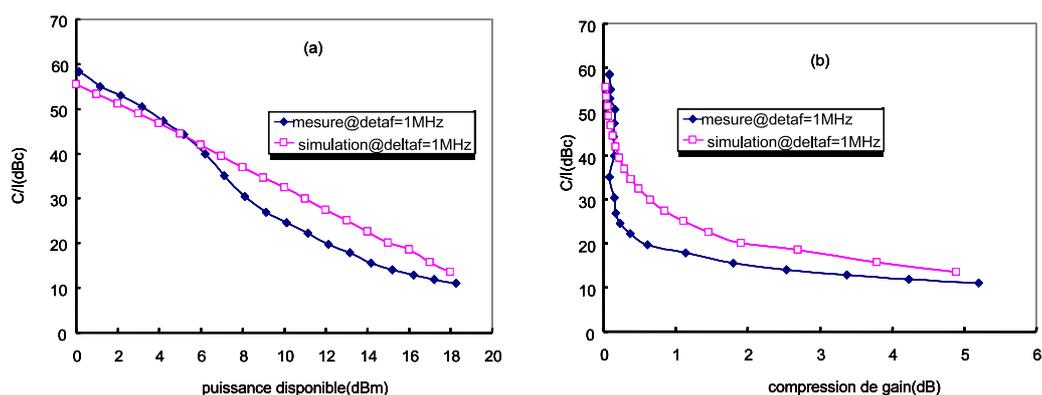


FIG. 3.40 – C/I en fonction de la puissance disponible (a); C/I en fonction de la compression de gain (b)

3.7 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a présenté un banc de mesure temporelle des enveloppes des signaux modulés et sa mise en place en faisant ressortir les aspects de traitement du signal qui lui sont associés aussi bien en génération qu'en réception. Quelques exemples de mesures en signal CW et en signal modulé ont été faites pour sa validation.

Ce banc de mesure va être exploité pour étudier deux aspects qui seront décrits dans le chapitre IV :

- La caractérisation des pertes de corrélation d'un signal de radionavigation au passage dans un amplificateur non linéaire.
- La mise en oeuvre d'une solution de prédistorsion numérique pour la linéarisation d'amplificateur de puissance.

3.8 Bibliographie

- [1] S. Rohde, *Vector Signal Generator*, 2005.
- [2] R. . SCHWARZ, *Operating Manual R&S FSQ8*, Test and Measurement Division, December 2005.
- [3] T. Reveyrand, T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, and J.-M. Nébus, “A smart load-pull method to safely reach optimal matching impedances of power transistors,” in *IEEE MTT-S Digest*, Honolulu, Hawaii, June 2007, pp. 1489–1492.
- [4] E. COTTAIS, “Linéarisation d’amplificateurs de puissance large bande par prédistorsion adaptative en bande de base,” Ph.D. dissertation, Université de Nante, Décembre 2005.
- [5] S. Boumaiza, M. Helaoui, O. Hammi, T. Liu, and F. M. Ghannouchi, “Systematic and adaptive characterization approach for behavior modeling and correction of dynamic nonlinear transmitters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 56, no. 6, pp. 2203–2211, December 2007.
- [6] J. Max and J. LACOUME, *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques*, MASSON, Ed., 1996, vol. Tome 1.
- [7] M. Weiß, “Measuring the dynamic characteristic of high-frequency amplifiers with real signals.” Munich : EU. Microwave week, 2003.
- [8] Sampei and Seiichi, *Applications of digital wireless technologies to global wireless communications*, ser. digital and wireless communications, . F. H. d. Upper Saddle River, NJ : Prentice Hall PTR and wireless communications series), Eds., 1997.
- [9] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Myslinski, J. Stevenson Kenney, D. Schreurs, and B. Nauwelaers, “Evm calculation for broadband modulated signals.” Orlando,FL : 64th ARFTG conf. Dig., Dec. 2004, pp. 45–52.

Chapitre 4 :

Applications du banc de mesures

4.1 Introduction

Le chapitre III nous a présenté un banc de mesures d'enveloppes complexes des signaux modulés microondes.

Nous allons dans ce chapitre présenter quelques applications du banc. Tout d'abord, nous présenterons le test de robustesse d'un signal de radionavigation par satellite (Galileo) lors de son amplification en régime non linéaire. Nous parlerons ensuite de l'extraction de caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques d'un amplificateur de puissance excité par des signaux modulés. Un aspect de modélisation comportementale de l'amplificateur de puissance sera pris en compte et appliqué à la linéarisation des amplificateurs de puissance microonde par prédistorsion numérique en bande de base du signal.

4.2 Test de robustesse d'un signal de radionavigation par satellite transmis par un amplificateur de puissance

Les systèmes de navigation par satellite furent déployés au cours des années 1980 par les États Unis et l'URSS et baptisés respectivement GPS(Global Positioning System) et GLONASS(Global Navigation System Satellite). Ces systèmes étaient destinés aux applications militaires de guidage de missile et d'assistance à la navigation mais connaissent aujourd'hui un grand succès dans le domaine civil.

Malgré son succès dans le domaine des applications civiles, le GPS connaît cependant quelques défauts qui sont :

- une précision faible (environ 20 mètres) et surtout variable en fonction du lieu et de l'heure.
- une fiabilité parfois défaillante.
- une couverture aléatoire des régions situées à des latitudes élevées et des milieux urbains denses.
- enfin le risque principal et récurrent d'inaccessibilité aux données en cas de crise.

Face à ces inconvénients, la CE (Communauté Européenne) en collaboration avec l'ASE (l'Agence Spaciale Européenne) ont décidé de mettre en place un projet de construction d'un système de navigation par satellite "GALILEO" entièrement indépendant et placé sous contrôle civil avec un fonctionnement garanti en permanence.

La qualité des signaux transmis est déterminante pour la précision des positions que fourniront les récepteurs des utilisateurs au sol. C'est pourquoi il est impératif d'effectuer une vérification poussée des signaux. La qualité du signal peut être affectée par l'environnement orbital du satellite, l'amplificateur de puissance dans le transmetteur du satellite, sa propagation entre l'espace et le sol qui souffrira des effets de la troposphère, de l'ionosphère et des trajets multiples, les effets de brouillage non intentionnels causés par des systèmes de télécommunications dont les fréquences sont voisines. Pour vaincre ces contraintes, le signal choisi pour "Galileo" doit donc être robuste.

4.2.1 Définition du critère de mérite du test de robustesse.

Dans cette partie, nous allons étudier l'effet des non-linéarités de l'amplificateur de puissance (émetteur du satellite) sur un signal de type "Galileo" en terme de pertes de corrélation. Nous rappelons que les caractéristiques du signal "Galileo" ont été détaillées au paragraphe (1.6.2.2).

Pour le test de robustesse du signal de radionavigation "Galileo", le critère de mérite analysé ici concerne les *Pertes de Corrélations* qui sont basées sur l'utilisation du coefficient de corrélation normé qui permet de quantifier le degré de ressemblance entre les signaux $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$, respectivement entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur de puissance. Ceci est illustré par la figure 4.1.

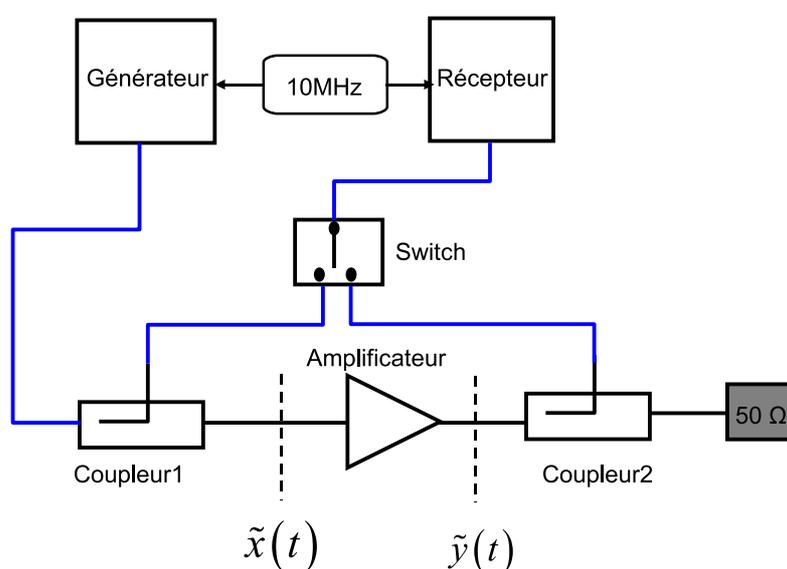


FIG. 4.1 – Banc de mesure et pertes de corrélation

Il s'agit ici de trouver un coefficient α tel que à un instant donné, $\tilde{x}(t)$ se superpose au mieux à $\tilde{y}(t)$. Ceci est réalisé lorsque l'énergie de la différence :

$$\tilde{x}(t_k) - \alpha \tilde{y}(t_k) \quad (4.1)$$

est minimale. La détermination de α est faite à partir de la minimisation de la fonction :

$$z(\alpha, t_k) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k) - \alpha \tilde{y}(t_k)|^2 \quad (4.2)$$

ou encore :

$$z(\alpha, t_k) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k)|^2 + \frac{1}{N} \alpha^2 \sum_{k=1}^N |\tilde{y}(t_k)|^2 - \frac{2\alpha}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \tilde{y}(t_k) \quad (4.3)$$

chercher la valeur de α revient donc à résoudre l'équation :

$$\frac{\partial z(\alpha, t_k)}{\partial \alpha} = 0, \quad (4.4)$$

c'est-à-dire

$$\frac{2\alpha}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{y}(t_k)|^2 - \frac{2}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \cdot \tilde{y}(t_k) = 0 \quad (4.5)$$

d'où

$$\alpha = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \tilde{y}(t_k)}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{y}(t_k)|^2} \quad (4.6)$$

On a alors dans ce cas

$$z_{\min} = \frac{1}{N} \left[\sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k)|^2 \right] \left[1 - \frac{\left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \tilde{y}(t_k) \right\}^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k)|^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{y}(t_k)|^2} \right] \quad (4.7)$$

Si on pose

$$\Gamma = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \tilde{y}(t_k)}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k)|^2 \cdot \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{y}(t_k)|^2}} \quad (4.8)$$

On a alors

$$z_{\min} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\tilde{x}(t_k)|^2 (1 - \Gamma^2) \quad (4.9)$$

L'erreur z sera nulle si $\Gamma = 1$. Dans ce cas, les deux processus dont $\tilde{x}(t_k)$ et $\tilde{y}(t_k)$ sont les réalisations, sont totalement *corrélés*. Par définition, la grandeur

$$\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \tilde{x}(t_k) \tilde{y}(t_k) \quad (4.10)$$

est le coefficient de corrélation et Γ le coefficient de corrélation normé.

Γ est ainsi le critère de mérite utilisé pour le test de robustesse des signaux "Galileo" vis-à-vis des non linéarités et des effets mémoires des amplificateurs de puissance. Il a été évalué à la fois sur la composante I et la composante Q de l'enveloppe complexe.

4.2.2 Résultats du test de robustesse

Les travaux de test ont été effectués sur trois maquettes d'amplificateurs différents. Nous présentons ici les résultats obtenus sur un seul amplificateur car les conclusions sont identiques pour les autres. Il est à noter que le calcul de pertes de corrélations n'a un sens que si la procédure de synchronisation présentée au chapitre III est réalisée.

Afin de mettre en évidence les effets mémoires HF présents dans l'amplificateur de puissance présenté au paragraphe (3.4), les mesures ont été faites pour différentes bandes de modulation du signal. La fréquence porteuse est de $1.19GHz$ et les paramètres de polarisation sont : $VDS_0 = 7V$, $IDS_0 = 155mA$ et $VGS_0 = -1,7V$. La figure 4.2 montre la compression de gain de l'amplificateur de puissance en fonction de la puissance moyenne disponible d'entrée pour différentes bandes de modulations du signal Galileo (On fait varier la bande de modulation en générant chaque échantillon temporel à une cadence variable). Elle montre bien que cette compression de gain varie en fonction de la bande de modulation montrant ainsi les effets mémoires que présente l'amplificateur de puissance. La figure 4.3 montre l'évolution des pertes de corrélation en fonction de la puissance disponible d'entrée. A titre indicatif, nous rappelons ici que les pertes de corrélation sont exprimées en "dB". On note les faibles valeurs des pertes de corrélation en zone linéaire de l'amplificateur de puissance. Elles augmentent dès le début de la compression mais restent faibles.

On peut mentionner que les pertes de corrélation augmentent avec la bande de modulation du signal, traduisant ainsi la présence des effets mémoires dans l'amplificateur de puissance. Sur la figure 4.4, les pertes de corrélation sont représentées en fonction de la compression de gain en signal modulé. Ces courbes semblent indiquer, dans une première

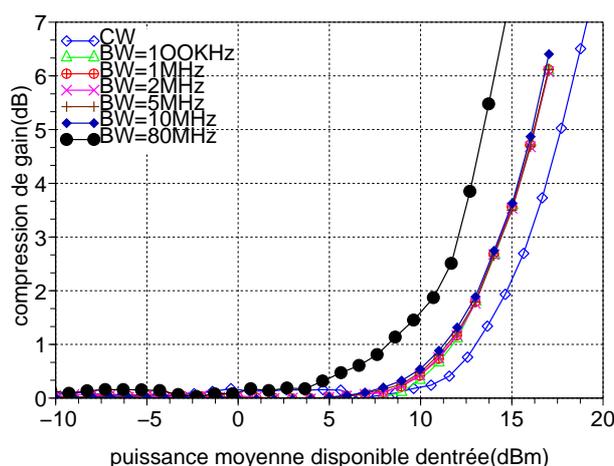


FIG. 4.2 – Compression de gain en fonction de la puissance disponible

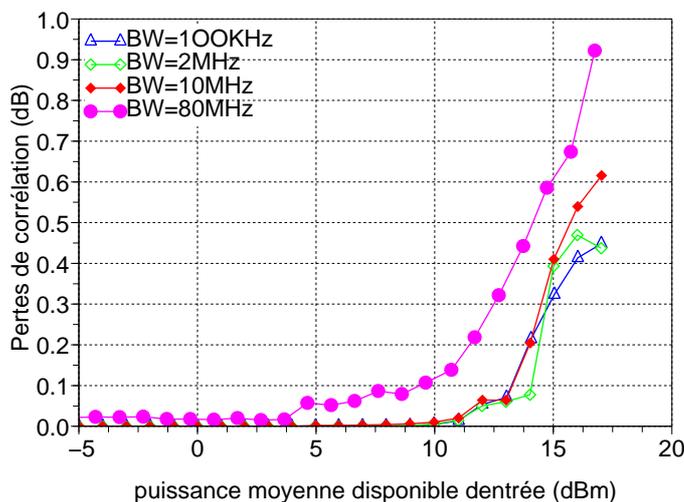


FIG. 4.3 – Pertes de corrélation en fonction de la puissance disponible

approximation, que les pertes de corrélation dépendent en principe de la compression de gain en signal modulé. Les pertes de corrélation augmentent relativement de 0.1dB par dB de compression de gain.

Nous constatons donc finalement à travers ces courbes qu'on atteint une dégradation maximale de corrélation de 0,6dB pour une compression de gain de 8dB pour un signal dont la bande de modulation atteint 80MHz. Nous pouvons donc en déduire que le signal de radionavigation "Galileo" est robuste aux non linéarités et aux effets mémoires des amplificateurs de puissance.

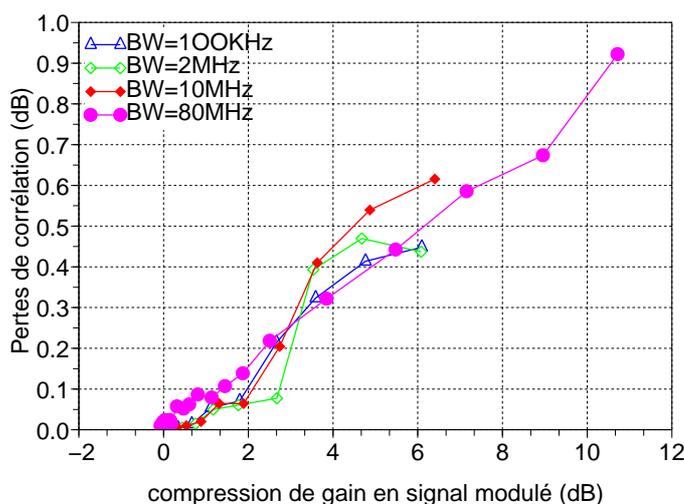


FIG. 4.4 – Pertes de corrélation en fonction de la compression de gain en signal modulé

4.3 Proposition de modélisation comportementale d'un amplificateur de puissance excité par des signaux modulés

La conception d'un système de communication suit une démarche hiérarchique (composants-circuits-systèmes) qui nécessite l'utilisation d'un large panel d'outils de simulation. Cependant, malgré le grand nombre d'outils d'investigations performants disponibles sur le marché, pour étudier le comportement d'équipements non linéaires, il n'en reste pas moins que la précision des simulations dépend de celle des modèles mathématiques utilisés.

Plusieurs travaux de recherches ont jusqu'ici été menés dans le cadre de la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance microonde. On peut citer par exemple les séries de Volterra [1] [2] [3],[4] ou encore l'utilisation des réseaux de neurones, avec un intérêt particulier pour les réseaux d'ondelettes entraînés par l'algorithme BFGS.

Des travaux ont également été menés dans [5], [6] dans le but d'extraire un modèle de l'amplificateur de puissance lorsque celui ci est excité par des signaux modulés. Ces modèles ont l'avantage de prendre en compte les effets de la variation de la bande de modulation et donc des effets mémoires. Ils prennent également en compte le comportement de l'amplificateur de puissance dans son environnement réel de fonctionnement.

La figure 4.5 montre l'exemple d'un signal de communication $x(t)$ issu d'un modulateur I/Q et injecté à l'entrée d'un amplificateur de gain complexe \tilde{G} .

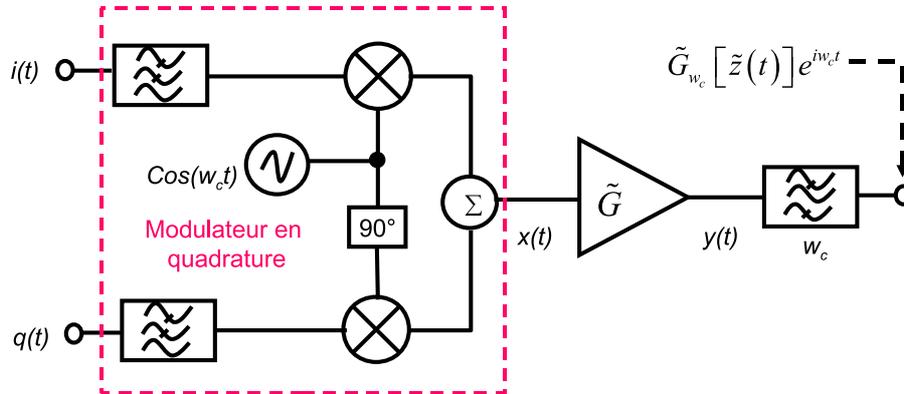


FIG. 4.5 – Synoptique d'un modulateur IQ suivi d'un dispositif non linéaire

En considérant la représentation complexe d'un signal modulé en amplitude et phase, avec une porteuse f_c , le signal $x(t)$ se met sous la forme :

$$\begin{aligned} x(t) &= A(t) \cos[w_c t + \theta(t)] \\ &= \frac{1}{2} \tilde{z}(t) e^{jw_c t} + \frac{1}{2} \tilde{z}^*(t) e^{-jw_c t} \end{aligned} \quad (4.11)$$

où

$$\tilde{z}(t) = i(t) + jq(t),$$

$$A(t) = \sqrt{i^2(t) + q^2(t)},$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left(\frac{q(t)}{i(t)} \right),$$

$\tilde{z}(t)$ est l'enveloppe complexe [7] [8], $i(t)$ la composante en phase et $q(t)$ la composante en quadrature en bande de base. De manière classique, la modélisation quasi statique des caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM instantanées se fait en utilisant les séries de puissances complexes exprimées par l'équation :

$$\begin{aligned} y(t) &= \tilde{G}(x(t)) = \tilde{a}_1 x(t) + \tilde{a}_3 x^3(t) + \tilde{a}_5 x^5(t) + \dots + \tilde{a}_N x^N(t) \\ &= \sum_{n=0}^{(N-1)/2} \tilde{a}_{2n+1} x^{2n+1}(t) \end{aligned} \quad (4.12)$$

L'utilisation des coefficients complexes donne un degré de liberté nécessaire pour extraire à la fois l'AM/AM et l'AM/PM [9]. Cependant nous proposons ici une approche originale de modélisation prenant en compte la bande de modulation du signal et donc les effets mémoires en valeur moyenne en utilisant des techniques de lissage. Cette méthode détermine les caractéristiques AM/AM et AM/PM dites "équivalent quasi-statique" de l'amplificateur de puissance à partir de mesures des caractéristiques AM/AM et AM/PM

dynamiques lorsqu'il est excité par des signaux modulés. Nous proposons deux étapes :

1. Extraction de l'AM/AM à partir d'une modélisation polynomiale de la caractéristique dynamique AM/AM en utilisant la méthode des moindres carrés.
2. Extraction de l'AM/PM à partir du lissage de la caractéristique dynamique AM/PM en utilisant la méthode de Savitzky-Golay.

4.3.1 Détermination de l'AM/AM

L'extraction de l'AM/AM utilise la caractéristique dynamique AM/AM (représentation de $|\tilde{y}(t)|$ en fonction de $|\tilde{x}(t)|$) représentée généralement par un nuage de points plus ou moins ouvert suivant les effets mémoires et la méthode des moindres carrés, afin de déterminer un polynôme à coefficients réels et monômes impairs passant au mieux au milieu de ce nuage de points. Ce polynôme est défini par l'équation (4.13) où $x(t) = |\tilde{x}(t)|$ et $y(t) = |\tilde{y}(t)|$.

$$\begin{aligned} y(t) = G(x(t)) &= a_1x(t) + a_3x^3(t) + a_5x^5(t) + \dots + a_Nx^N(t) \\ &= \sum_{n=0}^{(N-1)/2} a_{2n+1}x^{2n+1}(t) \end{aligned} \quad (4.13)$$

La détermination des coefficients a_i est basée sur la minimisation de la quantité $\Pi = \sum_{i=1}^N [(y_i - G(x_i))]^2$ définissant l'erreur quadratique moyenne. Les (x_i, y_i) représentent l'ensemble des points issus de la mesure. Cette hypothèse de minimisation conduit à l'équation (4.14)

$$\sum_{i=1}^N [(y_i - (a_1x_i + a_3x_i^3 + a_5x_i^5 + a_7x_i^7 + \dots + a_mx_i^m))]^2 = \min \quad (4.14)$$

Par un simple calcul de dérivée partielle de l'équation (4.14) membre à membre nous obtenons l'équation (4.15)

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N y_i x_i \\ \sum_{i=1}^n y_i x_i^3 \\ \sum_{i=1}^n y_i x_i^5 \\ \sum_{i=1}^n y_i x_i^7 \\ \dots \\ \sum_{i=1}^n y_i x_i^m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N x_i^2 & \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \dots & \sum_{i=1}^N x_i^{m+1} \\ \sum_{i=1}^N x_i^4 & \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \dots & \sum_{i=1}^N x_i^{m+3} \\ \sum_{i=1}^N x_i^6 & \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \dots & \sum_{i=1}^N x_i^{m+5} \\ \sum_{i=1}^N x_i^8 & \sum_{i=1}^N x_i^{10} & \sum_{i=1}^N x_i^{12} & \sum_{i=1}^N x_i^{14} & \dots & \sum_{i=1}^N x_i^{m+7} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sum_{i=1}^N x_i^{m+1} & \sum_{i=1}^N x_i^{m+3} & \sum_{i=1}^N x_i^{m+5} & \sum_{i=1}^N x_i^{m+7} & \dots & \sum_{i=1}^N x_i^{2m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \\ a_5 \\ a_7 \\ \dots \\ a_m \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

Cette équation peut se mettre sous la forme

$$[A] = [B] \cdot [a_m] \quad (4.16)$$

ou encore

$$[B]^T \cdot [A] = [B]^T \cdot [B] \cdot [a_m] \quad (4.17)$$

Les coefficients du polynôme sont alors déterminés par l'équation

$$[a_m] = ([B]^T \cdot [B])^{-1} \cdot [B]^T \cdot [A] \quad (4.18)$$

Il est important de rappeler ici que cette procédure est faite pour un niveau de puissance moyenne donné à l'entrée de l'amplificateur de puissance. La figure 4.6 montre

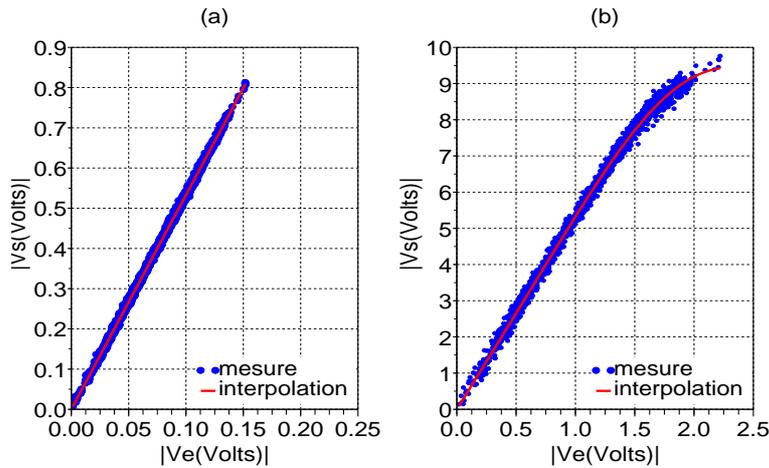


FIG. 4.6 – Représentation de l'AM/AM dynamique en zone linéaire (a) et en zone de compression (b)

le résultat obtenu pour deux niveaux de puissance moyenne différents correspondant respectivement au fonctionnement de l'amplificateur en zone linéaire(a) et en zone de compression(b). Le signal de test choisi ici est un signal de modulation QAM16 avec un débit symbole de 5Mbauds. L'amplificateur testé est le même que celui utilisé pour les tests vis-à-vis du signal Galileo.

Une telle représentation ne peut être possible qu'après avoir réalisé la procédure de synchronisation d'enveloppe complexe des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur de puissance.

La figure 4.7 montre une comparaison entre la caractéristique statique AM/AM extraite de manière conventionnelle en "CW" et celle obtenue par interpolation à l'aide des moindres carrés sur une mesure de la caractéristique dynamique d'un amplificateur de puissance excité par un signal modulé.

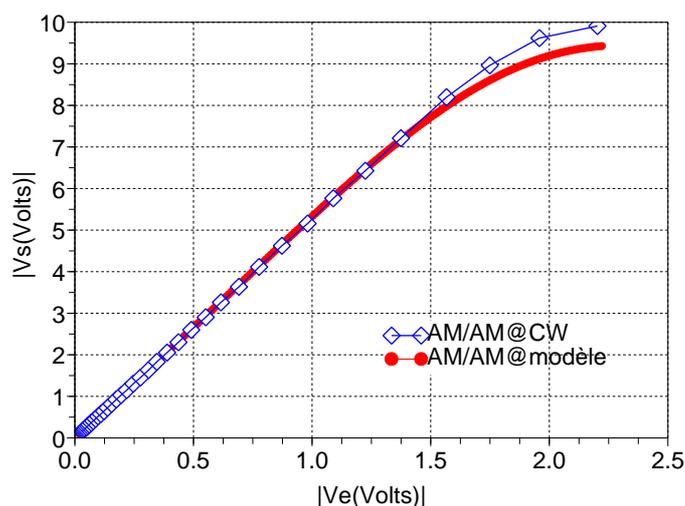
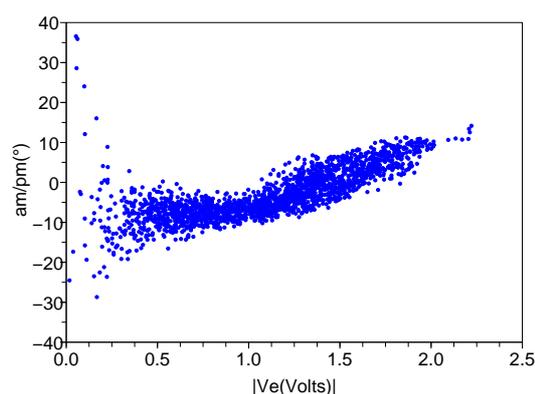


FIG. 4.7 – Comparaison AM/AM modèle et CW

Les deux caractéristiques sont identiques dans le cas présent lorsque les variations d'amplitude passent par la zone linéaire. La procédure de synchronisation logicielle fait une correction automatique du TPG bas niveau supposé approximé quasi constant de l'amplificateur sur la bande du signal de test. En revanche, on observe un comportement différent dans la zone de compression de l'amplificateur mettant en évidence l'importance des effets mémoires en zone de compression.

4.3.2 Détermination de l'AM/PM

La figure 4.8 montre l'AM/PM dynamique de l'amplificateur de puissance déterminée pour un niveau de puissance moyenne donné du signal. La dispersion plus importante des


 FIG. 4.8 – *AM/PM dynamique de l'amplificateur*

points pour des abscisses voisines de 0 ne traduit pas un effet mémoire mais une limite de la précision de la mesure de la phase d'un signal d'amplitude quasi nulle. La question que l'on se pose ici est de savoir comment trouver une méthode permettant d'extraire de ce nuage de points la meilleure représentation possible de l'AM/PM dite équivalent quasi-statique de l'amplificateur de puissance.

Des travaux ont été menés faisant intervenir des techniques de lissage telle que la moyenne mobile ou la moyenne mobile exponentielle [10]. Cependant, ces techniques souffrent d'un problème de transitoire de début et de fin car elles ne fournissent pas de valeurs aux extrémités, et du problème des extremums relatifs. Il en découle un lissage approximatif.

La méthode de lissage que nous avons adoptée est celle utilisant le filtre de Savitzky-Golay [11] développé et utilisé pour la première fois en 1964 par Abraham Savitzky et Marcel J.E. Golay. L'avantage de cette méthode est de préserver les maxima et les minima relatifs. Basée sur une méthode de régression polynomiale de degré m sur une distribution d'environ $m + 1$ points, régulièrement espacés, elle utilise une fenêtre glissante de largeur W_k centrée sur k comme le montre la figure 4.9 pour déterminer la valeur lissée pour chaque point.

La fenêtre W_k est constituée de $N = l + r + 1$ points dont l'ensemble des indices est $\{k - l, \dots, k, \dots, k + r\}$. Si on pose $k = 0$, pour tous les $i \in \{-l, \dots, 0, \dots, r\}$, on détermine un polynôme $g(i)$ approximant au mieux le nuage des N points centrés sur $k = 0$ tels que :

$$f(i) = g(i) = a_0 + a_1i + a_2i^2 + a_3i^3 + \dots + a_mi^m \quad (4.19)$$

Où $f(i)$ désigne un point d'indice i de la fenêtre W_k . Résoudre l'équation (4.19) revient à

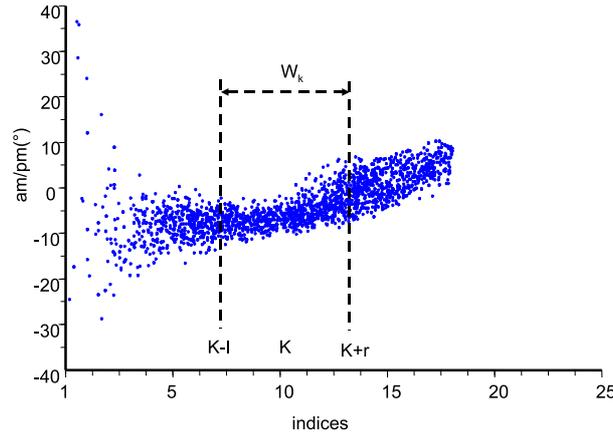


FIG. 4.9 – Lissage par fenêtre glissante

résoudre le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} 1 & -l & (-l)^2 & (-l)^3 & \dots & (-l)^m \\ 1 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & r & r^2 & r^3 & \dots & r^m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f(-l) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ f(r) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

équation pouvant se mettre sous la forme :

$$[B] \cdot [A] = [f] \quad (4.21)$$

On obtient un système surdimensionné car $N > (m + 1)$. La détermination de la matrice des coefficients $[A]$ fait intervenir les moindres carrés et conduit à l'équation ci-dessous :

$$[A] = \left([B]^T \cdot [B] \right)^{-1} \cdot [B]^T \cdot [f] \quad (4.22)$$

D'après l'équation (4.19) la valeur du point moyenné au centre de la fenêtre est égal au coefficient a_0 . On détermine ainsi le lissage des données en déplaçant la fenêtre sur l'ensemble des points.

La figure 4.10 montre le résultat de ce type de lissage obtenu pour deux niveaux différents de puissance moyenne d'entrée de l'amplificateur. On observe bien que le résultat que donne ce type de lissage dépend du niveau de puissance moyenne d'entrée de l'amplificateur de puissance, comme il a été mentionné pour l'AM/AM. La figure 4.11 compare l'AM/PM statique à l'AM/PM équivalent quasi-statique obtenu par cette méthode de lissage. Une nette différence est observée. Ces deux techniques permettent

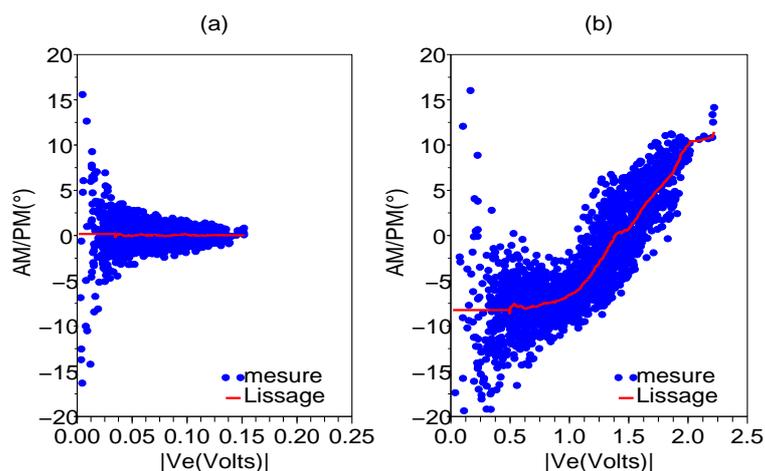


FIG. 4.10 – Représentation de l'AM/PM dynamique en zone linéaire (a) et en zone de compression (b)

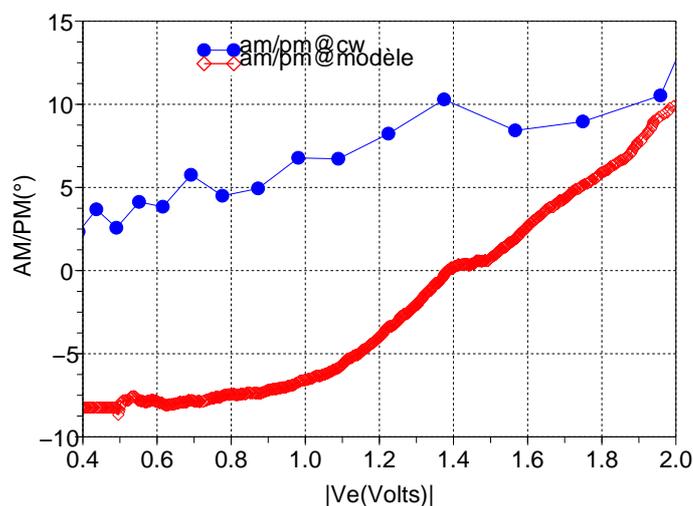


FIG. 4.11 – Comparaison AM/PM CW et modèle

d'extraire un modèle comportemental équivalent quasi-statique en environnement réel, c'est à dire en présence des signaux modulés. Il est à noter que cette modélisation suppose que l'amplificateur est adapté en entrée et en sortie.

4.3.3 Application du modèle à la détermination de l'EVM

Les caractéristiques "équivalent quasi-statique" ainsi extraites peuvent servir à modéliser un amplificateur de puissance et prévoir son comportement par simulation lorsqu'il fonctionnera dans un environnement utilisant les signaux modulés. La topologie du modèle est présentée sur la figure 4.12. Pour chaque niveau de puissance moyenne, un modèle est extrait. Il est composé de deux tables indexées par le module de $V_e(t)$, le

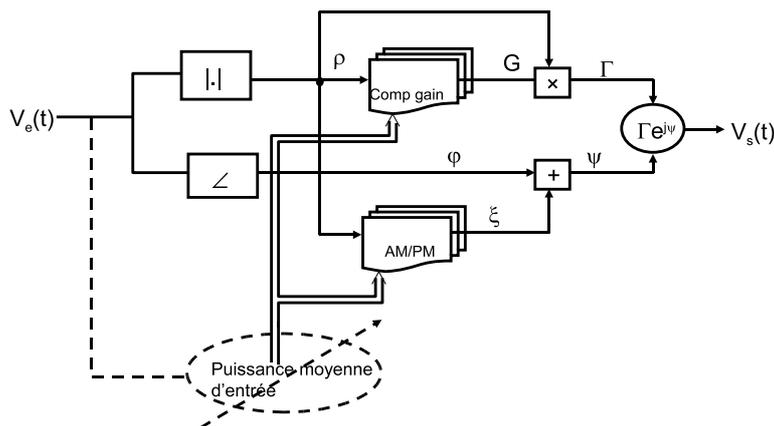


FIG. 4.12 – Topologie du modèle

gain (AM/AM) et la phase (AM/PM), qui sont ensuite appliqués à l’enveloppe complexe d’entrée. Le niveau de puissance d’entrée est déterminé afin de choisir le bon couple de table indexée. Ce modèle est implémenté dans l’environnement Ptolémy de ADS comme le montre la figure 4.13 où le modèle circuit de l’amplificateur est remplacé par une boîte

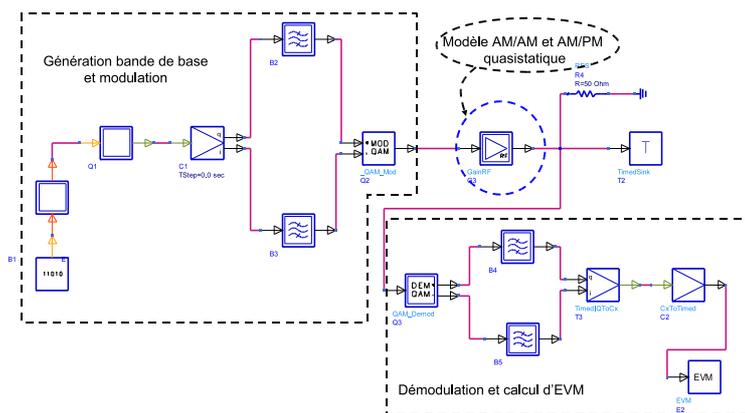


FIG. 4.13 – Schéma de simulation du modèle quasistatique

”Gain RF” comportant les paramètres du modèle décrit précédemment. Le critère de performance EVM est ainsi déterminé par une simulation. Les figures 4.14 et 4.15

représentent respectivement les résultats de l’EVM obtenu en mesure et en simulation utilisant l’amplificateur Galileo à la fréquence centrale de 1,19GHz et son modèle comportemental et ceci pour différentes bandes de modulation d’un signal QAM16 filtré. Nous pouvons voir que les résultats concordent pour le faible débit (100ksymb/s) et diffèrent légèrement pour le fort débit 2Msymb/s. Ceci peut s’expliquer par le fait que le modèle proposé moyenne la dispersion des courbes AM/AM et AM/PM dynamiques obtenu en présence d’effet mémoire.

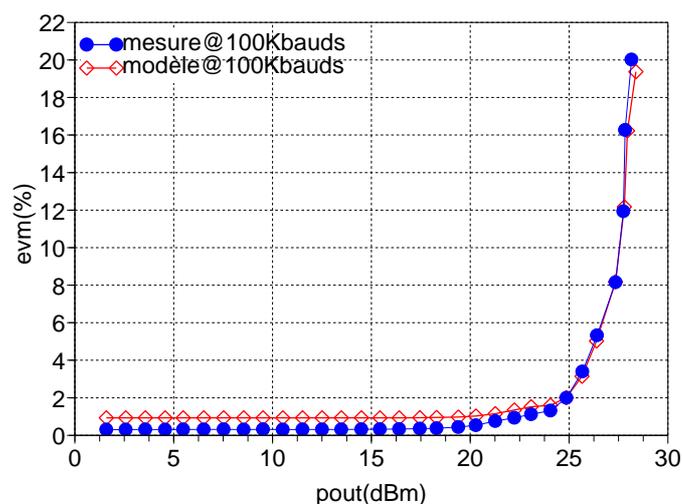


FIG. 4.14 – Comparaison EVM simulé et mesuré à 100Kbauds

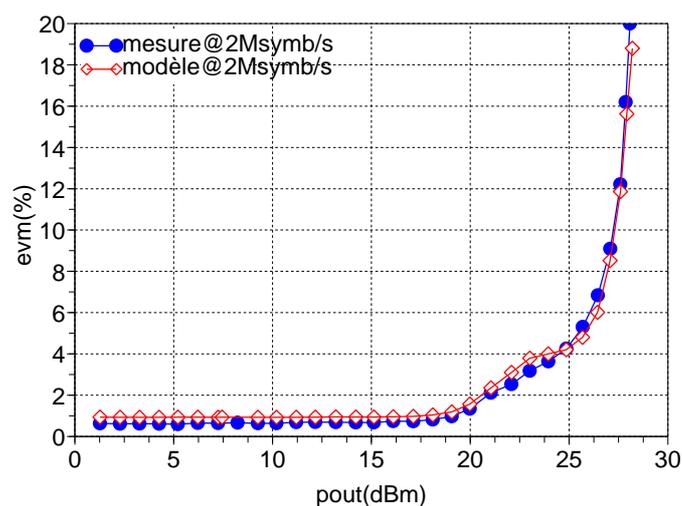


FIG. 4.15 – Comparaison EVM simulé et mesuré à 2Mbauds

4.4 Application à la linéarisation par pré-distorsion numérique bande de base

L'amplificateur de puissance est un composant indispensable d'une chaîne de communication et est par nature non linéaire. Ces non linéarités génèrent des remontées spectrales conduisant ainsi aux interférences avec des canaux adjacents.

Pour réduire ces non linéarités, l'amplificateur peut fonctionner avec un recul de puissance de manière à opérer dans sa zone de fonctionnement linéaire. Cependant, avec des nouveaux formats de modulation tels que le WCDMA et l'OFDM qui ont un PAPR

très élevé engendrant ainsi de fortes variations d’enveloppes du signal, l’amplificateur doit être utilisé avec un très fort recul de puissance par rapport à sa puissance de saturation. Par conséquent, on assiste à une perte drastique du rendement pouvant descendre jusqu’à 10% [12]. Pour améliorer ce rendement sans compromettre la linéarité de l’amplificateur de puissance, les techniques de linéarisation sont alors essentielles.

Parmi ces techniques, les méthodes de linéarisation d’amplificateurs par prédistorsion numérique en bande de base sont largement utilisées dans la littérature et ont donné lieu ces dernières années à un grand nombre de publications[13], [14], [15], [16]. Quelle que soit la méthode utilisée, le principe reste le même et consiste à pré-compenser le signal à transmettre avant son passage à travers l’amplificateur de puissance (comme le montre la figure 4.16) de telle façon que la combinaison du prédistordeur et de l’amplificateur devienne un dispositif linéaire vis à vis de l’enveloppe contenant l’information à transmettre. Avec la prédistorsion, l’amplificateur de puissance peut alors être utilisé dans sa zone de saturation en maintenant à la fois une bonne linéarité et un bon rendement. Typiquement, si l’amplificateur de puissance est modélisé par une série polynomiale à

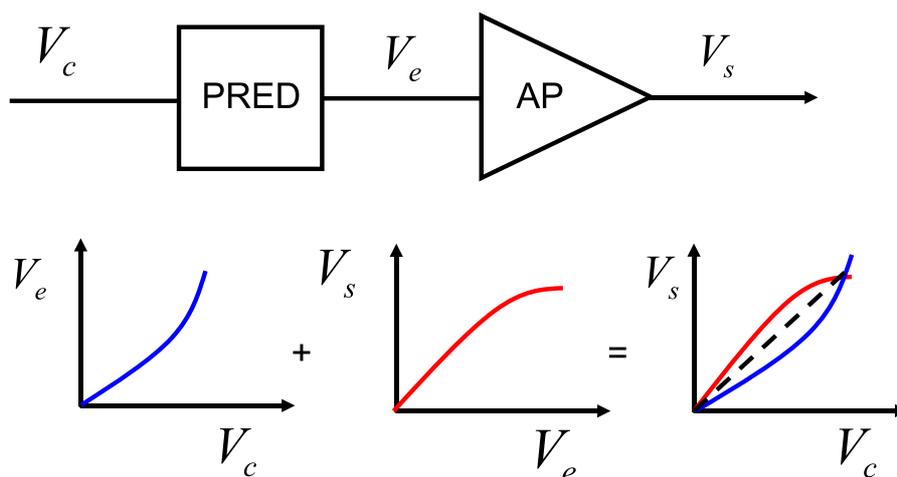


FIG. 4.16 – Principe de prédistorsion

monôme impair, le linéariseur peut également être modélisé par une série polynomiale à monôme impair. Soit V_c le signal en entrée du linéariseur, V_e le signal à sa sortie et V_s le signal en sortie de l’amplificateur de puissance, nous avons les relations suivantes :

$$V_e = b_1V_c + b_3V_c^3 + b_5V_c^5 \tag{4.23}$$

où les coefficients b_i définissent le polynôme du prédistordeur. Nous avons alors :

$$\begin{aligned}
 V_s &= a_1 V_e + a_3 V_e^3 + a_5 V_e^5 \\
 &= a_1 (b_1 V_c + b_3 V_c^3 + b_5 V_c^5) \\
 &\quad + a_3 (b_1 V_c + b_3 V_c^3 + b_5 V_c^5)^3 \\
 &\quad + a_5 (b_1 V_c + b_3 V_c^3 + b_5 V_c^5)^5
 \end{aligned} \tag{4.24}$$

où les coefficients a_i définissent le polynôme de l'amplificateur. L'objectif ici est d'obtenir une fonction linéaire idéale de l'ensemble (linéariseur et amplificateur de puissance). Seul le coefficient représentant la fonction linéaire doit donc être présent dans la fonction de transfert soit :

$$V_s = a_1 V_e \tag{4.25}$$

En identifiant les équations (4.24) et (4.25) on est amené à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases}
 a_1 b_1 = a_1 \\
 a_1 b_3 + a_3 b_1^3 = 0 \\
 a_1 b_5 + 3a_3 b_1^2 b_3 + a_5 b_1^5 = 0 \\
 3a_3 b_1 (b_1 b_5 + b_3^2) + 5a_5 b_1^4 b_3 = 0
 \end{cases} \tag{4.26}$$

Les coefficients du linéariseur sont alors donnés par :

$$\begin{cases}
 b_1 = 1 \\
 b_3 = \frac{-a_3}{a_1^3} \\
 b_5 = \frac{3a_3^2 - a_1 a_5}{a_1^5}
 \end{cases} \tag{4.27}$$

La fonction de transfert du linéariseur s'écrit alors théoriquement :

$$V_e = V_c - \left[\frac{a_3}{a_1} \right] V_c^3 + \left[\frac{3a_3^2 - a_1 a_5}{a_1^2} \right] V_c^5 \dots \tag{4.28}$$

l'équation (4.28) donne théoriquement la fonction de transfert du linéariseur idéal que l'on pourrait mettre en place.

Le tout premier linéariseur par prédistorsion numérique en bande de base sans prise en compte de l'effet mémoire fut proposé par Nagata [17]. Dans cette structure, étant donnée une enveloppe complexe d'entrée $\tilde{x}(t)$, le prédistordeur génère un signal de correction complexe $\Delta[\tilde{x}(t)]$ à partir d'une table de correspondance à deux dimensions indexée par les parties réelles et imaginaires de $\tilde{x}(t)$. Le signal prédistordeur est donné par :

$$\tilde{z}(t) = \tilde{x}(t) + \Delta[\tilde{x}(t)] \tag{4.29}$$

L'inconvénient de cette approche est la taille énorme de la table de correspondance puisqu'elle doit être à deux dimensions et prendre en compte un grand nombre de données. En considérant le fait que les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur dépendent uniquement de l'amplitude d'entrée, la table de correspondance à deux dimensions peut être remplacée par deux tables à une dimension. Indexée par l'amplitude du signal d'entrée $r_x(t)$, la table à une dimension spécifie l'amplitude de sortie équivalente, $A[r_x(t)]$, et la phase $\phi_A[r_x(t)]$. Ainsi la sortie du prédistordeur est donnée par :

$$z(t) = A[r_x(t)] e^{j\{\phi_x(t) + \phi_A[r_x(t)]\}} \quad (4.30)$$

où $\phi_x(t)$ représente la phase du signal d'entrée $\tilde{x}(t)$. Ce genre de prédistordeur proposé par Faulkner *et al.* [18] est communément appelé prédistordeur à structure polaire. La méthode que nous allons proposer dans les paragraphes suivants est basée sur ce principe.

4.4.1 Différentes étapes de la méthode de linéarisation proposée

4.4.1.1 Identification du modèle équivalent quasistatique de l'amplificateur de puissance

L'amplificateur de test utilisé ici est un Modèle AFD1-010020-25P-MP de la société MITEQ. Ses caractéristiques sont présentées dans le tableau 4.1. Le signal de test utilisé est un signal modulé de type QAM16.

Frequency minimum	1 GHz
Frequency Max	2 GHz
Gain minimum	14 dB
Gain Flatness	1 (dB+/-)
Output P1dB	25 dBm
Valim	15 V
Ialim	250 mA
Impedance	50 Ohms

TAB. 4.1 – Caractéristiques de l'amplificateur

Afin de prendre en compte les défauts de la chaîne d'émission, défauts liées par exemple au modulateur I/Q ou à un pré-amplificateur nécessaire selon le besoin, l'identification du modèle à inverser n'est pas liée uniquement à l'amplificateur mais à toute la chaîne d'émission comme le montre la figure 4.17. Le modèle est extrait entre le plan de génération bande de base et le plan de mesure corrigé en sortie de l'amplificateur sous test.

L'identification est faite ici à un point de puissance moyenne donné, réglé au générateur. Une mesure en ce point de puissance est réalisée en sortie de l'amplificateur. Le signal mesuré constitué de N échantillons est synchronisé au signal numérique bande

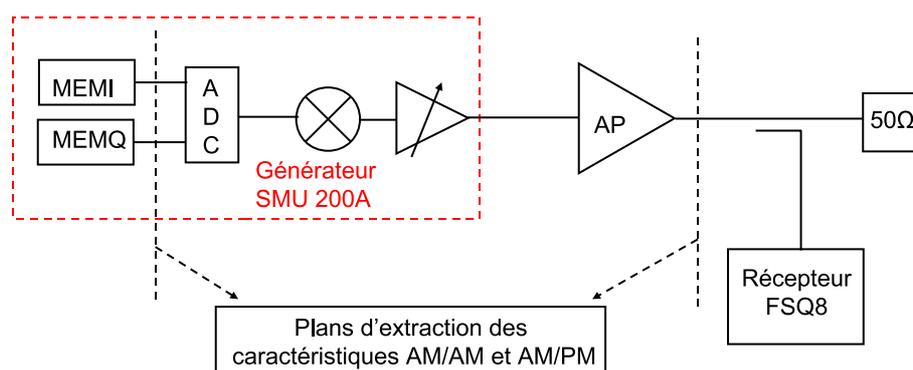


FIG. 4.17 – Plans d'extraction des caractéristiques AM/AM et AM/PM

de base à l'aide de la procédure de synchronisation d'enveloppes complexes présentée au chapitre 3. Le modèle équivalent quasi-statique AM/AM de l'amplificateur de puissance est extrait à l'aide de la méthode utilisant les moindres carrés présentée au chapitre III. La figure 4.18 montre un exemple d'extraction sur l'amplificateur de test. La caractéristique équivalent quasi-statique AM/AM est représentée en trait plein.

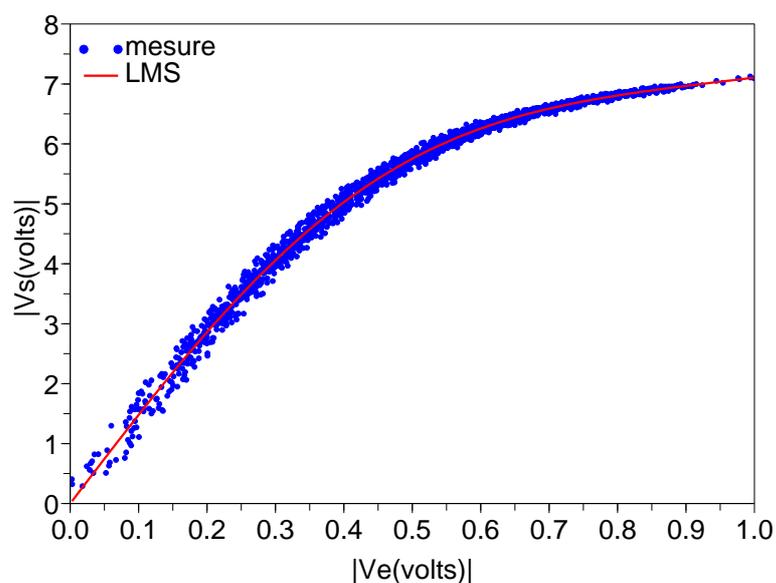


FIG. 4.18 – Exemple d'extraction de la caractéristique AM/AM

L'extraction du modèle AM/PM de la chaîne d'émission est aussi réalisée à l'aide de la méthode utilisant le filtre de S-GOLAY présentée au paragraphe précédent portant sur la modélisation comportementale. Un exemple d'extraction sur l'amplificateur de test est représenté sur la figure 4.19.

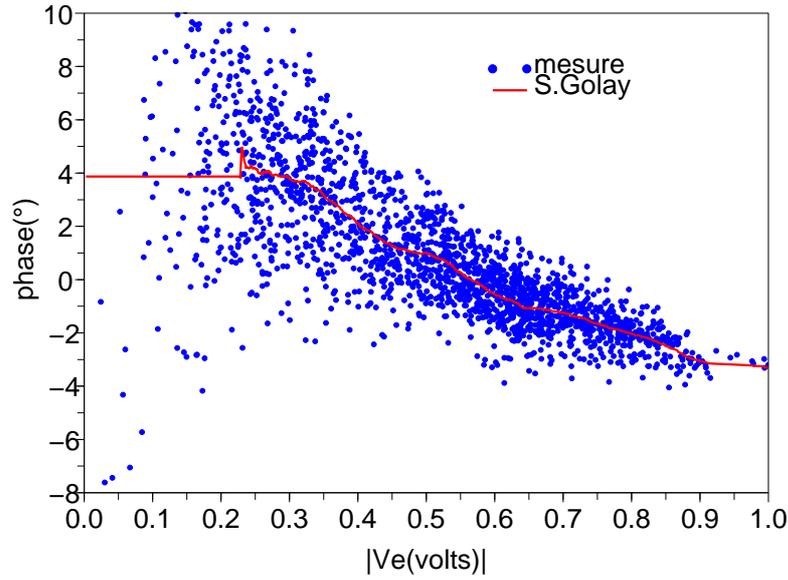


FIG. 4.19 – Exemple d'extraction de la caractéristique AM/PM

4.4.1.2 Inversion du modèle

La recherche du polynôme inverse devant servir à la pré-compensation des signaux est basée sur le principe illustré par la figure 4.20 où V_e représente le signal à l'entrée du linéariseur représenté par sa fonction de transfert F_{pred} . La relation liant V_e et V_s est

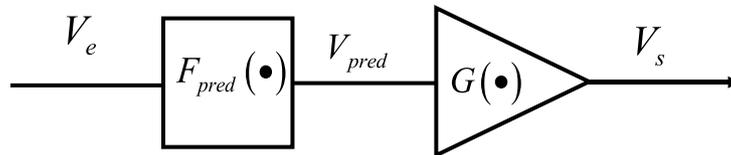


FIG. 4.20 – Principe de prédistorsion

donnée par :

$$\begin{aligned}
 V_s &= G[V_{pred}] \\
 &= G[F_{pred}(V_e)] \\
 &= a_1 V_e
 \end{aligned}
 \tag{4.31}$$

ou encore

$$G[F_{pred}^{norm}(V_e)] = V_e
 \tag{4.32}$$

avec $F_{pred}^{norm}(V_e) = \frac{1}{a_1} F_{pred}(V_e)$. L'équation (4.32) montre que la fonction inverse recherchée est la fonction réciproque de la fonction d'identification "G" normalisée par rapport au

gain bas niveau (Gain linéaire) de l'amplificateur de puissance. Les figures 4.21 et 4.22 présentent respectivement le modèle AM/AM et son inverse normalisé par le gain bas niveau.

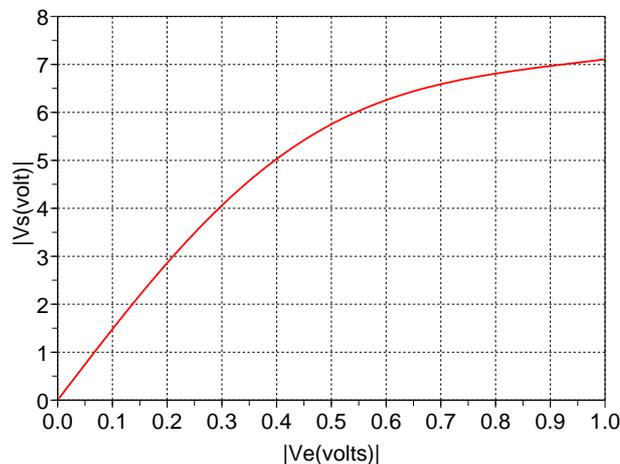


FIG. 4.21 – *Caractéristique AM/AM*

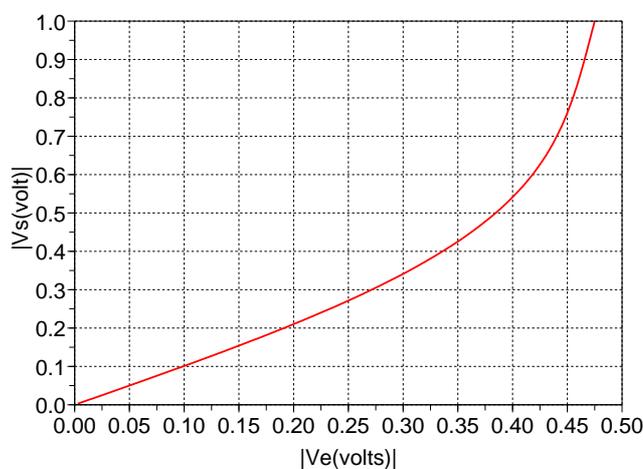


FIG. 4.22 – *Caractéristique AM/AM inverse*

4.4.1.3 Application à la pré-distorsion numérique en bande de base

Le synoptique de la procédure de pré-distorsion des signaux est représenté par la figure 4.23. Les signaux I/Q sont traités sur deux voies différentes servant respectivement pour la pré-distorsion en module et en phase.

Le module du signal bande de base vient indexer l'AM/AM réciproque et à l'aide d'une interpolation par spline cubique [19],[20], on extrait le module du signal pré-distordu. Le

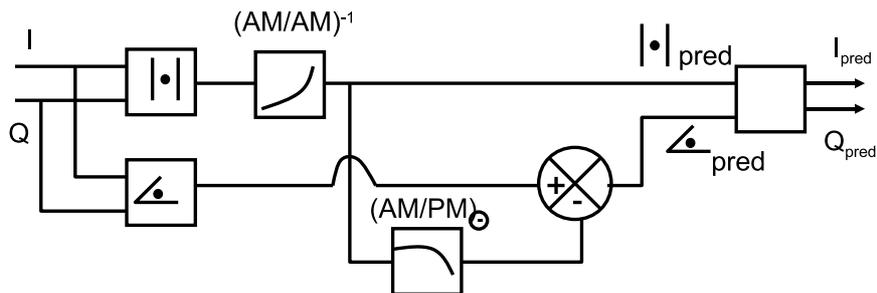


FIG. 4.23 – *Synoptique de la procédure de prédistorsion*

module du signal pré-distordu vient ensuite indexer l'AM/PM opposé, pour donner à l'aide d'une interpolation par spline cubique une phase qui est retranchée à la phase du signal en bande de base pour donner la phase du signal pré-distordu. Une transformation polaire cartésienne est ensuite faite pour obtenir les coordonnées bande de base I_{Pred} et Q_{Pred} du signal pré-distordu. Les figures 4.24 et 4.25 montrent respectivement une comparaison des modules et des diagrammes vectoriels des enveloppes des signaux bande de base pré-distordu et non pré-distordu.

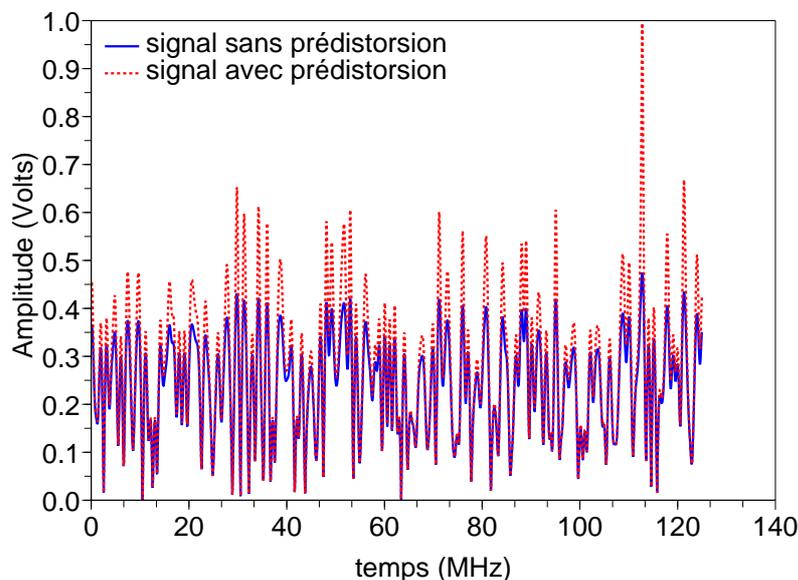


FIG. 4.24 – *Comparaison des enveloppes des signaux prédistorus et non prédistorus*

Il est important de noter que cette procédure de pré-distorsion n'est valide que jusqu'à un niveau de compression maximal de l'amplificateur de puissance. Au delà, la fonction inverse a une tendance asymptotique.

La figure 4.26 montre les limites asymptotiques et les zones de validité de la linéarisation par pré-distorsion numérique. Le module du signal à pré-distordre ne doit pas dépasser l'excursion maximale X_1 . Par conséquent, un algorithme permettant de

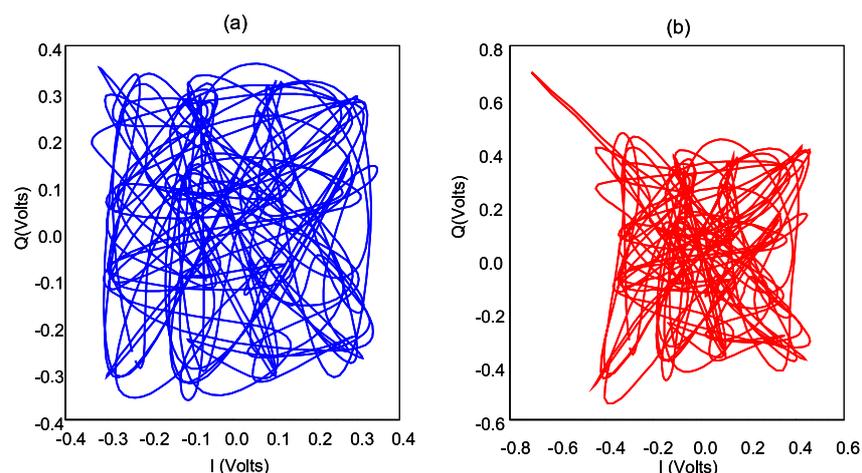


FIG. 4.25 – Comparaison des diagrammes vectoriels des signaux prédistorde (b) et non prédistorde (a)

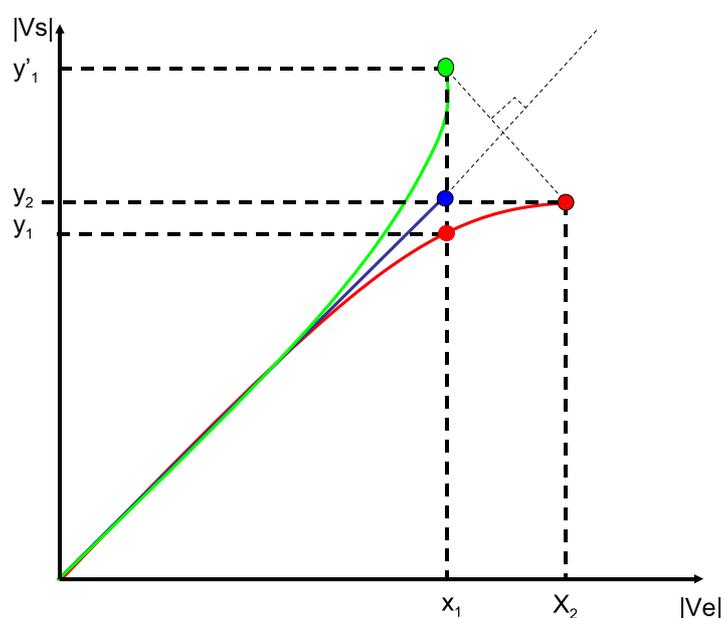


FIG. 4.26 – Illustration des limites sur l'amplitude du signal à prédistorde

tester l'amplitude du signal et de la limiter à la valeur X_1 a été développé dans cette procédure. Une autre possibilité serait d'écrêter le signal avant de le passer dans le linéariseur. Ceci conduirait à une amélioration de l'ACPR mais pourrait engendrer une dégradation probable de l'EVM.

Les figures 4.27 et 4.28 présentent respectivement les performances obtenues en terme d'ACPR et d'EVM en fonction de la puissance de sortie utilisant l'amplificateur de puissance dont le tableau 4.1 présente les caractéristiques. Nous rapelons que Le signal de test est un signal de modulation QAM16 filtré en racine de cosinus surélevé généré à

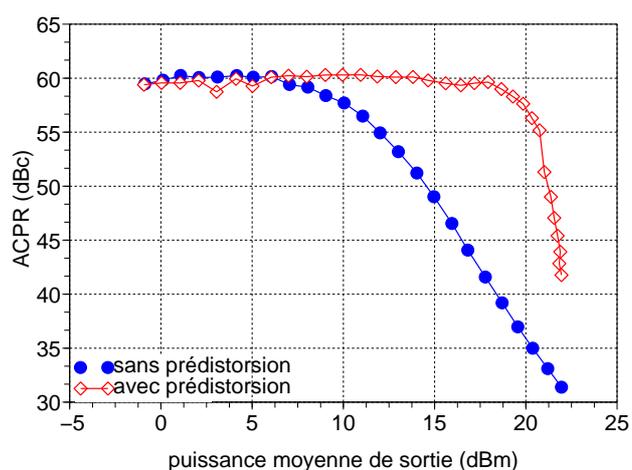


FIG. 4.27 – Évolution de l'ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance de sortie

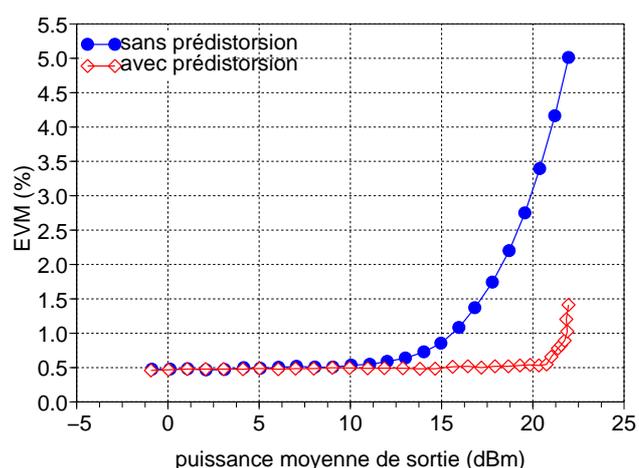


FIG. 4.28 – Évolution de l'EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance de sortie

un débit de 4Mbits/s. Ces courbes balayées en puissance moyenne montrent que le point optimal de linéarisation est celui correspondant à une puissance de sortie de 21dBm qui correspond ici à 1,5dB de compression de gain.

Les courbes de la figure 4.29 et de la figure 4.30 montrent respectivement les caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques avant et après la linéarisation par prédistorsion de l'amplificateur de puissance.

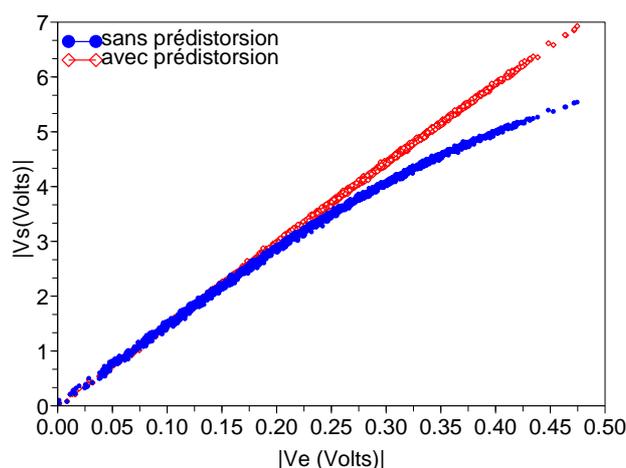


FIG. 4.29 – Représentation de l'AM/AM dynamique avec et sans prédistorsion

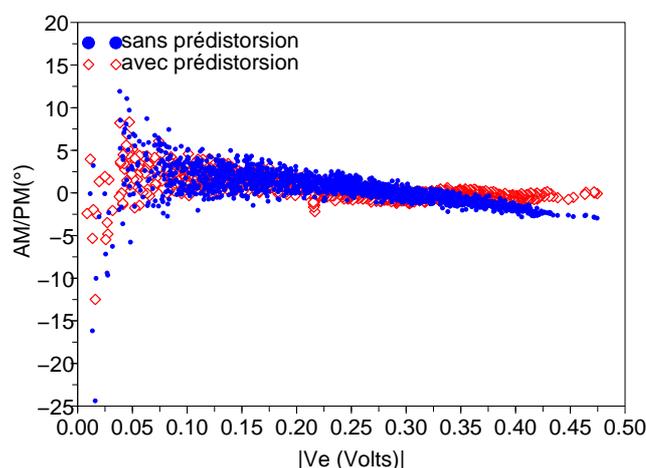


FIG. 4.30 – Représentation de l'AM/PM dynamique avec et sans prédistorsion

4.5 Caractérisation et linéarisation par prédistorsion numérique d'un amplificateur CREE 10W à 3,6GHz

Un intérêt de la technique de linéarisation par prédistorsion numérique que nous venons de présenter, serait de la tester pour des amplificateurs de fortes puissances. Nous allons donc dans ce paragraphe présenter les résultats sur un amplificateur réalisé à partir d'un transistor GaN HEMT, le CGH40010 de la fonderie CREE. Ses performances et son domaine d'application sont présentées dans le tableau 4.2. Une photo de cet amplificateur est représentée à la figure 4.31.

FEATURES	APPLICATIONS
Up to 4 GHz operation	2-Way Private Radio
16 dB Small Signal Gain at 2.0 GHz	Broadband Amplifier
14 dB Small Signal Gain at 4.0 GHz	Cellular Infrastructure
13 W typical P_{3dB}	Cellular Test Instrumentation
65% Efficiency at P_{3dB}	Class A, AB, Linear amplifiers

TAB. 4.2 – Performances de l’amplificateur CREE



FIG. 4.31 – Photo de l’amplificateur CREE mesuré

4.5.1 Caractérisation bas niveau

Une caractérisation en paramètre S a été faite utilisant l’analyseur de réseau vectoriel et la figure 4.32 présente les résultats obtenus. Elle montre les paramètres S_{11} et S_{21} en fonction de la fréquence dans la bande [1 - 4]GHz. Le gain bas niveau de l’amplificateur

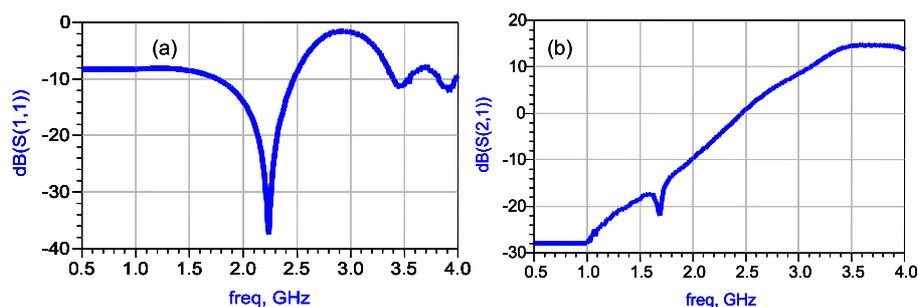


FIG. 4.32 – S_{11} (a) et S_{21} (b) en fonction de la fréquence

est plat sur une bande de plus de 500MHz. Il vaut 14,6dB à la fréquence de 3,6GHz. Le module du S_{11} vaut $-8,9$ dB à cette fréquence. Ceci montre que cet amplificateur est bien adapté en entrée.

4.5.2 Caractérisation avec le banc de mesure

L'amplificateur est caractérisé à la fréquence centrale de 3,6GHz. Le banc de mesure est donc appelé à évoluer pour fonctionner à cette fréquence. Son synoptique est montré à la figure 4.33. Le générateur peut fonctionner jusqu'à 3GHz. Pour mesurer l'amplificateur

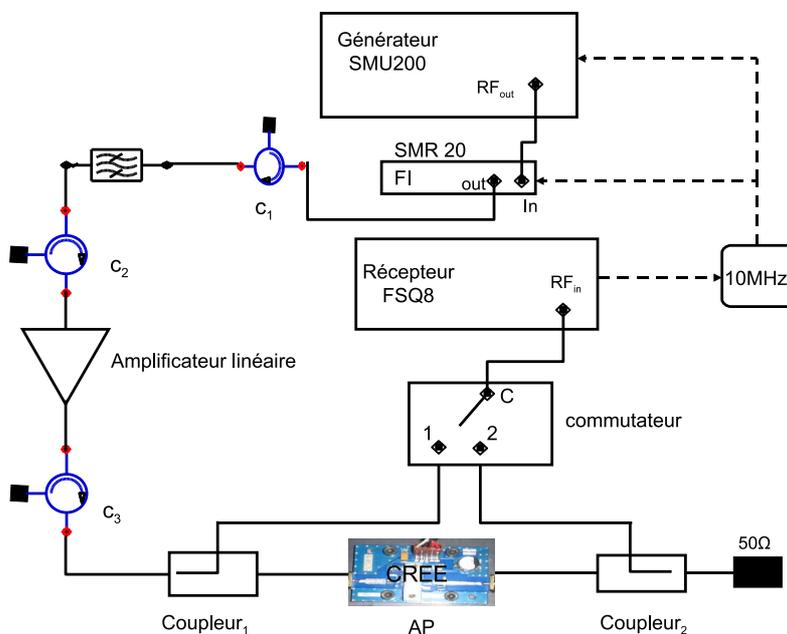


FIG. 4.33 – Banc de mesure

de puissance à 3,6 GHz, nous avons utilisé une source *FI*, le SMR20, pour servir comme fréquence intermédiaire. Nous l'avons réglé à la fréquence de 2,6GHz et la source *RF* à 1 GHz. Un filtre passe bande accordable fonctionnant dans la bande [2 - 4]GHz est utilisé pour la réjection du spectre image. Des circulateurs C1, C2 et C3 sont utilisés pour assurer l'isolation. Un amplificateur linéaire (BONN, 46dB, 60W) fonctionnant dans la bande [2 - 4]GHz, avec un recul de puissance important est utilisé pour augmenter le niveau du signal à l'entrée de l'amplificateur de puissance à caractériser. L'horloge de référence 10MHz est fournie par le récepteur.

4.5.2.1 Résultats de la caractérisation CW

Les conditions de polarisation de l'amplificateur sont présentées dans le tableau 4.3. Les caractéristiques CW de l'amplificateur mesurées à la fréquence centrale de 3,6GHz

VDS0 (V)	VGS0 (V)	IDS0 (mA)	IGS0 (mA)
28	-2,38	200	0

TAB. 4.3 – Condition de polarisation de l'amplificateur CREE

sont présentées à la figure 4.34 et montrent l'évolution du gain, de la puissance de

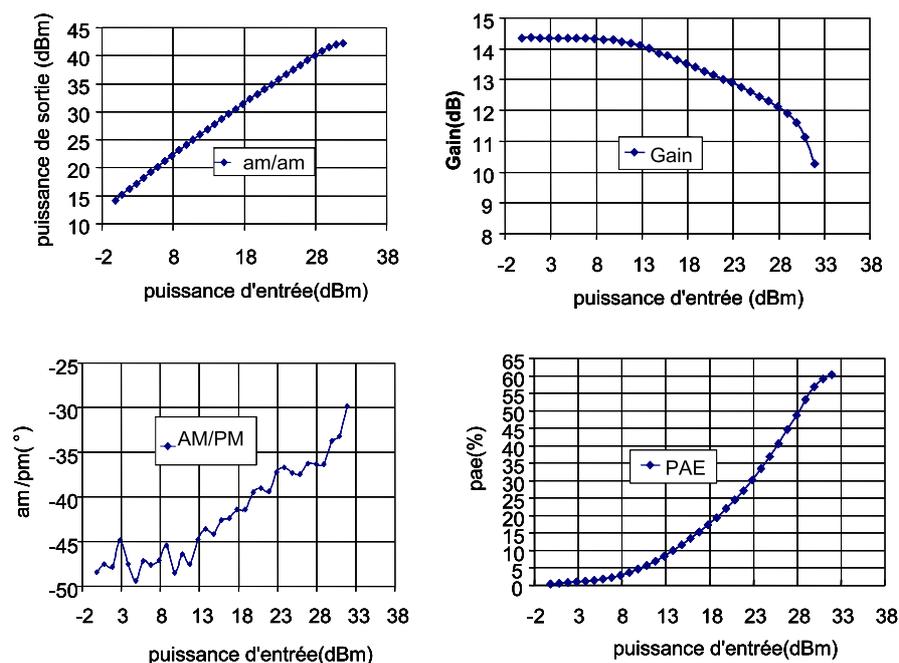


FIG. 4.34 – Gain, AM/PM, AM/AM et PAE en fonction de la puissance disponible d'entrée

sortie, du rendement en puissance ajouté et de l'AM/PM en fonction de la puissance moyenne disponible en entrée de l'amplificateur de puissance. Cet amplificateur fournit un rendement de 61% et une puissance de sortie de 15W à 3dB de compression de gain. Le gain bas niveau est de 14,3dB. Sa variation d'AM/PM est d'environ 20°.

4.5.2.2 Résultats sur la linéarisation par prédistorsion numérique

La méthode de prédistorsion numérique présentée dans les paragraphes précédents a été utilisée pour linéariser cet amplificateur de puissance. Le signal utilisé est un signal modulé en QAM16, filtré avec un filtre en RRC et d'un débit de 100Ksym/s.

Les figures 4.35 et 4.36 montrent respectivement les courbes d'évolution de l'ACPR et de l'EVM en fonction de la puissance moyenne disponible en entrée de l'amplificateur. On note une amélioration en linéarité de 10dB à 1,5dB de compression de gain. On peut également noter une forte amélioration de la linéarité pour de faibles niveaux de puissance. La figure 4.37 montre une comparaison du spectre du signal en sortie de l'amplificateur de puissance avec et sans la linéarisation. Les lobes secondaires sont bien rejetés par l'effet de la linéarisation. La figure 4.38 montre l'évolution de l'EVM en fonction du rendement en puissance ajoutée. A rendement équivalent de 38%, on a un EVM de 1,4% avec application de la linéarisation par prédistorsion et 2,4% sans application de la méthode de linéarisation. La prédistorsion permet ainsi de gagner 1 point d'EVM pour un rendement équivalent. Pour obtenir le même niveau de linéarité avec l'amplificateur sans la linéarisation, un

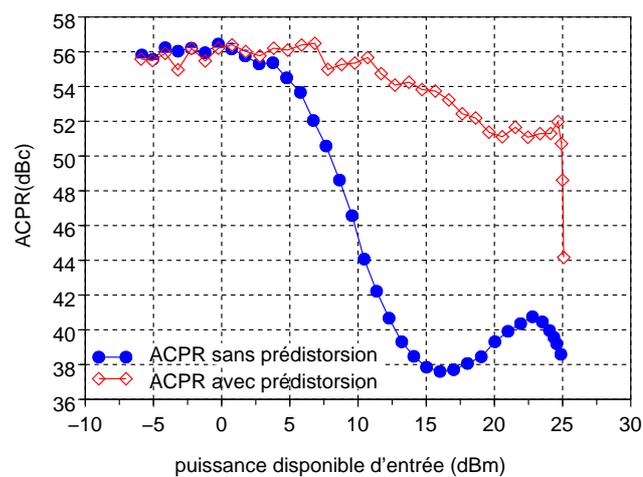


FIG. 4.35 – *ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance disponible*

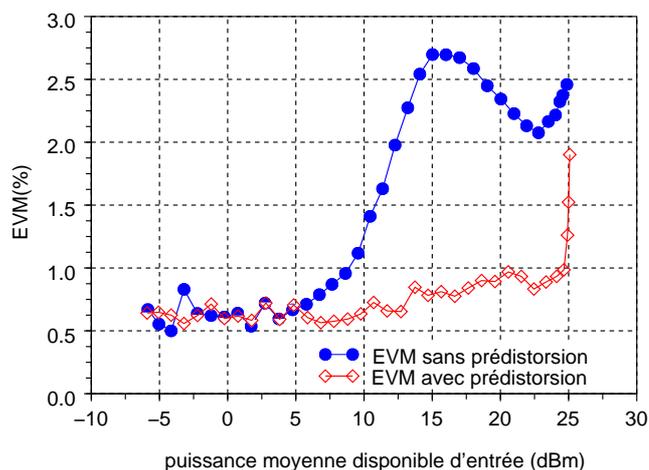


FIG. 4.36 – *EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance disponible*

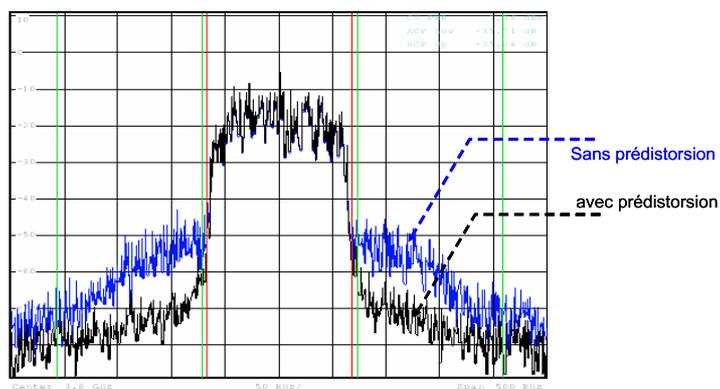


FIG. 4.37 – *Spectre avec et sans prédistorsion*

recul en puissance "back off" est nécessaire. La conséquence est alors la perte drastique du rendement, 35 points dans le cas de cet amplificateur.

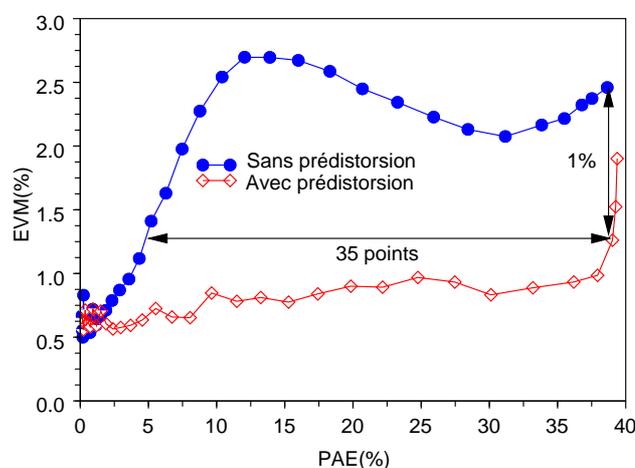


FIG. 4.38 – Comparaison entre Rendement et EVM

4.6 Quelques problèmes rencontrés

Nous montrons dans ce paragraphe les problèmes rencontrés pour linéariser un amplificateur de puissance en utilisant les caractéristiques CW (AM/AM et AM/PM statique) pour extraire le modèle du linéariseur et la dégradation des performances du linéariseur lorsqu'un signal autre que le signal de test est utilisé pour l'extraction du modèle équivalent quasi-statique. L'amplificateur de test est celui dont le modèle a été simulé au chapitre I.

La figure 4.39 montre l'évolution de l'ACPR en fonction de la puissance de sortie avec et sans prédistorsion en ayant utilisé les caractéristiques statiques CW pour extraire le modèle du prédistordeur. Cette courbe fait ressortir la dégradation totale de la linéarité à faible niveau de l'amplificateur de puissance lorsque la prédistorsion est appliquée. Ceci s'explique par le fait que l'extraction des caractéristiques se fait uniquement sur les plans de mesure de l'amplificateur de puissance. Les défauts apportés par le générateur et la chaîne d'émission ne sont pas pris en compte. De plus la procédure de prédistorsion ne s'adapte pas dans ces conditions au niveau de puissance. Pour nous rapprocher un peu de la réalité, nous avons fait un test avec un signal modulé en amplitude ayant une vitesse de modulation lente. L'équation (4.33) suivante décrit le signal modulant :

$$\tilde{x}(t) = [1 + m \cos(w_m t)] \quad (4.33)$$

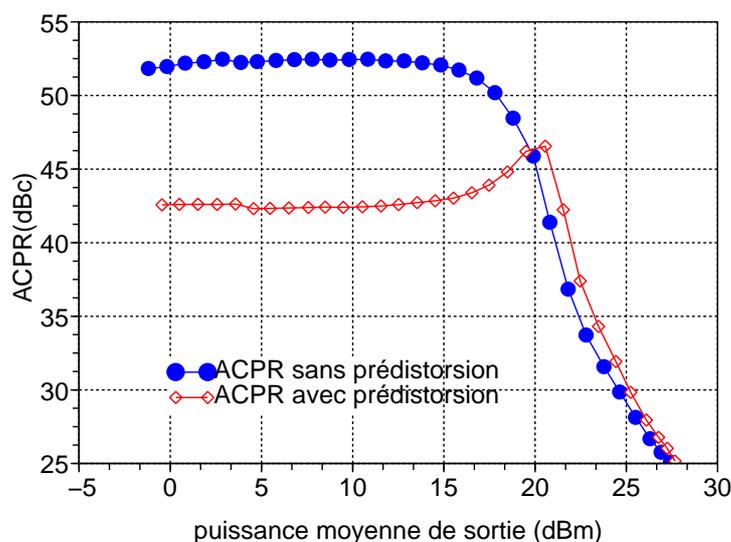


FIG. 4.39 – ACPR en fonction de la puissance de sortie avec et sans prédistorsion

Ce signal nous permet ainsi de se mettre dans les conditions prenant en compte la chaîne d'émission. m est l'indice de modulation et $w_m = \frac{2\pi}{T_m}$ la pulsation. La figure 4.40 montre un

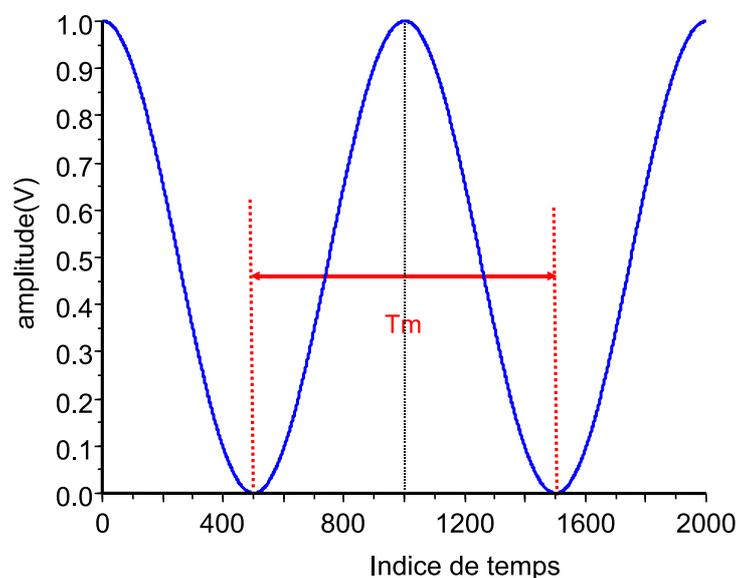


FIG. 4.40 – Signal de modulation d'amplitude

exemple de ce signal généré avec une période de modulation $T_m = 1$ ms. Nous avons ainsi extrait l'équivalent quasi-statique des caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques illustré par la figure 4.41 prenant ainsi en compte les défauts du modulateur et de la chaîne d'émission. Un signal modulé en QAM16 d'un débit symbole de 5Msymb/s, filtré en racine de cosinus surélevé est ensuite pré-compensé utilisant ce modèle équivalent quasi-statique. Le modèle est extrait pour chaque niveau de puissance. Les figures 4.42 et 4.43 montrent

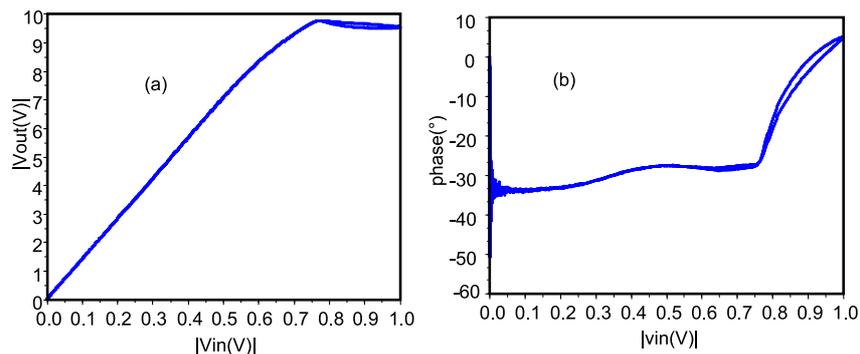


FIG. 4.41 – AM/AM (a) et AM/PM (b) dynamique

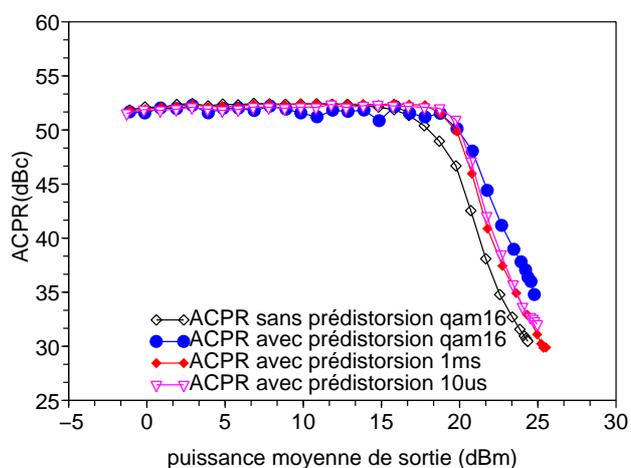


FIG. 4.42 – Évolution de l'ACPR en fonction de la puissance de sortie

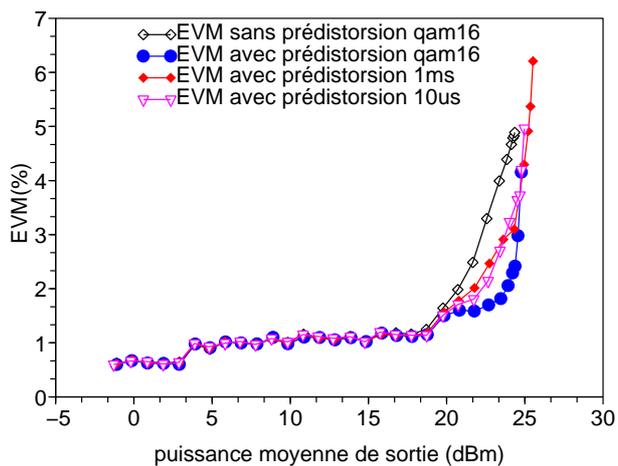


FIG. 4.43 – EVM en fonction de la puissance de sortie

respectivement l'évolution de L'ACPR et de l'EVM en fonction de la puissance de sortie. Le test porte sur trois conditions différentes :

1. Le modèle équivalent quasi-statique est extrait à partir d'un signal de modulation d'amplitude avec une période de modulation $T_m = 10\mu s$.
2. Le modèle équivalent quasi-statique est extrait à partir d'un signal de modulation d'amplitude avec une période de modulation $T_m = 1ms$.
3. Le modèle équivalent quasi-statique est extrait à partir du signal de test, signal de modulation QAM16.

Ces courbes montrent l'obtention d'une amélioration de la linéarité de la chaîne d'émission en utilisant un autre signal que le signal à prédistordre pour extraire le modèle équivalent quasi-statique. En revanche, le meilleur linéariseur ne sera obtenu qu'en utilisant le modèle équivalent quasi-statique issu du signal de test lui-même.

Nous présentons également à travers les figures 4.44 et 4.45 les pertes de performances en terme de linéarisation par prédistorsion numérique lorsque la bande passante du signal devient de plus en plus large. Cet exemple porte sur l'amplificateur CREE dont les caractéristiques ont été présentées en 4.5.

Les mesures ont été faites pour un signal de modulation QAM16 filtré avec les différents débits de 100Ksymb/s, 1Msymb/s et 5Msymb/. Nous observons la dégradation des performances en linéarisation lorsque la bande de modulation du signal augmente. Une explication de ce phénomène dispersif lié à la bande passante du signal est la prise en compte des effets mémoires uniquement en valeur moyenne dans la procédure de linéarisation. Rappelons que le modèle est extrait avec un signal QAM16 à un débit de 100Ksymb/s.

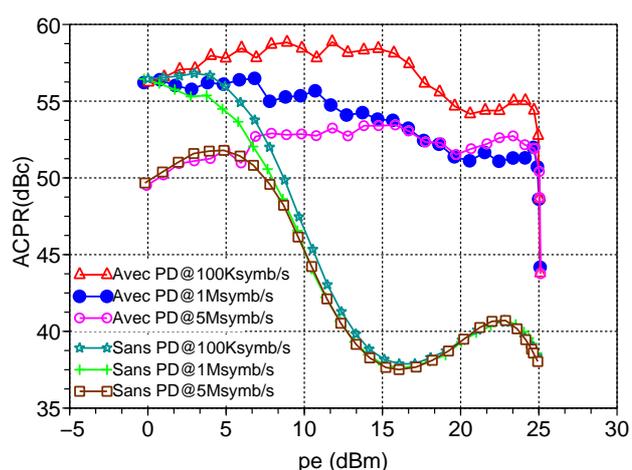


FIG. 4.44 – *EVM avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance d'entrée*

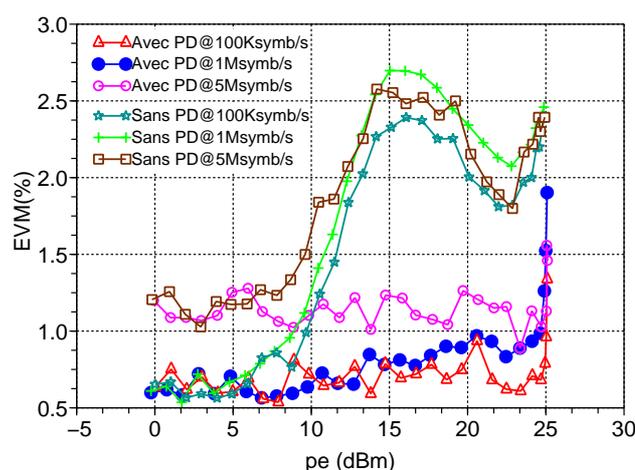


FIG. 4.45 – ACPR avec et sans prédistorsion en fonction de la puissance d'entrée

4.7 Conclusion du chapitre

Ce chapitre nous a permis d'étudier quelques applications du banc de mesure présenté au chapitre III. Le banc de mesure calibré et doté d'une synchronisation rigoureuse nous a permis de conclure la robustesse des signaux Galileo vis à vis des non linéarités des amplificateurs de puissance.

Des résultats encourageants d'une méthode de linéarisation d'amplificateur par prédistorsion numérique bande de base ont été obtenus. Non adaptative, elle reste à améliorer en utilisant une méthode permettant de prendre en compte des effets mémoire non en valeur moyenne mais plus finement.

4.8 Bibliographie

- [1] S. Chen, W. Panton, and R. Gilmore, “Effects of nonlinear distortion on cdma communication system,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique*, vol. 44, no. 12, pp. 2743–2749, December 1996.
- [2] J. Sevic and A. Steer, M.B. and P. Pavo, “Nonlinear analysis methods for the simulation of digital wireless communication systems,” *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer Aided Engineering*, vol. 6, pp. 197–216, January 1996.
- [3] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. Nebus, Buret, and H. P. Reig, “Accurate rf and microwave system level modeling of wide band nonlinear circuits.” Boston : IEEE MTT-S Digest, 2000, pp. 79–82.
- [4] P. Kennington, *High linearity RF Amplifiers design.*, A. House, Ed., 2000.
- [5] O. Hammi, F. M. Ghannouchi, S. Boumaiza, and B. Vassilakis, “A data-based nested lut model for rf power amplifiers exhibiting memory effects,” *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 17, no. 10, pp. 712–714, October 2007.
- [6] O. Hammi, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, “On the robustness of digital predistortion function synthesis and average power tracking for highly nonlinear power amplifiers,” *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 55, no. 6, pp. 1382–1389, June 2007.
- [7] J. Dugundji, “Envelopes and pre-envelopes of real waveforms,” *IEEE Trans. on information theory*, vol. 4, pp. 53–57, 1958.
- [8] S. Rice, “Envelopes of narrow-band signals,” *Proc. of the IEEE*, vol. 70, pp. 692–699, 1982.
- [9] M. Steer and P. Khan, “An algebraic formula for the output of a system with large-signal, multifrequency excitation,” vol. 71. IEEE, 1983, pp. 177–179.
- [10] G. Appel, *The Moving Average Convergence Divergence Method.* Great Neck, NY : Signalert, 1979.
- [11] A. Savitzky and M. Golay, “Smoothing and differentiation of data by simplified least squares procedures,” *Analytical Chemistry*, vol. 36, no. 8, pp. 1627–1639, July 1964.
- [12] A. Wright and O. Nesper, “Multi-carrier wcdma basestation design considerations-amplifier linearization and crest factor control.” Santa Clara, CA : technology white paper, Aug. 2002.
- [13] J. K. Cavers, “Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements,” *IEEE Trans. on Veh. Technol.*, vol. 39, pp. 374–382, Nov. 1990.

- [14] P. B. KENINGTON, *High Linearity RF Amplifier Design*, A. House, Ed., Boston, MA, 2000.
- [15] C.-H. Lin, H.-H. Chen, Y.-Y. Wang, and i.-T. Chen, “Dynamically optimum lookup-table spacing for power amplifier predistortion linearization,” *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 54, no. 5, pp. 2118–2127, May 2006.
- [16] Y. Y. Woo, J. Kim, J. Yi, S. Hong, I. Kim, J. Moon, and B. Kim, “Adaptive digital feedback predistortion technique for linearizing power amplifiers,” *IEEE transactions on mirowaves theory and technique*, vol. 55, no. 5, pp. 932–940, May 2007.
- [17] Y. NAGATA, “Linear amplification technique for digital mobile communications,” *proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 1, pp. 159–164, May 1989.
- [18] M. Faulkner and M. Johansson, “Adaptive linearization using predistorsion experimental results,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 323–332, May 1994.
- [19] D. Hanselman and B. Littlefield, *Mastering Matlab 5*. New Jersey : Prentice Hall, 1998.
- [20] C. F. Van Loan, *Introduction to Scientific Computing*, P. Hall, Ed., New Jersey, 1997.

Conclusion générale

Conclusion

Ce mémoire a présenté des travaux avec pour objectif principal la mise en oeuvre d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppes des signaux modulés aux accès d'amplificateurs de puissances microondes. Une application a été l'expérimentation d'une méthode de linéarisation par prédistorsion numérique en bande de base d'amplificateurs de puissance.

Dans le premier chapitre, nous avons fait un rappel sur les signaux modulés et sur la problématique liée à leur amplification. L'aspect statistique de ces signaux a été souligné et leur PDF et CCDF sont des critères importants à considérer lors de la conception des amplificateurs de puissance microondes ayant pour application les réseaux de télécommunications.

Le chapitre II a fait un rappel sur les différentes techniques de linéarisation d'amplificateurs de puissance existantes. Nous avons insisté sur des techniques permettant d'obtenir à la fois un rendement maximum et une meilleure linéarité. Pour cela, des simulations circuits ont été réalisées en utilisant le logiciel ADS pour souligner quelques points durs rencontrés dans les architectures *LINC*, *EER* et *ET*.

Le chapitre III a présenté en détail le banc de mesure avec les différents instruments le constituant. Une procédure d'étalonnage simple et efficace a été présentée. Nous avons également présenté dans ce chapitre l'intérêt d'associer une procédure de synchronisation logicielle permettant d'aligner temporellement des signaux entrée/sortie des dispositifs linéaires et non linéaires. La génération ainsi que la réception avec traitement associé des signaux de modulation QPSK, QAM16 et OFDM ont également été présentées dans ce chapitre.

Dans le chapitre IV, quelques applications du banc ont été présentées. Le test de robustesse du signal Galileo a été réalisé et nous a permis de conclure que ce signal est robuste vis à vis des non linéarités et des effets mémoires présentés par les amplificateurs de puissance. A cet effet, des pertes de corrélations maximales de 0,6dB ont été obtenues utilisant un signal ALTBOC avec une bande de modulation de 80MHz.

Ce chapitre a également proposé une méthode de modélisation comportementale des amplificateurs de puissance microonde excités par des signaux modulés en utilisant des caractéristiques dites "équivalent quasi-statiques" obtenues à partir d'un moyennage de caractéristiques dynamiques des amplificateurs de puissance. Ces caractéristiques ont été utilisées pour extraire un modèle inverse permettant de linéariser l'amplificateur de puissance par prédistorsion numérique en bande de base.

Ce chapitre nous a également permis de dégager quelques problèmes liés à la linéarisation par prédistorsion numérique en bande de base. Le problème de la bande du signal a été montré soulignant le fait que les performances du linéariseur se dégradent avec l'augmentation de la bande de modulation.

Un prolongement naturel à ces travaux serait une meilleure prise en compte des effets mémoire dans la procédure de prédistorsion en bande de base.

Il serait également intéressant d'analyser expérimentalement les améliorations possibles en rendement et linéarité que peuvent apporter des techniques mixtes comme par exemple l'association de la technique ET (Envelope Tracking) et celle de la prédistorsion numérique en bande de base.

Annexes

PHOTO DU BANC DE MESURE

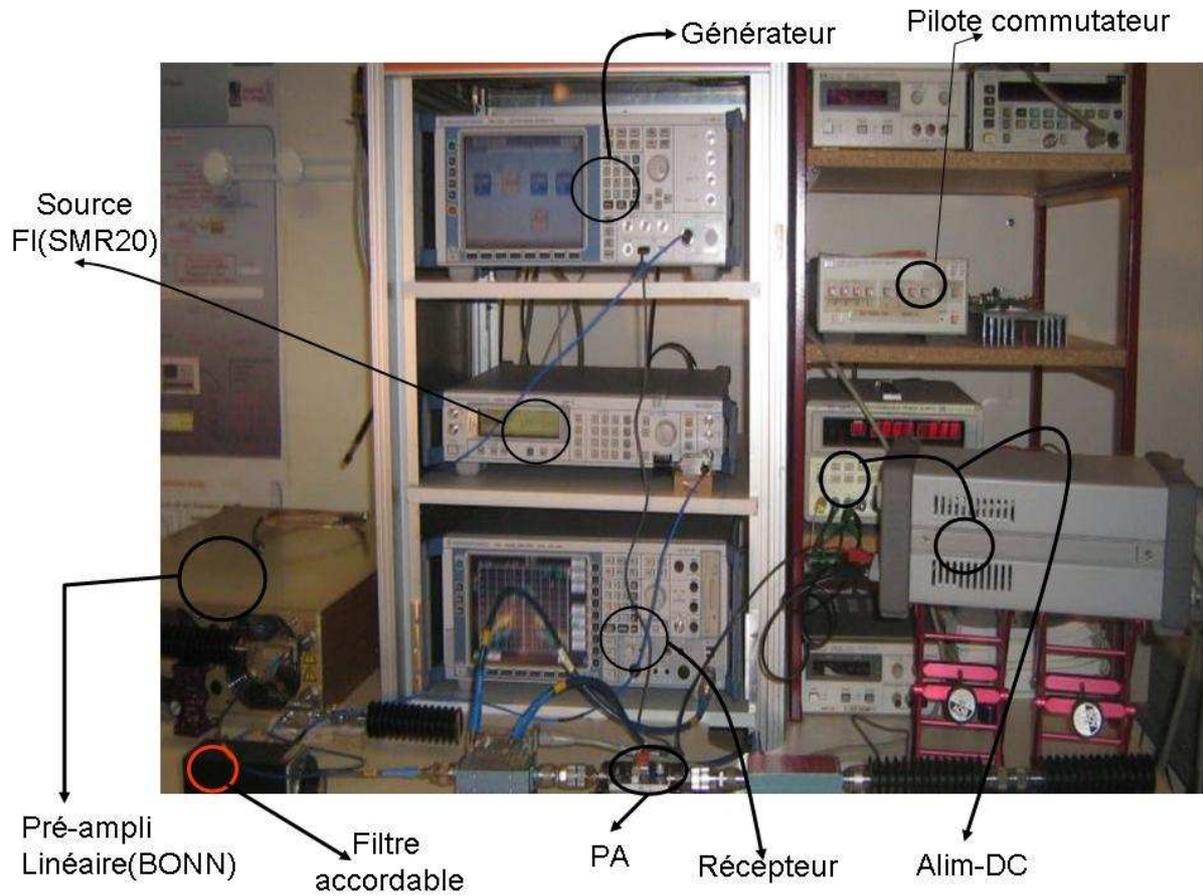


FIG. 5.46 – Photo du banc de mesure développé

Nomenclature

<i>ACPR</i>	Adjacent Chanel Power Ratio.
<i>ALTBOC</i>	Alternate Binary offset carrier.
<i>AM/AM</i>	Amplitude to Amplitude conversion.
<i>AM/PM</i>	Amplitude to Phase conversion.
<i>AP</i>	Amplificateur de puissance .
<i>BOC</i>	Binary offset carrier.
<i>BFGS</i>	Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno.
<i>CALLUM</i>	Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator.
<i>CCDF</i>	Complementary cumulative distribution function.
<i>C/I</i>	Carrier to intermodulation ratio.
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor.
<i>EDGE</i>	Enhanced Data Rate for GSM Evolution.
<i>EER</i>	Envelop Elimination and Restoration.
<i>ET</i>	Envelope tracking.
<i>EVM</i>	Error Vector Measurement.
<i>FS</i>	Facteur de suréchantillonnage.
<i>GLONASS</i>	Global Navigation Satellite System.
<i>GMSK</i>	Gaussian Minimum Shift Keying.
<i>GSM</i>	Global System for Mobile communication.
<i>GPS</i>	Global positioning system .
<i>IM₃</i>	Intermodulation d'ordre 3.
<i>LINC</i>	Linear Amplification using Non linear Component.
<i>OFDM</i>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
<i>PAE</i>	Power Added Efficiency.
<i>PARP</i>	Peak to average ratio power.
<i>PSK</i>	Phase-Shift Keying.
<i>PDF</i>	probability distribution function.
<i>QAM</i>	Quadrature Amplitude Modulation.
<i>QPSK</i>	Quadrature Phase-Shift Keying.
<i>SCS</i>	Signal Component Separator.
<i>TPG</i>	Temps de Propagation de Groupe.
<i>UMTS</i>	Universal Mobile Telecommunication System.
<i>WCDMA</i>	Wideband Code Division Multiple Access.

Publications et communications relatives à ce travail

- [A] T. Reveyrand, A. Soury, F. Macraigne, G. Nanfack Nkondem, D. Barataud, J.M. Nebus, E. Ngoya, "A Time Domain Envelope Vectorial Network Analyzer for Non-linear Measurement Based Modeling Accounting Impedance Mismatches," *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Sorrento, Italia, 24-27 April 2006.
- [B] G. Nanfack Nkondem, G. Neveux, T. Reveyrand, D. Barataud, J.M. Nebus, A. Mallet, "Banc de mesure temporelle d'enveloppe calibré pour la linéarisation des amplificateurs de puissance par prédistorsion numérique en bande de base," *15^{èmes} Journées Nationales Microondes*, Toulouse 2007.
- [C] G. Nanfack Nkondem, J. Santiago, G. Neveux, D. Barataud, J.M. Collantes, J.M. Nebus, J. Portilla, A. Mallet, "Characterization of Galileo Signal Correlation Losses Caused by Non Linear Power Amplification with Memory," *IEEE, MTT-IMS*, Atlanta June 2008.
- [D] L. Bacqué, G. Nanfack Nkondem, P. Bouysse, G. Neveux, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapierre, D. Barataud, R. Quéré, "High Efficiency and Linear Power Amplification for OFDM Signal by Combining Dynamic Bias and Digital Baseband Predistortion," *IEEE, European Microwave Conference*, Amsterdam October 2008.
- [E] L. Bacqué, P. Bouysse, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapierre, G. Nanfack Nkondem, G. Neveux, D. Barataud, R. Quéré, "High Current-High Speed Dynamic Bias Control System Applied to a 100W Wideband Push-Pull Amplifier," *IEEE, MTT-S*.

Résumé : Dans les nouvelles générations de systèmes de télécommunication (WCDMA, CDMA200, EDGE...) où les formats de modulation à meilleure efficacité spectrale sont utilisés, la linéarité de l'amplificateur de puissance est un point critique. Par ailleurs l'amplificateur de puissance est l'un des composants dissipant le plus d'énergie dans une chaîne de communication. Pour cela, il doit à la fois être linéaire et avoir un bon rendement en puissance ajoutée. Les amplificateurs de puissance sont très souvent utilisés avec un recul en puissance (back-off) dans le but d'obtenir un fonctionnement linéaire, la conséquence étant la perte de rendement. Une solution possible est de le faire fonctionner dans sa zone de saturation où il est fortement non linéaire et lui associer un circuit linéariseur externe. Les principaux objectifs de cette thèse sont :

- a) L'étude par simulation utilisant le simulateur ADS des architectures LINC, ET et EER dans le but de faire ressortir les avantages et les inconvénients dans l'amélioration conjointe de la linéarité et du rendement des amplificateurs de puissance.
- b) Le développement d'un banc de mesure calibré pour la caractérisation des amplificateurs de puissance excité par des signaux modulés est proposé. Ce banc est utilisé pour extraire un modèle comportemental d'amplificateur de puissance excité par des signaux modulés.
- c) L'exploitation du banc pour mettre en oeuvre une méthode de linéarisation d'amplificateur par prédistorsion numérique en bande de base utilisant le banc de caractérisation est proposée.

Mots clés : Amplificateur de puissance, prédistorsion numérique, effet mémoire, linéarité et rendement électrique

Abstract : In new generation mobile communication systems (WCDMA, CDMA2000, EDGE...), where spectrum efficient modulation formats are used, power amplifier (PA) linearity is a quite difficult specification to meet. More over PAs are one of the most power consuming components in a mobile communication system. Therefore, power added efficiency (PAE) and linearity of power amplifier must be simultaneously optimized. PAs are usually operated with a power back-off in order to fulfill linearity specifications, which in turn results in lower power efficiency. One possible solution is to operate PAs near to saturation region where they are highly nonlinear but efficient, and linearize them by using external circuits. The main achievements of this thesis are :

- a) The study of LINC, ET and EER architectures using ADS simulator to highlight main drawbacks and advantages in the enhancement of both linearity and efficiency of power amplifiers.
- b) An accurate calibrated test bench for the characterization of power amplifier driven by modulated signals. The bench is then used to generate a behavioral model of power amplifier.
- c) A linearization method of power amplifier by mean of digital predistortion using the test bench has been proposed.

Keywords : Power Amplifier, digital predistortion, memory effect, linearity .