

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

Année : 2008

Thèse N° 81-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des hautes fréquences et optoélectronique

Présentée et soutenue par

Joseph TAPFUH MOUAFO

Le 18 décembre 2008

**Etude d'amplificateurs faible niveau à haute
linéarité en technologies intégrées HEMT
AsGa pour applications spatiales**

Dirigée par **Bernard Jarry** et **Michel Campovecchio**

Composition du jury

Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Claude DUVANAUD	Maître de conférences HDR à l'université de Poitiers	Rapporteur
Jean-Luc GAUTIER	Professeur à l'ENSEA - Cergy	Rapporteur
Marc CAMIADE	Ingénieur à UMS - Orsay	Examineur
Michel CAMPOVECCHIO	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Bernard JARRY	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Luc LAPIERRE	Ingénieur au CNES	Examineur
Jean-François VILLEMAZET	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Examineur
David LOPEZ	Ingénieur à Thales Alenia Space - Toulouse	Invité

Mis en page avec la classe thloria.

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au sein du département C2S2 (Composants, Circuits, Signaux et Systèmes Hautes Fréquences) de l'institut de recherche Xlim - Limoges, en collaboration avec l'entreprise Thales Alenia Space (TAS) - Toulouse, dans le cadre du Laboratoire commun AXIS (ThAles & Xlim Initiative for Microwave Space Electronics).

J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Raymond Quéré de m'avoir accueilli dans son département, ainsi qu'à M. Jean Louis Cazaux, chef du service études avancées chez TAS pour m'avoir accueilli dans son service.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur le professeur Bernard Jarry et Monsieur le professeur Michel Campovecchio d'avoir dirigé ces travaux de thèse.

Je ne remercierai jamais assez M. Jean François Villemazet, ancien chef de section "Fonction de Base Micro-ondes (LEMMIC)" pour tout l'encadrement technique effectué au cours de ce travail, de la confiance qu'il m'a témoigné en me confiant ce travail délicat, pour tous ses encouragements dans les moments difficiles, et pour son dynamisme débordant qui permet de soulever des montagnes.

Je remercie beaucoup M. David Lopez et M. Stéphane Rochette, Ingénieurs études hyperfréquences chez TAS, pour leur soutien technique et de m'avoir fait partager leur expérience de concepteurs MMIC.

Je remercie vivement M. Jean Luc GAUTIER, Professeur à l'ENSEA - Cergy et M. Claude DUVANAUD, Maître de conférences HDR à l'université de Poitiers pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Mes remerciements, vont également en direction de l'ensemble des ingénieurs et techniciens du service étude avancées du LPH - TAS pour tous les échanges scientifiques et

Remerciements

techniques, l'ambiance et la bonne humeur qui y règnent.

J'exprime une profonde reconnaissance à M. Jean Michel Vanestrenvord et M. Jonathan Maraval, techniciens du LEMMIC, pour les différentes mesures effectuées au cours de ce travail.

Un grand merci à M. Thibaud Reyverand pour son assistance et son aide pour des mesures Load-pull effectuées à Xlim - Limoges.

Je remercie infiniment Mme. Marie Claude Lerouge, la super secrétaire du département C2S2 - Xlim, Limoges, pour son dynamisme administratif, son soutien attentionné qui a facilité la plupart de mes démarches administratives afin de me permettre de me consacrer entièrement à ma thèse.

Tous mes remerciements à M. B. Barelaud et Mme C. Daraud, enseignants chercheurs à Xlim - Limoges, pour leur soutien et leurs conseils.

J'associe à mes remerciements l'ensemble du personnel du service études avancées du LPH, les stagiaires, secrétaires, techniciens pour l'ambiance chaleureuse de travail, pour leur soutien, pour nos échanges qui n'ont pas toujours été d'ordres scientifiques, mais utiles pour le coeur et l'esprit.

*Je dédie cette thèse
à mon père, ma mère,
à ma famille et tous mes amis.*

Table des matières

Remerciements

Table des figures	xi
Liste des tableaux	xvii

Introduction générale

Chapitre 1

Définition et caractérisation des distorsions dans les circuits et systèmes de communications

1.1	Introduction	7
1.2	Définition des distorsions non-linéaires dans les circuits et systèmes de communications	7
1.2.1	Compression d'amplitude et conversion de phase	8
1.2.2	Distorsion d'intermodulation	9
1.2.3	Remontée spectrale	11
1.3	Méthodes d'évaluation de la linéarité des amplificateurs	12
1.3.1	Evaluation à l'aide d'un signal mono-fréquence	13
1.3.1.1	Le point de compression à 1 dB	13
1.3.1.2	Distorsion d'harmoniques	13
1.3.1.3	Caractéristiques AM/AM et AM/PM	14
1.3.2	Evaluation à l'aide d'un signal bi-fréquence	16
1.3.2.1	Caractérisation de la distorsion hors bande	16
1.3.2.2	Caractérisation de la distorsion dans la bande	17
1.3.2.3	Cascade d'amplificateurs faiblement non-linéaires	20
1.3.2.4	Distorsion d'intermodulation d'une structure équilibrée	22

1.3.2.5	Banc de caractérisation de la distorsion d'intermodulation	23
1.3.3	Evaluation à l'aide d'un signal multi-fréquences	25
1.3.3.1	Le NPR (<i>Noise Power Ratio</i>)	26
1.3.3.2	Le taux d'intermodulation multi-fréquences (M-IMR)	26
1.3.3.3	ACPR (<i>Adjacent Channel Power Ratio</i>)	27
1.3.3.4	EVM (<i>Error Vector Measurement</i>)	28
1.3.4	Relation entre les tests bi-fréquences et multi-fréquences	29
1.3.4.1	ACPR	30
1.3.4.2	NPR	30
1.3.4.3	M-IMR	31
1.4	Vue d'ensemble des méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation	32
1.4.1	Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à faible niveau	33
1.4.1.1	Analyse par séries de puissance	33
1.4.1.2	Analyse par fonction de transfert	34
1.4.1.3	Analyse par séries de Volterra	35
1.4.2	Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à fort niveau	37
1.4.2.1	Équilibrage harmonique	37
1.4.2.2	Transitoire d'enveloppe	37
1.5	Conclusion	39

Bibliographie **41**

Chapitre 2
Techniques de linéarisation des amplificateurs

2.1	Introduction	45
2.2	Les grandes techniques de linéarisation hybrides	45
2.2.1	Linéarisation par contre réaction	45
2.2.1.1	Principe de la contre-réaction RF	45
2.2.1.2	Contre-réaction sur l'enveloppe	46
2.2.1.3	La contre-réaction à boucle polaire	47
2.2.1.4	La boucle cartésienne	48
2.2.2	Linéarisation par la technique <i>feedforward</i>	50
2.2.3	Linéarisation par la méthode LINC	53
2.2.4	Linéarisation par la méthode CALLUM	54
2.2.5	Linéarisation par la méthode EER	54

2.2.6	La prédistorsion numérique	56
2.3	Techniques de linéarisation intégrables et architectures dédiées	58
2.3.1	La Prédistorsion RF	58
2.3.1.1	La Prédistorsion à diode	58
2.3.1.2	Prédistorsion à base de FET passif	62
2.3.1.3	Prédistorsion à deux boucles	71
2.3.2	Linéarisation par postdistorsion : Application à un HBT	72
2.3.3	Optimisation de la linéarité d'un Doherty par postdistorsion	73
2.3.4	Technique de linéarisation par superposition dérivative	75
2.3.5	Linéarisation par contre-réaction analogique	78
2.3.5.1	Linéarisation par Contre-réaction analogique linéaire	78
2.3.5.2	Linéarisation par contre-réaction analogique non-linéaire.	79
2.3.6	Linéarisation par polarisation active	83
2.3.6.1	Principe général de la polarisation active	83
2.3.6.2	Polarisation active avec ajout d'un composant de couplage	85
2.4	Bilan des techniques de linéarisation	86
2.5	Conclusion	88

Bibliographie **89**

Chapitre 3
Analyse et optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

3.1	Introduction	100
3.2	Etude du schéma équivalent non linéaire d'un transistor HEMT	100
3.2.1	Non-linéarités capacitives dans les transistors HEMTs	102
3.2.2	Non-linéarités convectives dans les transistors HEMTs	103
3.3	Etude des problèmes de modélisation des faibles non-linéarités	105
3.3.1	Définition du problème	105
3.3.2	Modélisation par table Spline	107
3.3.2.1	Premier cas : $\Delta V_{gs} = 0.2V$	111
3.3.2.2	Deuxième cas : $\Delta V_{gs} = 0.1V$	113
3.3.2.3	Troisième cas : $\Delta V_{gs} = 0.05V$	115
3.4	Analyse non-linéaire des amplificateurs HEMTs faible niveau par séries de volterra	119

3.4.1	Expression des faibles non-linéarités par séries de Volterra	119
3.4.2	Calcul de la fonction de transfert non-linéaire d'un amplificateur HEMT basé sur son schéma équivalent	120
3.4.2.1	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 1	121
3.4.2.2	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 2	122
3.4.2.3	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 3	123
3.5	Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT	125
3.5.1	Optimisation du point de polarisation	128
3.5.2	Optimisation des impédances aux accès	137
3.5.2.1	Influence de l'impédance de charge au fondamental	137
3.5.2.2	Influence de l'impédance de source	141
3.5.2.3	Influence des impédances hors bande	142
3.6	Phénomènes de compensation de non-linéarités	144
3.7	Effets mémoire électrique dans les amplificateurs	148
3.8	Conclusion	152

Bibliographie **155**

Chapitre 4
Etude et conception d'un amplificateur faible niveau à haute linéarité

4.1	Introduction	161
4.2	Méthodologie de conception	162
4.2.1	Approche par simulation non-linéaire bi-porteuse	163
4.2.2	Approche de type load-pull bi-porteuse	164
4.2.2.1	Principe de l'approche de type load-pull bi-porteuse	164
4.2.2.2	Exploitation des résultats de mesures load-pull bi-porteuse	165
4.2.2.3	Etude de la dispersion dans la bande	168
4.2.2.4	Extension de l'approche de type load-pull bi-porteuse à fort niveau	170
4.2.2.5	Méthodologie de conception proposée	173
4.3	Conception de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C	176
4.3.1	Définitions, spécifications et contraintes de l'étude	176
4.3.1.1	Objectifs et contraintes de l'étude	176

4.3.1.2	Spécifications de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C	177
4.3.2	Topologie, Tailles et points de polarisation des transistors	178
4.3.3	Choix et synthèse des impédances de sortie	179
4.3.3.1	Synthèse de l'impédance de charge optimale en linéarité	179
4.3.3.2	Synthèse de l'impédance de découplage dans la bande	181
4.3.4	Principales performances	183
4.3.4.1	Schématique et layout	183
4.3.4.2	Analyses linéaires	184
4.3.4.3	Analyses non-linéaires	187
4.4	Conclusion	194

Bibliographie **195**

Conclusion

Publications relatives à ce travail

Annexe A
Méthode des sondes appliquée à l'analyse non linéaire par séries de volterra

A.1	Introduction	208
A.2	Exemple d'application de la méthode des sondes à l'analyse d'un circuit non-linéaire	209
A.2.1	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 1	210
A.2.2	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 2	210

Bibliographie **213**

Index **215**

Table des figures

Le numéro de page est indiqué à droite de chaque ligne.

1	Schema de principe du récepteur Bande C	3
1.1	Modèle polynomial d'un amplificateur	8
1.2	Exemple de Spectre de sortie présentant les produits d'intermodulation à la sortie d'un amplificateur	10
1.3	Spectre de sortie pour une non-linéarité d'ordre 3	11
1.4	Exemple de remontée spectrale	12
1.5	Représentation du point à 1 dB de compression	13
1.6	Evaluation du taux de distorsion harmoniques	14
1.7	Exemple de caractéristiques AM/AM et AM/PM : Mesure d'un amplificateur PHEMT, $f_0 = 9GHz$	15
1.8	Point d'interception d'ordre 3	19
1.9	Rapport C/I3	19
1.10	Exemple de spectre de mesures du C/I : Mesure d'un amplificateur PHEMT $f_0 = 11.7GHz$, $\Delta_f = 10MHz$	20
1.11	Exemple de courbes de C/I : Mesure d'un amplificateur PHEMT $f_0 = 11.7GHz$, $\Delta_f = 10MHz$	21
1.12	Cascade d'étages faiblement non-linéaires	21
1.13	Principe de mesure de la distorsion d'intermodulation	24
1.14	Principe de mesure du NPR	26
1.15	Taux d'intermodulation multi-fréquences	27

1.16	Exemple de remontée spectrale : Evaluation de l'ACPR	27
1.17	Représentation de l'évaluation de l'EVM	29
1.18	Vue d'ensemble des méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation	32
1.19	Amplificateur décrit par sa fonction de transfert non-linéaire	33
1.20	F.T.N.L. en considérant la polarisation et l'impédance de charge . .	35
1.21	Amplificateur décrit comme un circuit non-linéaire avec contre-réaction . .	35
2.1	Principe d'une contre réaction classique	46
2.2	Principe de la contre-réaction sur l'enveloppe	47
2.3	Principe de la contre-réaction à boucle polaire	48
2.4	Principe de la contre-réaction à boucle Cartesienne	49
2.5	Principe de la linéarisation FeedForward	51
2.6	Schéma détaillé de la linéarisation FeedForward	52
2.7	Principe de la linéarisation FeedForward avec boucle de contrôle numérique	52
2.8	Principe de la linéarisation par la méthode LINC	53
2.9	Principe de la linéarisation par la méthode CALLUM	54
2.10	Principe de la linéarisation par la méthode EER	55
2.11	Mise en oeuvre de l'étage de sortie	56
2.12	Principe de la linéarisation par prédistorsion numérique	57
2.13	Principe de la linéarisation par prédistorsion analogique	58
2.14	Utilisation d'une diode en série pour la prédistorsion analogique	59
2.15	Combinaison inductance et diode en parallèle pour la prédistorsion analogique	59
2.16	Utilisation d'une diode en parallèle pour la prédistorsion analogique	61
2.17	Principe de la prédistorsion cubique	61
2.18	Linéariseur à FET Froid source commune et schéma petit signal associé . .	63
2.19	Predistorsion à FET froid, configuration grille commune	63
2.20	Applications du FET passif	63
2.21	Linéariseur large bande à FET en mode transmissif	64
2.22	Linéariseur à FET couplé à un circuit résonnant	66
2.23	Dispositif de prédistorsion à FET	67

2.24	Autre application de la Prédistorion à FET	67
2.25	Linéariseur à FET couplé à un atténuateur	69
2.26	Prédistorion utilisant une ligne de transmission non-linéaire	69
2.27	Exemple d'implémentation d'une ligne de transmission non-linéaire	70
2.28	Principe de la Prédistorion à deux boucles	71
2.29	Performances de la Prédistorion à deux boucles	72
2.30	Linéarisation par postdistorion	72
2.31	Principe de linéarisation d'un Doherty par postdistorion	74
2.32	Performance du Doherty linéarisé par postdistorion	74
2.33	Principe de la superposition dérivative	76
2.34	Illustration du principe de la superposition dérivative	76
2.35	Combinaison cascode-superposition dérivative	78
2.36	Exemples de contre-réaction linéaire	78
2.37	Principe de la contre réaction active	80
2.38	Exemples de contre-reaction non-linéaire série	80
2.39	Utilisation d'une cascode pour la prédistorion analogique	81
2.40	Exemples de contre-reaction non-linéaire parallèle	82
2.41	Linéarisation par polarisation active	84
2.42	Polarisation active avec ajout d'un composant de couplage	85
3.1	Schéma équivalent non-linéaire d'un transistor à effet de champs	101
3.2	Comparaison mesure-simulations de $C/I3$ d'un amplificateur avec différents modèles d'un transistor PHEMT($\Delta f=10$ MHz, $F0=11.7$ GHz)	105
3.3	Interpolation par fonction spline	108
3.4	Principe de modélisation fine autour du point de fonctionnement	110
3.5	Reseau $I(V)$; Caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$	111
3.6	Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant ; Caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$	111
3.7	Gain et de phase avec réseau $I(V)$ en caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$	112

3.8	Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ caractérisé avec un pas $\Delta V_{gs} = 0.2V$ classique	112
3.9	Reseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$	113
3.10	Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$	113
3.11	Courbes de Gain et de Phase avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$. . .	114
3.12	Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$	114
3.13	Reseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$	115
3.14	Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant : réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.05V$	116
3.15	Gain et de Phase avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$	116
3.16	Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$	117
3.17	Schéma équivalent simplifié de l'amplificateur utilisé pour l'analyse non-linéaire	120
3.18	Modèle simplifié d'un amplificateur avec i_{ds} comme principale non-linéarité	128
3.19	Mesures de C/I_3 en fonction de la tension V_{gs} d'un amplificateur PHEMT ($P_{in} = -20dBm$, $\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)	132
3.20	Amélioration du C/I_3 par optimisation du point de polarisation : Mesure d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)	133
3.21	Puissance de sortie avant et après Optimisation de V_{gs} : Mesure d'un amplificateur PHEMT, $F_0=11.7$ GHz)	133
3.22	Variation de gain due à l'optimisation de V_{gs} : Mesure d'un amplificateur PHEMT, $F_0=11.7$ GHz)	134
3.23	Mesures de C/I_3 en fonction de la tension V_{gs} d'un amplificateur PHEMT à un étage, pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)	135
3.24	Mesures de C/I_3 en fonction de la puissance de sortie pour plusieurs courants : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)	135
3.25	Gain en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs courants : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)	136

3.26	Influence de l'impédance de charge sur la linéarité	140
3.27	Influence de source hors bande sur la linéarité	141
3.28	Influence de l'impédance de charge hors bande sur la linéarité	143
3.29	Modèle simplifié d'un amplificateur avec i_{ds} comme principale non-linéarité	144
3.30	Intermodulation et allure de gain	146
3.31	Effets du cinquième ordre sur le troisième ordre : Mesure d'un amplificateur PHEMT($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)	147
3.32	Courbes de C/I_3 et C/I_5 après optimisation de la polarisation : Mesure d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)	147
3.33	Manifestation des effets mémoires : Mesure d'un amplificateur PHEMT($\Delta f=10$ MHz, $F_0=12$ GHz)	148
3.34	Sources des effets mémoires dans un amplificateur FET/PHEMT	149
3.35	Dépendance des effets mémoire à la polarisation	150
3.36	Influence de la polarisation et de l'impédance de charge sur la linéarité : Mesures d'un amplificateur PHEMT UMS PPH25X ($P_{out} = 10$ dBm $\Delta f=10$ MHz, $F_0=12$ GHz)	153
4.1	Schéma de principe du récepteur bande C	161
4.2	Stratégie de conception de l'amplificateur bas niveau	163
4.3	Principe de mesure load-pull bi-porteuse	164
4.4	Exemple de résultats obtenues par mesure load-pull bi-porteuse : Transistor PPH25X $10 \times 50 \mu\text{m}$, $F_0 = 11\text{GHz}$, $\Delta_f = 10\text{MHz}$, $P_{out} =$ 10dBm/porteuse	168
4.5	Lieux d'impédances optimales en linéarité pour trois points de fréquences dans la bande Ku : $F_0 = 10.7\text{GHz}$, $F_0 = 11.7\text{GHz}$, $F_0 = 12.7\text{GHz}$; Transistor PHEMT PPH25X $12 \times 100 \mu\text{m}$	170
4.6	Impédances optimales de C/I_3 à 1dB de compression de gain	171
4.7	Impédances optimales de puissance pour un C/I_3 de 40dBc	172
4.8	Méthodologie de conception des amplificateurs faible niveau à haute linéarité	175
4.9	Configuration d'utilisation du MMIC HLA étudié	177

4.10	Topologie de l'amplificateur	179
4.11	Impédances de sortie à synthétiser : Mesure d'un transistor HEMT UMS- PPH25X 12x100 μm , $f_0 = 3.9GHz$, $\Delta f = 10MHz$	180
4.12	Impédances de sortie mesurées et simulés	181
4.13	Principe de test du découplage BF	182
4.14	Résultat de test du découplage BF	182
4.15	Layout de l'amplificateur	184
4.16	Performances bande étroite de l'amplificateur HLA MMIC : Adaptation entrée - sortie et stabilité	185
4.17	Gain linéaire de l'amplificateur HLA MMIC	186
4.18	Résumé des performances large bande de l'amplificateur HLA MMIC . . .	187
4.19	Simulations du gain et de la puissance de sortie de l'amplificateur pour différentes fréquences	188
4.20	AM/AM et AM/PM de l'amplificateur pour différentes fréquences	188
4.21	Puissance dissipée de l'amplificateur pour différentes fréquences	189
4.22	Simulation du C/I3 supérieur et inférieur l'amplificateur	190
1	Exemple de circuit de linéarisation par déplacement du point de polarisation	201
2	Résultats de la technique de linéarisation par déplacement du point de polarisation	203
A.1	Exemple de circuit non-linéaire simple	209

Liste des tableaux

2.1	Bilan des Techniques de linéarisation	87
3.1	Résumé des performances de l'amplificateur à différents courants de polarisation	136
4.1	Spécifications de l'amplificateur, bande C	178
4.2	Possibilités de réglage de l'amplificateur : $P_{out_{Tot}} = 10dBm \equiv 7dBm/Porteuse$ 191	
4.3	Matrice de conformité de l'amplificateur	192
4.4	Comparaison entre la puce existante et la nouvelle.	193

Lexique

ACPR	: Adjacent Channel Power Ratio
ARV	: Analyseur de Réseaux Vectoriel
AM/AM	: Courbe de Conversion Amplitude / Amplitude
AM/PM	: Courbe de Conversion Amplitude / Phase
AWG	: Arbitrary Waveform Generator
C/I ₃	: Carrier to third order Intermodulation ratio
CW	: Constant Wave (signal composé d'une sinusoïde pure)
DUT	: Device Under Test (Composant sous test)
FET	: Field Effect Transistor (Transistor à effet de champ)
HBT	: Heterojunction Bipolar Transistor (Transistor bipolaire à hétérojonction)
HEMT	: High Electron Mobility Transistor
HPA	: High Power Amplifier (Amplificateur de puissance)
HLA	: High Linearity Amplifier (Amplificateur à haute linéarité)
LLA	: Low Level Amplifier (Amplificateur faible niveau)
HFET	: Heterojunction Field Effect Transistor
IBO	: Input Back Off
IM _n	: Intermodulation d'ordre n
IMR	: Intermodulation Ratio
IP _n	: Point d'Intersection d'ordre n
OBO	: Output Back Off
PAE	: Power Added Efficiency
PHEMT	: Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
MMIC	: Microwave Monolithic Integrated Circuit
NPR	: Noise Power Ratio
QPSK	: Quadrature-Phase Shift Keying
RF	: RadioFréquence
SSPA	: Solid State Power Amplifier
TF	: Transformée de Fourier directe
TF-1	: Transformée de Fourier inverse
TOP	: Tube à Ondes Progressives

LEXIQUE

- TWTA : Travelling Wave Tube Amplifier
- TPG : Temps de Propagation de Groupe
- VNA : Vector Network Analyzer
- F.T.N.L. : Fonction de Transfert Non-linéaire

Introduction générale

Vers la fin des années 80, le développement des communications numériques a introduit des systèmes de communications complexes et sensibles aux distorsions. La demande toujours croissante de bande passante et de grands débits soulèvent des nouveaux défis dans la conception des amplificateurs à très forte linéarité et à très bon rendement. Ces problèmes sont couramment rencontrés dans les stations de base et les transpondeurs satellites où des porteuses multiples doivent être amplifiées simultanément conduisant à un rapport puissance maximale sur puissance moyenne relativement faible dans la bande passante. Ainsi, les ingénieurs de conception sont de plus en plus confrontés à des spécifications en terme de linéarité de plus en plus exigeantes.

Dans le même temps, les avancées dans la recherche des composants semi-conducteurs ont conduit à des transistor à très faible bruit qui ont permis d'étendre les performances des circuits et systèmes de communications. Malheureusement, ces composants à très faible bruit génèrent un niveau de distorsion élevé. La distorsion d'un signal complexe est devenu un sérieux problème et la non-linéarité est devenue un important sujet de recherche. La recherche dans les circuits non-linéaires hautes fréquences possède trois grands axes.

Le premier axe concerne la conception des circuits non-linéaires dans lesquels la non-linéarité est exploités pour des fonctions particulières. Parmi ces circuits, on peut citer les multiplicateurs, les mélangeurs ; on peut y ajouter aussi les amplificateurs de classe AB "linéaires", dans lesquels la non-linéarité est exploités pour améliorer le rendement. Dans ces circuits, la non-linéarité est une caractéristique désirable.

Le second axe concerne les effets nuisibles d'une non-linéarité non-désirée sur les sys-

tèmes linéaires que nous pouvons appeler “systèmes pseudo-linéaires”. L’analyse et l’optimisation de ce type de système sont compliquées de part la nature complexe même des signaux transmis dans ces systèmes ; typiquement, les porteuses modulées numériquement dans un format complexe. Les signaux sont stochastiques et non déterministes. Ces non-linéarités se traduisent par la génération des signaux d’intermodulation, qui réduisent considérablement le rapport signal à bruit dans le cas des transmissions multiporteuses. Observés dans le domaine fréquentiel, les signaux possèdent des composantes fréquentielles multiples, ou un spectre continu. Beaucoup de méthodes d’analyse ne sont pas adaptées pour ce type d’excitations ; clairement, on a besoin de connaissances nouvelles.

Le troisième axe concerne la conception des circuits permettant d’annuler ou de réduire les effets non-linéaires dans les circuits RF, et particulièrement dans les amplificateurs. Ces techniques de linéarisation peuvent être en bande de base, en IF ou en RF. Plusieurs techniques ont été développées afin d’améliorer la linéarité des amplificateurs de puissance, notamment, la technique Feed-Forward, la prédistorsion analogique et numérique, les méthodes LINC, EER, CALLUM, la contre-réaction polaire, cartésienne ou sur l’enveloppe etc.

Le travail réalisé durant cette thèse concerne les deux derniers axes de recherche. Il est initié d’un besoin industriel chez Thales Alenia Space (TAS). En effet les amplificateurs à forte linéarité sont fondamentaux dans la réalisation d’un système de communications par satellites où des porteuses multiples, modulées à enveloppe variable doivent être amplifiées simultanément. Afin de répondre à ces critères de linéarité, en sortie des récepteurs, on utilise habituellement des amplificateurs de puissance qui sont surdimensionnés et qui fonctionnent à fort recul (Fig.1). Ceci entraîne une consommation importante, un rendement en puissance ajouté faible, et des températures de jonctions élevées.

Bien que plusieurs techniques (Feed-Forward, prédistorsion analogique et numérique, LINC, EER, CALLUM etc.) aient été développées afin d’améliorer la linéarité des amplificateurs de puissance en émission, la plupart d’entre elles ne sont pas directement applicables dans la chaîne de réception où on adresse des faibles non-linéarités, correspon-

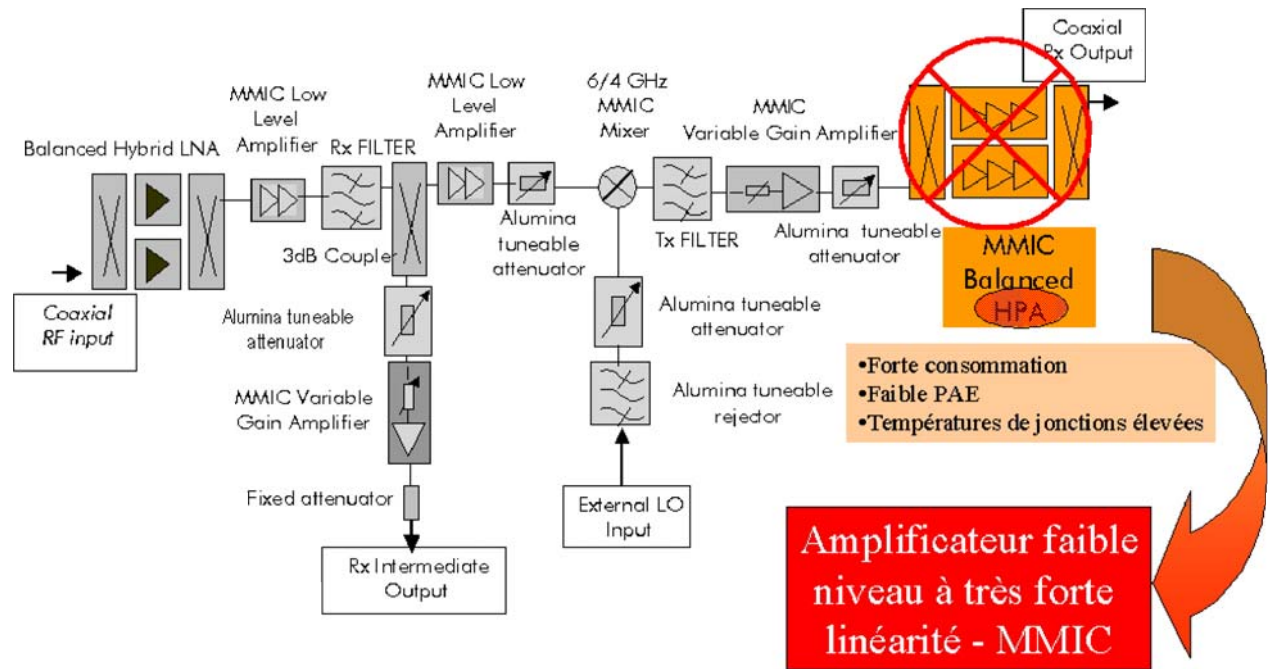


FIG. 1 – Schema de principe du récepteur Bande C

quant à des rapports puissance de la porteuse sur puissance d'intermodulation d'ordre 3 de l'ordre de 60 à 80dBc. En effet ces techniques de linéarisation nécessitent une consommation élevée et un encombrement non compatibles avec les contraintes des équipements de réception satellite.

Le sujet de cette thèse est de réaliser une étude mettant en évidence les enjeux de la linéarité en sortie des récepteurs satellite, de permettre une meilleure compréhension des phénomènes non-linéaires des composants et circuits d'amplification à faible niveau et de proposer des solutions afin de réduire cette non-linéarité et ainsi optimiser le rapport entre une forte linéarité et une faible consommation (IP3/PDC).

Le chapitre 1 reprend les considérations générales et définitions des phénomènes non-linéaires dans les circuits et systèmes de communications RF et microondes, puis dresse un bilan des divers facteurs de mérite qui permettent d'évaluer la linéarité des amplificateurs.

Le chapitre 2 présente les résultats d'un travail de recherche bibliographique concernant les techniques de linéarisation. L'ensemble de ces techniques sont classées suivant leur possibilité d'intégration en technologie monolithique. Il inclut non seulement les articles

mais aussi les différents brevets déposés sur le sujet.

Dans le chapitre 3, une attention soutenue a été portée à l'étude des phénomènes non-linéaires dans les composants et circuits RF d'amplification, à travers l'étude du schéma équivalent non-linéaire du transistor à effet de champ, l'étude des paramètres pouvant influencer la linéarité des amplificateurs et les moyens dont dispose le concepteur pour optimiser cette linéarité. Il y est également mis en évidence le problème de modélisation des faibles non-linéarités dans les amplificateurs.

Pour clore cette étude, une méthodologie de conception d'amplificateur faible niveau à très forte linéarité a été proposée et un amplificateur en bande C a été conçu, basé sur cette méthodologie : Cette réalisation fait l'objet du chapitre 4.

Chapitre 1

Définition et caractérisation des distorsions dans les circuits et systèmes de communications

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Définition des distorsions non-linéaires dans les circuits et systèmes de communications	7
1.2.1	Compression d'amplitude et conversion de phase	8
1.2.2	Distorsion d'intermodulation	9
1.2.3	Remontée spectrale	11
1.3	Méthodes d'évaluation de la linéarité des amplificateurs . . .	12
1.3.1	Evaluation à l'aide d'un signal mono-fréquence	13
1.3.2	Evaluation à l'aide d'un signal bi-fréquence	16
1.3.3	Evaluation à l'aide d'un signal multi-fréquences	25
1.3.4	Relation entre les tests bi-fréquences et multi-fréquences	29
1.4	Vue d'ensemble des méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation	32
1.4.1	Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à faible niveau	33
1.4.2	Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à fort niveau	37
1.5	Conclusion	39

1.1 Introduction

La distorsion se définit comme une modification du signal à la traversée d'un système. Contrairement au bruit ou aux interférences qui sont des sources de perturbation indépendantes de nature additive, la distorsion ne peut être dissociée du signal. Dans ce sens, nous pouvons considérer toutes les formes de distorsion comme les différentes manières dont le signal peut être modifié. Selon qu'elles résultent d'une transformation linéaire ou non-linéaire du signal, on distingue les distorsions linéaires et non-linéaires.

Les distorsions linéaires peuvent se manifester par de simple variation d'échelle du signal, lequel implique une variation du facteur d'amplification, ce qui peut être important dans les systèmes de mesure. Elles peuvent aussi se manifester par une modification de la forme du signal, ce qui est le cas dans les filtres, ou les chaînes de transmissions numériques.

Les distorsion non-linéaires peuvent produire une modification du gain, de la forme du signal et plus encore. En fait un composant non-linéaire, comme un amplificateur de puissance peut même générer des composantes qui sont complètement non-corrélées avec le signal original.

Un système non-linéaire peut aussi générer de la diaphonie dans les canaux de télécommunications ou encore transférer des données d'une certaine position spectrale vers une autre bande. Dans la suite, nous ne considérerons que la distorsion non-linéaire.

1.2 Définition des distorsions non-linéaires dans les circuits et systèmes de communications

La présence des éléments non-linéaires dans les amplificateurs crée des distorsions sur le signal qui est appliqué à son entrée. Le signal de sortie se présente donc comme une fonction non-linéaire du signal d'entrée. On utilise en général le modèle polynomial pour décrire le comportement non-linéaire des amplificateurs. En considérant le signal d'entrée comme un signal sinusoïdal ou une somme de signaux sinusoïdaux, il est possible de calculer les composantes spectrales grâce aux coefficients polynômiaux.

Considérons un circuit sans mémoire comme illustré à la figure 1.1, dans lequel la

tension de sortie est fonction de la tension d'entrée et la non-linéarité assez faible pour être représentée sous forme d'une série, jusqu'à l'ordre 3.

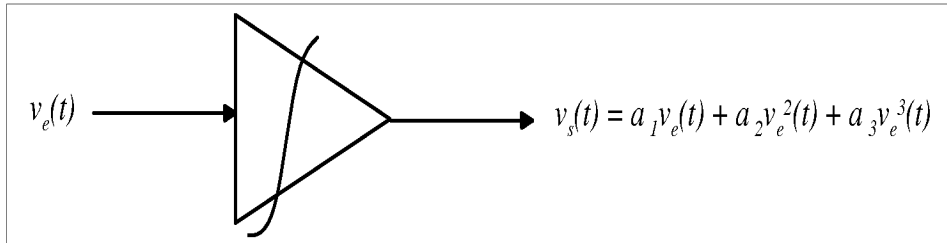


FIG. 1.1 – Modèle polynomial d'un amplificateur

Si le signal d'entrée est sinusoïdal de la forme $v_e = A \cos \omega_1 t$, Le signal de sortie s'écrit de la façon suivante :

$$v_s = \frac{1}{2} a_2 A^2 + \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega_1 t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos 2(\omega_1 t) + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos 3(\omega_1 t) \quad (1.1)$$

1.2.1 Compression d'amplitude et conversion de phase

Les conversions d'amplitude et de phase généralement notées respectivement AM/AM et AM/PM sont des phénomènes décrivant respectivement la distorsion d'amplitude et de phase subies par un signal, à la traversée d'un circuit non-linéaire. Ces formes de distorsion sont particulièrement gênantes lorsque l'amplitude ou la phase du signal est importante, ou quand une bonne partie de l'information est contenue dans l'amplitude ou/et la phase du signal comme c'est le cas dans les systèmes de communications numériques.

Le signal de sortie à la pulsation ω_1 encore appelé fondamental, dans le circuit non linéaire considéré plus haut s'écrit d'après l'équation (1.1) :

$$v_{s,1} = \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \cos(\omega_1 t) \quad (1.2)$$

Si le circuit possède une non-linéarité réactive, il existera une différence de phase. La réponse se réduit à un vecteur somme de deux phaseurs.

$$v_{s,1}(\omega_1) = \left(a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right) \exp(j\theta) \quad (1.3)$$

où θ représente la différence de phase. Il en ressort que même si θ demeure constant, la phase totale de $v_{s,1}$ varie avec l'amplitude. C'est le phénomène de conversion AM/PM. Ce phénomène est plus marqué lorsque l'amplificateur entre en saturation.

L'amplitude du fondamental peut encore s'écrire de la façon suivante :

$$K = a_1 A \left[1 + \frac{3 a_3}{4 a_1} A^2 \right] \quad (1.4)$$

Deux cas de figures se présentent :

- Si $a_3 < 0$, alors, $K < a_1 A$
- Si $a_3 > 0$, alors, $K > a_1 A$

Le premier cas correspond au phénomène de compression de gain, tandis que le second cas correspond au phénomène d'expansion de gain.

Les amplificateurs fonctionnent en général dans le cas compressif. On définit alors la puissance de sortie à un 1dB de compression, et le gain à 1 dB de compression qui vaut :

$$G_{1 \text{ dB}} = G_0 - 1 \text{ dB} \quad (1.5)$$

avec $G_0 = 20 \log a_1$

1.2.2 Distorsion d'intermodulation

Se basant sur le modèle polynomial décrit plus haut, considérons le signal d'entrée composé de deux signaux sinusoïdaux de même amplitude et de fréquences différentes tel que :

$$v_e = A[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t + \phi)]. \quad (1.6)$$

Le signal de sortie s'écrit après développement,

$$\begin{aligned} v_s = & a_0 + a_1 A \cos(\omega_1 t) + a_1 A \cos(\omega_2 t + \phi) + \\ & a_2 A^2 \left[\frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \cos((\omega_1 + \omega_2)t + \phi) + \cos((\omega_1 - \omega_2)t - \phi) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\phi) \right] \\ & + \frac{a_3 A^3}{4} \left[\cos(3\omega_1 t) + 3 \cos((2\omega_1 + \omega_2)t + \phi) \right. \\ & + 3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - \phi) + 3 \cos((\omega_1 + 2\omega_2)t + 2\phi) \\ & \left. + 3 \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\phi) + 9 \cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t + 3\phi) + 9 \cos(\omega_2 t + \phi) \right] \quad (1.7) \end{aligned}$$

L'examen du signal de sortie fait apparaître des fréquences nouvelles, qui sont les harmoniques et les produits d'intermodulation. Ces nouvelles fréquences peuvent interférer avec les fréquences des signaux utiles et créer des effets indésirables dans le système.

Les harmoniques (multiples des fréquences fondamentales) sont moins gênantes. En effet, elles se trouvent en dehors de la bande utile et peuvent donc être facilement éliminées par filtrage.

Les produits d'intermodulation sont des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales tels que $f_{im} = mf_1 \pm nf_2$ où m et n sont des entiers positifs, et la somme $m + n$ correspond à l'ordre d'intermodulation. La figure 1.2 montre le résultat d'une mesure à l'analyseur de spectre, de la distorsion d'intermodulation pour un signal d'entrée à deux porteuses.

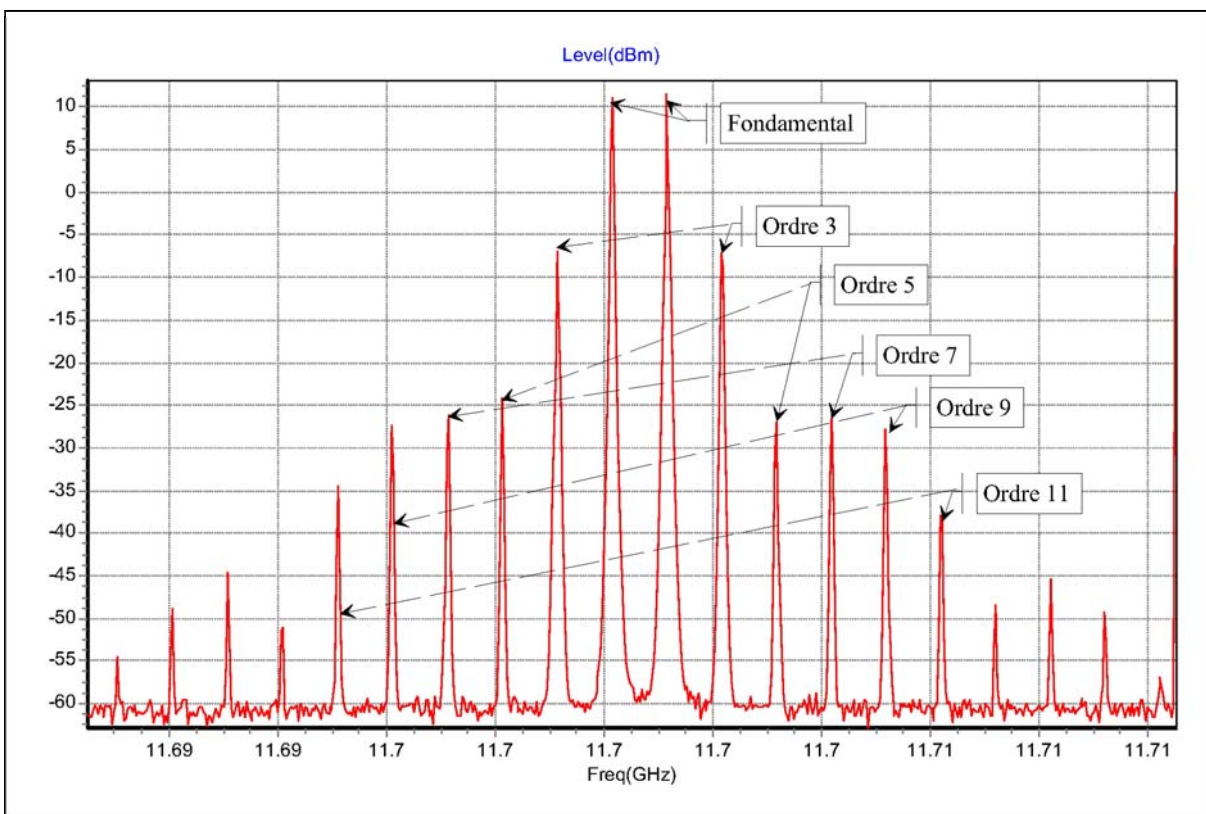


FIG. 1.2 – Exemple de Spectre de sortie présentant les produits d'intermodulation à la sortie d'un amplificateur

L'ordre de ces produits d'intermodulation dépend directement de l'ordre de l'équation

polynômiale représentant la non-linéarité. Ainsi pour une non-linéarité classique d'ordre 3, le spectre de sortie pour un signal d'entrée bi-fréquence est représenté à la figure 1.3. Ces produits d'intermodulation d'ordre impair sont beaucoup plus gênants, car ils se trouvent dans la bande utile et peuvent par conséquent se retrouver en sortie du système de communication.

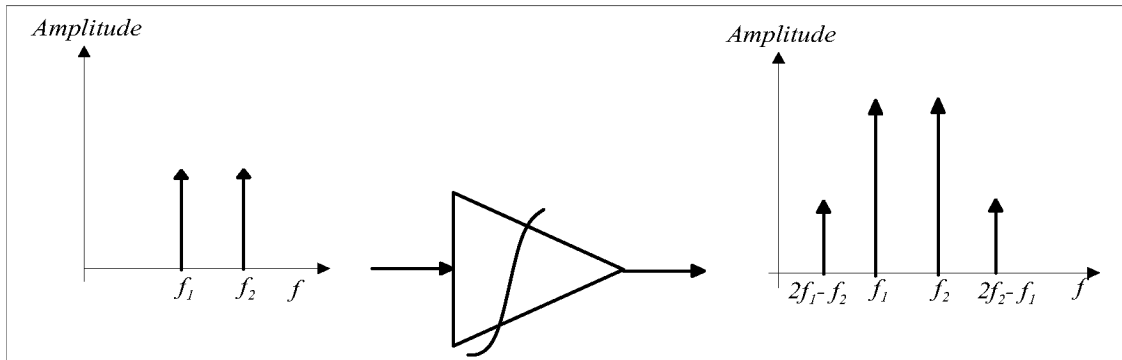


FIG. 1.3 – Spectre de sortie pour une non-linéarité d'ordre 3

1.2.3 Remontée spectrale

Dans la plupart des systèmes de communication modernes notamment le FDMA (*Frequency Division Multiple Acces*), chaque utilisateur possède un canal de communication contigu. Dans de tels systèmes, les signaux modulés sont soigneusement filtrés afin de prévenir l'étalement spectral de la puissance d'un canal vers le canal voisin, qui est source d'interférence. Malgré ces dispositions de filtrage, la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 peut causer l'élargissement du spectre du signal modulé transmettant ainsi de la puissance aux canaux adjacents (Fig.1.4). La remontée spectrale se présente donc comme une manifestation de la distorsion d'intermodulation dans les composants ou dans les systèmes utilisant les signaux modulés.

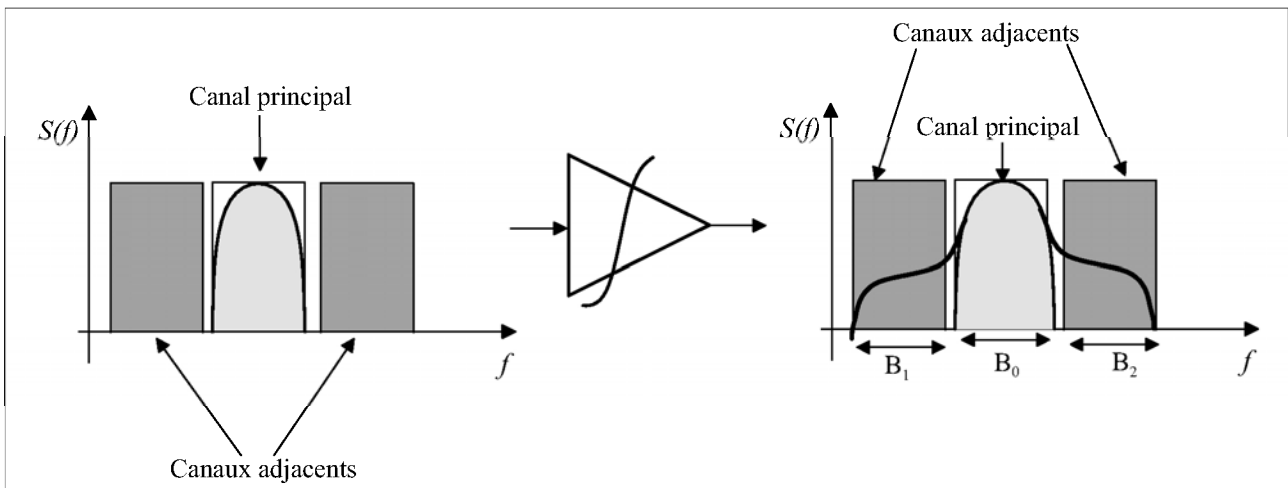


FIG. 1.4 – Exemple de remontée spectrale

1.3 Méthodes d'évaluation de la linéarité des amplificateurs

Le modèle polynomial sans mémoire permet une définition générale des distorsions non-linéaires dans les amplificateurs. Ces distorsions sont sources de génération de composantes fréquentielles nouvelles, entre autre les harmoniques et les produits d'intermodulation, ou causes de remontées spectrales. Compte tenu de l'effet néfaste de ces nouvelles composantes spectrales dans la bande passante de l'amplificateur, il est important de quantifier le niveau acceptable de ces effets non-linéaires en définissant des figures de mérite appropriées.

Les composants électroniques sont en général spécifiés par leur figure de mérite. Elles sont déterminées par des procédures de caractérisation qui sont de première importance dans l'industrie. Par exemple, un amplificateur est caractérisé par son gain, son rendement en puissance ajoutée, son facteur de bruit, sa linéarité, qui sont des figures de mérite représentant les propriétés observables d'un composant. Evaluer ces quantités joue un rôle important dans la définition des spécifications de l'amplificateur.

Tandis que les figures de mérite du comportement linéaire des circuits sont bien établies, celles des comportements non-linéaires continuent d'alimenter les débats au sein de la communauté scientifique.

Le principal objectif du paragraphe suivant est de présenter une vue d'ensemble des techniques de base de caractérisation et les mesures associées qui permettent une bonne définition de la plupart des figures de mérite des principales distorsions non-linéaires.

1.3.1 Evaluation à l'aide d'un signal mono-fréquence

1.3.1.1 Le point de compression à 1 dB

La façon la plus simple de caractériser la non-linéarité d'un amplificateur est de déterminer son point de compression à 1 dB. Le *point de compression à 1dB* correspond à la puissance pour laquelle la fondamentale s'écarte de 1dB de la valeur obtenue en considérant le système parfaitement linéaire. Cette puissance est obtenue par la relation suivante :

$$P_{1dBout} = [P_{1dBin} + (Gain - 1)]dBm \quad (1.8)$$

La figure 1.5 illustre une représentation du point de compression à 1 dB. Ce point permet donc de caractériser la puissance maximale quasi-linéaire délivrable par l'amplificateur.

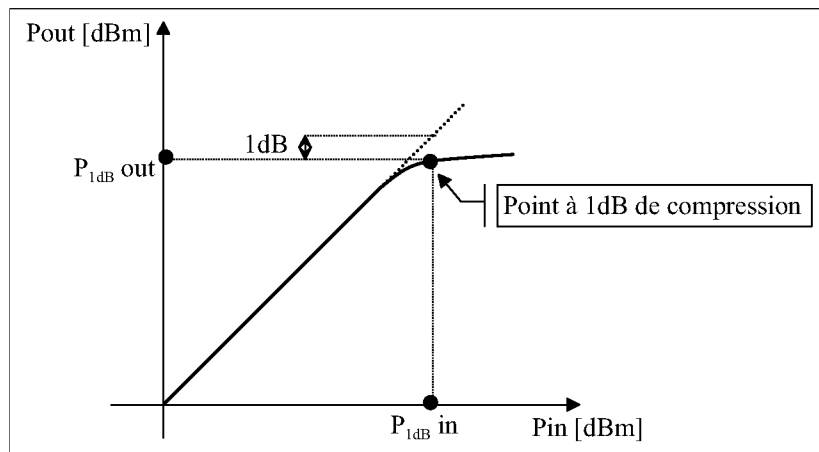


FIG. 1.5 – Représentation du point à 1 dB de compression

1.3.1.2 Distorsion d'harmoniques

Nous avons vu précédemment que la non-linéarité se manifeste aussi par la génération des harmoniques de la fréquence de travail.

On définit donc la distorsion d'harmonique comme le rapport entre la puissance fondamentale et la puissance aux harmoniques (Fig.1.6).

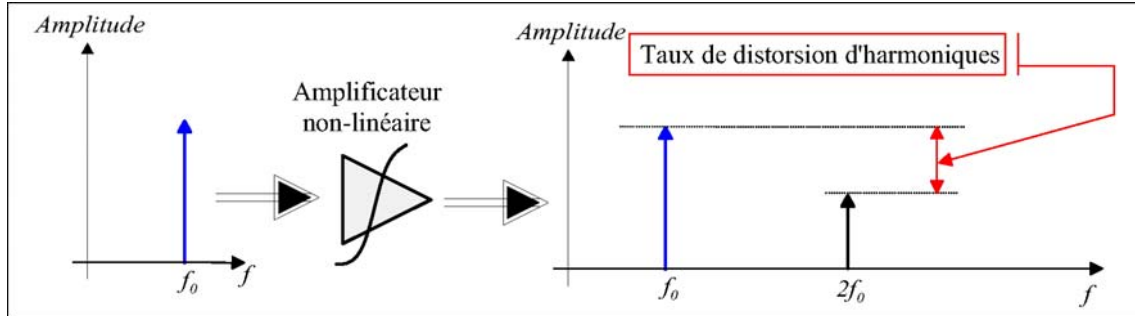


FIG. 1.6 – Evaluation du taux de distorsion harmoniques

1.3.1.3 Caractéristiques AM/AM et AM/PM

Soit $v_e(t)$, un signal mono-fréquence à l'entrée d'un amplificateur sans mémoire modélisé par sa fonction de transfert, et $v_s(t)$ le signal à la sortie de l'amplificateur. Considérons le signal d'entrée défini de la façon suivante :

$$v_e(t) = A \cos(\omega_1 t + \varphi) = A \cos(\psi) \quad (1.9)$$

Le signal à la sortie peut se décomposer en série de Fourier [1] et on obtient :

$$v_s(t) = 0.5a_0(A) + \sum_{n=1}^{+\infty} a_n(A) \cos(n\psi) d\psi + \sum_{n=1}^{+\infty} b_n(A) \sin(n\psi) d\psi \quad (1.10)$$

où a_n et b_n sont les coefficients de la série de fourier. Si on ne considère que la composante à ω_1 , on a :

$$v_{s1}(t) = a_1(A) \cos(\omega_1 t + \varphi) + b_1(A) \sin(\omega_1 t + \varphi) = F_A(A) \cos(\omega_1 t + \varphi + \phi(A)) \quad (1.11)$$

La courbe correspondant à la fonction $F_A(A)$, donnant l'amplitude de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée sur la composante ω_1 est appelée caractéristique AM/AM. De la même façon, la courbe correspondant à la fonction $\phi(A)$ donnant la phase de sortie en fonction de l'amplitude d'entrée sur la composante ω_1 est appelée caractéristique AM/PM.

La mesure des caractéristiques AM/AM et AM/PM est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Cependant ce formalisme ne prend pas en compte les désadaptation en entrée et en sortie.

La figure 1.7 montre un exemple de caractéristiques AM/AM et AM/PM qui est généralement mesuré dans les amplificateurs.

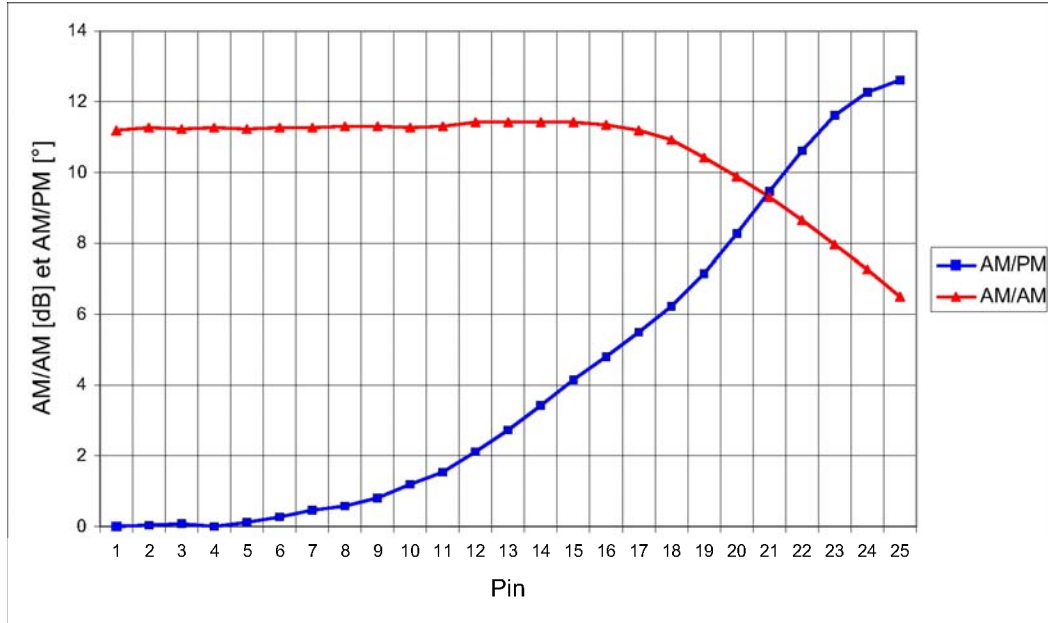


FIG. 1.7 – Exemple de caractéristiques AM/AM et AM/PM : Mesure d'un amplificateur PHEMT, $f_0 = 9GHz$

La connaissance de ces caractéristiques permet de déterminer la dégradation de la qualité des signaux due aux non-linéarités de l'amplificateur. Par exemple, la conversion AM/AM est particulièrement importante dans les systèmes basés sur une modulation d'amplitude, tandis que la conversion AM/PM est importante dans les systèmes de radio-communications modernes qui font appel à la modulation de phase. Il est alors possible de fixer le point de fonctionnement de l'amplificateur compte tenu de l'objectif de qualité de réception/transmission et de déterminer ainsi le recul du signal en sortie par rapport au niveau de saturation. Une autre application importante de cette caractérisation est l'extraction d'un modèle comportemental permettant la description des performances d'un système non-linéaire.

1.3.2 Evaluation à l'aide d'un signal bi-fréquence

Une représentation plus proche d'un vrai signal de télécommunication, plutôt qu'un signal sinusoïdal comme dans un test mono-fréquence considéré plus haut est l'utilisation d'un signal de test à deux tons. C'est la méthode la plus utilisée pour caractériser la linéarité d'un amplificateur. Elle permet de mesurer la distorsion d'amplitude, de caractériser les harmoniques générées, et aussi les composantes fréquentielles nouvelles issues du mélange et qui se retrouvent proche du fondamental, notamment les produits d'intermodulation d'ordre 3.

Le principe du test est de faire varier l'amplitude du signal d'entrée sur une plage importante afin de caractériser le spectre de l'amplificateur dans toute la plage de sa fonction de transfert.

Considérons le signal à la sortie (Eqn.1.7) d'un amplificateur non linéaire excité par un signal de test bi-fréquence (Eqn.1.6). Comme mentionné précédemment, le signal de sortie est riche en composantes issues du mélange et impliquant toutes les combinaisons possibles de $\pm\omega_1$ et $\pm\omega_2$.

En considérant un sous système RF à bande étroite comme c'est généralement le cas dans la plupart des équipements RF, la caractérisation de la distorsion à l'aide d'un signal bi-fréquence nous permet de caractériser à la fois la distorsion dans la bande ($m + n = 1$) et la distorsion hors bande ($m + n \neq 1$).

1.3.2.1 Caractérisation de la distorsion hors bande

Comme mentionné précédemment, la distorsion hors bande est caractérisée par les produits du mélange correspondant à $m + n \neq 1$. Ces produits incluent non seulement les harmoniques mais aussi les produits du mélange à $m\omega_1 + n\omega_2$ qui tombent proches du DC ($n+m=0$), ou ceux proches des divers harmoniques ($n+m=2,3,4\dots$).

Les produits situés proches du continu décrivent le déplacement du point de polarisation avec l'augmentation de la puissance d'entrée. Ainsi le signal à la fréquence $\omega_2 - \omega_1$ est appelé signal en bande de base. Cette définition part du fait que, si on considère une excitation bi-fréquence comme une porteuse à $\frac{(\omega_1 + \omega_2)}{2}$, modulée en amplitude par

un signal modulant en bande de base, dans le format de la double bande latérale (avec porteuse supprimée), alors $\omega_2 - \omega_1$ sera le double de ce signal en bande de base.

Comme précédemment dans la caractérisation de la distorsion dans la bande, la distorsion hors bande peut aussi être caractérisée par le point d'interception d'ordre 2 (IP₂)

En général on considère que ces signaux d'intermodulation hors bande ne sont gênants que dans les systèmes large bande (multioctave) car dans les systèmes bande étroite, ils peuvent facilement être filtrés et atténués. Cependant, comme nous le verrons plus loin dans notre étude, ces composantes hors bande peuvent influencer la forme de la distorsion d'intermodulation en créant des asymétries entre les raies d'intermodulation inférieures et supérieures.

1.3.2.2 Caractérisation de la distorsion dans la bande

Les composantes de la distorsion dans la bande sont celles situées très proche, de part et d'autre des fréquences fondamentales et espacées par la fréquence de battement $\omega_2 - \omega_1$. Ils incluent les ordres impairs ($m + n = 1$), notamment l'ordre 3 ($|m| + |n| = 3$) à $2\omega_2 - \omega_1$, $2\omega_1 - \omega_2$; l'ordre 5 ($|m| + |n| = 5$) à $3\omega_2 - 2\omega_1$, $3\omega_1 - 2\omega_2$; l'ordre 7 ($|m| + |n| = 7$) à $4\omega_2 - 3\omega_1$, $4\omega_1 - 3\omega_2$. Le niveau de ces produits d'intermodulation diminue à mesure que leur ordre devient grand; par conséquent, nous nous attarderons uniquement à la caractérisation de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 dont le niveau est plus élevé que les autres et dont les raies fréquentielles sont plus proches du fondamental.

La figure 1.3 permet de distinguer les raies d'intermodulation inférieures et les raies d'intermodulation supérieures. Ces composantes des produits d'intermodulation d'ordre 3 peuvent s'exprimer de la façon suivante :

$$v_s IM3_L = \frac{3a_3 A^3}{4} (\cos((2\omega_1 - \omega_2)t - \phi)) \quad (1.12)$$

$$v_s IM3_U = \frac{3a_3 A^3}{4} (\cos((2\omega_2 - \omega_1)t - \phi)) \quad (1.13)$$

On remarque que les produits d'intermodulation aux fréquences $2f_1 - f_2$ et $2f_2 - f_1$, situées dans la bande, ont une amplitude proportionnelle au cube de celui du signal d'entrée. En unité logarithmique, l'amplitude de ces signaux augmente trois fois plus rapidement que la fondamentale, et l'extrapolation de la droite de la puissance au fondamental de pente

1dB/dB coupe l'extrapolation de la droite de la puissance à la raie d'intermodulation adjacente de pente 3dB/dB au *point d'interception d'ordre 3* (Fig.1.8). C'est un point fictif caractérisant la non-linéarité d'ordre 3, mais seulement à faible niveau où la puissance d'intermodulation croît avec une pente de 3dB/dB. L'abscisse représente le point d'interception en entrée et l'ordonnée le point d'interception à la sortie.

Mathématiquement, le point d'interception d'ordre 3 peut directement être calculé en considérant un système excité par des signaux non modulés d'amplitudes égales et en ne prenant en compte que la distorsion d'ordre trois. Ainsi la puissance à la raie d'intermodulation d'ordre 3 (exp. $2\omega_1 - \omega_2$) est donnée par la relation suivante :

$$P_{sIM3L} = \frac{1}{T_{2\omega_1 - \omega_2}} \int_0^{T_{2\omega_1 - \omega_2}} \left\{ \frac{3a_3 A^3}{4} \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t - \phi] \right\}^2 dt \quad (1.14)$$

$$P_{sIM3L} = \frac{9a_3^2 A^6}{32}$$

La puissance de sortie linéaire au fondamental s'exprime par :

$$P_{fond} = \frac{1}{T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} \{aA(\cos[(\omega_1)t - \phi])\}^2 dt \quad (1.15)$$

$$P_{fond} = \frac{1}{2} a^2 A^2$$

Le point d'interception d'ordre 3 peut donc être déduit des deux relations précédentes et on obtient :

$$IP_3 = \frac{2 a_1^3}{3 a_3} \quad (1.16)$$

En plus du point d'interception d'ordre trois, l'intermodulation d'ordre 3 est souvent caractérisé par le taux d'intermodulation représenté par le rapport C/I_3 , défini par le rapport de la puissance d'intermodulation d'ordre 3 à la puissance au fondamental. Contrairement à l'IP3, ce rapport dépend du niveau d'excitation [7]. A faible niveau, il suit une loi linéaire de pente -2dB/dB, puis se dégrade fortement. Cette décroissance peut atteindre 3 à 6 dB/dB à très fort niveau de puissance d'entrée.

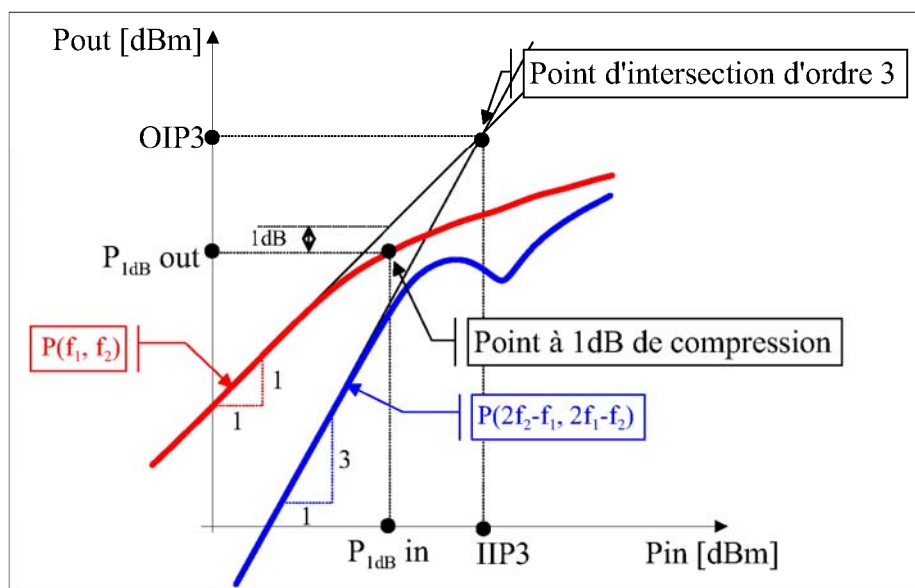


FIG. 1.8 – Point d'interception d'ordre 3

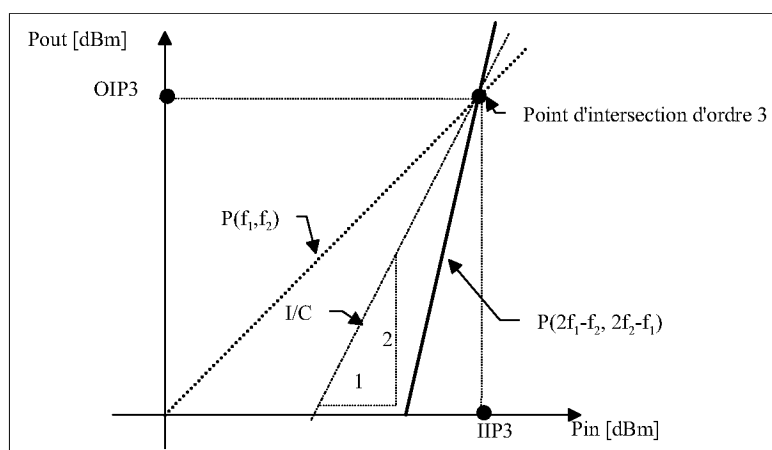


FIG. 1.9 – Rapport C/I3

$$I/C = \frac{\text{Puissance de la sortie du produit d'intermodulation}}{\text{Puissance de la porteuse}}; \text{Pente } 2 : 1$$

$$C/I_3 = \frac{\text{Puissance de la porteuse}}{\text{Puissance de la sortie du produit d'intermodulation d'ordre 3}}; \text{Pente } -2\text{dB/dB}$$

$$C/I_{3inf} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} \quad (1.17)$$

$$C/I_{3sup} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (1.18)$$

Le C/I_3 est également rattaché à la puissance de sortie par raie (P_0), au fondamental et le point d'interception d'ordre 3 par la relation suivante :

$$C/I_3[dBc] = 2 \cdot (IP_3[dB] - P_0[dB]) \quad (1.19)$$

La figure 1.10 montre un exemple de mesure du rapport C/I. Pour chaque niveau de puissance d'entrée, un spectre comme celui-ci est visualisé et à chaque fois, on relève les niveaux des différentes composantes spectrales en sortie afin de déterminer la courbe du C/I3 en fonction de la puissance d'entrée. Un exemple de ce type de courbe est représenté à la figure 1.11

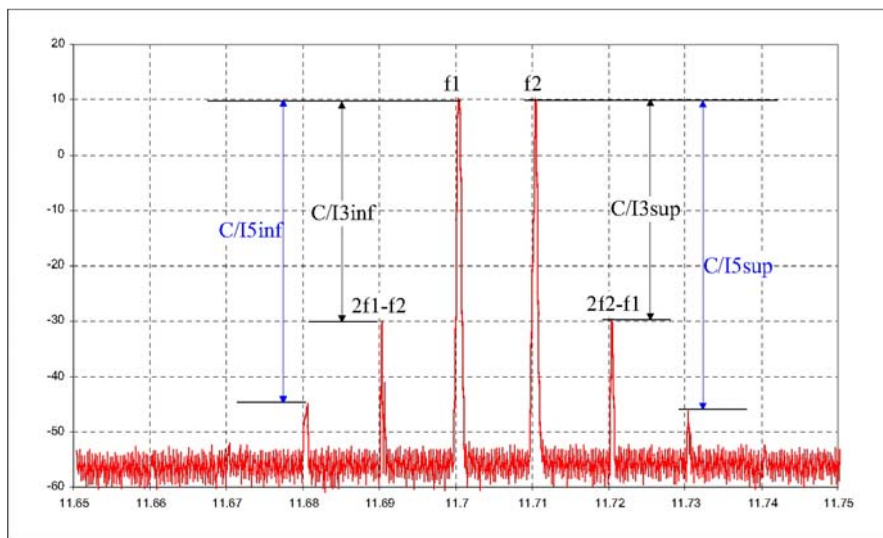


FIG. 1.10 – Exemple de spectre de mesures du C/I : Mesure d'un amplificateur PHEMT
 $f_0 = 11.7GHz$, $\Delta_f = 10MHz$

1.3.2.3 Cascade d'amplificateurs faiblement non-linéaires

Considérons une cascade de plusieurs amplificateurs faiblement non-linéaires illustré à la figure 1.12.

Chaque amplificateur de la chaîne est défini par son gain et son point d'interception d'ordre 3. On considère dans ce cas de figure que les gains ainsi que les impédances entrée/sortie des différents étages sont constants dans toute la gamme de fréquence considérée et qu'il n'y a pas d'interaction entre les non-linéarités des différents étages.

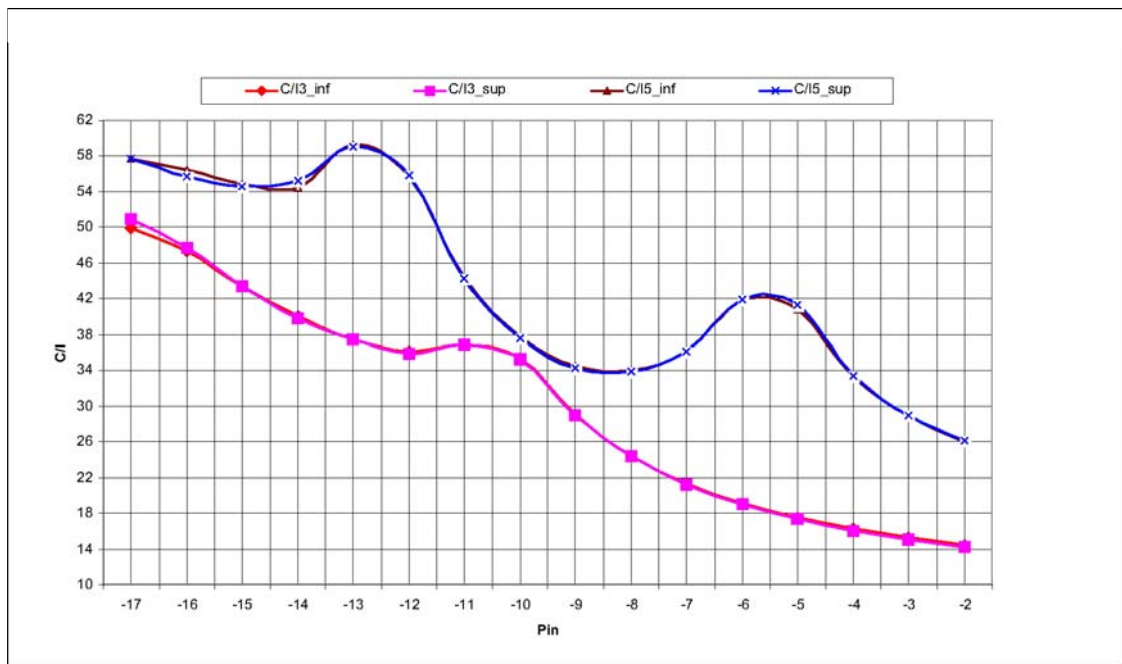


FIG. 1.11 – Exemple de courbes de C/I : Mesure d'un amplificateur PHEMT $f_0 = 11.7GHz$, $\Delta_f = 10MHz$

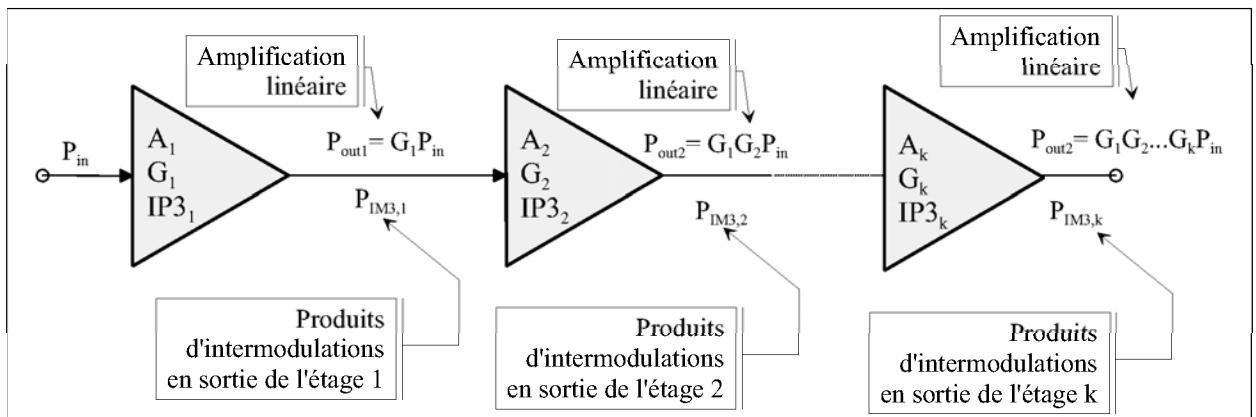


FIG. 1.12 – Cascade d'étages faiblement non-linéaires

Sous ces conditions, le système de la figure 1.12 fonctionne de la façon suivante : un signal bi-porteuses est envoyé à l'entrée du premier étage de gain A_1 ; le signal de sortie est composé du signal amplifié et des intermodulations créés par l'amplificateur. Ces signaux sont ensuite amplifiés par le deuxième étage, qui lui même ajoute sa distorsion d'intermodulation . Ces distorsions sont générées aux mêmes fréquences que celles du premier étage, et par conséquent se combinent entre elles. Ce processus est répété le long

de la cascade d'amplificateurs.

En général les phases des distorsions d'intermodulations générées dans n'importe quel étage et ceux provenant de l'étage précédent ne sont pas connues. Par conséquent, on ne peut pas savoir quelles composantes d'intermodulations se combineront en phase (augmentant le niveau de distorsion) ou en opposition de phase (réduisant la distorsion). Pour contourner ce problème, on peut supposer le pire cas, dans lequel, les distorsions d'intermodulation se combinent en phase. Cette considération résulte en une borne supérieure pour le point d'interception d'ordre 3. Cette borne est celle généralement rencontrée dans les mesures d'amplificateurs, car quelque part dans un système passe bande, toutes les composantes de la distorsion d'intermodulation auront la même phase.

Si on fait le calcul pour les deux premiers étages, on aura :

$$\frac{1}{IP3} = \left[\left(\frac{1}{IP3_2} \right) + \left(\frac{1}{G_2 \cdot IP3_1} \right) \right] \quad (1.20)$$

On peut généraliser la relation précédente pour le calcul du point d'interception d'ordre 3 d'une cascade de k amplificateurs.

$$\frac{1}{IP3} = \left[\left(\frac{1}{IP3_k} \right) + \left(\frac{1}{G_k \cdot IP3_{k-1}} \right) + \left(\frac{1}{G_k \cdot G_{k-1} \cdot IP3_{k-2}} \right) + \dots + \left(\frac{1}{G_2 \dots G_k \cdot IP3_1} \right) \right] \quad (1.21)$$

L'équation 1.21 montre que le taux de contribution de chaque étage à la distorsion totale de sortie d'une cascade d'amplificateurs est fonction du point d'interception de cet étage multiplié par le gain de tous les étages qui le suivent.

1.3.2.4 Distorsion d'intermodulation d'une structure équilibrée

Grâce à l'effet de combinaison de puissance des circuits équilibrés, l'interconnexion de deux amplificateurs dans une structure équilibrée donne un point d'interception plus élevé que celui d'un amplificateur pris individuellement.

La puissance du n-ième ordre d'intermodulation (P_{IMn}) est reliée à la puissance au fondamental et au point d'interception d'ordre n par la relation suivante :

$$P_{IMn} = nP_{Lin} - (n - 1)IP_n \quad (1.22)$$

Dans l'équation ci-dessus, P_{Lin} représente la puissance de sortie linéaire et IP_n est le point d'interception d'ordre n.

L'équation (1.22) peut être mise sous la forme suivante :

$$IP_n = \frac{nP_{Lin} - P_{IMn}}{n - 1} \quad (1.23)$$

Si les deux amplificateurs fonctionnent au même niveau de puissance d'entrée, ils auront le même niveau d'intermodulation à la sortie. A la sortie de la structure équilibrée, les niveaux de puissance du fondamental et d'intermodulation sont 3 dB plus élevés que ceux des amplificateurs individuels. Le point d'interception devient alors ;

$$IP'_n = \frac{n(P_{Lin+3}) - (P_{IMn} + 3)}{n - 1} \quad (1.24)$$

Après simplification on obtient

$$IP'_n = IP_n + 3 \quad (1.25)$$

$$P'_{IMn} = P_{IMn} + 3 \quad (1.26)$$

1.3.2.5 Banc de caractérisation de la distorsion d'intermodulation

Le banc de mesure de la distorsion d'intermodulation est illustré à la figure 1.13. Bien que ce banc de mesure soit représenté sous sa forme la plus simple, impliquant deux générateurs de signaux, un combineur de puissance, et un analyseur de spectre, l'implémentation en salle de mesure de ce banc peut être plus complexe incluant d'autres éléments afin de garantir la précision des mesures sur une gamme de puissance importante ou pour des niveaux C/I_3 très élevés.

Le principe de la mesure consiste à injecter en entrée de l'amplificateur deux porteuses de même niveau de puissance avec un espacement faible (≈ 0.1 à 10 MHz), afin de réduire les variations d'amplification dans la bande de fréquence de mesure, puis de mesurer à

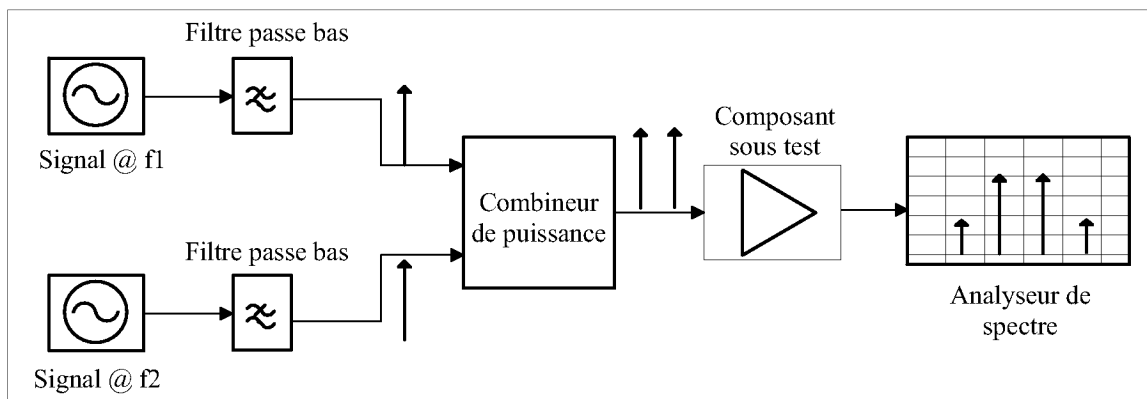


FIG. 1.13 – Principe de mesure de la distorsion d'intermodulation

l'analyseur de spectre les niveaux des signaux en sortie de l'amplificateur et d'en déduire le rapport entre porteuse et produits d'intermodulation .

Afin d'augmenter la précision de ces mesures, il est important de minimiser la distorsion d'intermodulation résiduelle causée par les équipements de mesure. Si les deux sources de puissance ne sont pas isolées l'une de l'autre, alors elles peuvent produire des signaux d'intermodulation entre elles à cause des circuits non-linéaires des sources de puissance. Il est donc important de découpler les sources de puissances grâce à des isolateurs, et l'utilisation d'un vrai combineur de puissance à la place d'une simple jonction en T.

De plus, les harmoniques du signal générées peuvent se mélanger avec le fondamental et ainsi créer de la distorsion au niveau du composant sous test, des étages de sortie des générateurs de signaux, ou bien les deux en même temps. Puisque l'amplitude et la phase de ces signaux parasites ne sont pas connues, elles causeront une erreur de mesure difficile à prédire. C'est pour cela qu'on place des filtres passe-bas en sortie des générateurs de signaux afin d'améliorer leur pureté spectrale.

Une autre erreur de mesure peut provenir de la non-linéarité des étages d'entrée de l'analyseur de spectre. Dans ce cas il peut être utile d'utiliser un atténuateur en entrée de l'analyseur de spectre ou bien de choisir un analyseur de spectre présentant une bonne dynamique.

Lors du test d'un amplificateur réel, il peut apparaître des inégalités de niveau entre les raies d'intermodulation inférieures et supérieures. Le degré de ces inégalités varient en

général avec le niveau de puissance d'entrée ou avec l'écart de fréquence entre les deux porteuses. Ces inégalités ou asymétries des raies d'intermodulation peuvent provenir d'origine diverses, notamment, de la conversion AM/AM et AM/PM, de la modulation du point de polarisation, des réseaux d'adaptation et de découplage BF ou d'une combinaison de ces facteurs ; le chapitre 3 reviendra plus en détail sur ce phénomène.

Le rapport C/I_3 présente le désavantage de n'être pas constant en fonction de la puissance de sortie. D'autre part, ce rapport peut dépendre de l'écart de fréquence entre les deux porteuses. Les phénomènes de compensation interne des non-linéarités limitent l'utilisation de ce critère pour certains systèmes particuliers ; Par exemple si la non-linéarité d'ordre 2 devient prépondérante, causant le phénomène d'expansion de gain, le critère C/I_3 n'est plus valable [6]. Ce critère est également inapproprié pour caractériser de manière précise la linéarité des circuits excités par des signaux complexes.

1.3.3 Evaluation à l'aide d'un signal multi-fréquences

Bien que l'évaluation de la distorsion d'intermodulation par des signaux de test bi-fréquences soit généralement utilisée comme standard dans l'industrie, de nos jours, les ingénieurs sont à la recherche d'une procédure alternative plus proche du régime de fonctionnement final du système [12]. Les circuits RF et microondes dédiés aux télécommunications, notamment ceux des communications spatiales supportent une ou plusieurs porteuses modulées. Dans ce cas ce n'est pas seulement la puissance moyenne du signal d'entrée qui va influencer la linéarité du circuit mais aussi son allure temporelle. A cause des non-linéarités du circuit, des signaux d'entrée de même puissance moyenne mais d'allures temporelles différentes vont générer des signaux de sortie différents.

Il faut donc trouver un moyen simple et efficace de prédire le comportement non-linéaire des circuits en présence de tel signaux.

1.3.3.1 Le NPR (*Noise Power Ratio*)

Une façon de modéliser de tels signaux est d'utiliser un grand nombre de porteuses régulièrement espacées, de même amplitudes et de phases différentes. Ceci est équivalent à une méthode statistique. Par application du théorème de la limite centrale, quand le nombre de porteuses est suffisamment grand ($n > 10$ [14]) et leurs phases différentes ou non corrélées, le signal d'entrée peut être assimilé à un bruit gaussien à bande étroite. L'évaluation de la réponse du système non-linéaire permet de déterminer le rapport de puissance de bruit dû à l'intermodulation, c-à-d le NPR (*Noise Power Ratio*). Le principe illustré à la figure 1.14, est de générer un signal multi-fréquences, suivi d'un filtre réjecteur sur une bande bien définie et de venir sonder les produits d'intermodulation qui viennent combler le trou de réjection, à la traversée du circuit non-linéaire. Ce bruit d'intermodulation caractérisé par le NPR affecte donc directement le rapport signal à bruit de la liaison numérique.

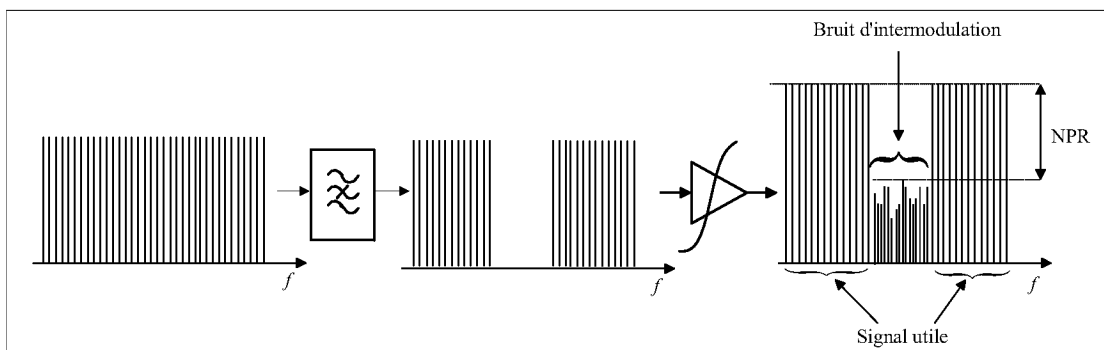


FIG. 1.14 – Principe de mesure du NPR

1.3.3.2 Le taux d'intermodulation multi-fréquences (M-IMR)

Le taux d'intermodulation multi-fréquences est une mesure de non-linéarité dans les circuits utilisant un signal multi-porteuses, ce qui est le cas pour les formats de modulation multi-porteuses (OFDM). Il est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal à la fondamentale dans la bande et la plus grande puissance à la fréquence d'intermodulation juste en dehors de la bande souhaitée (Fig.1.15).

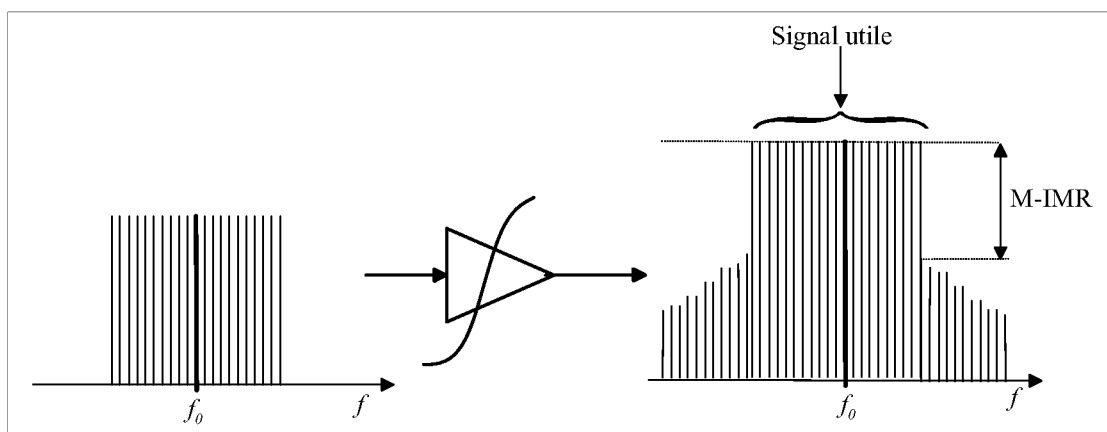


FIG. 1.15 – Taux d'intermodulation multi-fréquences

1.3.3.3 ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*)

Comme décrit plus haut, les non-linéarités de l'amplificateur génèrent des distorsions qui se traduisent par une remontée spectrale de puissance dans les canaux adjacents (Fig.1.16).

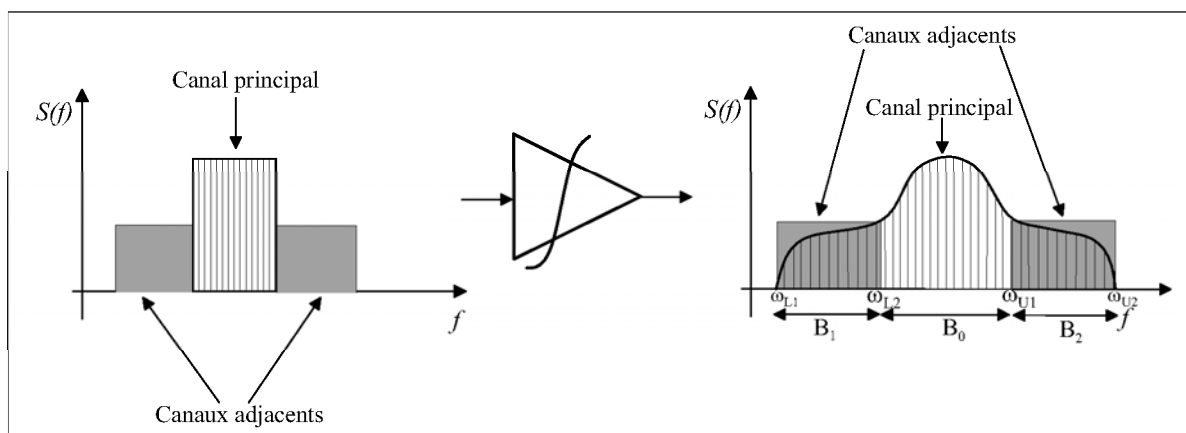


FIG. 1.16 – Exemple de remontée spectrale : Evaluation de l'ACPR

L'importance de ces distorsions est caractérisée par l'ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), qui est le rapport de la puissance totale du signal dans le canal principal (P_0) sur la puissance totale du signal dans les canaux adjacents (P_{LA} et P_{UA}). Ainsi si $S_0(\omega)$ est considéré comme la fonction de la densité spectrale de puissance de la sortie du système dans la bande, alors on définit l'ACPR total de la façon suivante :

$$ACPR_T \equiv \frac{P_0}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L_2}}^{\omega_{U_1}} S_0(\omega) d(\omega)}{\int_{\omega_{L_1}}^{\omega_{L_2}} S_0(\omega) d(\omega) + \int_{\omega_{U_1}}^{\omega_{U_2}} S_0(\omega) d(\omega)} \quad (1.27)$$

Tout comme le rapport C/I, on définit aussi l'ACPR inférieur et supérieur, selon qu'on considère l'un ou l'autre seulement.

$$ACPR_{L/U} \equiv \frac{P_0}{P_{AL/U}} = \begin{cases} \frac{\int_{\omega_{L_2}}^{\omega_{U_1}} S_0(\omega) d(\omega)}{\int_{\omega_{L_1}}^{\omega_{L_2}} S_0(\omega) d(\omega)} & Inf \\ \frac{\int_{\omega_{L_2}}^{\omega_{U_1}} S_0(\omega) d(\omega)}{\int_{\omega_{U_1}}^{\omega_{U_2}} S_0(\omega) d(\omega)} & Sup \end{cases} \quad (1.28)$$

1.3.3.4 EVM (*Error Vector Measurement*)

L'EVM (*Error Vector Measurement*) représente les distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états, caractérisant une modulation numérique. En effet la non-linéarité du circuit modifiera l'expression du signal d'entrée ainsi que celle du signal démodulé. Ainsi sur une même constellation, les vecteurs émis et reçus peuvent être très différents (Fig.1.17). L'EVM peut donc permettre de caractériser les erreurs qui sont dues à la distorsion d'amplitude ou de phase.

Les quantités mesurables sont donc l'amplitude et la phase du vecteur erreur, qui sont respectivement la différence d'amplitude et de phase entre le signal reçu (I, Q) et celui de référence (I_{ref}, Q_{ref}). A partir de la figure 1.17, les erreurs d'amplitude et de phase peuvent être définies de la façon suivante [15] :

$$Erreur \text{ d'amplitude} = \sqrt{I^2 + Q^2} - \sqrt{I_{ref}^2 + Q_{ref}^2} \quad (1.29)$$

$$Erreur \text{ de phase} = \arctan\left(\frac{Q}{I}\right) - \arctan\left(\frac{Q_{ref}}{I_{ref}}\right) \quad (1.30)$$

$$EVM = \sqrt{(I - I_{ref})^2 + (Q - Q_{ref})^2} \quad (1.31)$$

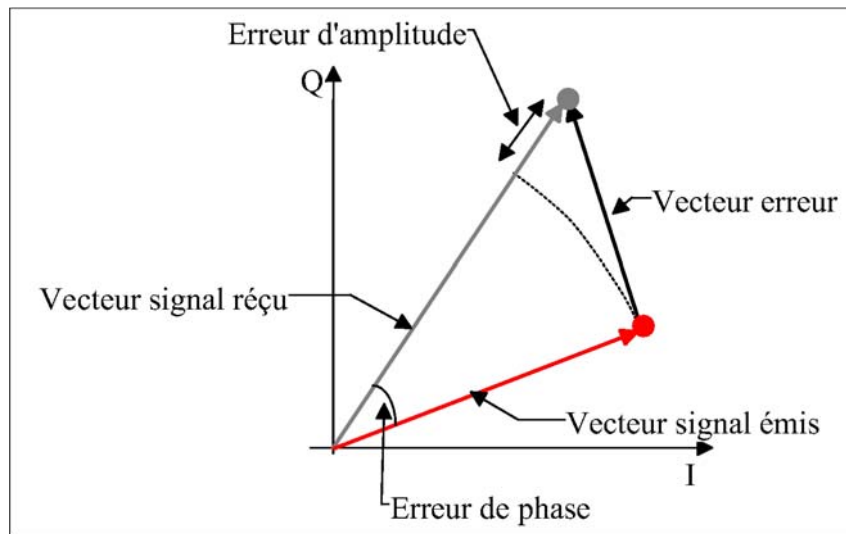


FIG. 1.17 – Représentation de l'évaluation de l'EVM

1.3.4 Relation entre les tests bi-fréquences et multi-fréquences

En se basant sur le modèle polynomial de la caractéristique non-linéaire d'ordre 3 d'un amplificateur, il est possible de dériver des relations empiriques entre la mesure des distorsions d'intermodulation des signaux complexes (NPR, ACPR) et celle des signaux de test bi-fréquences ($\text{IMR}_{2\text{-tones}}$). Bien que ce procédé ne soit pas absolument précis, il présente néanmoins une bonne approximation du comportement non-linéaire de l'amplificateur avant de procéder à des mesures plus complexes.

Le procédé est basé sur la théorie de Volterra et Wiener, selon laquelle tout circuit non-linéaire du troisième ordre peut être entièrement caractérisé par l'utilisation d'un signal de test composé de trois porteuses [24]. Puisque en général un système du troisième ordre est complètement caractérisé par ses trois premiers noyaux de Volterra ou fonctions de transfert non-linéaires dans le domaine fréquentiel, un minimum de 3 porteuses est requis en théorie pour évaluer ses performances en linéarité.

Par application du théorème de la limite centrale, quand le nombre de porteuses est suffisamment grand ($n > 10$) et leurs phases différentes ou non corrélées, le signal d'entrée peut être assimilé à un bruit gaussien à bande étroite.

En utilisant une méthode analytique, pour un circuit sans mémoire, il est possible de dériver des relations entre les résultats d'un test multi-porteuses et celui d'un test

bi-porteuses. Sur ces considérations, les variables suivantes peuvent être définies :

$\text{IMR}_{2\text{-tones}}$: Taux d'intermodulation mesuré avec deux porteuses en dBc

IP3 Point d'interception d'ordre 3 en dBm

n : Nombre de porteuses

r : Rang du produit d'intermodulation

($r=1$ pour le produit d'intermodulation le plus proche de la porteuse)

b : Nombre de porteuses dans la bande où les porteuses ont été enlevées pour le test du NPR. Ainsi pour enlever une seule porteuse au centre de la bande, on a : $b = f\left[\frac{n-2}{2}\right]$

La fonction $f(x)$ extrait la partie entière de la quantité entre crochets

La fonction $\text{mod}\left(\frac{x}{y}\right)$ est définie comme le reste de la division de x par y .

1.3.4.1 ACPR

$$\text{ACPR [dBc]} = \text{IMR}_{2\text{-tones}} - 6 + 10 \log \left(\frac{n^3}{4A + B} \right) \quad (1.32)$$

Avec :

$$A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{8} \quad (1.33)$$

$$B = \frac{n^2 - \text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{4} \quad (1.34)$$

1.3.4.2 NPR

$$\text{NPR [dBc]} = \text{IMR}_{2\text{-tones}} - 6 + 10 \log \left(\frac{n^3}{4C + D} \right) \quad (1.35)$$

Avec :

$$C = \left(\frac{n-b-2}{2} \right)^2 - \frac{\text{mod}\left(\frac{n+b}{2}\right)}{4} + \left(\frac{b-1}{2} \right)^2 - \frac{\text{mod}\left(\frac{b+1}{2}\right)}{4} + b \cdot (n-b-2) \quad (1.36)$$

$$D = \left(\frac{n-b-2}{2} \right) - \frac{\text{mod}\left(\frac{n+b}{2}\right)}{2} + \frac{b-1}{2} + \frac{\text{mod}\left(\frac{b+1}{2}\right)}{2} \quad (1.37)$$

1.3.4.3 M-IMR

$$\text{M-IMR [dBc]} = \text{IMR}_{2\text{-tones}} - 6 + 10 \log \left(\frac{n^3}{4E + F} \right) \quad (1.38)$$

Avec :

$$E = \left(\frac{n-r}{2} \right)^2 + \frac{\text{mod} \left(\frac{n+r}{2} \right)}{4} \quad (1.39)$$

$$F = \left(\frac{n-r}{2} \right) + \frac{\text{mod} \left(\frac{n+r}{2} \right)}{2} \quad (1.40)$$

1.4 Vue d'ensemble des méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation

Le comportement de la distorsion d'intermodulation dans les amplificateurs résulte de l'interaction entre les non-linéarités du composant et les circuits de polarisation et d'adaptation. Généralement il n'existe pas de solution complète pour le calcul des distorsion d'intermodulation s, et les méthodes d'analyse numérique itératives telle que l'équilibrage harmonique sont généralement utilisées.

Le calcul analytique de la distorsion d'intermodulation de l'amplificateur peut être réalisé sous certaines considérations simplifiées. Nous nous attarderons un peu sur ces méthodes. Elles peuvent être utilisées pour comprendre le mécanisme qui engendre la distorsion d'intermodulation et comment la réduire dans les amplificateurs.

Les méthodes traitées sont classées suivant le régime de fonctionnement, faible niveau ou à fort niveau. La figure 1.18 en donne un aperçu.

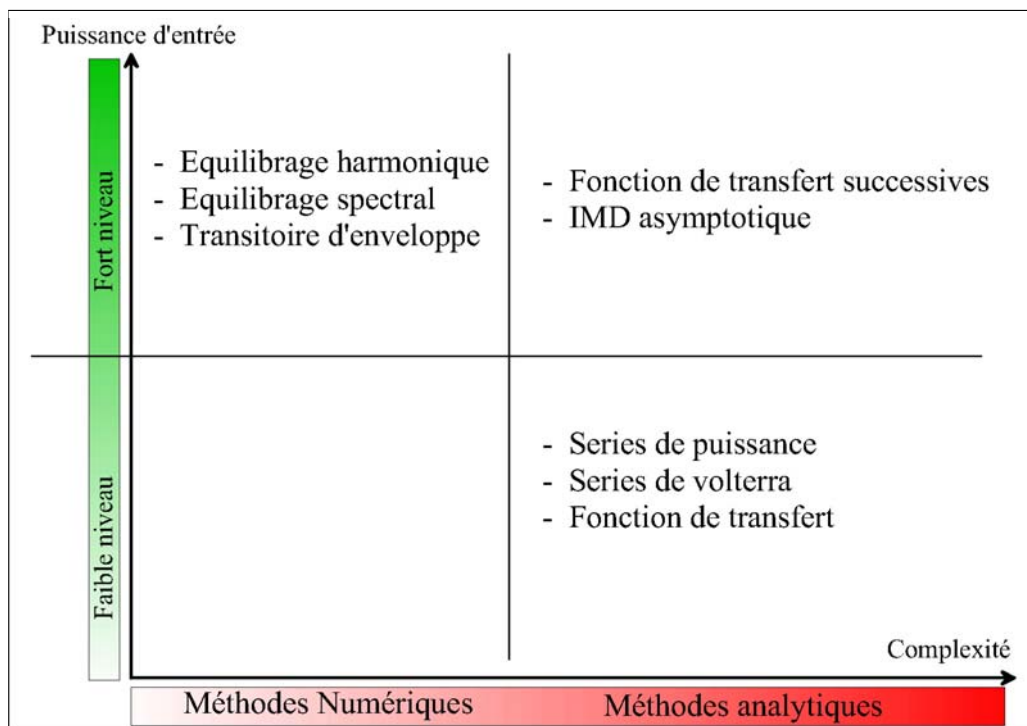


FIG. 1.18 – Vue d'ensemble des méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation

1.4.1 Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à faible niveau

Les méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à faible niveau utilise le développement en série de Taylor afin de faire une approximation de la non-linéarité du composant. Cela permet le traitement analytique du comportement non-linéaire de l'amplificateur par des séries de puissance pour les non-linéarités sans mémoire et l'utilisation des séries de Volterra dans un cas plus général.

Les analyses petits signaux ne sont valides que dans la zone où le cycle de charge ne traverse pas les fortes non-linéarités, telle que la zone de compression. Dès que les fortes non-linéarités entrent en jeu, le nombre des termes de la série de puissance devient très élevés, ce qui peut causer une divergence, rendant les analyses complètement inefficaces. En général on s'arrête à l'ordre 3.

1.4.1.1 Analyse par séries de puissance

S'il n'y a pas de contre réaction entre l'intermodulation en sortie et le signal d'entrée, alors les séries de puissance peuvent être utilisés sous une formulation simple. La figure 1.19 illustre le principe.

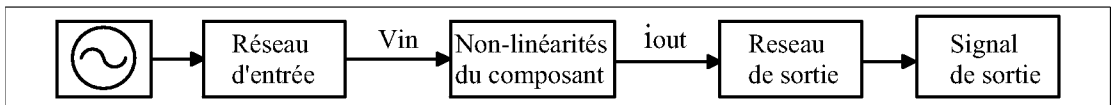


FIG. 1.19 – Amplificateur décrit par sa fonction de transfert non-linéaire

La non-linéarité du composant dans la figure 1.19 peut être approchée par une série de Taylor du troisième ordre. Soit $V_{in} = V_{DC} + v_{in}$;

$$i_{out}(V_{in}) = I_{out,dc} + \left(\frac{\partial i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in} + \left(\frac{\partial^2 i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}^2} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in}^2 + \left(\frac{\partial^3 i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}^3} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in}^3 + \dots \quad (1.41)$$

On peut déduire la composante alternative ;

$$i_{out}(v_{in}) = i_{out}(V_{in}) - I_{out,dc} \quad (1.42)$$

$$i_{out}(v_{in}) = \left(\frac{\partial i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in} + \left(\frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}^2} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in}^2 + \left(\frac{1}{6} \frac{\partial^3 i_{out}(V_{in})}{\partial V_{in}^3} \Big|_{V_{in}=V_{DC}} \right) \cdot v_{in}^3 + \dots \quad (1.43)$$

$$i_{out}(V_{in}) = I_{out,dc} + G_1 v_{in} + G_2 v_{in}^2 + G_3 v_{in}^3 + \dots \quad (1.44)$$

Les différents coefficients G_n sont proportionnels à la $n^{\text{ième}}$ dérivée de la non-linéarité en ce point de polarisation. On verra plus loin (Chap.3), que les composantes de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 contenues dans le courant en sortie sont proportionnels à la dérivée d'ordre 3 du courant, G_3 .

$$IMD \propto G_3 |v_{in}|^3 \quad (1.45)$$

L'équation précédente prédit une pente de 3dB/dB pour la puissance à la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la puissance d'entrée à faible niveau. Dans ce même regime de fonctionnement, le signe de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 est le même que celui de G_3 . L'importance de ce signe sera discuté plus loin quand on abordera les phénomènes bien plus complexes comme la compensation de non-linéarité dans les amplificateurs.

1.4.1.2 Analyse par fonction de transfert

Si on considère un amplificateur à effet de champ, dans sa forme simplifiée à la figure 1.19, les quantités v_{in} et i_{out} seront remplacées respectivement par v_{gs} et i_{ds} . Cette formulation simplifiée d'un amplificateur ne peut être utilisée dans la réalité car i_{ds} dépend aussi de v_{ds} . La contre-réaction est causée par les distorsions d'intermodulation dans i_{ds} étant converties en distorsion d'intermodulation dans v_{ds} par l'impédance de charge.

Cependant pour une tension V_{ds} et une impédance de charge données, la contre réaction peut être considérée comme un noeud interne. Ceci permet de décrire une nouvelle fonction de transfert non-linéaire (FTNL) de l'amplificateur. Toutefois, la contre réaction doit être

sans mémoire; l'impédance de charge doit être par conséquent purement résistive. La figure 1.20 illustre le principe.

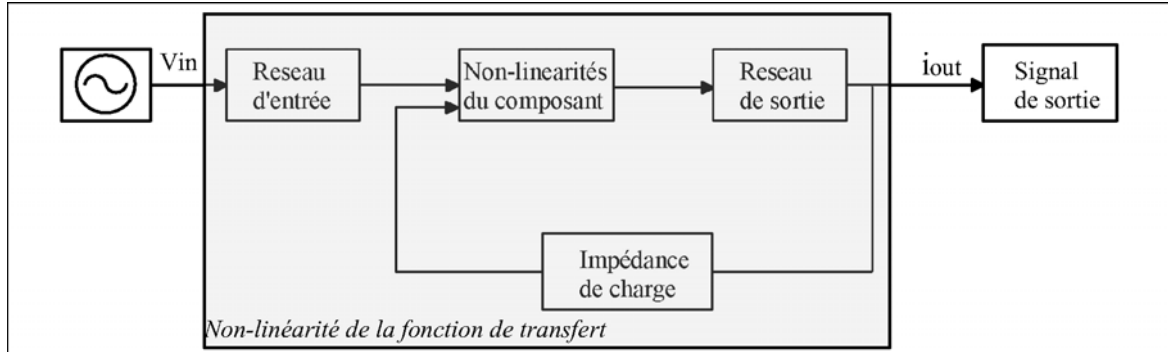


FIG. 1.20 – F.T.N.L. en considérant la polarisation et l'impédance de charge

La fonction de transfert non-linéaire peut être approchée à partir de la droite de charge qui détermine la relation entre i_{ds} et v_{ds} . Cette méthode présente l'avantage de pouvoir fonctionner sur une plage de polarisation importante.

1.4.1.3 Analyse par séries de Volterra

L'analyse par série de Volterra consiste à exprimer la fonction de transfert d'un système faiblement non-linéaire sous la forme d'une série. Cette méthode qui se veut générale peut être appliquée tant pour les circuits présentant une contre réaction que les effets mémoires. Dans le cas général, le principe se présente comme suit.

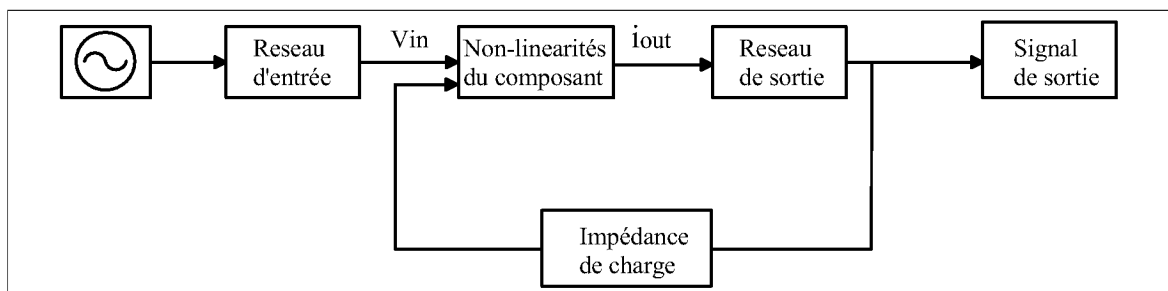


FIG. 1.21 – Amplificateur décrit comme un circuit non-linéaire avec contre-réaction

L'analyse des circuits par séries de Volterra utilise la méthode des courants non-linéaires décrite dans [1]. La méthode est compatible avec les outils d'analyse linéaire et basée sur une analyse successive de l'augmentation de l'ordre de mélange dans le circuit.

Pour chaque ordre, les éléments non-linéaires sont successivement remplacés par les sources de courant non-linéaire correspondantes qui dépendent des coefficients du développement de la série de Taylor et des tensions d'ordre les moins élevés.

De façon générale, dans le domaine temporel, si on considère un signal d'entrée $x(t)$, le signal de sortie $y(t)$ peut être décrit comme une série infinie telle que :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{\infty} y_n(t) \quad (1.46)$$

$y_n(t)$ est la réponse du $n^{\text{ième}}$ ordre du système, formée par une convolution du signal d'entrée $x(t)$ avec la réponse impulsionnelle non-linéaire du $n^{\text{ième}}$ ordre du système $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$:

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x_i(t - \tau_i) d\tau_i \quad (1.47)$$

En effectuant la transformée de Fourier des deux cotés de l'équation 1.47, on obtient le spectre des composantes d'ordre n à la sortie :

$$Y_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \delta(\omega_1 - \omega_2 - \dots - \omega_n) \prod_{i=1}^n X_i(\omega_i) d\omega_i \quad (1.48)$$

La fonction $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ est le noyau de volterra d'ordre n et la transformée de Fourier, $H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ est sa fonction de transfert d'ordre n . Ces noyaux permettent de caractériser entièrement le système. Par exemple, h_0 décrit la réponse du système pour un signal d'entrée continu (DC), h_1 la réponse linéaire du système, $h_{2\dots n}$, les non-linéarités d'ordres supérieurs du système.

La série de Volterra peut être interprétée de la façon suivante : Le signal de sortie d'un système non-linéaire est composé d'un nombre infini de terme d'ordre croissant ; chaque terme est une somme infinie de toutes les contributions due au signal d'entrée multiplié par lui-même n fois, où n est l'ordre du terme, dans toutes les combinaisons possible des instants de temps dans le passé, majoré par la fonction de transfert du n -ième ordre. Dans les systèmes à mémoire, le noyau de la série représente la façon dont le système répond à la présente d'un signal d'entrée aux différents instants de temps dans le passé. La fréquence de chaque contribution spectrale à la sortie est la somme algébrique des fréquences des termes contribuant au signal de sortie.

1.4.2 Méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation à fort niveau

Les méthodes fort signaux ont besoin d'être utilisées pour la prédiction de l'intermodulation sous les conditions normales de fonctionnement. Les méthodes numérique sont généralement utilisées dans ce but. Nous reprendrons ici juste les deux plus importantes, notamment, la méthode d'équilibrage harmonique et le transitoire d'enveloppe.

1.4.2.1 Équilibrage harmonique

La méthode d'équilibrage harmonique est la plus utilisée des méthodes numériques dans l'analyse de la distorsion d'intermodulation dans les amplificateurs. Elle est mise en oeuvre dans la plupart des outils de CAO commerciaux.

La méthode est basée sur un algorithme itératif où le circuit est séparé en deux parties : le réseau linéaire et le réseau non-linéaire. Un spectre des tensions initiales de commande des non-linéarités du circuit est estimé entre les deux réseaux ; une itération est réalisée sur ce spectre de tension jusqu'à ce que les composantes spectrales du courant s'adaptent à l'interface entre les deux réseaux.

Le réseau linéaire est approprié pour le calcul dans le domaine fréquentiel. Cependant il n'existe pas de méthode générale de calcul des composantes spectrales du courant non-linéaire directement dans le domaine fréquentiel. Le spectre de tension doit d'abord être converti en forme d'onde dans le domaine temporel. Le résultat permet ensuite de calculer la forme d'onde du courant qui est finalement convertie dans le domaine fréquentiel. Deux transformées de fourrier discrètes sont utilisées dans chaque itération, ce qui réduit la précision numérique et la rapidité de la méthode particulièrement lorsque un nombre important de porteuses sont considérées à l'entrée.

1.4.2.2 Transitoire d'enveloppe

Dans un système de communications, le signal présent à l'entrée de amplificateur réel est une conversion en fréquence d'un signal stochastique en bande de base autour d'une porteuse RF. Ceci résulte en un signal en bande de base apparaissant comme une enve-

veloppe faisant varier la porteuse RF. Un tel système ne peut être représenté par un nombre fini de raies spectrales discrètes. Pour une analyse de la distorsion d'intermodulation avec un signal réaliste, la méthode fréquentielle décrite ci-dessus n'est pas appropriée. Dans ce cas, la méthode d'analyse par transitoire d'enveloppe trouve un intérêt particulier.

Cette méthode combine l'analyse par équilibrage harmonique pour la porteuse RF avec une analyse transitoire pour l'enveloppe discrétisée. Cette solution impliquant la méthode d'équilibrage harmonique peut être interprétée dans le domaine temporel ou fréquentiel. Cette méthode peut traiter les effets mémoire HF et BF, mais requière en général que la fréquence RF de fonctionnement soit plus grande que la largeur de bande du signal modulant en bande de base.

1.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de définir les principales distorsions non-linéaires dans les amplificateurs, notamment, la compression de gain, la conversion de phase, la génération d'harmoniques, la génération des produits d'intermodulation, et la remontée spectrale. Les figures de mérite permettant de caractériser ces effets non-linéaires, sont notamment, le point de compression à 1 dB, les conversions AM/AM et AM/PM, le point d'interception d'ordre 3, les rapports C/I_3 , le NPR, l'ACPR et l'EVM, suivant qu'on utilise comme signal de test, un signal mono-porteuse, bi-porteuses, ou un signal modulé.

Nous avons également passé en revue quelques méthodes d'analyse de la distorsion d'intermodulation. Les méthodes analytiques telles que les séries de puissance, la fonction de transfert non-linéaire, les séries de Volterra peuvent être utilisées pour des applications à faible niveau. Pour les applications à fort niveau, on peut utiliser les méthodes numériques telles que l'équilibrage harmonique ou le transitoire d'enveloppe.

Cependant il n'existe pas de méthode toute faite pour le calcul des distorsions d'intermodulation. L'équilibrage harmonique est la méthode la plus couramment utilisée car elle est intégrée dans la plupart des outils de CAO commerciaux mais reste souvent limité pour l'analyse de l'intermodulation d'ordre 3 ou 5. La méthode des séries de Volterra quant à elle fait appel à une formulation mathématique très complexe et n'est pas toujours intégrée dans tous les outils de CAO commerciaux.

Bibliographie

- [1] Collectif, *RadioCommunications Numériques, Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes*, publié sous la direction de Martine Villegas, Dunod 2002.
- [2] J. Obregon, R. Soares et J. Graffeuil *Application des transistors à effet de champs en Arséniure de Gallium*, Eyrolles 1984.
- [3] Stephen A. Maas, *Non Linear Microwaves and RF circuits* , Artech House 2003.
- [4] Peter B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design* , Artech House 2000.
- [5] Behezad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice hall 1998.
- [6] Joel Vuolevi, *Analysis, Measurements and Cancellation of the Bandwidth and Amplitude dependance of Intermodulation Distorsion in RF Power Amplifier*, Oulu University Press 2001.
- [7] Jérôme Lajoinie , *Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2000.
- [8] Tony Gasseling , *Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO* , Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003.
- [9] Stéphane Forestier, *Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003.
- [10] James Brinkhoff and Anthony E. Parker, *Device Dispersion and intermodulation in HEMTs* , Departement of Electronis, Macqurie Univeristy, Sydney.
- [11] James Brinkhoff and Anthony E. Parker, *Effects of baseband impedance on FET intermodulation*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 51,pp.588-592, Fevrier 2003.

- [12] N. B. Carvalho et al. , *Multi-Tone intermodulation performance of 3rd order microwave circuits*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Vol.2, pp763-766, 1999.
- [13] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of non-linear systems*, John Wiley & Sons, New York, 1980.
- [14] Allen Katz and Robert Gray, *Noise Power Ratio Measurement tutorial* , Linearizer Technology Inc. Application Note.
- [15] João Lima Pinto and Izzat Darwazeh, *Phase Distortion and Error Vector Magnitude for 8-PSK Systems*, UMIST.
- [16] Konrad Miehle, *Linearization of CDMA Receiver Front-Ends* , Mémoire de thèse de l'université de Californie, San Diego, 2005.
- [17] Frederick H. Raab et al., *Power Amplifier and transmitters for RF and Microwave*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, Mars 2002.
- [18] M. O'Droma et al., *Linearity and efficiency issues in rf power amplifiers for future broadband wireless access systems* , ECE Dep., University of Limerick, Ireland.
- [19] Steve C. Cripps, *RF Power 2005*, Microwave Journal, Avril 2005.
- [20] M. S. O'Droma et al., *Linéarisation Issues in Microwaves Amplifiers*, 12th GAAS Symposium, Amsterdam 2004.
- [21] E. Ngoya and R. Larcheveque, *Envelop transient analysis : a new method for the transient and steady state analysis of microwave communications circuits and systems*, Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., pp. 1365-8, 1996.
- [22] R. A. Minasian, *Intermodulation distortion analysis of MESFET amplifiers using the Volterra series representation*, IEEE Trans. microwave Theory Tech., vol 28, Jan. 1980.
- [23] D. Sharrit, *New method of analysis of communications systems*, Proc. IEEE MTT-S nonlinear CAD Workshop, 1996.
- [24] C. Fager, J. C. Pedro, N. B. Carvalho and H. Zirath *Prediction of IMD in LDMOS transistor using a new large-signal model*, IEEE Transaction on MTT, vol.50, pp. 2834 - 42, Dec. 2002.
- [25] J. C. Pedro, N. B. Carvalho *Large- and small-signal IMD Behavior of microwaves power amplifiers*, IEEE Transaction on MTT, vol.47, pp. 2364 - 74, Dec. 1999.

Chapitre 2

Techniques de linéarisation des amplificateurs

Sommaire

2.1	Introduction	45
2.2	Les grandes techniques de linéarisation hybrides	45
2.2.1	Linéarisation par contre réaction	45
2.2.2	Linéarisation par la technique <i>feedforward</i>	50
2.2.3	Linéarisation par la méthode LINC	53
2.2.4	Linéarisation par la méthode CALLUM	54
2.2.5	Linéarisation par la méthode EER	54
2.2.6	La prédistorsion numérique	56
2.3	Techniques de linéarisation intégrables et architectures dédiées	58
2.3.1	La Prédistorsion RF	58
2.3.2	Linéarisation par postdistorsion : Application à un HBT	72
2.3.3	Optimisation de la linéarité d'un Doherty par postdistorsion	73
2.3.4	Technique de linéarisation par superposition dérivative	75
2.3.5	Linéarisation par contre-réaction analogique	78
2.3.6	Linéarisation par polarisation active	83
2.4	Bilan des techniques de linéarisation	86
2.5	Conclusion	88

2.1 Introduction

Dans le but d'améliorer la linéarité des amplificateurs, plusieurs techniques de linéarisation ont été développées pour des applications diverses. Nous distinguerons par la suite les techniques de linéarisation en technologie hybride ou en technologie monolithique.

Dans un premier temps, nous énoncerons brièvement le principe des techniques de linéarisation en technologie hybride car leurs applications visent généralement l'amplification de puissance à fort niveau. Dans un deuxième temps, nous nous attarderons principalement sur les techniques de linéarisation intégrables en technologie monolithique visant les applications à plus faible niveau de puissance.

2.2 Les grandes techniques de linéarisation hybrides

2.2.1 Linéarisation par contre réaction

2.2.1.1 Principe de la contre-réaction RF

L'application d'une contre réaction à un circuit permet de linéariser ses caractéristiques. Une partie du signal de sortie est ramenée en entrée grâce à une boucle, afin d'optimiser la forme du signal de sortie pour qu'elle suive celle du signal d'entrée. Dans les circuits de contre-réaction classiques, la portion du signal de sortie qui est ramenée à l'entrée est soustraite au signal d'entrée sans détection ni conversion. La figure 2.1 illustre le principe :

Pour illustrer l'effet de la contre réaction sur la distorsion, considérons le schéma de la figure 2.1, dans lequel l'effet de la distorsion produite par l'amplificateur est prise en compte par l'ajout d'un signal $d(t)$ sur la voie principale en sortie de l'amplificateur principal à linéariser. Le signal de sortie s'exprime de la façon suivante :

$$v_s(t) = \frac{K \left(A \cdot v_e(t) + d(t) \right)}{K + A} \quad (2.1)$$

Si $A \gg K$ alors $K + A \approx A$ et l'équation ci-dessus se simplifie de la façon suivante :

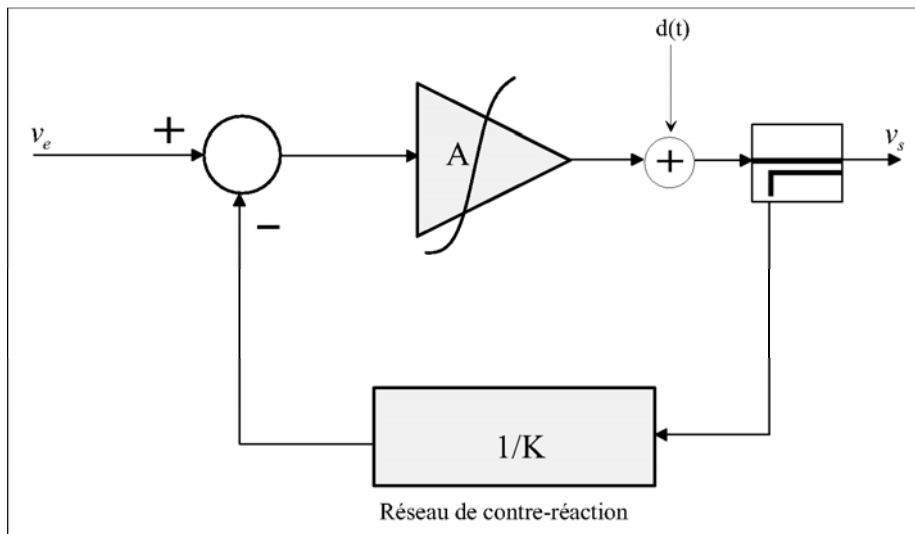


FIG. 2.1 – Principe d'une contre réaction classique

$$v_s(t) = K \cdot v_e(t) + \frac{K \cdot d(t)}{A} \quad (2.2)$$

L'équation 2.2 montre bien que l'introduction de la contre-réaction réduit la distorsion d'un facteur $\frac{K}{A}$, même si cela s'accompagne d'une dégradation du gain de l'ensemble.

Le réseau de contre-réaction peut être actif ou passif. Le délai impliqué dans la contre-réaction doit être le plus faible possible afin de garder une bonne stabilité du système. Par conséquent, ces systèmes sont généralement réservés pour des applications à bande étroite [11].

2.2.1.2 Contre-réaction sur l'enveloppe

La contre-réaction sur l'enveloppe du signal réduit les distorsions d'amplitude associées aux non-linéarités. Elle peut être appliquée soit au système complet ou seulement à l'amplificateur non linéaire [24]. Une partie du signal d'entrée est prélevée par un coupleur et l'enveloppe de l'échantillon d'entrée est détectée. L'enveloppe résultante alimente l'entrée d'un amplificateur différentiel qui en fait la différence avec l'échantillon obtenu de façon similaire à la sortie comme illustré à la Figure 2.2.

Les deux enveloppes sont soustraites par un amplificateur différentiel qui génère une erreur, laquelle commande le modulateur qui modifie l'enveloppe du signal d'entrée tra-

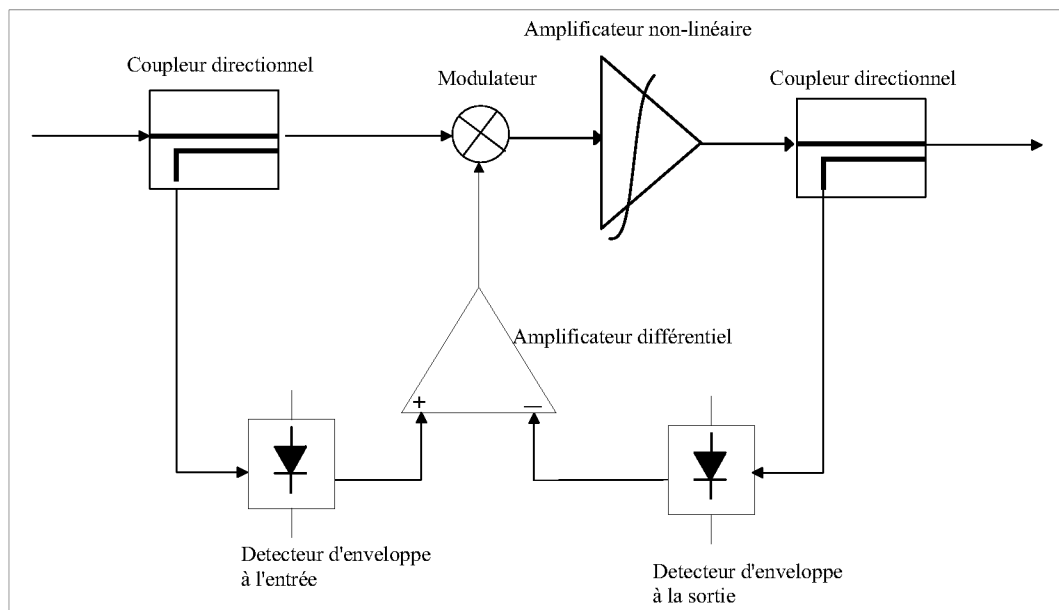


FIG. 2.2 – Principe de la contre-réaction sur l'enveloppe

versant l'amplificateur non-linéaire. Le degré de linéarisation de l'enveloppe du signal résultant est donc déterminé par le gain de la boucle de contre-réaction.

Le principal désavantage de cette méthode réside dans le fait de son incapacité à améliorer la distorsion de phase. D'autre part, la capacité de linéarisation dépend de la linéarité des diodes du détecteur, surtout pour des *faibles signaux* de contre-réaction ; En effet toutes les non-linéarités des diodes produisent des non-linéarités qui se retrouvent en sortie de l'amplificateur. Pour éviter cela, il faut que les diodes des détecteurs fonctionnent dans leur région linéaire, ce qui peut être le cas en utilisant des forts signaux. Par conséquent, cette technique n'est pas appropriée pour les applications *faible niveau*.

2.2.1.3 La contre-réaction à boucle polaire

La contre-réaction à boucle polaire améliore les faiblesses de la contre-réaction sur l'enveloppe, en compensant les distorsions d'amplitude et de phase, par l'ajout d'une PLL (Phase-Locked Loop) au système précédent. Le principe est présenté à la figure 2.3. Le signal d'entrée provenant d'un générateur modulé en bande latérale unique est séparé en deux parties ; une partie passe par le limiteur avant d'être démodulé et l'autre partie passe directement à la démodulation.

Le signal de sortie subit d'abord un changement de fréquence, puis est séparé et introduit à l'entrée du limiteur et du démodulateur. Les deux amplitudes passent dans un amplificateur différentiel qui fournit un signal d'erreur qui sert de commande pour la modulation de l'amplificateur. Les deux autres sorties des diviseurs sont comparées grâce à un mélangeur. La sortie du mélangeur est filtrée et amplifiée grâce à l'amplificateur de boucle et commande l'oscillateur contrôlé en tension (VCO ; Voltage Controlled Oscillator). Le signal modulé sert donc d'entrée pour l'amplificateur non-linéaire.

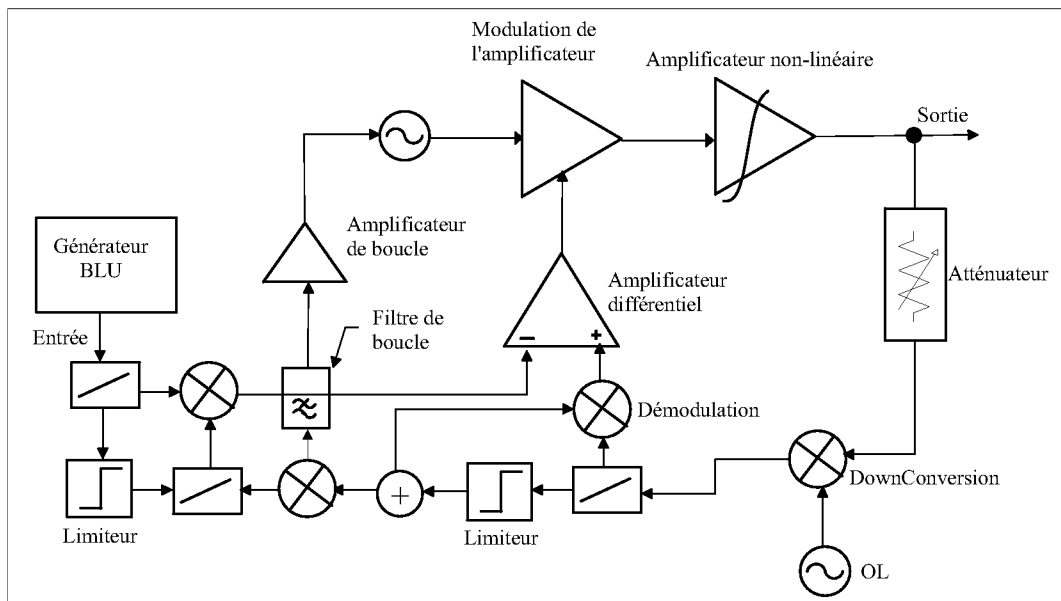


FIG. 2.3 – Principe de la contre-réaction à boucle polaire

Un des désavantages de ce système est le verrouillage de la PLL pour des faibles amplitudes. D'autre part, la présence de la PLL augmente la complexité de conception.

2.2.1.4 La boucle cartésienne

Dans ce procédé de linéarisation, on applique la boucle de contre-réaction en bande de base afin d'éviter une trop forte dégradation du gain. La contre réaction est appliquée sur les composantes I et Q du signal, d'où le nom de "boucle cartésienne" en opposition à "boucle polaire".

Les deux composantes sont introduites dans un amplificateur différentiel puis modulées en quadrature, grâce au modulateur I-Q. Les signaux à la sortie du modulateur I-Q sont

ensuite combinés et traversent l'amplificateur non-linéaire (Fig.2.4).

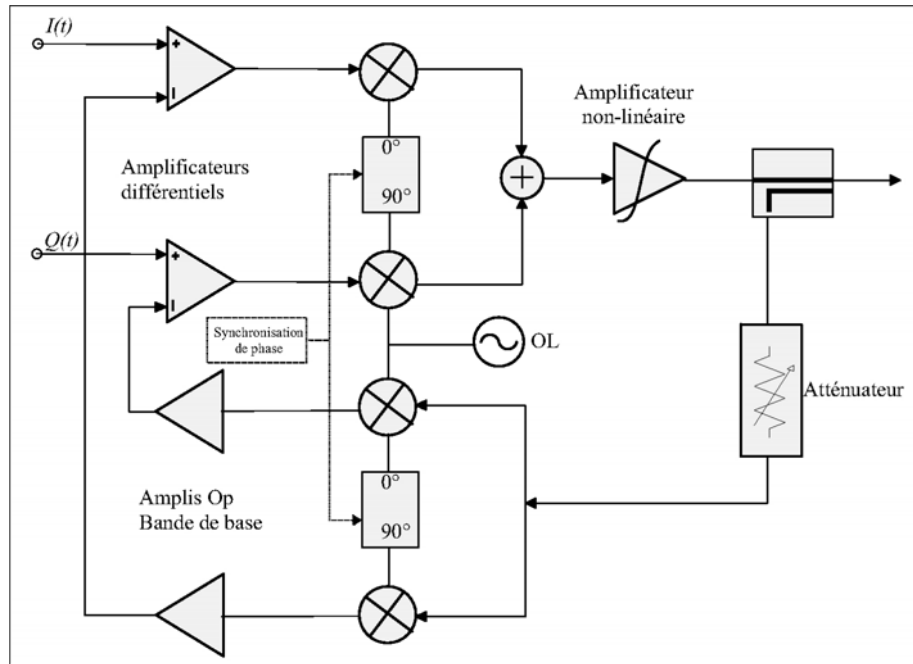


FIG. 2.4 – Principe de la contre-réaction à boucle Cartésienne

La boucle est réalisée en bande de base plutôt qu'à la fréquence de la porteuse. Ceci a l'avantage de linéariser uniquement la bande étroite du spectre centrée autour de la porteuse, plutôt que la bande allant du DC jusqu'à la porteuse. On exploite ainsi la nature "Bande étroite" de la plupart des signaux RF. Cette technique de linéarisation est dite à bande étroite, puisque la contre réaction est limitée en bande passante.

Un autre aspect de cette technique est que la structure présente une double boucle, ce qui donne deux degrés de liberté supplémentaires pour la mise en forme et la modulation des signaux. Dans le cas de la boucle polaire, on définissait la porteuse RF par son amplitude et sa phase, ce qui permettait de réaliser une boucle pour le contrôle de l'amplitude et une autre pour le contrôle de la phase.

Pour le cas de la boucle cartésienne, on considère la porteuse modulée comme une somme de signaux sinusoïdaux.

$$A(t) = \sin(\omega_0 t + \phi(t)) = I(t) \sin(\omega_0 t) + Q(t) \cos(\omega_0 t) \quad (2.3)$$

Avec :

$$I(t) = A(t) \cos \phi(t) \quad (2.4)$$

$$Q(t) = A(t) \sin \phi(t) \quad (2.5)$$

On peut donc voir que la boucle cartésienne traite les deux degrés de liberté de façon symétrique permettant à la structure de prendre la forme de deux boucles identiques, ce qui diffère totalement avec la boucle polaire où les deux degrés de liberté sont traités de façon différente.

La boucle cartésienne forme un système de linéarisation complet, ainsi les non-linéarités des différents blocs secondaires sont transparents. Le degré de linéarité dépend directement du délai dans la boucle. Par conséquent, ses performances dépendent de la largeur de bande du système de contre-réaction [24]. La stabilité de la boucle peut s'avérer critique pour les hautes composantes fréquentielles. Cette structure présente l'inconvénient de posséder beaucoup d'éléments, ce qui augmente sensiblement la consommation et la complexité de conception de l'ensemble.

2.2.2 Linéarisation par la technique *feedforward*

La largeur de bande (10 à 100 MHz) requise pour les communications multiporteuses rend les systèmes à contre réaction moins pratiques. Dans ce cas, les techniques de *feedforward* se prêtent mieux. Le principe est illustré à la figure 2.5 [15].

Le principe, consiste à retirer après comparaison les raies situées aux fréquences d'intermodulation en préservant les raies situées aux fréquences de travail. La structure est formée de deux amplificateurs, celui à linéariser sur la voie principale et l'autre sur la voie secondaire.

Les coupleurs directionnels sont utilisés pour séparer/combiner les signaux et les lignes à retard opèrent sur une bande relativement importante. Les coupleurs directionnels servent également d'isolateurs pour les amplificateurs en présentant une charge résistive.

Le signal d'entrée est séparé en deux, une partie passe par l'amplificateur à linéariser sur la voie principale, et l'autre passe par un "retardateur". Une soustraction est faite entre

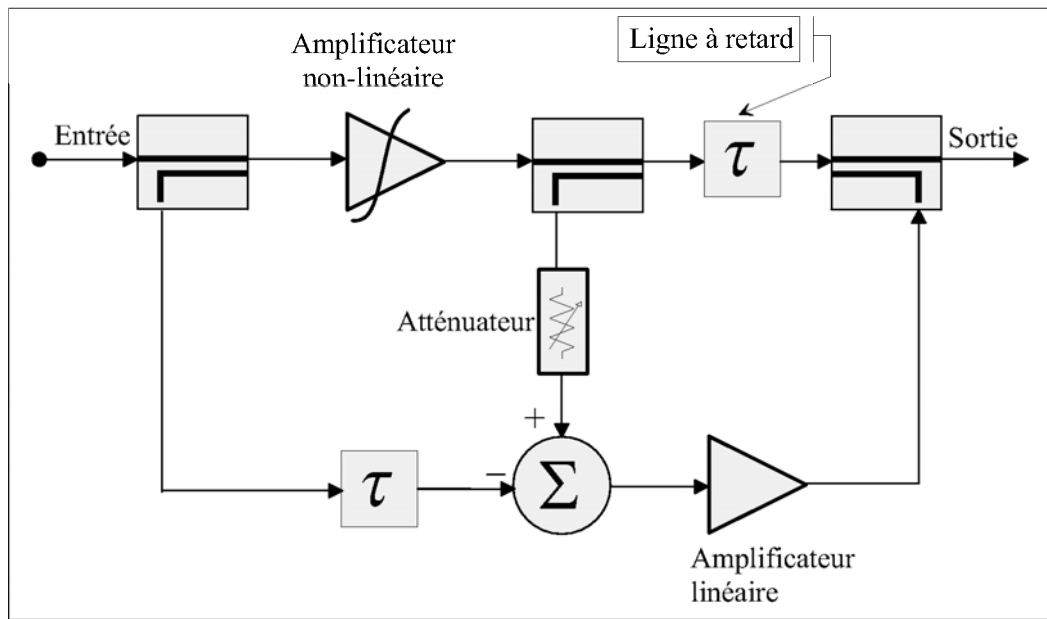


FIG. 2.5 – Principe de la linéarisation FeedForward

la sortie de l'amplificateur non-linéaire et la sortie du retardateur. La différence obtenue ne comporte que les raies d'intermodulation qui sont ensuite amplifiées de façon linéaire.

Une autre soustraction est effectuée à la sortie, entre le signal provenant de l'amplificateur non-linéaire qui est retardé, et la différence obtenue précédemment. La différence obtenue ne comporte que les deux raies aux fréquences de travail. Le spectre des signaux aux différents noeuds est illustré à la figure 2.6 [14].

Cette technique peut permettre de réduire les distorsions de 20 à 40 dB [13]. On peut également noter que cette technique permet de compenser les distorsions dues aux effets mémoire car le signal erreur généré dans la voie secondaire tient déjà compte de ces effets.

Puisque la technique feedforward est un procédé en boucle ouverte, toutes modifications des caractéristiques du composant dues au temps, à la température, aux tensions et aux niveaux de puissance peut dégrader l'adaptation en amplitude et en phase et par conséquent augmenter la distorsion à la sortie du système complet. Pour palier à ce problème, on peut utiliser un système de contrôle automatique afin d'ajuster le gain et la phase et ainsi réaliser la meilleure linéarisation possible. La première étape consiste à utiliser une transformée de Fourier rapide (FFT, Fast Fourier Transform), une mesure directe de la puissance ou un signal pilote afin de déterminer comment équilibrer la

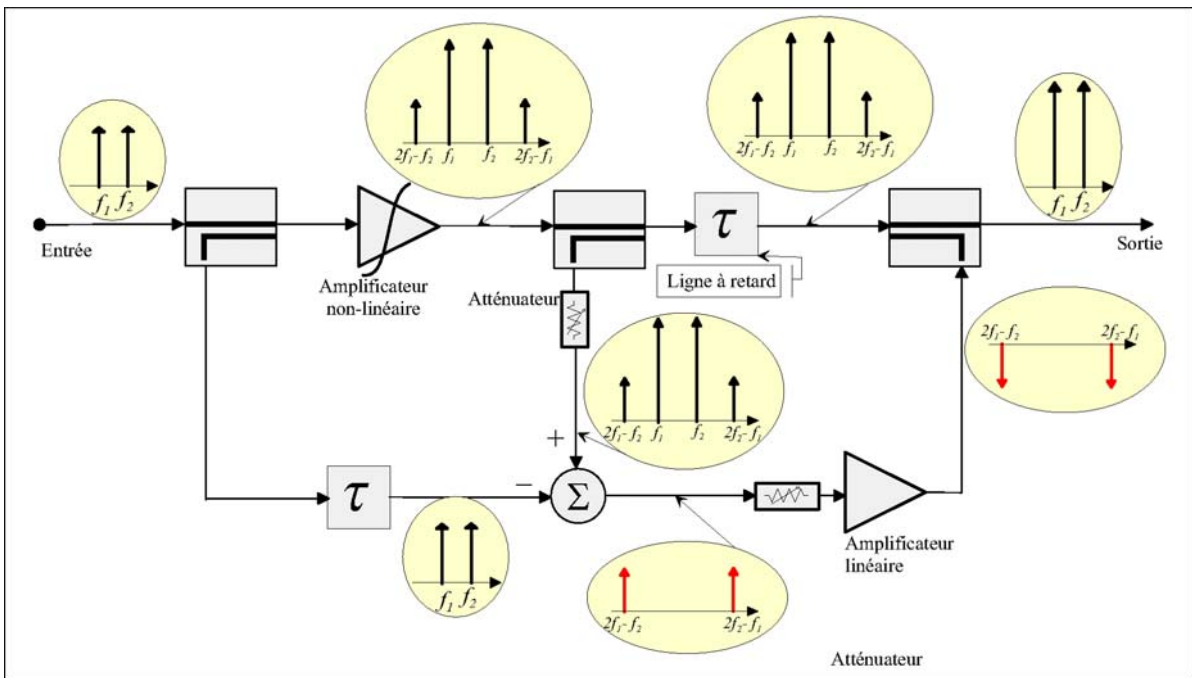


FIG. 2.6 – Schéma détaillé de la linéarisation FeedForward

boucle. Les deux techniques (numérique et analogique) peuvent être utilisées pour assurer un contrôle efficace de la boucle (Fig.2.7) [13].

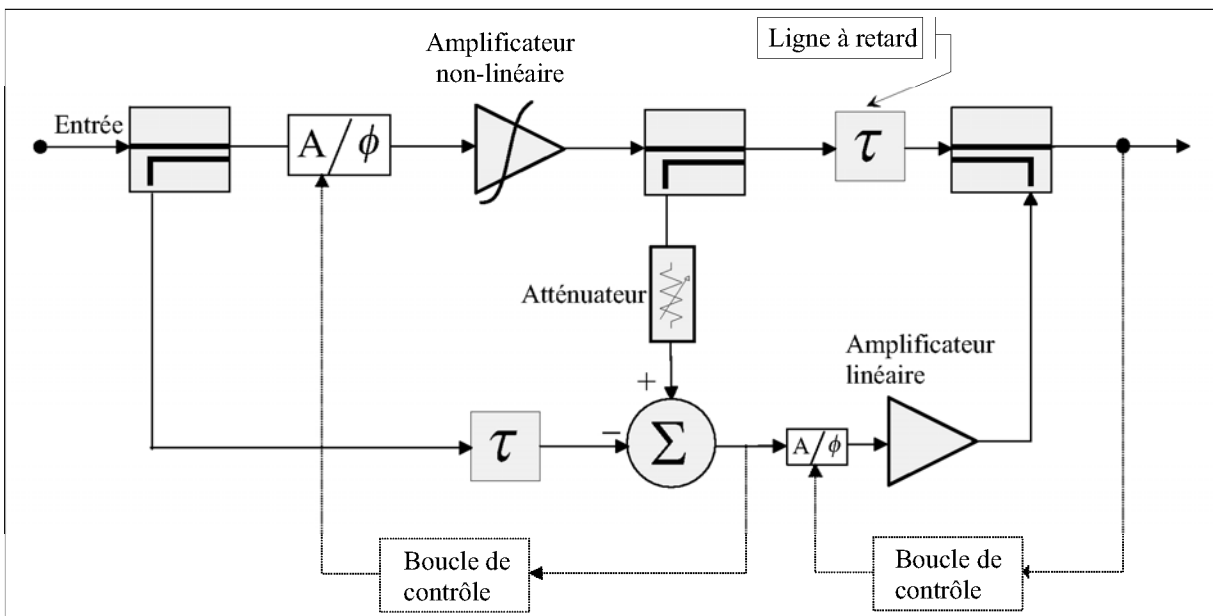


FIG. 2.7 – Principe de la linéarisation FeedForward avec boucle de contrôle numérique

2.2.3 Linéarisation par la méthode LINC

Dans la technique LINC (*Linear Amplification with Nonlinear Components*), l'idée est de séparer le signal d'entrée en deux signaux modulés en phase mais pas en amplitude, de les amplifier séparément avant de les recombinaer à la sortie (Fig.2.8). Pour cela, il faut donc choisir de façon appropriée les signaux $v_1(t)$ et $v_2(t)$ de telle sorte qu'en recombinaant à la sortie, on ait le signal d'entrée $v_{in} = a(t) \cos(\omega_c(t) + \phi(t))$, amplifié sans distorsion. Le choix le plus approprié pour ces signaux est le suivant :

$$v_1(t) = 0.5V_0 \sin[\omega_c(t) + \phi(t) + \theta(t)] \quad (2.6)$$

$$v_2(t) = -0.5V_0 \sin[\omega_c(t) + \phi(t) - \theta(t)] \quad (2.7)$$

Avec :

$$\theta(t) = \arcsin \left[\frac{a(t)}{V_0} \right] \quad (2.8)$$

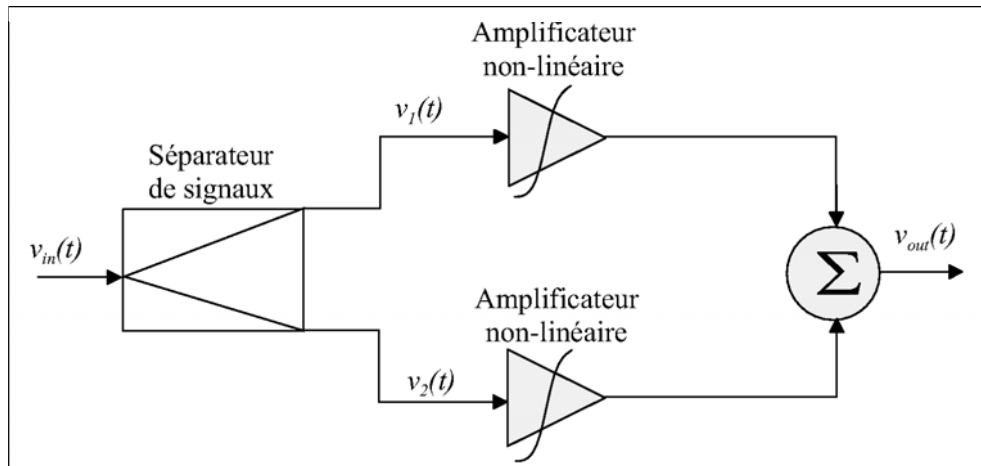


FIG. 2.8 – Principe de la linéarisation par la méthode LINC

Une des limites de cette technique réside dans la difficulté à générer les deux signaux $v_1(t)$ et $v_2(t)$; principalement, la gestion de l'adaptation en gain et en phase dans les deux branches d'amplification. Un autre problème est notamment la recombinaison des signaux en sortie en maintenant une perte minimale et une bonne isolation [16].

2.2.4 Linéarisation par la méthode CALLUM

La méthode CALLUM (Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator) dérive de la méthode LINC décrite précédemment. Elle utilise une boucle cartésienne. Le signal de sortie est ramené en entrée, décomposé en ses composantes I et Q et comparé avec les composantes I et Q en bande de base. La décomposition se fait de façon automatique grâce à une boucle à verrouillage de phase.

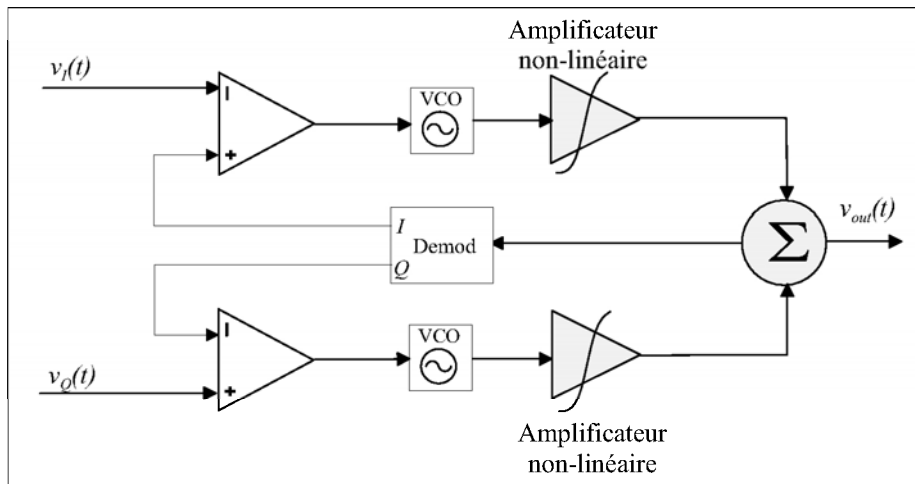


FIG. 2.9 – Principe de la linéarisation par la méthode CALLUM

Cette méthode est limitée par les limitations de la boucle de contre-réaction. En effet la structure peut devenir instable si l'une des composantes I ou Q venait à souffrir d'un déphasage quelconque créant une contre-réaction positive. Par conséquent, cette méthode est très utilisée dans les systèmes à bande étroite.

2.2.5 Linéarisation par la méthode EER

La technique EER (Envelope Elimination and Restoration), comme son nom l'indique consiste à éliminer d'abord l'enveloppe du signal modulé grâce à un limiteur, afin de générer un signal d'amplitude constante.

Le principe est de décomposer le signal modulé $x(t)$ en un produit de deux termes $x_1(t)$ et $x_2(t)$. Le terme $x_1(t)$ est le terme d'enveloppe tandis que le terme $x_2(t)$ est le

terme de phase à enveloppe constante. On a donc :

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.9)$$

$$x_1(t) = A(t) \quad (2.10)$$

$$x_2(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t)) \quad (2.11)$$

Cette décomposition peut se faire en bande de base ou en RF. En effet, si l'enveloppe est éliminée, alors le signal peut être amplifié par un amplificateur non-linéaire fonctionnant assez proche de la saturation. La figure 2.10 illustre le principe [18].

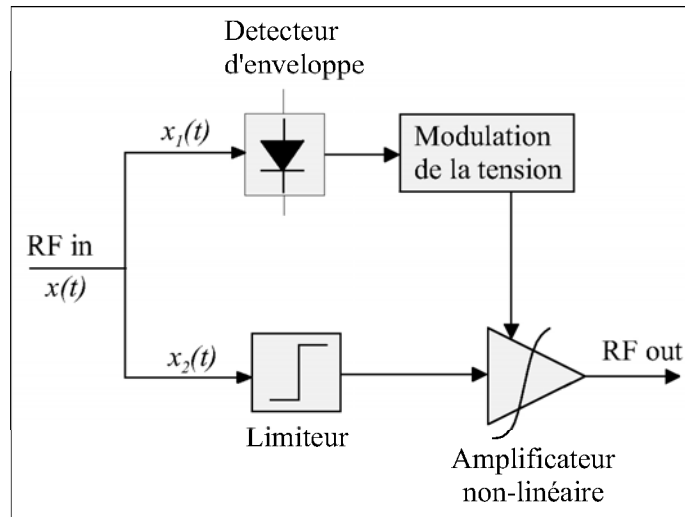


FIG. 2.10 – Principe de la linéarisation par la méthode EER

L'information en amplitude ($x_1(t)$) est extraite grâce à un détecteur d'enveloppe (Fig.2.10). L'amplitude ($x_1(t)$) et la phase ($x_2(t)$) sont donc amplifiées séparément puis recombinaison, pour restaurer le signal d'entrée amplifié à la sortie. Un moyen de réaliser cette recombinaison des signaux est d'utiliser un amplificateur en mode de commutation à bon rendement. En effet en mode de commutation, la puissance de sortie du signal RF est directement proportionnelle au carré de la tension d'alimentation V_{dd} telle que :

$$P_{out} \propto V_{dd}^2 \quad (2.12)$$

Ainsi, l'enveloppe et la phase peuvent être recombinaison si le signal de phase (signal RF, ($x_2(t)$)) attaque l'amplificateur à linéariser sur la grille du transistor et l'amplitude (signal

BF, ($x_1(t)$) sur le drain du transistor afin de moduler l'alimentation de l'amplificateur comme illustré à la figure 2.11.

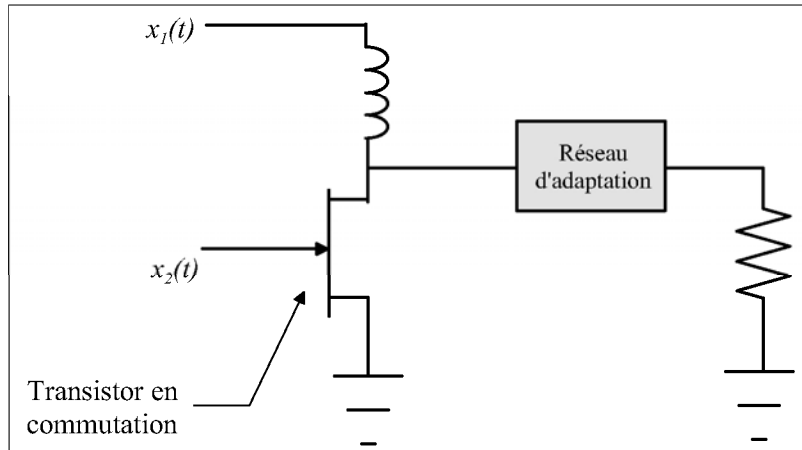


FIG. 2.11 – Mise en oeuvre de l'étage de sortie

Dans sa forme la plus complexe, une boucle de contre-réaction permet de garantir le suivi de la forme de l'amplitude entre l'entrée et la sortie du signal RF. Cette boucle de contre-réaction permet de réduire les non linéarités introduites d'une part par la désadaptation entre les deux voies et d'autre part par l'amplificateur en mode commuté lorsqu'il dévie de son comportement fondamental régi par l'équation (2.12).

Le principal avantage de cette technique est que l'amplificateur fonctionne toujours en mode de commutation avec une bonne performance ; ainsi la linéarisation peut se faire sans dégrader le rendement.

2.2.6 La prédistorsion numérique

La technique de prédistorsion utilise un dispositif de correction d'amplitude et de phase pour les courbes AM/AM et AM/PM. Ces dispositifs peuvent être analogiques ou numériques, et peuvent être insérés en bande de base ou en fréquence RF ou IF.

La technique de prédistorsion numérique exploite les dernières avancées de calculs à l'aide des calculateurs de traitement du signal ce qui leur permet également de mettre à jour les caractéristiques de la prédistorsion voulue. Elle peut être adaptative ou pas.

Dans le cas d'une prédistorsion adaptative, en bande de base, on introduit, sur le signal

complexe en bande de base représenté par ses coordonnées cartésiennes ou polaires une fonction de prédistorsion numérique dépendant de la puissance du signal d'entrée, afin de compenser les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur non linéaire. La prédistorsion peut être conçue de façon auto-adaptative, de manière à suivre les variations de la caractéristique de l'amplificateur au fil du temps, ou en fonction de la température. La sortie de l'amplificateur est mesurée, démodulée et numérisée périodiquement de façon à adapter la fonction de prédistorsion (Fig.2.12). Le problème de stabilité n'est pas présent, cependant le choix d'un pas d'adaptation adéquat est primordial pour permettre une bonne convergence des algorithmes d'adaptation et une réponse de prédistorsion identique à celle souhaitée.

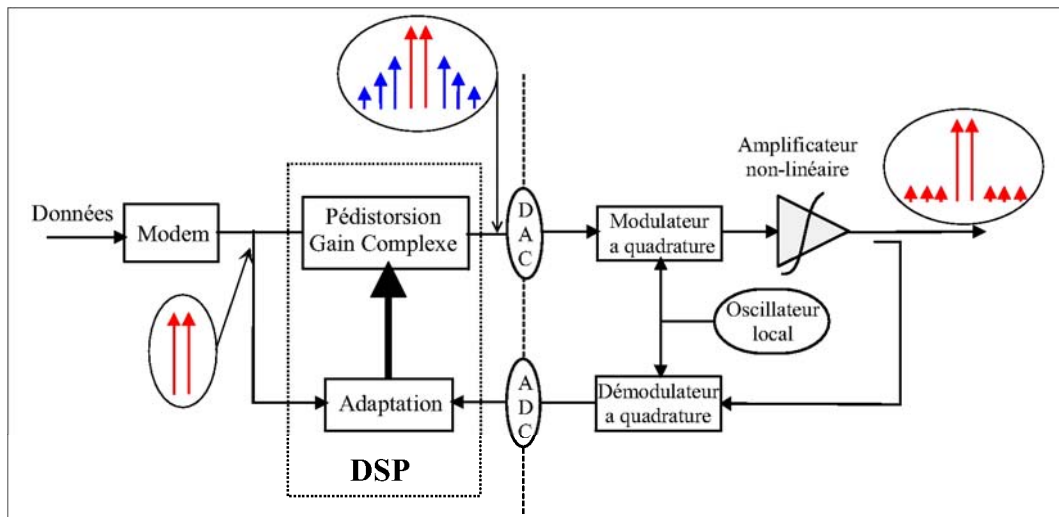


FIG. 2.12 – Principe de la linéarisation par prédistorsion numérique

Les avantages de ce système sont, notamment sa précision de correction sur une bande relativement importante, sa facilité de modification et de mise à jour et de mise en oeuvre si le signal est déjà généré de façon numérique. Les inconvénients résident dans la capacité de correction limitée par la fréquence d'échantillonnage. En effet les convertisseurs A/N et N/A doivent pouvoir numériser des signaux dont la largeur de bande est supérieure à celle du signal modulé original. Typiquement pour une prédistorsion d'ordre 3, il leur faut une largeur de bande environ 3 fois plus large que celle du signal original. Le coût peut facilement être un frein à cette technique notamment en mémoire et temps de calcul. La puissance de consommation est aussi un aspect important selon l'application visée.

2.3 Techniques de linéarisation intégrables et architectures dédiées

De par leur facilité d'intégration en technologie MMIC, nous nous intéresserons ici à cinq techniques spécifiques de linéarisation au niveau circuit : la prédistorsion RF, la contre-réaction RF, la superposition dérivative, la polarisation active, et la technique Doherty

2.3.1 La Prédistorsion RF

La linéarisation par prédistorsion RF, dont le principe est illustré à la figure 2.13 consiste à prédistordre le signal incident en amplitude et en phase afin de compenser les distorsions de l'amplificateur AM/AM et AM/PM, et ainsi produire une caractéristique plus linéaire à la sortie (Fig.2.13).

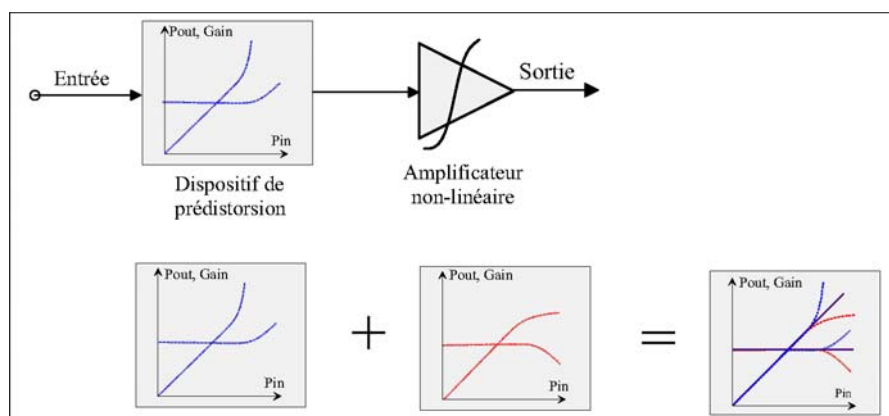


FIG. 2.13 – Principe de la linéarisation par prédistorsion analogique

2.3.1.1 La Prédistorsion à diode

Dans le principe, le 2ème ordre du linéariseur (diode), se mélange avec le fondamental de l'amplificateur non-linéaire afin d'annuler le 3ème ordre en sortie. La diode possède des caractéristiques particulières, notamment un comportement résistif et capacitif, qu'on peut exploiter afin de réaliser la prédistorsion d'un signal. Le fonctionnement de la diode

dans le circuit de la figure 2.14 peut être ramené à celui d'une capacité parasite, en parallèle avec une résistance variable, dont la valeur dépend du signal d'entrée. En effet lorsque le signal d'entrée augmente, le courant continu moyen à travers la diode augmente, dû au redressement, ce qui a comme conséquence de diminuer la résistance série équivalente, causant ainsi une expansion de gain du linéariseur. Puisque la diode fonctionne en conduction directe, la non-linéarité $C(V)$ est négligée. La résistance R_d et la capacité C sont utilisées pour former un réseau de déphasage non-linéaire RC.

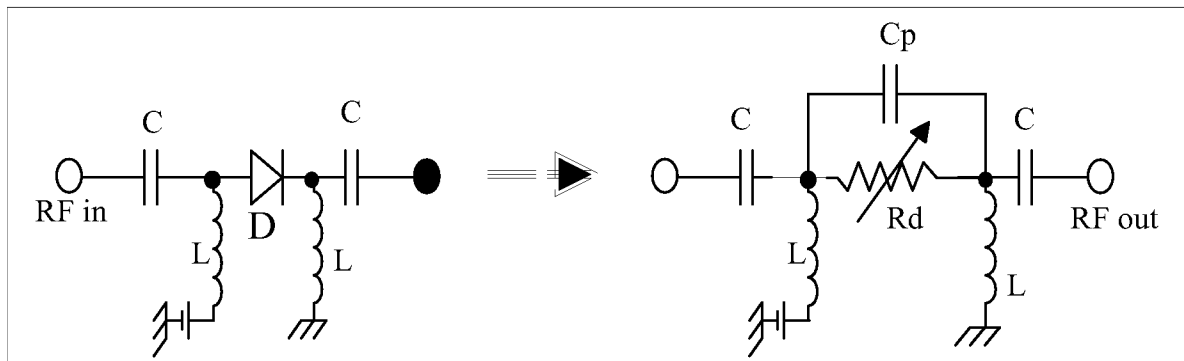


FIG. 2.14 – Utilisation d'une diode en série pour la prédistorsion analogique

Une autre topologie de cette technique de linéarisation est proposée à la figure 2.15 : Elle utilise une résistance et une inductance en parallèle à la diode. Le principe est le même que précédemment c'est à dire de faire fonctionner la diode comme une résistance variable, dépendant de la puissance d'entrée.

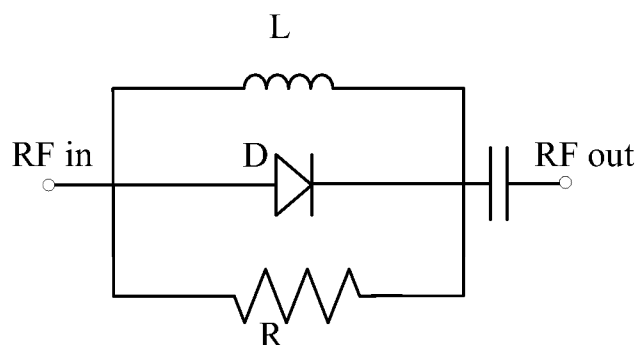


FIG. 2.15 – Combinaison inductance et diode en parallèle pour la prédistorsion analogique

Lorsque la résistance de la diode devient petite, le linéariseur présente une impédance

inductive, ainsi la phase résultante est positive. Dans [42] une compression de phase de 15 degrés et une expansion de gain de 2.8 dB ont été obtenus à 1.6 GHz.

D'autres combinaisons sont possibles en mettant la diode en parallèle (Fig.2.16), ou en utilisant la jonction b-e d'un transistor bipolaire [12]. Le linéariseur utilise la non-linéarité de la résistance de la diode dans la condition de conduction directe. Le gain et la phase du linéariseur peuvent être exprimés de la façon suivante.

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{\left(2 + \frac{Z_0}{R}\right)^2 + (\omega C_p Z_0)^2}} \quad (2.13)$$

$$\angle S_{21} = \arctan\left(-\frac{\omega C_p Z_0}{2 + \frac{Z_0}{R}}\right) \quad (2.14)$$

$$\text{Avec } R = \frac{R_b R_d}{R_b + R_d}$$

Les équations (2.13) et (2.14) montrent que le linéariseur présente un gain positif et une phase négative quand la résistance R augmente, laquelle augmente avec la puissance d'entrée.

Dans [43], une capacité accordable a été ajoutée en parallèle sur la diode afin de contrôler la déviation de gain sans influencer la déviation de phase. Cette technique a permis à 18 GHz de compenser jusqu'à 20 dB d'IM3 pour une puissance de sortie de 21 dBm et un OBO de 6 dB.

Il est aussi possible de mettre la diode entre la grille et le drain (pour les FET/HEMT) ou entre la base et le collecteur (pour les bipolaires) [41]. En hautes fréquences, la diode fonctionne comme une contre-réaction RC, et aide non seulement à stabiliser le circuit mais aussi à le linéariser. Dans cette approche, il faut empêcher la jonction base-collecteur de devenir polarisée en direct, respectivement de prévenir que Vds ne soit supérieure à Vgs-Vt. Ceci permet d'empêcher le transistor d'entrer en saturation et de réduire les effets non-linéaires générés par le composant actif.

L'utilisation de cette technique dans [40] pour un amplificateur en bande S à 1.9GHz a permis une amélioration de l'ACPR de 5 dB, avec un rendement en puissance ajoutée de 8.5% pour un signal modulé en QPSK.

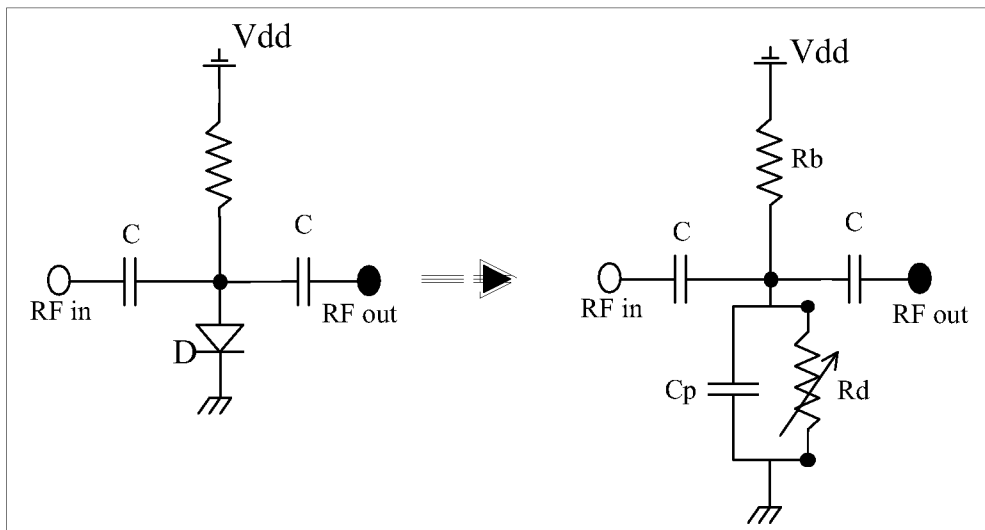


FIG. 2.16 – Utilisation d'une diode en parallèle pour la prédistorsion analogique

2.3.1.1.1 Prédistorsion cubique

Le schéma bloc d'un linéariseur par prédistorsion cubique est donné à la figure 2.17. Le signal RF est divisé en deux, puis recombinaé avant d'être introduit dans l'amplificateur à linéariser. La voie supérieure est constituée d'un déphaseur et d'une ligne à retard, tandis que la voie inférieure est constituée d'un générateur de distorsion et d'un atténuateur.

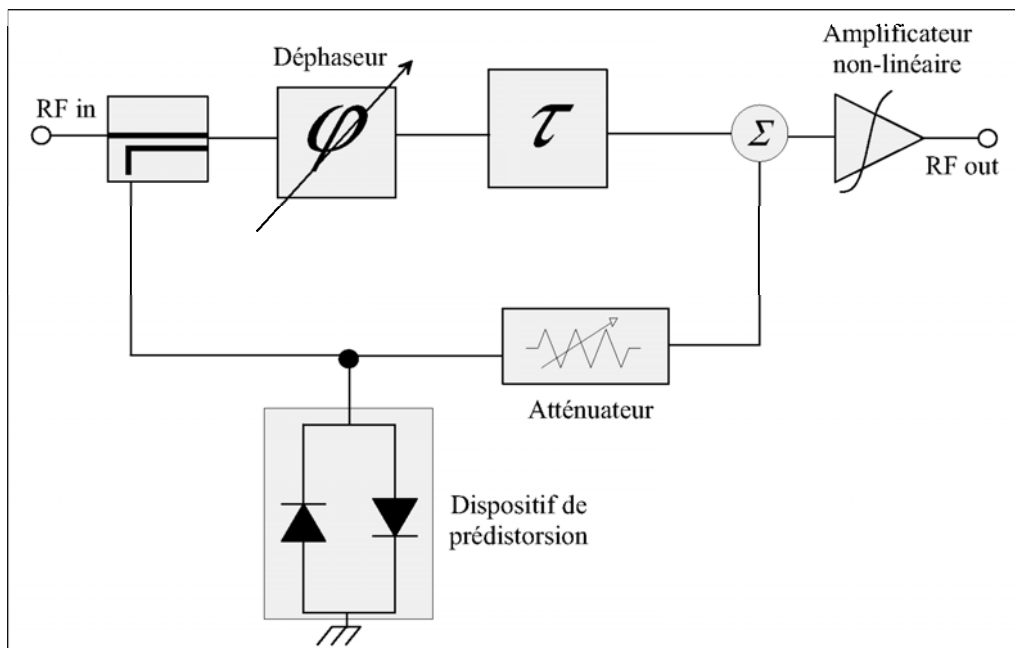


FIG. 2.17 – Principe de la prédistorsion cubique

Le générateur de distorsion est formé de deux diodes en parallèles montées en tête bêche, ce qui permet de générer uniquement les distorsions d'ordres impairs tandis que les distorsions d'ordres pairs circulent dans la boucle de la diode.

La polarisation des deux diodes doit être faite soigneusement en maintenant l'équilibre des diodes. Une polarisation DC externe permet un grand degré de liberté quant à l'ajustement du linéariseur. Le signal de la voie supérieure est déphasée de 180 degrés par rapport au signal distordu, et retardé afin de synchroniser avec le signal de la branche inférieure. L'atténuateur permet de régler le niveau de distorsion afin qu'il soit le même que celui de l'amplificateur. Ainsi lors de la recombinaison, le signal à l'entrée de l'amplificateur est constitué du signal original et de la distorsion déphasée de 180 degrés. Lors du passage dans l'amplificateur non-linéaire, les prédistorsions annulent les distorsions générées par l'amplificateur. Cette technique nécessite une bonne synchronisation des signaux des deux branches, ainsi qu'un bon contrôle de l'atténuateur, du déphaseur et du circuit de polarisation de la diode.

Bien que cette technique soit relativement simple, elle introduit beaucoup de pertes.

2.3.1.2 Prédistorsion à base de FET passif

On distingue deux configurations majeures pour réaliser un FET passif : en source commune ou en grille commune. La configuration source commune se base sur le fait que sa fonction de transfert dépend des variations de la résistance drain-source R_{ds} , tandis que la fonction de transfert de la configuration grille commune dépend de la résistance grille source R_{gs} : ainsi en fonction de l'impédance RF vue entre grille et source, et la tension DC appliquée, on peut faire varier S_{21} en amplitude et en phase.

Dans la pratique, le circuit non-linéaire nécessite une adaptation et des polarisations adéquates afin de correspondre à l'application visée. Ils peuvent être reliés en cascade ou en parallèle afin de générer n'importe quelle fonction de transfert possible en fonction de l'application visée.

Le linéariseur de la figure 2.18 fut appliqué à un SSPA de 50 W à 7 GHz conçu pour le programme GLOBALSTAR. Une compensation de gain de 1 dB et de phase de 15° a été obtenue. Une amélioration du NPR de 2dB a été obtenue pour un OBO de 3 dB. En

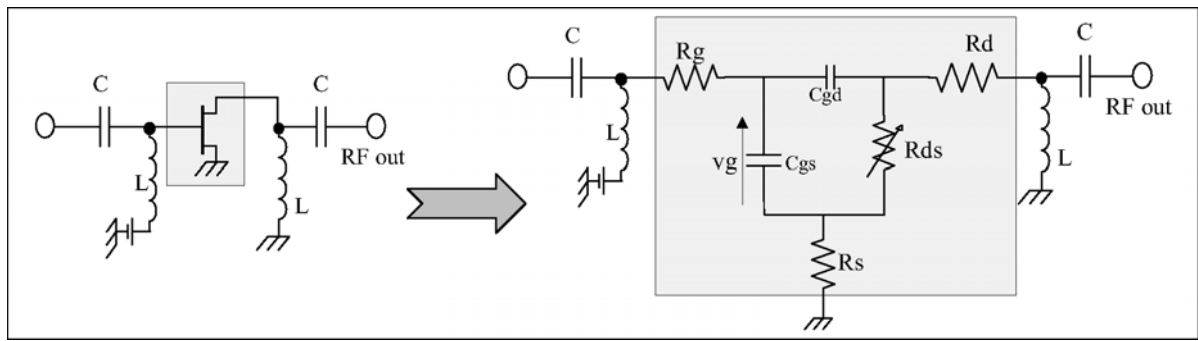


FIG. 2.18 – Linéariseur à FET Froid source commune et schéma petit signal associé

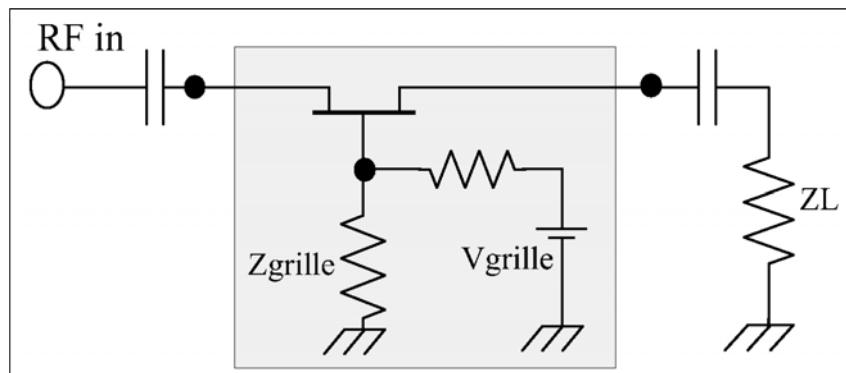


FIG. 2.19 – Predistorsion à FET froid, configuration grille commune

effet si on veut obtenir un même NPR sans linéariseur, ceci reviendrait à une puissance de sortie additionnelle de 2dB, ce qui correspond à une dégradation d'une consommation de puissance de 60 W.

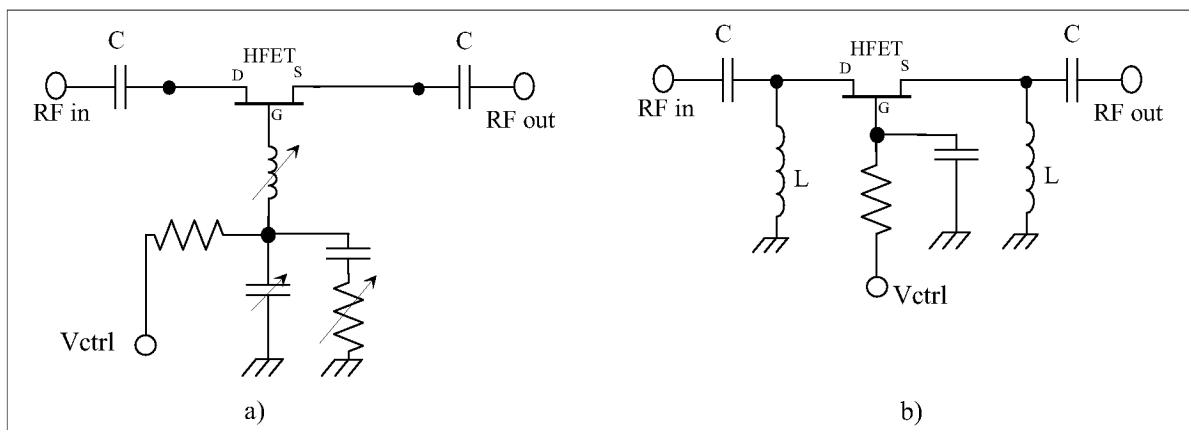


FIG. 2.20 – Applications du FET passif

Dans son application en configuration grille commune comme illustrée à la figure 2.20a,

[30] la valeur de la partie réactive de Z_g est déterminée par l'inductance série et la capacité d'un varactor MESFET, tandis que la partie réelle est contrôlée par une résistance variable. Afin de régler la bande de fréquence, on peut jouer sur la valeur de la self L_g de Z_g . Les performances obtenues sont reprises ci-dessous :

	Bande C (3.5 - 4.5) GHz	Bande KU (11 - 13) GHz
OBO [dB]	3.5	3.5
C/I3	>25	>25
Pertes d'Insertion [dB]	8	10

Dans la figure 2.20b [31], l'ajout des inductances L permet de faire varier la phase en expansion ou en compression. Sans les inductances, le linéariseur présente seulement une expansion de phase ce qui est utilisable uniquement pour des amplificateurs à phase compressive. Les inductances doivent être optimisées pour une perte d'insertion minimale. L'utilisation de cette technique pour un amplificateur à 1.95 GHz montre un ACPR de -40 dBc pour une puissance de sortie de +26.2 dBm.

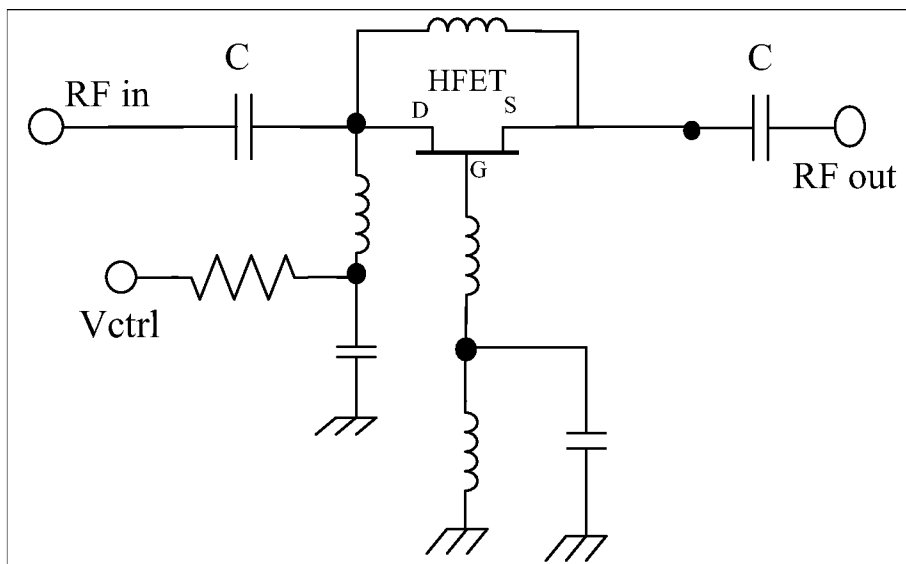


FIG. 2.21 – Linéariseur large bande à FET en mode transmissif

Dans une de ses variantes représentée à la figure 2.21 [32], le FET fonctionne sans polarisation drain - source, avec un chemin de conduction drain - source en série avec

une ligne de transmission. Une impédance grille-masse est sélectionnée en accord avec la tension de grille proche du pinch-off afin de générer la distorsion non-linéaire de gain ou de phase.

A faible niveau, le FET se trouve en état haute impédance et l'inductance réalise le chemin linéaire tendant à court-circuiter le FET. A mesure que la puissance d'entrée augmente, l'effet de l'inductance se réduit et la prédistorsion peut avoir lieu grâce au FET. Dans ce cas particulier, la prédistorsion non-linéaire peut compenser la distorsion d'amplitude, mais la distorsion de phase peut se voir non améliorée.

L'inductance qui fait le pont entre le drain et la source permet de corriger la phase sans altérer profondément l'amplitude. La valeur de l'inductance peut être ajustée pour minimiser une variation non-linéaire de l'amplitude sans affecter la variation de phase au-dessus de laquelle le changement de phase peut être effectué indépendamment des variations de l'amplitude.

Une résistance en série avec l'inductance de pont drain-source peut être sélectionnée afin de rendre tout changement d'amplitude indépendant du changement de phase. De cette façon deux systèmes de ce type peuvent être cascades afin de réaliser une correction indépendante de l'amplitude et de la phase.

2.3.1.2.1 Linéariseur à FET couplé à un circuit résonnant

Le circuit de la figure 2.22 propose une autre technique de linéarisation utilisant un circuit résonnant connecté à une structure FET à grille commune.

La compression de phase est gérée par l'inductance de grille, ainsi que par les inductances connectées entre, drain (source) et masse. La tension de contrôle de grille V_c est utilisée pour ajuster la caractéristique en amplitude du linéariseur.

Le circuit résonnant série, le transistor FET et l'inductance sur la grille fonctionnent comme une résistance variable. Le circuit résonnant série permet de réduire les pertes d'insertion du FET. L'inductance de grille est dimensionnée pour résonner avec la capacité C_{ds} du FET.

Le circuit de la figure 2.22b [39], présente une autre mise en oeuvre de cette technique dans laquelle le FET est commandé par la tension V_{c1} afin de fonctionner proche du

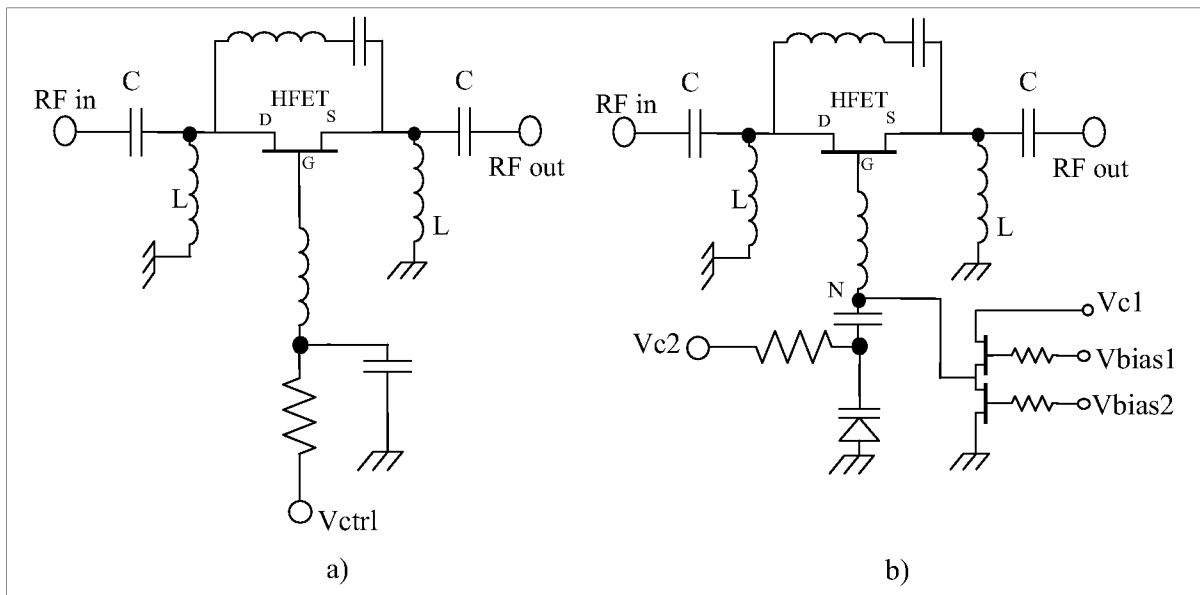


FIG. 2.22 – Linéariseur à FET couplé à un circuit résonnant

Pinch-off. Ceci permet donc de créer une expansion de gain et une compression de phase à mesure que la puissance d'entrée augmente.

Dans ce même circuit, une impédance variable sur la grille du FET est préférée à une impédance constante. L'impédance variable est constituée d'une diode à capacité variable, d'une résistance et d'une capacité additionnelle. La tension de la diode varactor est contrôlée par Vc2. Le circuit de polarisation est constitué de deux transistors FET connectés en série entre le point N et le point où la tension Vc1 est appliquée. Ce circuit permet de réduire la gamme de fonctionnement de la tension Vc1. L'ensemble permet donc le contrôle indépendant du gain et de la phase en jouant sur les tensions Vc1 et Vc2.

2.3.1.2.2 Utilisation d'un FET en source commune pour la Prédistorion

Dans le principe, on ne considère que la non linéarité de courant i_{ds} comme la principale source de non linéarité.

$$i_{ds} = g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 \quad (2.15)$$

Afin de minimiser l'IM3, il faut superposer à g_{m3} une courbe de même amplitude mais de signe opposée. Dans son implémentation à la figure 2.23, la branche de prédistorion intègre le FET2 placé en parallèle sur la grille du transistor principal afin d'annuler ses

non-linéarités d'ordre 3 dus à g_{m3} . Z_{eff} est l'impédance de charge effective du FET2

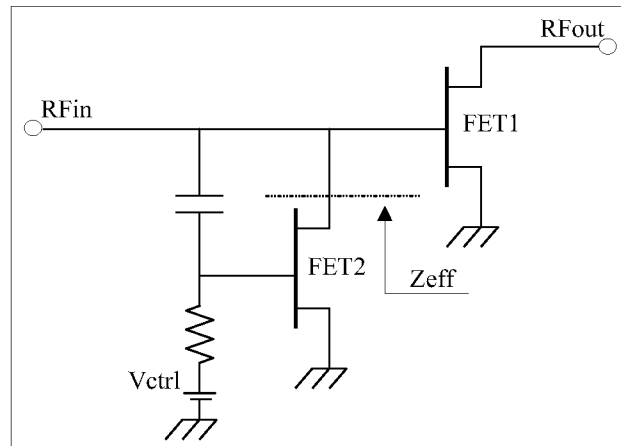


FIG. 2.23 – Dispositif de prédistorsion à FET

La réduction de gain peut être évitée en diminuant la taille de grille du FET2 et en diminuant V_{gs} du FET2 de façon à ce qu'il soit inférieur à celui du FET1. L'utilisation de cette technique dans [34] montre une amélioration de l'OIP3 de 10 dB à 900MHz et de 3 dB à 1.5 GHz, mais pas d'amélioration constatée au dessus de 2GHz.

Une technique dérivée de la précédente illustrée à la figure 2.24 a été utilisée pour la conception d'un amplificateur de puissance à 44 GHz et rapporté dans [35].

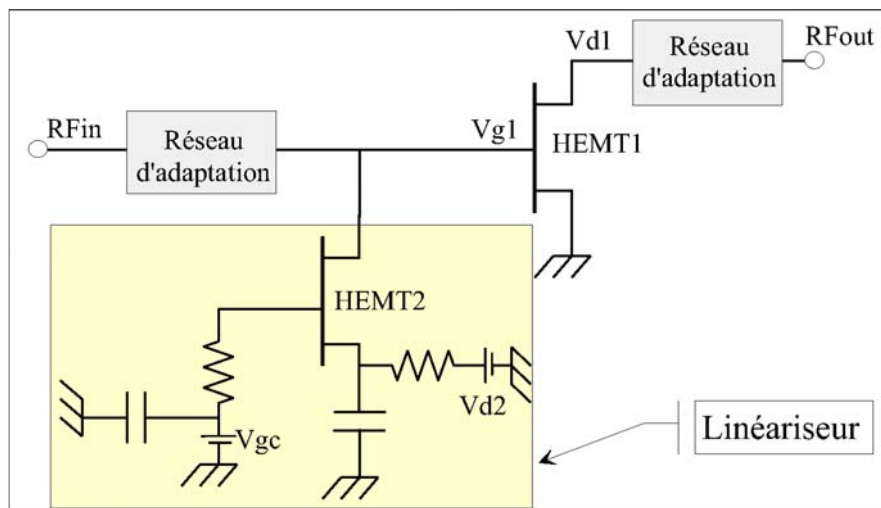


FIG. 2.24 – Autre application de la Prédistorsion à FET

Cette technique a l'avantage qu'on puisse polariser la grille du transistor principal directement à travers le linéariseur ($V_{g1} = V_{d2}$) sans avoir besoin de circuits de polari-

sation supplémentaires. Les pertes d'insertion sont minimisées (2dB) en maintenant un gain raisonnable.

En jouant sur la tension de polarisation V_{d2} , on peut régler le degré d'expansion du gain. Dans cette forme de connection, le transistor HEMT2 fonctionne comme une résistance variable R_{ds} contrôlée par V_{gc} . Lorsque la puissance d'entrée augmente, la résistance R_{ds} augmente causant une expansion de gain qui peut être utilisée pour compenser la compression de gain de l'amplificateur. Les pertes d'insertion du linéariseur dépendent fortement de la valeur de R_{ds} qui elle est paramétrée par les dimensions de la grille et la tension de polarisation. Ces valeurs sont donc à paramétrer avec beaucoup de soin afin d'assurer la pente positive du gain.

Les performances de cet amplificateur sont les suivantes :

- Freq : 44 GHz
- Gain : 8dB
- Pout : 17dBm
- Amélioration de l'ACPR : 8 dBc

2.3.1.2.3 Linéariseur à FET couplé à un atténuateur

Le linéariseur [38] représenté à la figure 2.25 est constitué d'un atténuateur en T formé de trois résistances, d'un transistor FET fonctionnant en résistance variable et d'une inductance connectée entre source et masse.

La figure 2.25b montre la réponse du linéariseur, entre autre son expansion de gain et sa compression de phase, utilisé pour la compensation des non-linéarités de l'amplificateur.

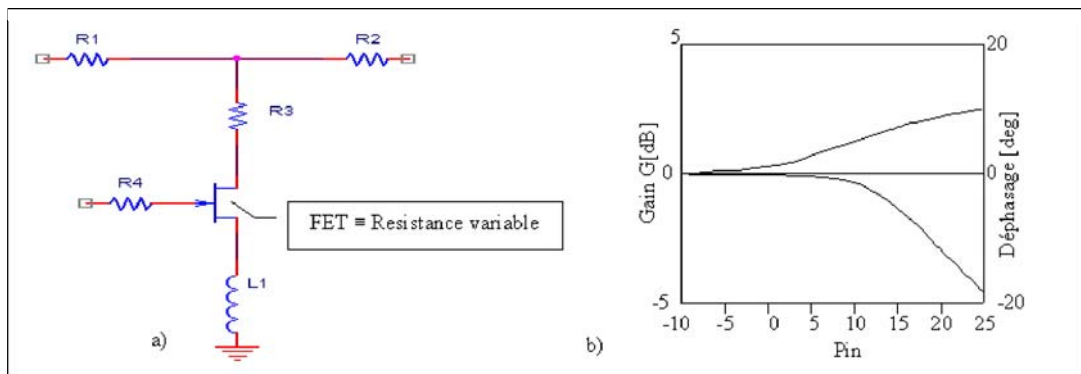


FIG. 2.25 – Linéariseur à FET couplé à un atténuateur

2.3.1.2.4 Prédistorion utilisant une ligne de transmission non-linéaire

Le circuit de prédistorion de la figure 2.26 [46] comprend une partie pour la compensation de la distorsion d'amplitude (AM/AM) et une autre partie pour la compensation de la distorsion de phase (AM/PM). Les conductances $G_p(I)$ et capacités $C_p(V)$ de jonctions des diodes Schottky sont dépendantes de la polarisation et de la puissance d'entrée.

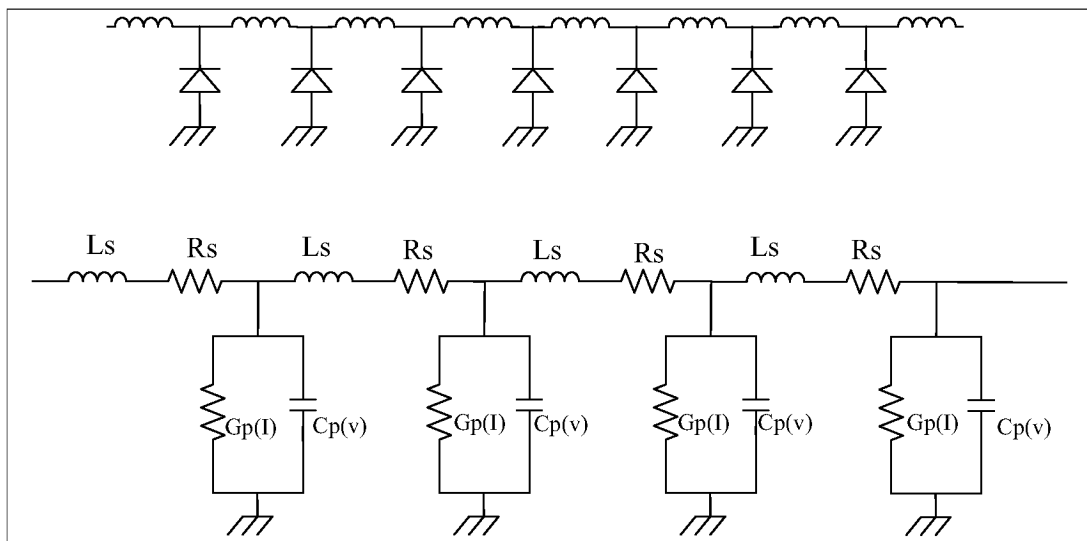


FIG. 2.26 – Prédistorion utilisant une ligne de transmission non-linéaire

Les circuits sont conçus pour avoir une impédance caractéristique $Z_0 = 50\Omega$. Un critère supplémentaire est d'avoir la fréquence de coupure passe bas f_c , au dessus de la fréquence maximale de fonctionnement. L'impédance et la fréquence de coupure d'une ligne idéale sans pertes peuvent être calculées grâce aux formules suivantes.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}} \quad (2.16)$$

$$f_c = \frac{1}{\pi\sqrt{L_s C_p}} \quad (2.17)$$

L'atténuation et le déphasage dans la ligne dépendent principalement des éléments réactifs et résistifs de la ligne correspondante. Les parties réelles et imaginaires de la constante de propagation γ déterminent la constante d'atténuation α et la constante de phase β .

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R_s + j\omega L_s)(G_p + j\omega C_p)} \quad (2.18)$$

En prenant en compte ces considérations, le nombre de sections dans la ligne peut être choisi afin de réaliser la caractéristique de prédistorsion désirée.

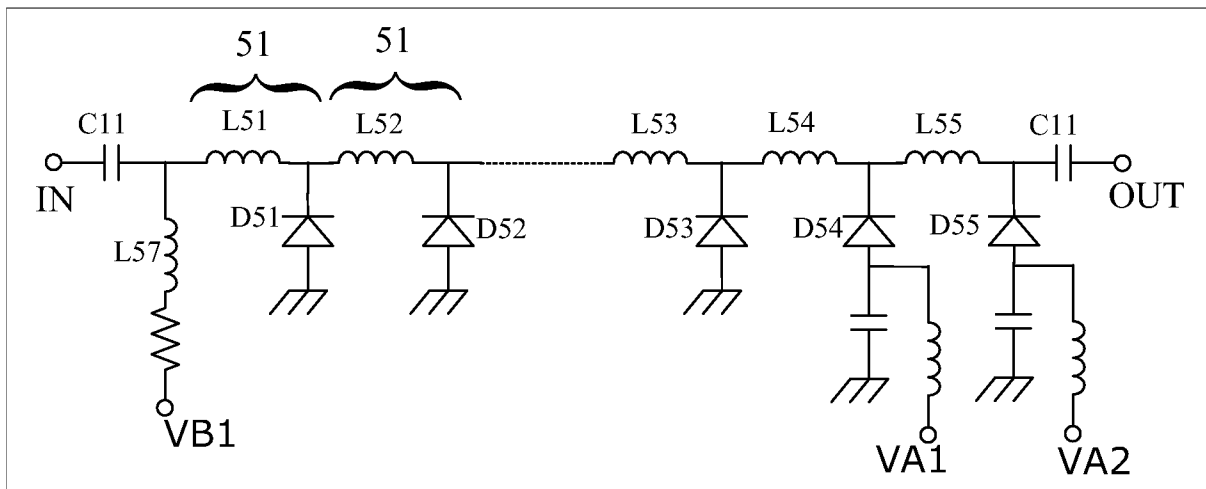


FIG. 2.27 – Exemple d'implémentation d'une ligne de transmission non-linéaire

Dans son implémentation à la figure 2.27 [47], la partie de la distorsion de phase comprend un réseau de polarisation large bande (51) et une ligne de transmission non linéaire (L51/D51 à L55/D55). Le réseau de polarisation est conçu de façon à polariser les lignes de transmissions non-linéaires dans la zone de distorsion de phase. Les caractéristiques du circuits peuvent être modifiées en ajustant la tension de polarisation ou en rendant certaines diodes inactives par activation du signal VA1 ou VA2. Les deux parties peuvent

être similaires mais les diodes (D51 à D55) sont polarisées en sens direct ; ainsi l'amplitude du signal est affecté par les pertes qu'elles causent.

2.3.1.3 Prédistorion à deux boucles

Pour que la linéarisation fonctionne correctement, il faut que les distorsions générées par l'élément non-linéaire soient identiques à celles créées par l'amplificateur à linéariser. Pour cela, on crée une réplique à basse échelle de l'amplificateur non linéaire avec le même recul [62] [63]. De cette façon le signal $y_2(t)$ est la réplique à petite échelle des distorsions générées par l'amplificateur. A la sortie de la seconde boucle, le signal $y_2(t)$ est additionné en opposition de phase avec le signal de la voie directe. Le coefficient α_2 est déterminé en considérant que les amplitudes relatives des distorsions et du signal d'origine à la sortie de l'élément non linéaire sont les mêmes que celles à la sortie de la boucle 2.

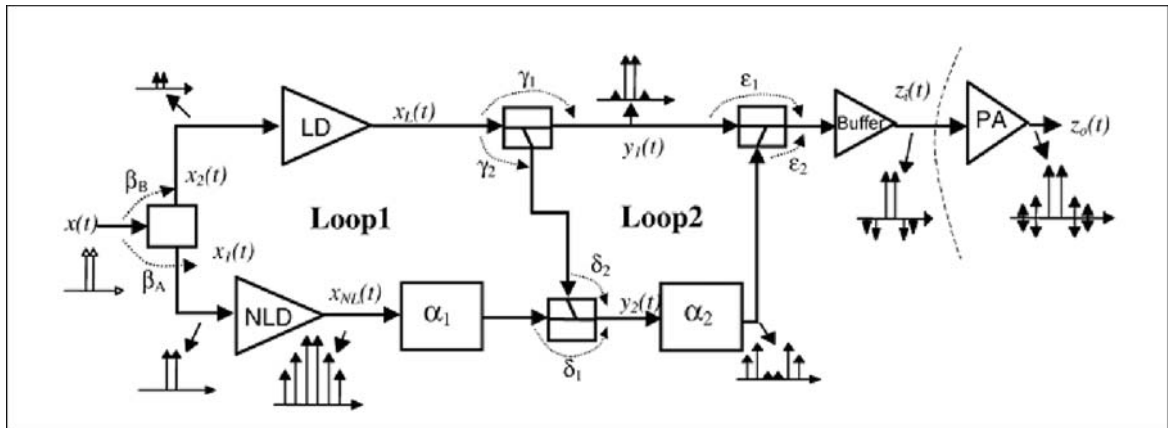


FIG. 2.28 – Principe de la Prédistorion à deux boucles

En principe, la sortie des deux boucles attaquent directement l'entrée de l'amplificateur, mais pour des problèmes de niveaux de puissance, on place un buffer qui doit fonctionner en fort recul.

Cette technique a été implémentée en Technologie PHEMT AsGa 0.25um de dimensions de puce 5.2mm x 3.2 mm et présenté dans [63]. Les performances obtenues à 15 GHz sont représentées à la figure 2.29.

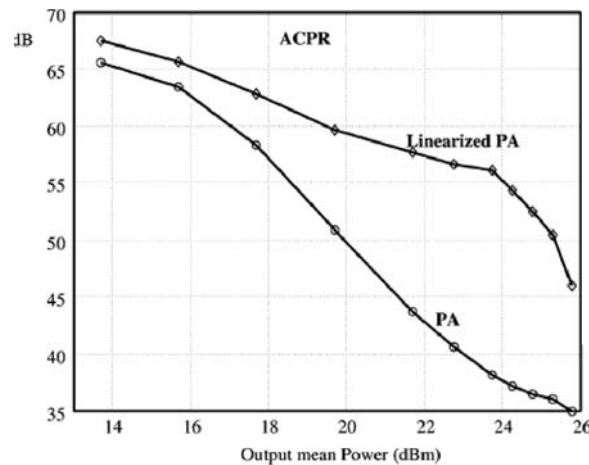


FIG. 2.29 – Performances de la Prédistorsion à deux boucles

2.3.2 Linéarisation par postdistorsion : Application à un HBT

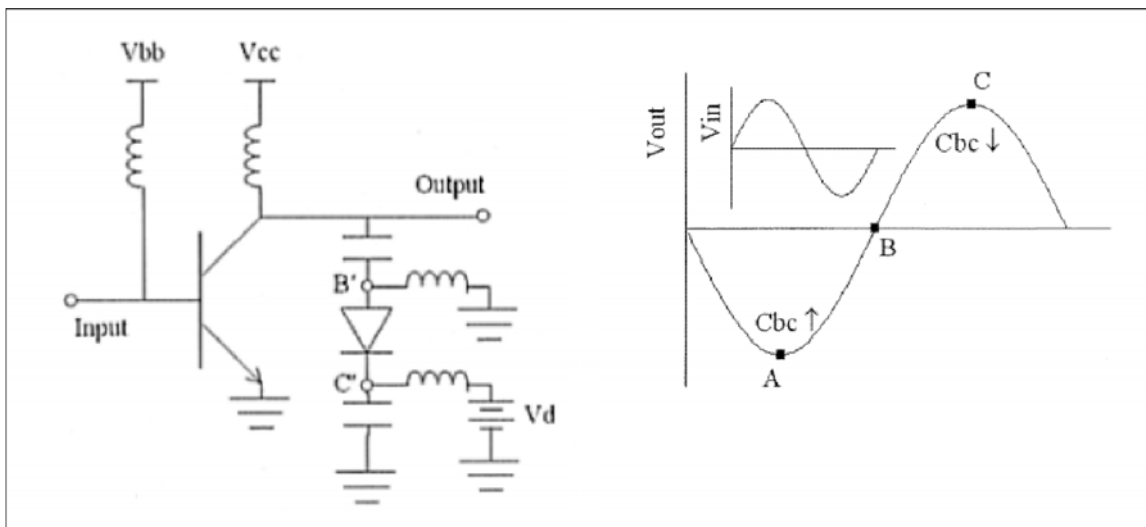


FIG. 2.30 – Linéarisation par postdistorsion

On considère que la capacité C_{bc} est la principale source de non-linéarité dans les HBTs. Dans le but de réduire les variations de C_{bc} dues aux larges excursions du signal, la différence de phase entre l'entrée et la sortie peut être utilisée. Dans la figure 2.30, lorsque la diode de jonction base-collecteur est connectée à un HBT monté en émetteur commun, dans le même sens, la capacité de la diode C_d décroît et se place à une valeur inférieure proche du point de polarisation A. Au point A, C_{bc} est à son maximum et C_d

est à sa plus grande valeur proche du point de polarisation C, auquel Cbc possède sa plus petite amplitude.

Il a été démontré que les variations de Cbc dues aux grandes excursions du signal peuvent être compensées par Cd, et par conséquent la variation de la capacité totale Cbc+Cd est réduite et la distorsion de phase apparaissant à la sortie est réduite ce qui se résume en une amélioration de la linéarité du HBT. D'autre part, en s'aidant de l'analyse non linéaire des faibles non linéarités, les capacité Cd et Cbc sont connectées en sens opposé, par conséquent, leurs coefficients dans le développement de la série de Volterra apparaîtront en signes opposés, ce qui résultera en une compensation entre Cd et Cbc.

L'application de cette technique [67] à un amplificateur AlGaAs/GaAs à 1.8GHz a démontré une amélioration de l'ACPR de 8dB par rapport à un amplificateur non linéarisé et ce, pour une puissance de sortie de +20 dBm. Cette technique présente l'avantage d'être simple sans dégrader les performances RF (gain, PAE), et facilement intégrable en technologie MMIC.

2.3.3 Optimisation de la linéarité d'un Doherty par postdistorsion

Le principe de linéarisation d'un amplificateur Doherty par postdistorsion est illustré à la figure 2.31[68].

L'amplificateur principal est polarisé en classe AB tandis que l'amplificateur secondaire est polarisé en classe C. L'expansion de gain de l'amplificateur secondaire compense la compression de gain de l'amplificateur principal. La fonction de transfert linearisée est ainsi obtenue.

Cette technique est proche de la superposition dérivative décrite plus loin, où on utilise les dérivées de la fonction de transfert $i_{ds}(v_{gs}, v_{ds})$ [69] [70].

$$i_{ds} = g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + \dots + g_{mn}v_{gs}^n \quad (2.19)$$

Ansi, par un choix judicieux des tensions de polarisation de la grille, et du niveau de puissance en entrée, les produits d'intermodulation s générés par l'amplificateur principal peuvent être annulés.

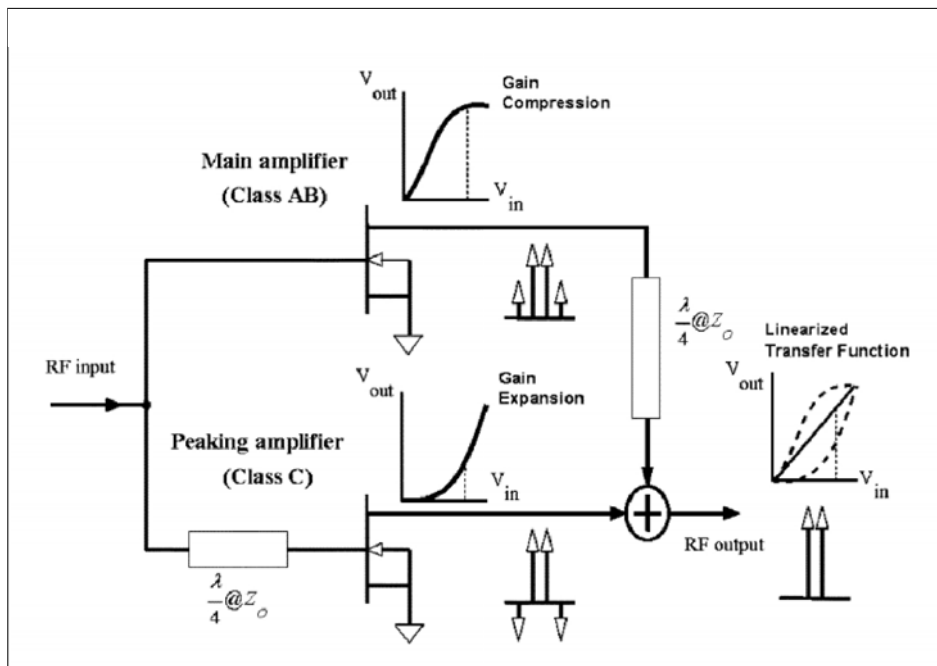


FIG. 2.31 – Principe de linéarisation d'un Doherty par postdistorsion

L'application de cette technique dans [68] à la conception d'un amplificateur équilibré a permis d'obtenir les performances reproduites à la figure 2.32.

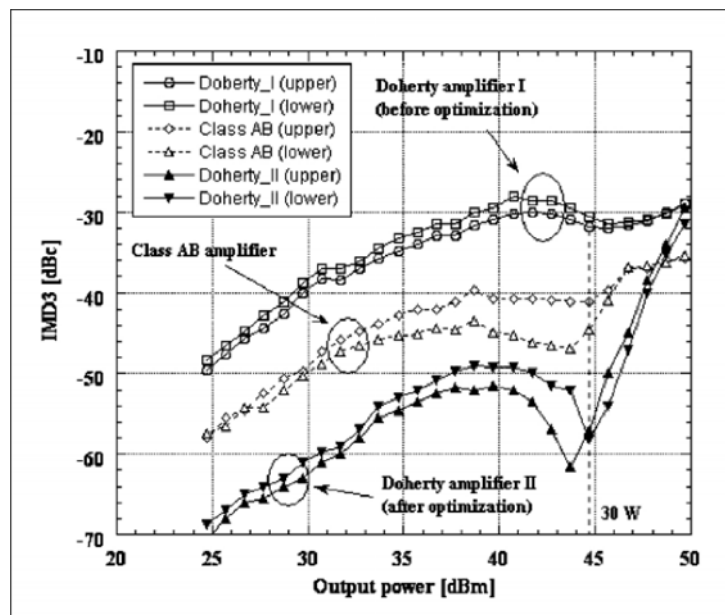


FIG. 2.32 – Performance du Doherty linéarisé par postdistorsion

2.3.4 Technique de linéarisation par superposition dérivative

Cette technique [21] est basée sur le principe selon lequel, pour un HEMT, la distorsion prédominante est due à la source de courant contrôlée i_{ds} . Les non-linéarités de C_{gs} dépendantes de la fréquence sont ainsi négligées. La source de distorsion peut être examinée en considérant la caractéristique de transfert de l'élément actif et ses dérivées successives. Dans un but de simplification pratique, la source de courant peut être décrite en utilisant une approche par série de Taylor à une dimension [1] [21].

$$i_{ds} = g_{m1}v_{gs} + g_{m2}v_{gs}^2 + g_{m3}v_{gs}^3 + \dots + g_{mn}v_{gs}^n \quad (2.20)$$

Se basant sur le fait que la puissance d'entrée est reliée à la tension d'entrée, on peut dériver une expression simplifiée de la série de Volterra de l'IM3 en dBc en fonction de la tension d'entrée v_e . Pour un signal d'entrée bi-fréquences, on a :

$$v_e = V_s[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \quad (2.21)$$

On peut montrer [21] que l'intermodulation d'ordre 3 s'exprime de la façon suivante :

$$IM3 = 20 \log \left| \frac{\frac{3}{4}g_{m3}V_s^3 + \frac{25}{8}g_{m5}V_s^5}{g_{m1}V_s + \frac{9}{4}g_{m3}V_s^3 + \frac{25}{4}g_{m5}V_s^5} \right| \quad (2.22)$$

L'équation ci-dessus contient uniquement les ordres impairs de la série de Taylor, et le numérateur indique les termes à minimiser afin d'obtenir un amplificateur à forte linéarité. Dans [21] l'auteur a proposé de réduire uniquement le terme du troisième ordre, mais du fait que le numérateur de l'équation (2.22) dépend de l'ordre de la série, il est essentiel pour une gamme de puissance plus élevée d'inclure l'ensemble des termes, et particulièrement ceux du degré 5

La technique de la superposition dérivative consiste donc à chercher les différentes combinaisons de tension de grille et de taille de transistor possibles afin de réduire l'IM3.

Le circuit de la figure 2.33 [71] [77] peut être utilisé pour additionner les sorties des différents transistors dont les grilles sont de dimensions et de tensions de polarisation différentes.

Le véritable problème dans cette conception est effectivement le choix des ces paramètres. Cela peut être fait manuellement. Le principe est illustré à la figure 2.34 [74].

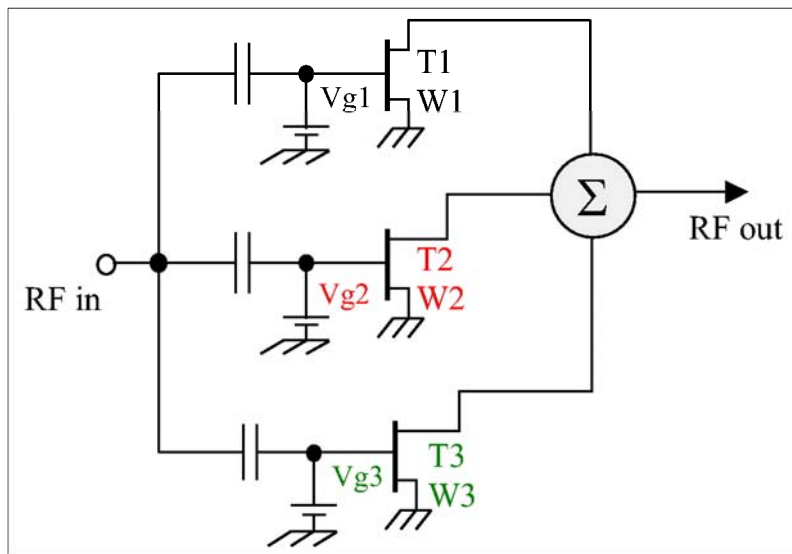


FIG. 2.33 – Principe de la superposition dérivative

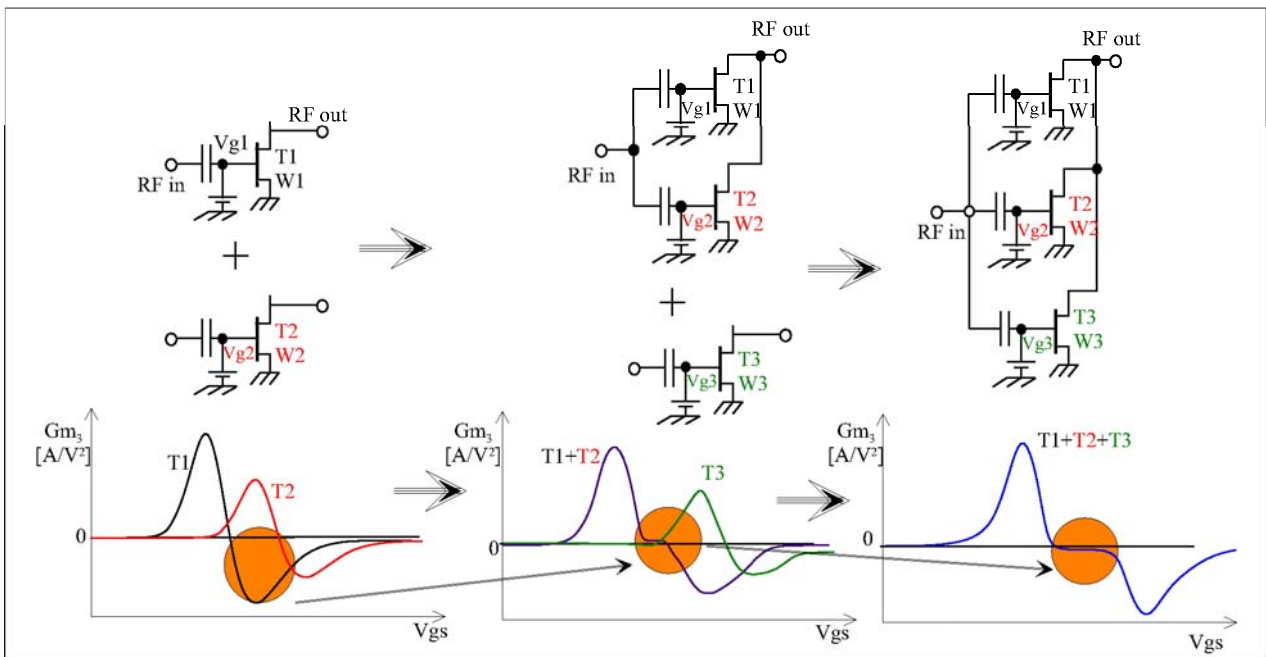


FIG. 2.34 – Illustration du principe de la superposition dérivative

Procédant de cette façon le deuxième transistor est connecté au premier de façon à ce que son premier pic positif de transconductance soit en face du premier pic négatif de transconductance du premier transistor. La position de ces pics détermine la marge d'annulation de l'IM3. Les dimensions du transistor secondaires sont ainsi choisies de telle sorte que la résultante d'IM3 soit nulle au point du pic positif du deuxième transistor.

De la même façon, le troisième transistor est paramétré tel qu'il produise une annulation d'IM3 résultante proche du précédent.

Une première difficulté de cette technique est que le point d'IM3 nul peut varier selon le type de composant, du process, de la tension de seuil et de la densité de courant [72]. Pour contourner ce problème, on présente non pas un point d'annulation d'IM3 mais une zone d'annulation. La dynamique du signal d'entrée peut être augmentée et la sensibilité à la variation du process est réduite.

Une difficulté supplémentaire peut venir de la modélisation, quand en effet il faut choisir les différentes dimensions. Pour lever la difficulté, on utilise une méthode alternative qui est basée sur la représentation en série de puissance complexe afin de relier les caractéristiques AM/AM et AM/PM à l'IM3. Sous ces conditions, les effets mémoire sont exclus par la nature passe bande de l'amplificateur ainsi que les produits du mélange d'ordre 2.

Du point de vue de la conception des circuits d'adaptation, tous les transistors en parallèle peuvent être traités comme un seul s'ils sont très proches l'un de l'autre ; Toutefois il faudra faire attention aux risques d'instabilité, surtout pour les gammes de fréquences élevées.

D'après [21] on peut atteindre une amélioration de l'IM3 de 20 à 30 dB. Il a été obtenu une amélioration de l'ACPR de 10 dB et 20 dB d'IM3 dans [75] pour un amplificateur LDMOS fonctionnant à 1.95 GHz.

Une combinaison de cette technique avec un montage cascode illustré à la figure 2.35 et reporté dans [73] a permis une amélioration de 10 dB du point d'interception d'ordre 3. L'amplificateur a été réalisé et technologie CMOS.

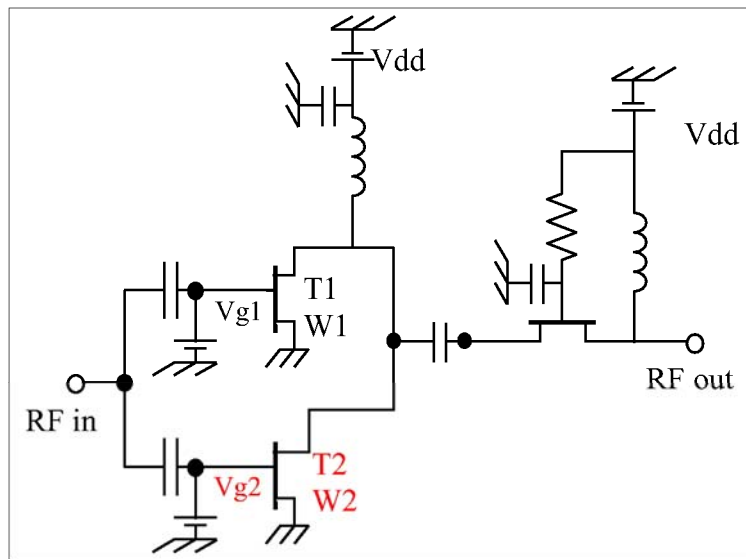


FIG. 2.35 – Combinaison cascode-superposition dérivative

2.3.5 Linéarisation par contre-réaction analogique

2.3.5.1 Linéarisation par Contre-réaction analogique linéaire

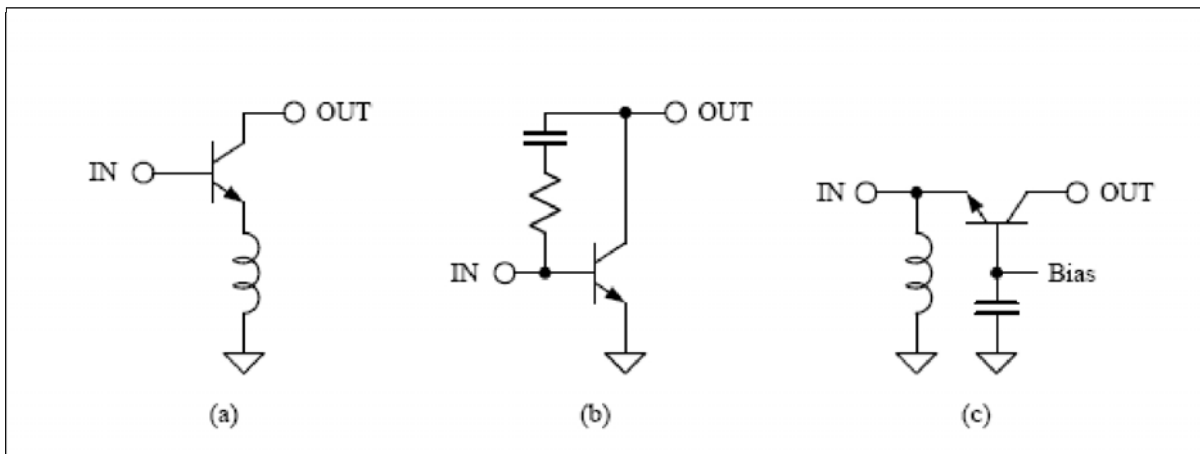


FIG. 2.36 – Exemples de contre-réaction linéaire : a) Utilisation de la self de dégénérescence ; b) Contre réaction shunt ; c) Contre réaction série-Shunt

La figure 2.36 illustre trois principales façons d'appliquer une contre réaction linéaire sur un amplificateur dans le but de le linéariser. On citera entre autre, l'utilisation d'une self de dégénérescence sur la source ou l'émetteur, la contre-réaction parallèle (R-C) et la contre réaction série parallèle ou configuration grille (base) commune.

L'amplificateur à grille commune permet d'obtenir un niveau de linéarité élevé grâce à son impédance d'entrée qui est relativement faible.

La contre réaction parallèle permet non seulement de linéariser l'amplificateur, mais aussi d'élargir la bande de fonctionnement de l'amplificateur.

Étant donné que l'impédance d'entrée d'un FET est capacitive, l'ajout d'une contre réaction inductive [23] crée une impédance d'entrée résistive, ce qui diminue le gain. La self de dégénérescence se comporte comme une résistance vue depuis la grille. La résistance série équivalente diminue le gain mais n'affecte pas le gain en courant du transistor.

L'utilisation de cette technique dans [24] a permis d'obtenir les performances suivantes :

Freq : 2.4 GHz Ids =200 mA, Vds = 10V	Avec self de source et entrée desadaptée	sans self de source et entrée adaptée
Pout@1dB [dBm]	29	29
OIP3 [dBm]	50	40
C/I3 [dBc]	42	22
Gain [dB]	13.5	18.3
PAE	40%	40%

L'inconvénient de cette technique est la diminution de gain. De ces trois méthodes, l'utilisation d'une self de dégénérescence sur la source ou l'émetteur semble être la plus intéressante puisqu'elle s'applique facilement dans les cas où la figure de bruit est un paramètre important de la conception.

2.3.5.2 Linéarisation par contre-réaction analogique non-linéaire.

Le fonctionnement de la boucle de contre-réaction non-linéaire peut être représenté par le schéma simplifié de la figure 2.37. Le composant auxiliaire est un composant actif qui permet de produire la distorsion désirée afin de compenser celles de l'amplificateur principal. C1 et C2 sont simplement des composants de couplage.

On distingue dans cette catégorie la contre-réaction série et la contre-réaction parallèle.

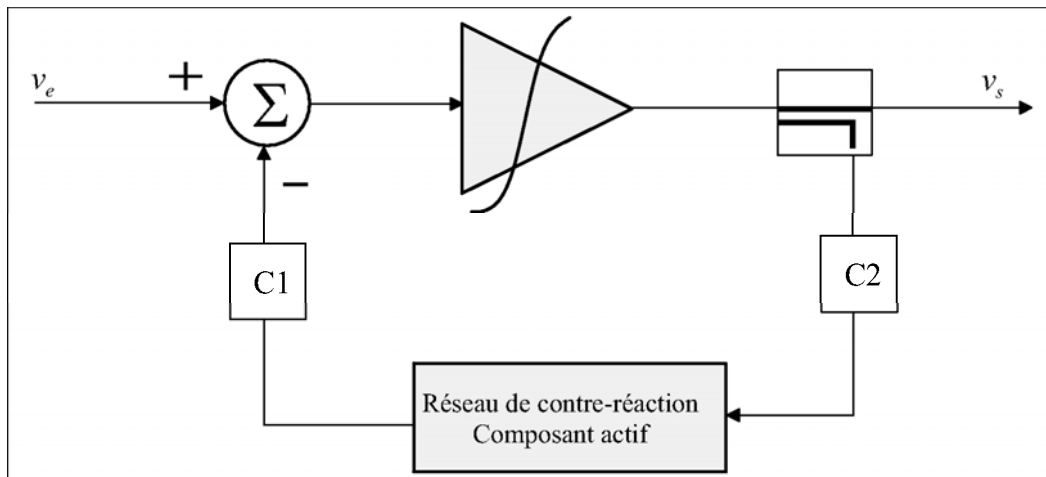


FIG. 2.37 – Principe de la contre réaction active

2.3.5.2.1 Contre-réaction non-linéaire série

La figure 2.38 présente deux façons de réaliser la contre réaction série.

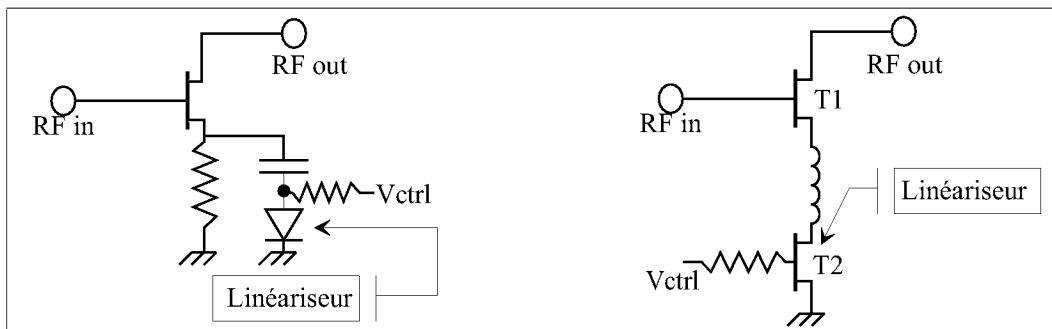


FIG. 2.38 – Exemples de contre-reaction non-linéaire série

Le circuit de la figure 2.38a [56], utilise une diode pour réaliser la dégénérescence non-linéaire de l'émetteur (source). En général, ce circuit est utilisé pour compenser l'expansion de gain, tandis que le circuit 2.38b [57] est utilisé pour compenser la compression de gain. En effet lorsque la puissance d'entrée augmente, le courant à travers T2 est écrêté dans sa partie inférieure, par conséquent ses composantes continues augmentent. Puisque tout le courant à travers T2 passe dans T1, l'augmentation du courant DC cause donc une expansion de gain. Ainsi les distorsions d'ordre 3 peuvent être réduites de 3 à 5 dB à forts niveaux de puissance.

La figure 2.39 [37] illustre une mise en oeuvre de cette technique. Elle consiste en deux

transistors FETs montés en cascode. Les réseaux de polarisation composés des résistances et des inductances y sont ajoutés. Puisque les deux transistors dans cette configuration cascode utilisent la même voie de courant, et que la tension V_{dd} est divisée entre les deux transistors, il est possible de changer le point de polarisation en fonction du niveau de puissance d'entrée.

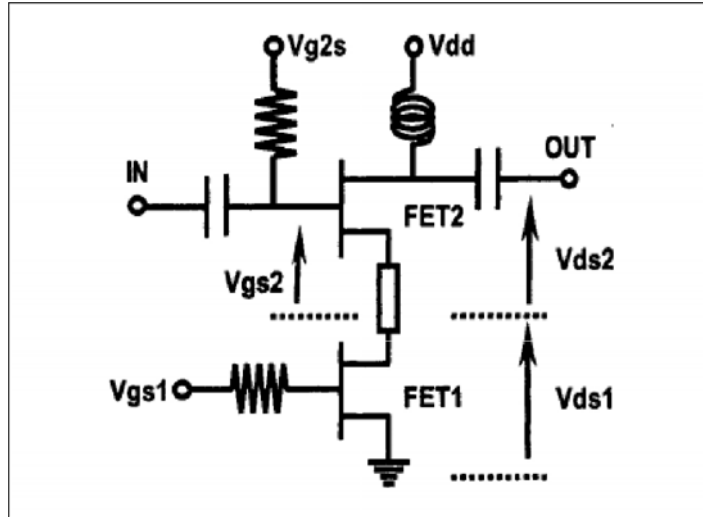


FIG. 2.39 – Utilisation d'une cascode pour la prédistorsion analogique

Puisque le point de repos est relativement faible, on obtient une consommation négligeable de la puissance DC. Au fur et à mesure que la puissance d'entrée augmente, la composante continue du courant redressé augmente puisque le courant est écrêté dans sa partie inférieure. Ainsi, le point de polarisation effectif se déplace vers le haut (région à fort courant) pour des niveaux de puissances élevés ; Puisque le courant de polarisation effectif du transistor FET2 est augmenté, le gain devient plus grand, résultant en une pente de gain positive, soit une expansion de gain.

L'avantage de cette méthode est sa simplicité et sa possibilité d'implémentation technologie en MMIC. Un autre avantage est la possibilité de contrôler les variations de gain et de phase en jouant sur la tension V_{g2s} .

L'application de cette technique à la conception d'un amplificateur fonctionnant à 2GHz pour les applications CDMA a permis d'obtenir un gain de 33 dB et une puissance de sortie de +29.5 dBm. L'ACPR s'est vu amélioré de 3 dB pour une puissance de sortie de +23.5 dBm et de 5 dB pour une puissance de sortie de +20.35 dBm.

2.3.5.2.2 Contre-réaction non-linéaire parallèle

Le circuit de la figure 2.40a, présente un exemple de contre réaction non-linéaire parallèle. Le linéariseur est constitué d'une diode, d'une capacité et d'une résistance. Puisque l'impédance de la diode est variable, le taux de contre-réaction dépend de la tension aux bornes de la diode. L'impédance entre l'entrée et la sortie augmente avec la puissance d'entrée puisque l'impédance entre ces deux points diminue. Par conséquent, le taux de contre-réaction décroît avec l'augmentation de la puissance d'entrée, et la saturation de gain à fort niveau peut être réduite.

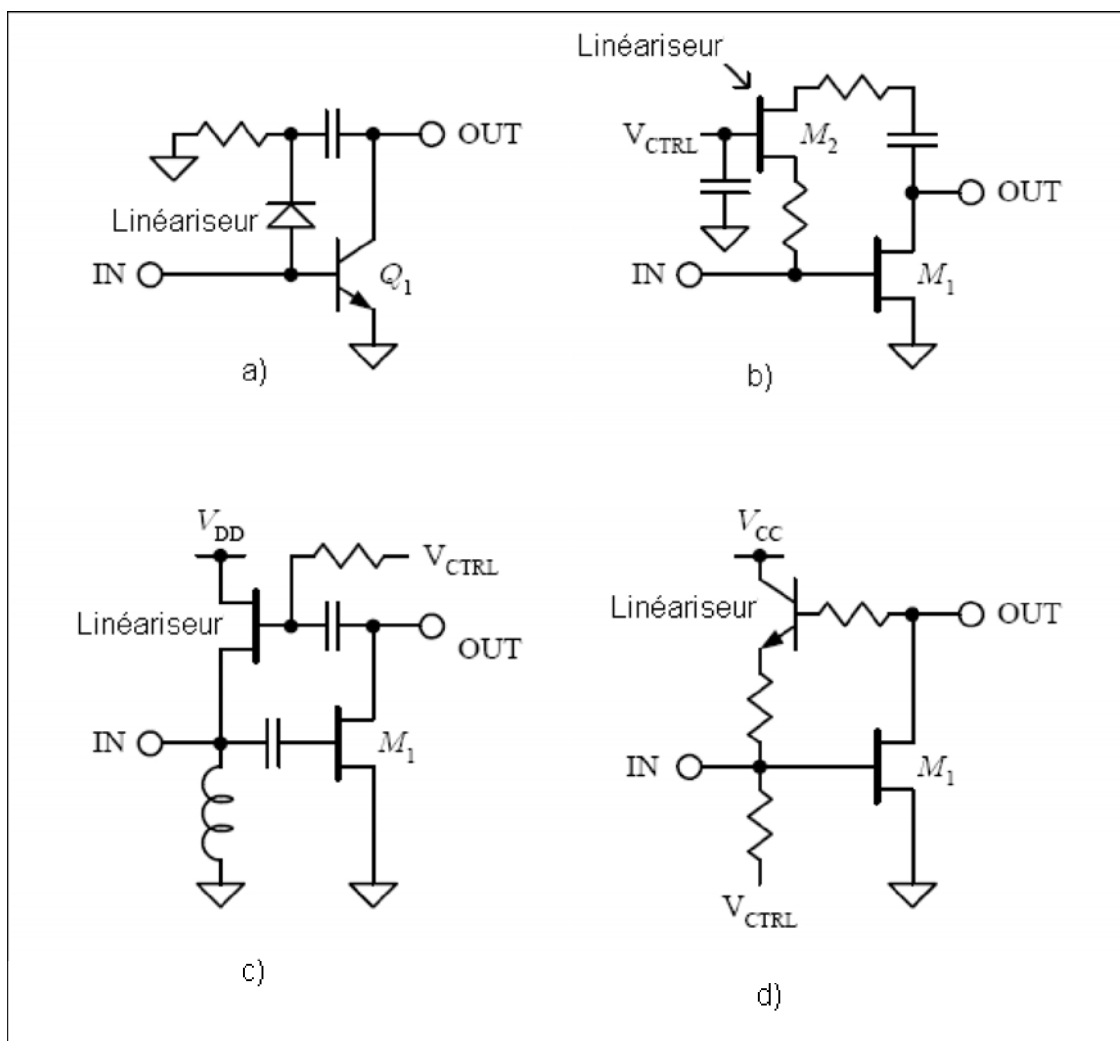


FIG. 2.40 – Exemples de contre-réaction non-linéaire parallèle

L'application de cette technique [58] à la conception d'un amplificateur fonctionnant à 5GHz a présenté une puissance de sortie de +19.7 dBm, un gain de 22 dB et un rendement

en puissance ajouté de 22.5%. Dans la conception de ce dernier, la diode fut remplacée par un transistor HBT avec la base et le collecteur court-circuitée.

Dans le circuit de linéarisation de la figure 2.40b [59], on utilise un FET dans le circuit de contre-réaction non-linéaire. Le gain de la contre-réaction peut être modifié en jouant sur la tension de contrôle V_{ctrl} du varistor FET. Lorsque le varistor est réglé à une valeur faible de résistance, il advient une forte contre-réaction et le gain de l'amplificateur est compressé. Pour améliorer la compression de gain, il faut donc augmenter la résistance de la contre-réaction à des niveaux de puissance élevés. Les grandes excursions de tension aux bornes du varistor FET M2 déplacent son point de fonctionnement proche de la saturation.

Dans la technique illustrée à la figure 2.40c et d [60] la contre réaction est formée d'un transistor monté en drain commun et en suiveur de tension. La transconductance de la contre-réaction contrôle la transmission de l'amplificateur et ses variations servent à améliorer les caractéristiques de distorsion de l'amplificateur. La distorsion peut être réduite de 15 dB, mais avec une perte de gain de 6 dB dans [60] et 9 dB dans [61].

2.3.6 Linéarisation par polarisation active

2.3.6.1 Principe général de la polarisation active

Dans la conception des amplificateurs de puissance, la conception du circuit de polarisation est l'un des moyens d'améliorer le point de compression. En effet lorsqu'une grande puissance d'entrée est appliquée sur la jonction B-E de l'étage de puissance d'un HBT, les distorsions AM/AM et AM/PM se dégradent fortement, puisque la décroissance de la tension de jonction V_{be} sous l'effet de l'autopolarisation résulte en une décroissance de la transconductance, causant la compression de gain de l'amplificateur à des niveaux de puissance élevée. Afin de compenser ces distorsions, cette technique de linéarisation est proposée afin d'améliorer effectivement la distorsion de phase et la compression de gain.

Le principe est d'augmenter la tension de polarisation base émetteur à mesure que la puissance augmente. En effet, dans un circuit de polarisation classique, lorsque la

puissance d'entrée augmente, le courant redressé entre la base et l'émetteur augmente. Par conséquent la tension entre base et émetteur diminue en raison des résistances de polarisation.

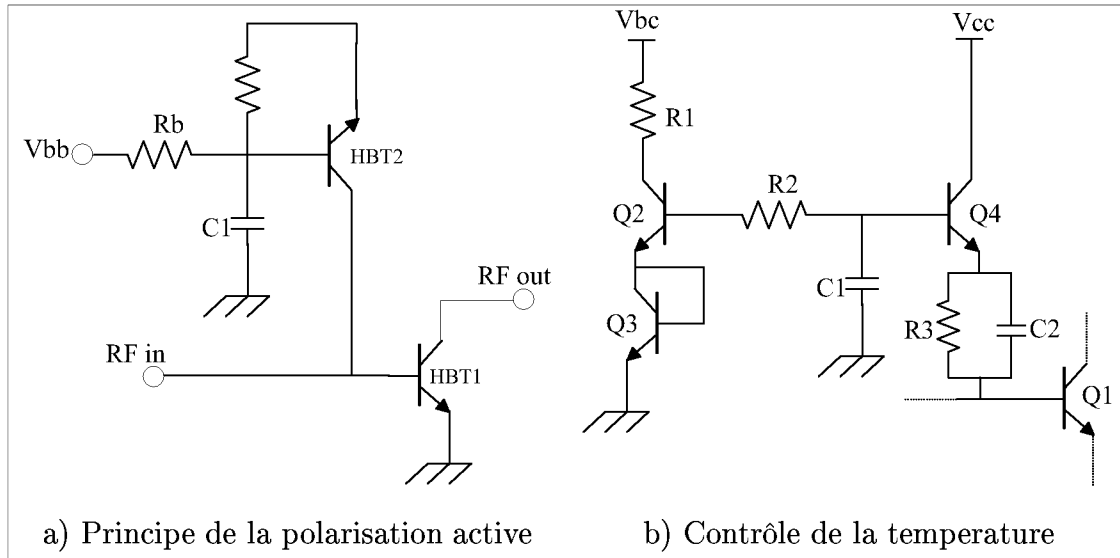


FIG. 2.41 – Linéarisation par polarisation active

Dans le linéariseur de la figure 2.41a [78], HBT2 fonctionne comme une diode base-collecteur et la résistance R_b sert de circuit de polarisation pour HBT1 et le linéariseur. Le transistor HBT2 est polarisé en direct. Il n'y a pas de courant entre la base et l'émetteur de HBT2. Ainsi, quand la puissance d'entrée augmente, le courant redressé de la diode base-collecteur de HBT2 augmente et la tension à travers la diode diminue, par conséquent la tension base-émetteur de HBT1 augmente. La compression de gain et la distorsion de phase se voient améliorées.

L'application de cette technique dans [78] à la conception d'un amplificateur fonctionnant à 1.9 GHz a donné les performances suivantes :

- $P_{out} = +21$ dBm
- Gain = 25 dB
- EVM = 4.3
- ACPR = 55 dBc

Dans les amplificateurs HBTs, le paramètre de température peut être un facteur déterminant. Afin de stabiliser la température, on peut utiliser le circuit de la figure 2.41b dans lequel on place des résistances (R_1 , R_2 , R_3) sur le chemin du courant de polarisation. Ces résistances peuvent augmenter (diminuer) les tensions sur la base de Q_4 et Q_1 selon

que le courant diminue (augmente). Ce qui permet une stabilisation du courant sur une gamme de température importante. En principe, R_3 augmente la résistance d'entrée et par conséquent, dégrade la linéarité en entrée : pour compenser cela, on met une capacité en parallèle.

L'utilisation de cette technique à la conception d'un amplificateur HBT en bande S a présenté les performances suivantes :

- Freq = 2.45GHz
- $V_{cc} = 3.3$ V
- Gain = 22dB
- P @1dB = +27 dBm

2.3.6.2 Polarisation active avec ajout d'un composant de couplage

Dans cette variante, on utilise un couplage adaptatif entre l'étage d'amplification et le circuit de polarisation. Plusieurs possibilités de couplage sont réalisables, entre autre par diode à jonction base-émetteur, par diode MOSFET et par simple capacité. Le principe est de faire varier le composant de couplage lorsque la puissance d'entrée augmente.

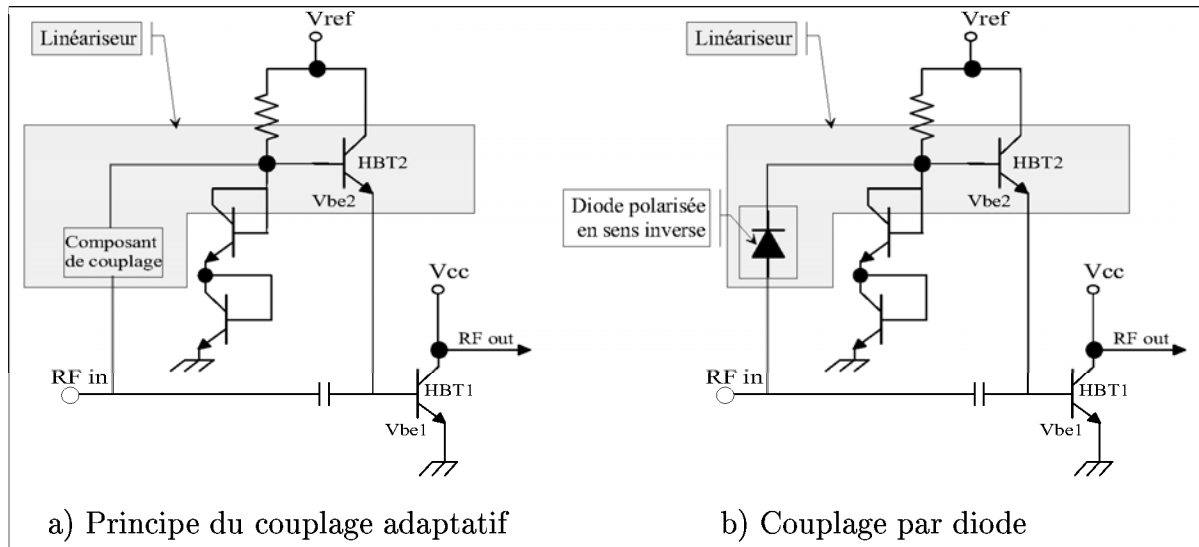


FIG. 2.42 – Polarisation active avec ajout d'un composant de couplage

La figure 2.42b illustre un exemple de couplage par diode base-émetteur polarisée en inverse. La diode polarisée en sens inverse constitue un couplage partiel du signal RF entre HBT2 et HBT1. Quand la puissance d'entrée augmente, la puissance délivrée sur la base de HBT2 augmente et les grandes variations du signal RF sont aussi appliquées à travers la diode B-E de HBT2 aussi bien que sur celui de HBT1. Le courant DC moyen redressé

et la tension de jonction moyenne écrêtée de HBT2 décroît. Cette décroissance compense la décroissance de la tension de jonction B-E de HBT1.

Quand la puissance d'entrée devient grande, le S_{21} de la diode polarisée en inverse augmente, résultant en un couplage de plus de puissance d'entrée sur la base de HBT2. L'augmentation de la puissance de transmission rend V_{be2} décroissante, ainsi la décroissance de V_{be1} est effectivement compensée autour du point de compression

L'utilisation de cette technique dans [83] fait apparaître une augmentation du point de compression de 1.7dB, une amélioration de l'ACPR de 7.5 dB pour une puissance de sortie de +27 dBm et 42% de PAE à 1.9 GHz.

D'autres applications utilisent la diode MOSFET (grille et drain court-circuités) à la place d'une simple diode [81]. Les performances sont intéressantes avec un gain supérieur à 15 dB, une puissance de sortie supérieure à +20 dBm avec une PAE de 42%, ceci pour un fonctionnement à 1.95 GHz.

Dans [84] le composant de couplage est un simple condensateur. On y note une amélioration de l'ACPR de 10 à 12 dBc, ceci pour un fonctionnement entre 1.7 et 2.05 GHz.

2.4 Bilan des techniques de linéarisation

L'étude bibliographique a permis de recenser les différentes techniques de linéarisation compatibles de la technologie MMIC, donc directement intégrables. L'ensemble des solutions les plus pertinentes ont été regroupées par famille, décrites et analysées. Elles exploitent soit les conséquences des variations de la résistance drain-source ou grille-source du transistor froid en fonction du niveau de puissance RF injecté, soit la variation de la résistance et capacité parasite d'une diode polarisée, soit les caractéristiques de la dérivée troisième de la source de courant... Cette étude peut se résumer par le tableau 2.1.

<i>Techniques Hybrides</i>	Simplicité de conception	Performance en linéarité	Bande passante	Intégration MMIC	Performance en Consommation
Contre réaction sur l'enveloppe	+ - - - -	+ + + - -	+ - - - -	- - - - -	+ + - - -
Contre réaction à boucle polaire	+ - - - -	+ + + - -	+ - - - -	- - - - -	+ + - - -
Boucle cartésienne	+ - - - -	+ + + - -	- - - - -	- - - - -	+ + - - -
FeedForward	+ - - - -	+ + + - -	+ + + - -	+ - - - -	+ + - - -
LINC	+ - - - -	+ + + - -	+ + + - -	+ - - - -	+ + - - -
CALLUM	+ - - - -	+ + + - -	+ - - - -	- - - - -	+ + - - -
EER	+ - - - -	+ + + - -	+ + + - -	- - - - -	+ + - - -

<i>Techniques intégrables</i>	Simplicité de conception	Performance en linéarité	Bande passante	Intégration MMIC	Performance en Consommation
Prédistorion RF	+ + + - -	+ + + - -	+ + + - -	+ + + + +	+ + + + +
Contre réaction non-linéaire RF	+ + + - -	+ + + - -	+ + - - -	+ + + + +	+ + + - -
Superposition dérivative	+ + + - -	+ + + - -	+ + + - -	+ + + + +	+ + + - -
Technique Doherty	+ + + - -	+ + + - -	+ + - - -	+ + + - -	+ + + - -
Polarisation active	+ + + - -	+ + + - -	+ + + - -	+ + + + +	+ + + - -

TAB. 2.1 – Bilan des Techniques de linéarisation

2.5 Conclusion

Bien que ces techniques de linéarisation intégrables soient prometteuses, il est à noter que leur étude approfondie et leur validation nécessitent de disposer d'une modélisation fine des transistors permettant de représenter de façon assez précise les non-linéarités à faible niveau de puissance d'entrée.

En général, il n'existe pas de technique de linéarisation universelle. En effet, chaque technique utilisée pour la linéarisation des amplificateurs s'avère la plus adaptée pour une application particulière visée, ce qui prend en compte la fréquence, le niveau de puissance, le type de modulation, la largeur de bande, les contraintes technologiques, la consommation,...

En Europe, les recherches dans le domaine des techniques de linéarisation analogique s'articulent principalement autour de quatre techniques : la prédistorsion RF, la contre-réaction non-linéaire, la superposition dérivative et la polarisation active, pour leur facilité de mise en oeuvre en technologie monolithique.

Des travaux sont également en cours concernant l'intégration des composants de contrôle de linéarisation, la meilleure compréhension et modélisation des effets non-linéaires dans les amplificateurs, et "l'adaptabilité". En effet pour tirer le meilleur profit d'un linéariseur, il faudrait qu'il s'adapte à toutes les caractéristiques de l'amplificateur, lesquelles varient aussi en fonction du point de polarisation, de la température, des tolérances de fabrication...

Bibliographie

- [1] Collectif, *RadioCommunications Numériques, Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes*, publié sous la direction de Martine Villegas, Dunod 2002.
- [2] J. Obregon, R. Soares et J. Graffeuil *Application des transistors à effet de champs en Arséniure de Gallium*, Eyrolles 1984.
- [3] Stephen A. Maas, *Non Linear Microwaves and RF circuits* , Artech House 2003.
- [4] Peter B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design* , Artech House 2000.
- [5] Behezad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice hall 1998.
- [6] Joel Vuolevi, *Analysis, Measurements and Cancellation of the Bandwidth and Amplitude dependance of Intermodulation Distorsion in RF Power Amplifier*, Oulu University Press 2001.
- [7] Jérôme Lajoinie , *Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2000.
- [8] Tony Gasseling , *Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO* , Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003.
- [9] Stéphane Forestier , *Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003.
- [10] Christophe Mazière , *Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2004.
- [11] Konrad Miehle, *A new linearization method for cancellation of third order distortion*, Mémoire de Msc de l'université de Caroline du nord à Charlotte, 2003.

- [12] Konrad Miehle, *Linearization of CDMA Receiver Front-Ends* , Mémoire de thèse de l'université de Californie, San Diego, 2005.
- [13] Frederick H. Raab et al., *Power Amplifier and transmitters for RF and Microwave*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 50, No. 3, Mars 2002.
- [14] Shawn Stapleton, *Adaptive FeedForward Linearization for RF Power Amplifiers*, Agilent Nov. 2000.
- [15] M. O'Droma et al., *Linearity and efficiency issues in rf power amplifiers for future broadband wireless access systems* , ECE Dep., University of Limerick, Ireland.
- [16] Joel L. Dawson, *Feedback linearization of rf power amplifiers* , Thèse de doctorat de l'université de Standford, Août 2003.
- [17] Thomas P. Weldon and Konrad Miehle, *Using Amplifiers with Poor Linearity to Linearize Amplifiers with Good Linearity*, IEEE International Microwave Symposium, Philadelphia, PA, 8-13 Juin 2003.
- [18] David Su and William J. Mc Farland, *An IC for Linearizing RF Power Amplifiers Using Enveloppe Elimination an Restoration*, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 33, NO 12, December 1998.
- [19] Steve C. Cripps, *RF Power 2005*, Microwave Journal, Avril 2005.
- [20] M. S. O'Droma et al., *Linéarisation Issues in Microwaves Amplifiers*, 12th GAAS Symposium, Amsterdam 2004.
- [21] Danny Webster, Jonathan Scott, and David Haig, *Control of Circuit Distortion by the Derivative Superposition Method* IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 6, No. 3, March 1996.
- [22] J. A. García, E. Malaver, L. Cabria, C. Gómez, A. Mediavilla, A. Tazón, *Device-level Intermodulation Distortion Control on III-V FET's*, 11th GAAS Symposium - Munich 2003.
- [23] Masatoshi Nakayama, Kazutomi Mori, Kazuhisa Yamauchi, Yasushi Itoh. and Tadashi Takag, *A Novel Amplitude and Phase Linearizing Technique for Microwave Power Amplifiers*, IEEE MTT-S Digest 1995.
- [24] C. C. Meng and W. Wang, *Linearity Improvement for Power MESFET Devices Using Source Inductive Feedback and Input Impedance Mismatch*, IEEE 2005.
- [25] J. Carlos Pedro and Jorge Perez , *An MMIC linearized amplifier using active feedback*, IEEE MTT-S Digest 1993.

-
- [26] Kenjiro Nishikawa and Tsuneo Tokumitsu, *An MMIC low-distorsion variable gain amplifier using active feedback*, IEEE MTT-S VOL. 43, NO. 12, December 1995.
- [27] Chan- Wang Park et al., *An Independently Controllable AM/AM and AM/PM Predistortion Linearizer for cdma2000 Multi-carrier Applications*, IEEE 2001.
- [28] S. Ogura, K. Seino, T. Ono, A. Kamikokura and H. Hirose, *Development of a compact, broadband fet linearizer for satellite use*, IEEE MTT-S Digest 1997.
- [29] A. Katz and S . Moochalla, *Versatile FET Nonlinear Transfer Function Generator Elements*, MTT-S Intemational Microwave Symposium Digest, Vol II pp 743-746, May 1990.
- [30] Allen Katz, Shabbir Moochalla and Jerry Klatskin, *Passive FET MMIC linearizers for C, X and KU- band satillite applications*, IEEE MTT-S Digest 1993.
- [31] G. Hau, T.B.Nishimura and N. Iwata, *57 % Efficiency, Wide Dynamic Range Linearized Heterojunction FET-Based Power Amplifier for Wide-Band CDMA Handsets*, IEEE 1999.
- [32] Katz Allen Moochalla Shabbir S , *Wideband transmission-mode FET linearizer*, Brevet N0 US5191338 A 19930302.
- [33] Buoli Carlo Cervi Luigi Abbiati Antonio, *Predistortion linearizer for microwave power amplifiers*, Brevet N0 IT9019975 D0 19900409.
- [34] Min-Gun Kim et al., *An FET-Level Linearization Method Using a Predistortion Branch FET*, IEEE Microwave And Guided Wave Letters, VOL. 9, NO. 6, JUNE 1999.
- [35] Jeng-Han Tsa et al., *A 44-GHz High-Linearity MMIC Medium Power Amplifier with a Low-loss Built-in Linearizer*, IEEE 2005.
- [36] Watanabe Toshio Fukuhara Yasushi, *Linearizer*, Brevet N0 JP57087224 A 19820531.
- [37] Moon-Suk jeon et al., *A new "active predistortor with high gain using cascode-FET structure*, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2000.
- [38] Takahashi Kazutoshi, *Linearizer*,Brevet N0 JP2000357927 A 20001226, NIPPON ELECTRIC CO.
- [39] Iwata Naotaka Hau Gary , *Predistortion type linearizer controlled by two control voltages*,Brevet N0 US2002186082 A1, NIPPON ELECTRIC CO.
- [40] K. Yamauchi, K. Mori, M. Nakayama, Y. Itoh, Y. Mitsui, and O. Ishida, *A novel series diode linearizer for mobile radio power amplifiers*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 831-834, 1996.

- [41] R. M. Patrikar, *Power Amplifier Linearization Using Diode On Voltage*, IEEE Visvesvaraya National Institute of Technology, Nagpur INDIA.
- [42] T. Kashiwa, Y. Ohnishi, K. Yamamoto and H. Ohshima, *A Novel Linearizing Technique Using Dual Diode Based Linearizers for Lightweight Power Amplifiers*, 13th GAAS Symposium - Paris, 2005.
- [43] Kazuhisa Yamauchi, Masatoshi Nakayama, Yukio Ikeda, Hiromasa Nakaguro, *An 18Ghz-band Mmic Linearizer Usinga Parallel Diode With A Bias Feed Resistance And A Parallel Capacitor*, IEEE MTT-S Digest 2000.
- [44] *Brevet N0 2003JP-0300908 20030826*.
- [45] *Brevet N0 2003JP-0135558 20030514*.
- [46] Kangaslahti, Pekka Kalajo Sami , *Predistortion Linearizer Circuit*, Brevet N0 FI973525 D0 19970827.
- [47] Kangaslahti P., S. Kalajo ,V. Porra, P. Jukkala *Unlimited Bandwidth TWT predistortion Lineariser MMIC for Ku and Ka Band*, Ylinen Electronics Co.
- [48] *Brevet N0 JP2002084143 A 20020322*.
- [49] Hau Gary , *Predistortion type linearizer with a resonant circuit and common gate FET*, Brevet N0 JP2000357926 A 20001226, NIPPON ELECTRIC CO.
- [50] Navin Gupta et al., *A Predistortion Linearizer Using a Tunable Resonator*, Ieee Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 14, No. 9, September 2004.
- [51] Timaru Theodore, Burchfield, Kenneth E, *Predistortion linearizer and method for linearizing a nonlinear device* , Brevet N0 US6794937 B1, September 2004.
- [52] Pascal Moroni Bernard Cogo , *Pre-distorting lineariser with diodes in reflection mode, for a power amplifier operating at UHF*, Brevet N0 FR2684820 A1 19930611.
- [53] WU Shih-Chang, *Radio frequency system having reflective diode linearizer with balanced tunable impedance loads*, Brevet N0 US6018266 A 20000125.
- [54] Grebliunas John R Berman Arnold L Crampton David L , *Microwave predistortion linearizer*, Brevet N0 US5523716 A 19960604.
- [55] Pham David C. M., Podell Allan, Steck John A., *Linearizer for TWT amplifiers*, Brevet N0 EP0261813 A2 19880330.

-
- [56] R. A. Hall, *Nonlinear compensation*, IEEE Trans. Comm. Tech., vol. 17, no. 6, pp. 700-704, Dec. 1969.
- [57] J. Kim, M.-S. Jeon, J. Lee, and Y. Kwon, *A new active predistorter with high gain and programmable gain and phase characteristics using cascode-FET structures*, IEEE Trans. MTT., vol. 50, no. 11, pp. 2459-2466, Nov. 2002.
- [58] K. Fujita, K. Shirakawa, N. Takahashi, Y. Liu, T. Oka, M. Yamashita, K. Sakuno, H. Kawamura, M. Hasegawa, H. Koh, K. Kagoshima, H. Kijima, and H. Sato, *A 5 GHz high efficiency and low distortion InGaP/GaAs HBT power amplifier MMIC*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp. 871-874, June 2003.
- [59] K. M. Muraguchi and M. Aikawa, *A linear limiter : a 11-GHz monolithic low distortion variable gain amplifier*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., vol. 2, pp. 525-528, June 1991.
- [60] K. Nishikawa and T. Tokumitsu, *An MMIC low-distortion variable-gain amplifier using active feedback*, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 43, no. 12, pp. 2812-2816, Dec. 1995.
- [61] K. W. Kobayashi, D. C. Streit, A. K. Oki, D. K. Umemoto, and T. R. Block, *A novel monolithic HEMT LNA integrating HBT-tunable active-feedback linearization by selective MBE*, IEEE Trans. MTT., vol. 44, no. 12, pp. 2384-2391, Dec. 1996.
- [62] Andrea Meazza, Maurizio Pagani, Roberto Iommi, Giuseppe Macchiarella, *MMIC implementation of a new active pre-distortion scheme for Highly Linear Power Amplifier*, 12th GAAS Symposium - Amsterdam, 2004.
- [63] Roberto Iommi et al., *Study of an Active Predistorter Suitable for MMIC Implementation*, IEEE MTT, VOL. 53, NO. 3, MARCH 2005
- [64] *Brevet JP2005020379 A 20050120.*
- [65] *Brevet FR2833431 A1 20030613.*
- [66] Bains Devendar S Devendar S Bains , *Predistortion linearization* , Brevet N0 WO9705694 A1 19970213.
- [67] Yong-Joon Jeon et al., *Improved HBT Linearity With a "Post-Distortion"-Type Collector Linearizer*, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 13, No. 3, March 2003.

- [68] Kyoung-Joon Cho, Wan-Jong Kim, Jong-Heon Kim, and Shawn P. Stapleton, *Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation*, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 11, November 2005.
- [69] Jangheon Kim, Jeonghyeon Cha, Ildu Kim, and Bumman Kim, *Optimum Operation of Asymmetrical-Cells-Based Linear Doherty Power Amplifiers Uneven Power Drive and Power Matching*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 53, No. 5, MAY 2005
- [70] Youngoo Yang, Jeonghyeon Cha, Bumjae Shin, and Bumman Kim, *A Fully Matched N-Way Doherty Amplifier With Optimized Linearity*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 51, No. 3, March 2003
- [71] Danny R. Webster, Member, IEEE, Gholamreza Ataei, Student Member, *Low-Distortion MMIC Power Amplifier Using a New Form of Derivative Superposition*, IEEE Mtt, Vol. 49, No. 2, February 2001.
- [72] Peter M. Jupp, *Application of Derivative Superposition to low IM3 Distortion IF Amplifiers*, Roke Manor Research Ltd., Romsey, Hampshire SO51 0ZN, UK, www.roke.co.uk.
- [73] Tae Wook Kim, Bonkee Kim, Ilku Nam, Beomkyu Ko, and Kwyro Lee, *A Low-Power Highly Linear Cascoded Multiple-Gated Transistor CMOS RF Amplifier With 10 dB IP3 Improvement (Revised*)*, IEEE Microwave And Wireless Components Letters, Vol. 13, No. 9, September 2003.
- [74] Bonkee Kim, Jin-Su Ko, and Kwyro Lee, Senior Member, *A New Linearization Technique for MOSFET RF Amplifier Using Multiple Gated Transistors*, IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol. 10, No. 9, September 2000.
- [75] M. P. van der Heijden, H. C. de Graaff, L. C. N. de Vreede, J. R. Gajadharsing, and J. N. Burghartz, *Ultra-Linear distributed class-AB LDMOS power amplifier for base stations*, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., May 2001, p. 1363 à 1365.
- [76] Mark P. van der Heijden, Student Member, IEEE, Henk C. de Graaff, *Theory and Design of an Ultra-Linear Square-Law Approximated LDMOS Power Amplifier in Class-AB Operation*, IEEE MTT, VOL. 50, NO. 9, September 2002.
- [77] David G Haigh, Danny R Webster, Reza Ataei ,Tony E Parker. and Jonathan B Scott, *Issues in nonlinear circuit theory and application to high frequency linear amplifier design*, ISBN 90-407-2194-7, NDES2001.

-
- [78] Toshihiko Yoshimasu et al., *A Low Distortion and High Efficiency HBT MMIC Power Amplifier with a Novel Linearization Technique for 4pi DQPSK Modulation*, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 33, No. 9, September 1998.
- [79] *Brevet US2003001670 A1 20030102*.
- [80] Wei-Chun Hua et al., *High-Linearity and Temperature-Insensitive 2.4 GHz SiGe Power Amplifier with Dynamic-Bias Control*, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium 2005.
- [81] Ping-Chun Yeh, Kuei-Cheng Lin, C.Y.LEE, Hwann-Kaeo Chiou, *A 1.8-V Monolithic Sige Hbt Power Amplifier With A Novel Proposed Linearizing Bias Circuit*, The 2004 IEFIE Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems, 6.9.2004.
- [82] H. Koh et al, *A High Efficiency InGaPGaAs HBT Power Amplifier MMIC for the SGHz Wireless-LAN Application*, Proc. EuMC 2002, pp.469472,2002.
- [83] Joon H. Kim, Ji H. Kim, Youn S. Noh and Chul S. Park , *MMIC Power Amplifier Adaptively Linearized With RF Coupled Active Bias Circuit For W-CDMA Mobile Terminals Applications*, IEEE MTI-S Digest 2003.
- [84] Joon H Kim et al, *High linear HBT MMIC power Amplifier with partial coupling to bias circuit for W-CDMA portable application 2003*, 3rd international conference on Microwave and millimeter wave technology proceedings.
- [85] Y. S. Noh, and Chul S. Park, Member, IEEE, *An Intelligent Power Amplifier MMIC Using a New Adaptive Bias Control Circuit for W-CDMA Applications*, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 39, No. 6, June 2004.
- [86] Tsz Yin Yum, Quan Xue and Chi Hou Chan, *Amplifier Linearization Using Compact Microstrip Resonant Cell : Theory and Experiment*, IEEE MTT, VOL. 52, NO. 3, MARCH 2004.
- [87] Gutierrez Romulo, *Reflect forward adaptive linearizer amplifier*, IEEE MTT, VOL. 52, Brevet N0 US6573793 B1.

Chapitre 3

Analyse et optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

Sommaire

3.1	Introduction	100
3.2	Etude du schéma équivalent non linéaire d'un transistor HEMT	100
3.2.1	Non-linéarités capacitives dans les transistors HEMTs	102
3.2.2	Non-linéarités convectives dans les transistors HEMTs	103
3.3	Etude des problèmes de modélisation des faibles non-linéarités	105
3.3.1	Définition du problème	105
3.3.2	Modélisation par table Spline	107
3.4	Analyse non-linéaire des amplificateurs HEMTs faible niveau par séries de volterra	119
3.4.1	Expression des faibles non-linéarités par séries de Volterra	119
3.4.2	Calcul de la fonction de transfert non-linéaire d'un amplificateur HEMT basé sur son schéma équivalent	120
3.5	Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT	125
3.5.1	Optimisation du point de polarisation	128
3.5.2	Optimisation des impédances aux accès	137
3.6	Phénomènes de compensation de non-linéarités	144

3.7 Effets mémoire électrique dans les amplificateurs	148
3.8 Conclusion	152

3.1 Introduction

En électronique non-linéaire, la caractéristique $I(V)$ d'une diode est l'une des plus forte non-linéarité qu'on trouve dans les circuits RF qui peut être représentée par son modèle exponentiel bien connu sous la forme suivante :

$$i_d(v_d) = I_S(e^{\frac{qv_d}{\eta kT}} - 1) \quad (3.1)$$

Dans cette équation, I_S est un paramètre d'échelle, k est la constante de Boltzmann, T est la température de jonction, q est la charge électronique et η est un facteur d'idéalité utilisé pour modéliser les imperfections de la jonction. Cette description grand signal de la diode est capable de décrire des comportements fortement non-linéaires mais moins précise quand il s'agit des faibles non-linéarités.

Aujourd'hui, la plupart des systèmes micro-ondes réalisés à base de circuits en AsGa requièrent de très faibles distorsions d'intermodulations . Par conséquent, une modélisation précise des non-linéarités de ces composants est importante afin d'améliorer la compréhension, la prédiction et la réduction des distorsions d'intermodulations dans les amplificateurs faible niveau.

La plupart des modèles non-linéaires des composants utilisés dans les circuits micro-ondes sont basés sur des schémas équivalent, lesquels sont caractérisés par une topologie spécifique, et des équations de type $I(V)$ ou $Q(V)$, représentant le comportement des éléments non-linéaires telles que les sources de courant ou les capacités commandées.

3.2 Etude du schéma équivalent non linéaire d'un transistor HEMT

Considérons le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ représenté à la figure 3.1.

Les éléments du schéma équivalent linéaire sont définis à partir de faibles excursions autour du point de fonctionnement continu. Chaque élément du schéma équivalent est

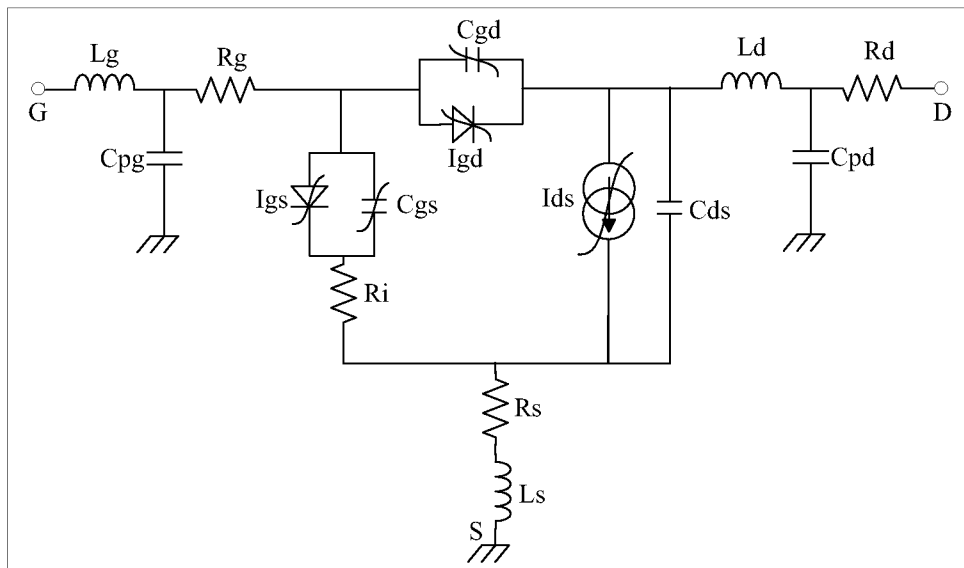


FIG. 3.1 – Schéma équivalent non-linéaire d'un transistor à effet de champs

considéré comme non linéaire si sa valeur varie avec l'amplitude de la tension appliquée à ses bornes.

Les éléments linéaires forment principalement la partie extrinsèque du transistor, qui comprend :

- R_g , la résistance dynamique de grille liée au métal qui constitue le contact Schottky,
- R_d et R_s , les résistances parasites représentant les contacts ohmiques de métallisation,
- L_g , L_s , et L_d , les inductances parasites d'accès du composant,
- C_{pg} , C_{pd} , représentent les capacités parasites de plot du transistor.

A ces éléments linéaires extrinsèques s'ajoutent aussi des éléments intrinsèques linéaires, notamment, R_i , la résistance du canal.

La partie intrinsèque du schéma de la figure 3.1 est composée des trois principaux éléments non-linéaires suivants :

- C_{gs} , la capacité grille-source, représentant les variations de charges accumulées sous la grille sous l'effet de la tension v_{gs} ,
- C_{gd} , la capacité grille-drain, représentant les variations de charges accumulées sous la grille sous l'effet de la tension v_{gd} ,
- i_{ds} , la source de courant contrôlée dans le canal par les commandes de grille et de

drain.

Chaque élément non-linéaire est fonction non seulement de la tension à ses bornes mais peut aussi être fonction d'une tension aux bornes d'un autre élément ou d'une branche du circuit. En effet tant le courant de drain que la charge emmagasinée sous la grille dépendent des tensions v_{gs} et v_{ds} .

Pour une étude distincte des paramètres intrinsèques qui peuvent influencer les mécanismes de création des distorsions d'intermodulation, il est préférable de regrouper les éléments non-linéaires cités ci-dessus en deux grands groupes :

- Les non-linéarités capacitives, dues à $C_{gs}(v_{gs})$ et $C_{gd}(v_{gd})$,
- Les non-linéarités convectives, dues à $i_{ds}(v_{gs}, v_{ds})$.

Les non-linéarités sont caractérisées à partir de la connaissance des variations des éléments du schéma équivalent avec les tensions de polarisation.

3.2.1 Non-linéarités capacitives dans les transistors HEMTs

En général, quand il est utilisé dans un amplificateur, le transistor à effet de champ fonctionne toujours dans la région saturée. En zone saturée, C_{gs} dépend faiblement de v_{ds} , et C_{gd} dépend si faiblement de v_{gs} et v_{ds} qu'elle peut souvent être traitée comme un élément linéaire. Si C_{gd} est traitée comme élément non-linéaire, elle est généralement considérée comme fonction seulement de la tension à ses bornes. Parfois, la capacité C_{gd} et sa non-linéarité peuvent être négligée si la fréquence de travail n'est pas trop élevée. Le schéma équivalent devient alors unilatéral.

Ces approximations doivent bien sûr être traitées avec précaution. En effet comme pour toutes les capacités non-linéaires, l'importance de ces non-linéarités dépend de la fréquence, de la polarisation, des impédances de source et de charge et du niveau de puissance d'entrée.

Sur le schéma équivalent précédent, C_{gs} est présentée comme dépendant de v_{gs} seulement.

La non-linéarité de la capacité C_{gs} peut être représentée à l'aide des séries de Taylor, jusqu'à l'ordre 3 autour du point de fonctionnement, en fonction de v_{gs} , de la façon

suivante :

$$C_{gs} = C_{g1} + a_{g2}v_{gs}^2 + a_{g3}v_{gs}^3 + \dots \quad (3.2)$$

L'impédance effective de cette capacité est dérivée de l'équation suivante :

$$i_{gs}(t) = C_{gs1} \frac{dv_{gs}(t)}{dt} + 2a_{gs2}v_{gs} \frac{dv_{gs}(t)}{dt} + 3a_{gs3}v_{gs}^2 \frac{dv_{gs}(t)}{dt} \quad (3.3)$$

A partir de cette relation, les niveaux de courants d'intermodulations dues à la non-linéarité de C_{gs} peuvent être déterminées. Cependant à faible niveau, elles sont faibles, comparées à celles causées par la source de courant.

Contrairement à C_{gs} et C_{gd} , la capacité drain-source C_{ds} est normalement considérée comme linéaire puisqu'elle décrit principalement les effets capacitifs géométriques entre les ports de source et de drain.

A basse fréquence, la réactance capacitive est élevée, ainsi, cela peut générer une petite distorsion de courant par rapport à la polarisation DC. Quand la fréquence augmente, il est possible de trouver des combinaisons de fréquence et de polarisation où la non-linéarité capacitive cause de grandes distorsions [1].

Les non-linéarités capacitives engendrent des distorsions qui peuvent se traduire par la conversion de phase, à mesure que le signal d'entrée augmente.

3.2.2 Non-linéarités convectives dans les transistors HEMTs

Les non-linéarités convectives sont induites par la source de courant i_{ds} commandée. La source de courant i_{ds} représente le courant de canal du FET, une non-linéarité unique qui a deux tensions de commandes v_{gs} et v_{ds} .

$$\begin{aligned} i_{ds} = & G_m v_{gs} + G_{ds} v_{ds} \\ & + \left(G_{m2} v_{gs}^2 + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} \right) \\ & + \left(G_{m3} v_{gs}^3 + G_{d3} v_{ds}^3 + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} \right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Dans l'équation ci-dessus, G_m , G_{m2} , G_{m3} , représentent respectivement la transconductance et ses dérivées successives par rapport à v_{gs} ; Les coefficients G_d , G_{d2} , G_{d3} sont

respectivement la conductance drain-source et ses dérivées successives par rapport à v_{ds} ; les coefficients G_{md} , G_{m2d} et G_{md2} sont les termes croisés tels que :

$$G_m = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{gs}} \quad (3.5)$$

$$G_d = \frac{\partial i_{ds}}{\partial v_{ds}} \quad (3.6)$$

$$G_{m2} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{ds}}{\partial v_{gs}^2} \quad (3.7)$$

$$G_{d2} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{ds}}{\partial v_{ds}^2} \quad (3.8)$$

$$G_{md} = \frac{1}{2} \frac{\partial^2 i_{ds}}{\partial v_{gs} \partial v_{ds}} \quad (3.9)$$

$$G_{m2d} = \frac{1}{2} \frac{\partial^3 i_{ds}}{\partial v_{gs}^2 \partial v_{ds}} \quad (3.10)$$

$$G_{md2} = \frac{1}{2} \frac{\partial^3 i_{ds}}{\partial v_{gs} \partial v_{ds}^2} \quad (3.11)$$

$$G_{m3} = \frac{1}{6} \frac{\partial^3 i_{ds}}{\partial v_{gs}^3} \quad (3.12)$$

$$G_{d3} = \frac{1}{6} \frac{\partial^3 i_{ds}}{\partial v_{ds}^3} \quad (3.13)$$

Les dérivées sont évaluées au point de fonctionnement V_{gs0} et V_{ds0} . Les termes contenant v_{gs} représentent la source de courant non-linéaire commandée par v_{gs} . Les termes contenant v_{ds} représentent la conductance non-linéaire. Cette conductance de drain est parfois difficile à caractériser, car d'une part, elle dépend souvent de la fréquence, et d'autre part, la valeur obtenue par mesure $I(V)$ est généralement plus petite que celle obtenue en mesure hautes fréquences.

Les transistors HEMTs présentent une autre particularité par rapport aux transistors FET. Alors que pour un FET la première dérivée du courant par rapport à v_{gs} croît de façon monotone, dans un HEMT, elle présente un pic à mesure que v_{gs} croît. Cette particularité peut être exploitée afin de réduire la distorsion d'ordre 2.

3.3 Etude des problèmes de modélisation des faibles non-linéarités

3.3.1 Définition du problème

Dans les applications de réception faible niveau aux fréquences micro-ondes, la source de courant i_{ds} , les capacités C_{gs} et C_{gd} sont les principales contributions aux non-linéarités. De ce fait, la modélisation précise de leur profil de non-linéarité est indispensable afin de mieux prédire la distorsion d'intermodulation d'ordre 3. Aujourd'hui, la majorité des modèles non-linéaires sont réalisés et optimisés pour reproduire les phénomènes des applications de puissance en faisant des approximations simplificatrices, qui allègent les calculs et améliorent la convergence. Toutefois, toute approximation faite à fort niveau peut avoir des influences considérables sur la précision du calcul de la réponse faiblement non-linéaire de l'amplificateur à faible niveau.

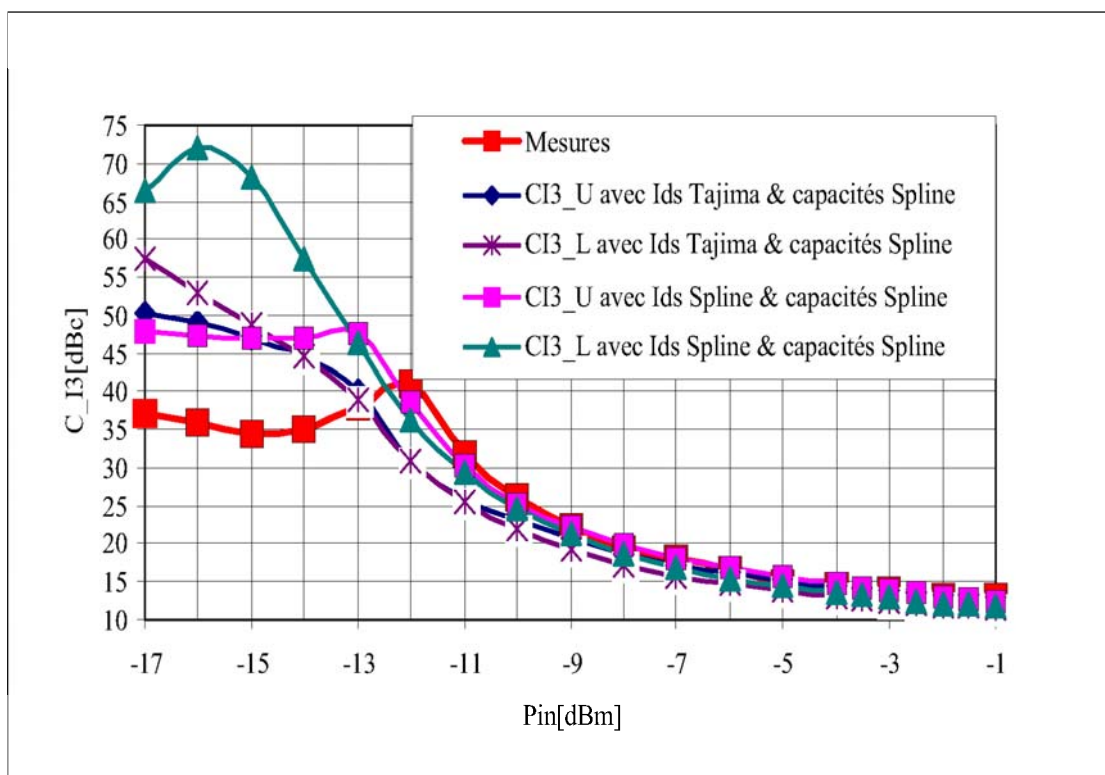


FIG. 3.2 – Comparaison mesure-simulations de C/I_3 d'un amplificateur avec différents modèles d'un transistor PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)

La figure 3.2 illustre les différences observées en mesure et en simulation pour deux modèles non-linéaires équivalents pour les applications de puissance. Les deux modèles considérés qui sont couramment utilisés chez TAS, sont d'une part, le modèle constitué d'une source de courant et des capacités non-linéaires modélisées par table et interpolées par une fonction de type "spline" et d'autre part, le modèle constitué d'une source de courant modélisée par une équation de type "Tajima modifiée" et les mêmes capacités que précédemment.

D'après la Figure 3.2, à fort niveau, si la corrélation entre les mesures et la simulation des deux modèles est bonne, on ne retrouve pas cet accord à faible niveau où les divergences entre les modèles d'une part, et entre simulations et mesures d'autre part, sont considérables.

Ce constat nous amène à considérer distinctement les paramètres influençant la précision du calcul de l'intermodulation dans un amplificateur. Ces paramètres peuvent relever des propriétés du modèle du composant ou encore de la technique analytique utilisée pour l'analyse des circuits non-linéaires.

En général, on considère que le fait d'augmenter le nombre d'harmoniques, de bien reproduire les réseaux $I(V)$ et $Q(V)$ et de bien modéliser les éléments extrinsèques permet d'être précis dans l'analyse non-linéaire. Même si ceci permet de s'approcher dans une certaine mesure de la solution optimum, surtout pour certaines applications telles les amplificateurs de puissance, cela n'est qu'une partie de la solution au problème surtout à faible niveau, car d'autres facteurs entrent en ligne de compte.

La plupart des modèles ne représentent que la non-linéarité statique dans le composant, ainsi, les non-linéarités du premier ordre qui sont proportionnelles à la dérivée du premier ordre de la source de courant sont bien modélisées. Cependant, les non-linéarités d'ordre supérieures ne sont pas automatiquement bien modélisées particulièrement pour de faibles non-linéarités dans les HEMTs. Ainsi, modéliser une fonction réelle ne revient par forcément à modéliser de façon précise ses dérivées successives.

Des deux modèles évalués précédemment (Tajima et spline), seul le modèle spline s'approche au mieux des mesures. Nous le décrirons dans le paragraphe suivant. Le "modèle Tajima" quant à lui est obtenu par ajustage des équations phénoménologiques avec des

mesures issues d'une caractérisation $I(V)$ et paramètres [S] pulsés. Des outils informatiques sont utilisés afin d'optimiser les différents coefficients de l'équation de "Tajima".

3.3.2 Modélisation par table Spline

Le modèle spline est un modèle par table basé sur la représentation des mesures des caractéristiques $I(V)$ grâce aux fonctions d'interpolation. Ces fonctions sont des polynômes dont les coefficients sont calculés à partir des points de mesures $I(V)$ et stockés sous forme de tables. Les fonctions polynômiales de degré 3 permettent, d'assurer une continuité des dérivées jusqu'à l'ordre 2, de représenter un bon compromis entre la précision des résultats et le temps de calcul. [9][10].

Le modèle tabulaire possède l'avantage d'offrir une représentation beaucoup plus fidèle des mesures de la caractéristique $I(V)$. D'autre part, il permet de limiter le temps d'extraction des divers paramètres utilisés par les modèles analytiques ; le temps d'obtention d'un modèle s'avère donc réduit. Ce modèle est également indépendant de la technologie, ce qui permet une généralisation de ce type de modélisation.

Toutefois, quelques propriétés sont indispensables au fonctionnement du modèle spline

- Le modèle spline doit être adapté aux calculs auxquels il sera soumis lors de la simulation non-linéaire[9] ; En effet, afin d'assurer la convergence des calculs lors de l'analyse non-linéaire grâce à l'algorithme de "Newton Raphson" (celui couramment utilisé dans les simulateurs en équilibrage harmonique), le modèle doit disposer non seulement de la grandeur à modéliser mais aussi de sa dérivée première.
- Les dérivées de courant doivent être continues et monotones dans la zone de fonctionnement. En effet, une mauvaise modélisation de la conductance et de la transconductance conduira à une mauvaise simulation des effets non-linéaires du transistor à faible niveau. Afin de pouvoir bien prédire la distorsion d'intermodulation d'ordre 3, les dérivées d'ordre 2 et 3 de la source de courant doivent être bien modélisées. Dans le modèle spline, les polynômes des dérivées sont eux aussi calculés et stockés, ce qui permet de déterminer la valeur de la dérivée en un point donné à partir du polynôme dérivé et non à partir des polynômes initiaux.

- La précision des simulations est étroitement liée à la distance entre les points de mesure et le niveau de puissance mis en jeu. Le modèle sera d'autant plus précis que la distance entre les points de mesure sera comparable au niveau de puissance d'entrée. Si ce dernier cas est vérifié, alors, la précision du modèle dépendra de l'outil d'approximation (Fig.3.3).

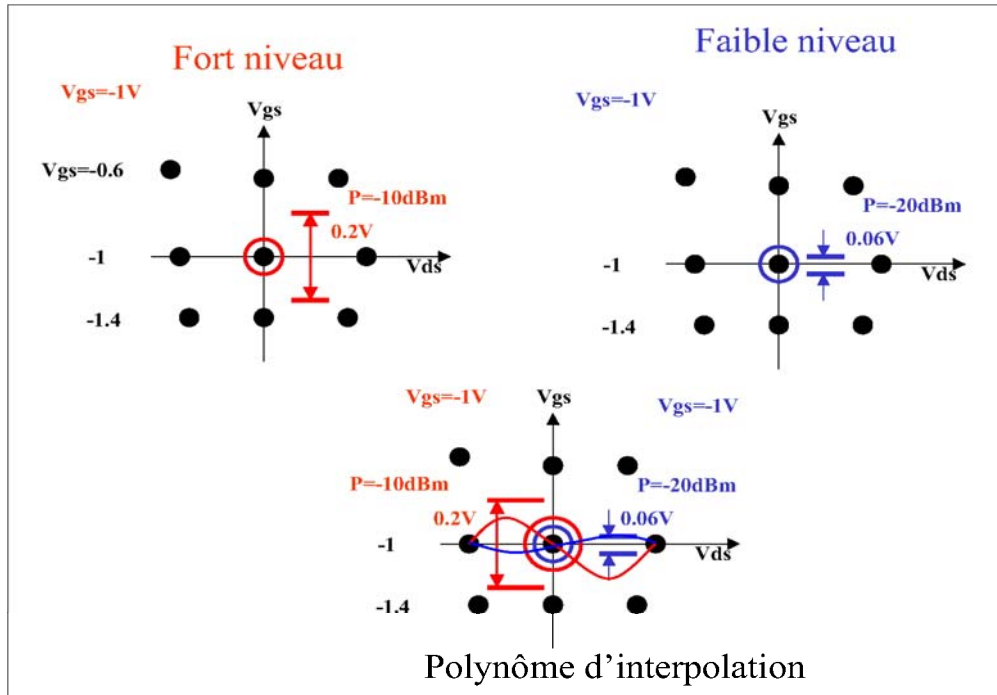


FIG. 3.3 – Interpolation par fonction spline

Compte tenu de cette dernière remarque, la solution proposée est l'approche dite « modèle zoomé » qui s'appuie sur le fait qu'une prédiction précise des faibles distorsions d'intermodulation est directement liée à une modélisation fine de la source de courant i_{ds} , de ses dérivées successives, de même pour les capacités C_{gs} et C_{gd} .

Une modélisation précise de ces caractéristiques n'est possible que si le pas de mesure est le plus faible et le moins bruité possible. En effet si on considère un couple de points de mesures (x_i, y_i) , il est possible de calculer les points dérivées par la méthode de dérivation numérique telle que :

$$y'_i = \frac{y_{i+1} - y_{i-1}}{x_{i+1} - x_{i-1}} \quad (3.14)$$

Cette équation est obtenue par transposition de la définition de la dérivée d'une fonction continue sur un intervalle, définie par l'équation 3.15.

$$y' = \frac{dy}{dx} = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\Delta y}{\Delta x} \quad (3.15)$$

La méthode de calcul numérique permet donc d'obtenir de bons résultats si les données initiales sont peu "bruitées", régulièrement espacées et suffisamment rapprochées. Cependant si les points de mesures sont très proches, alors l'erreur numérique devient très grande, car on calcule des rapports de deux nombres très petits. C'est pour cela que le modèle tabulaire que nous utilisons réalise un lissage à partir d'une modélisation locale. Un polynôme est déterminé sur quatre points, puis on calcule la valeur de la dérivée analytique à partir du polynôme local.

Un autre facteur qui intervient dans la précision de l'analyse de la distortion d'intermodulation est la zone de fonctionnement de l'amplificateur : En effet si l'amplificateur fonctionne à faible niveau, les tensions aux bornes de ses éléments non-linéaires dévient peu de leur point de polarisation nominale. Par conséquent, il peut être nécessaire de connaître seulement les dérivées successives de $I(V)$ dans la zone de fonctionnement.

L'approche retenue est celle d'une caractérisation $I(V)$ et paramètres [S] pulsées classique du transistor, à laquelle on adjoint un réseau densifié autour du point de polarisation choisi pour la modélisation fine des faibles non-linéarités. La densification du réseau se fait par ajout des courbes $I(V)$ supplémentaires autour du point de fonctionnement nominal et en faisant une mesure $I(V)$ pulsé avec des pas de V_{gs} très fins. Le principe est illustré à la figure 3.4.

La méthode a été testée et validée sur la filière MMW-0.25 de la fonderie Triquint (TEXAS) dont nous disposons de mesures CW et bi-porteuse effectuées sur un amplificateur HEMT à un étage. Dans notre démarche, nous avons extrait des tables spline à partir des mesures effectuées pour des pas de V_{gs} différents, entre autre $0.2V$, $0.1V$ et $0.05V$. Le but étant de trouver le compromis entre précision de simulation et bruit de mesures, et d'approcher au mieux le calcul de la dérivée locale. Pour chaque cas, les dérivées d'ordre 1 et 2, ont été calculées à partir de la fonction spline, afin de voir l'effet de

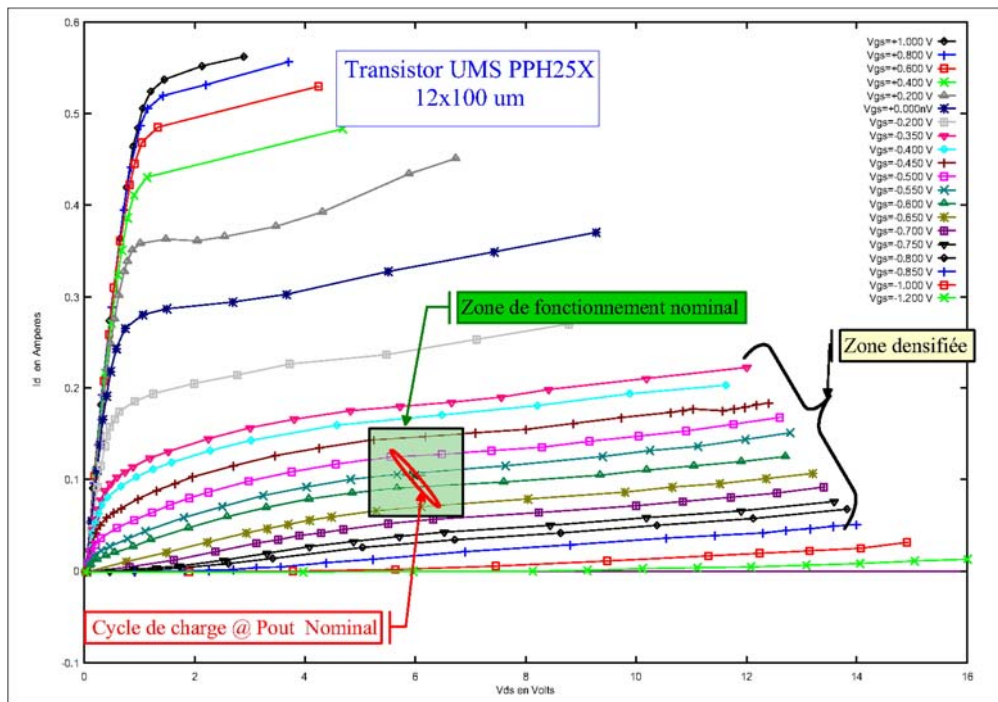


FIG. 3.4 – Principe de modélisation fine autour du point de fonctionnement

la densification du réseau $I(V)$ sur la précision des dérivées successives.

3.3.2.1 Premier cas : $\Delta V_{gs} = 0.2V$

Dans ce premier cas, nous avons caractérisé le réseau $I(V)$, avec un pas classique de tension de grille de $0.2V$. Une table a été extraite et insérée dans le modèle tabulaire, puis des simulations ont été effectuées en mono-porteuse et bi-porteuse afin de comparer aux mesures effectuées.

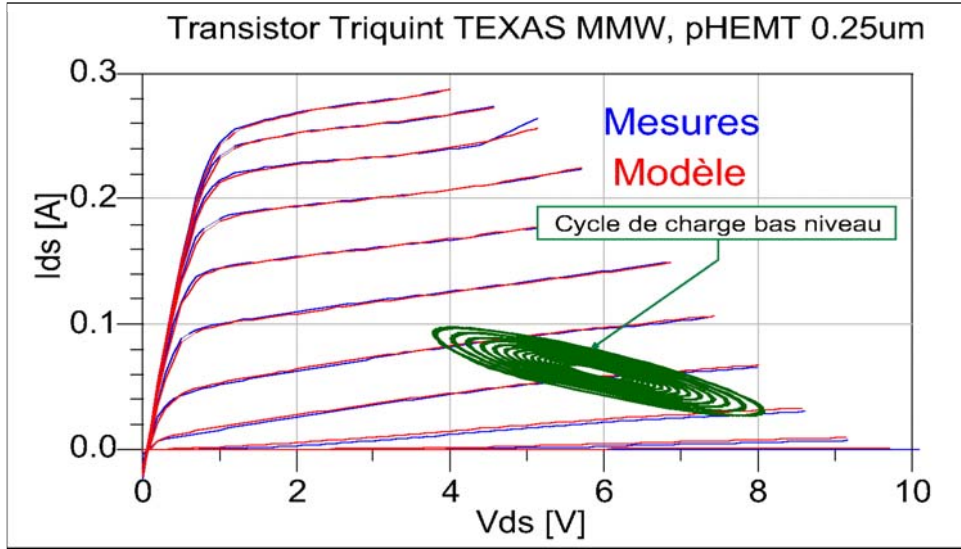


FIG. 3.5 – Réseau $I(V)$; Caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$

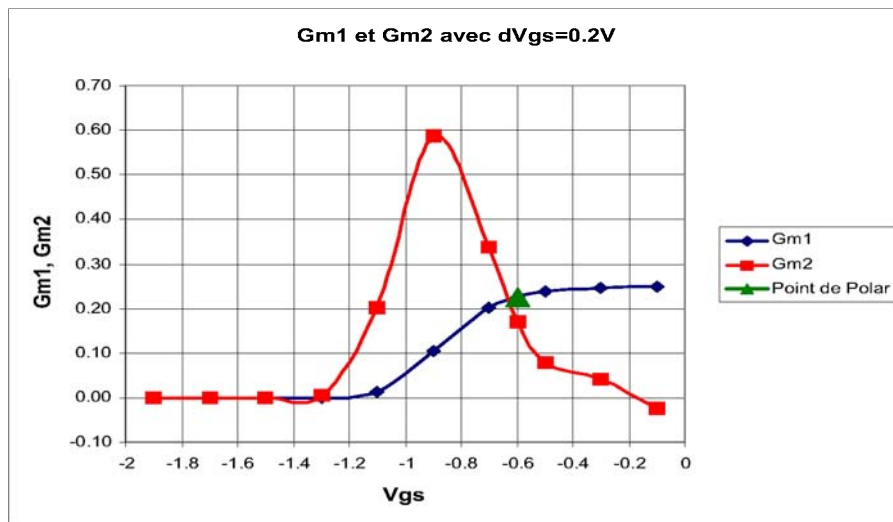


FIG. 3.6 – Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant; Caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$

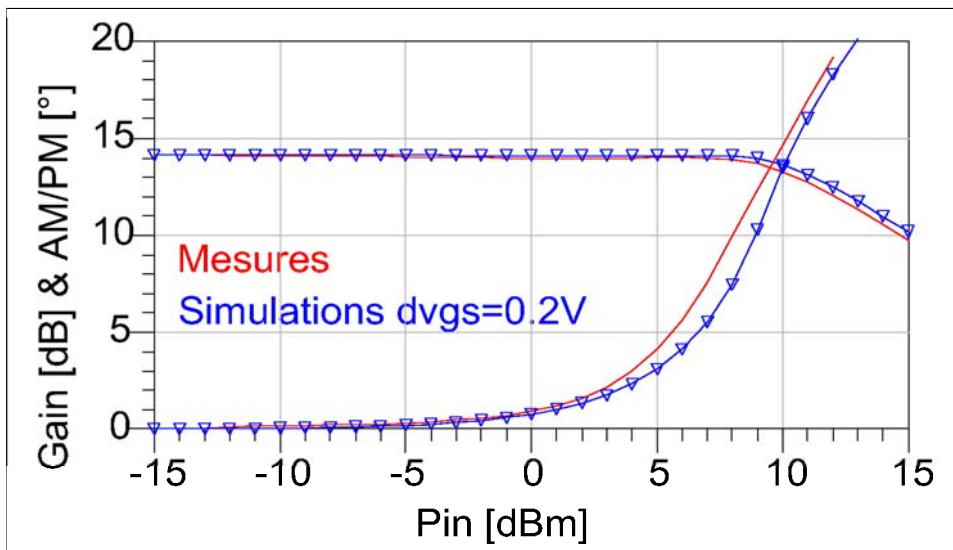


FIG. 3.7 – Gain et de phase avec réseau $I(V)$ en caractérisation classique $\Delta V_{gs} = 0.2V$

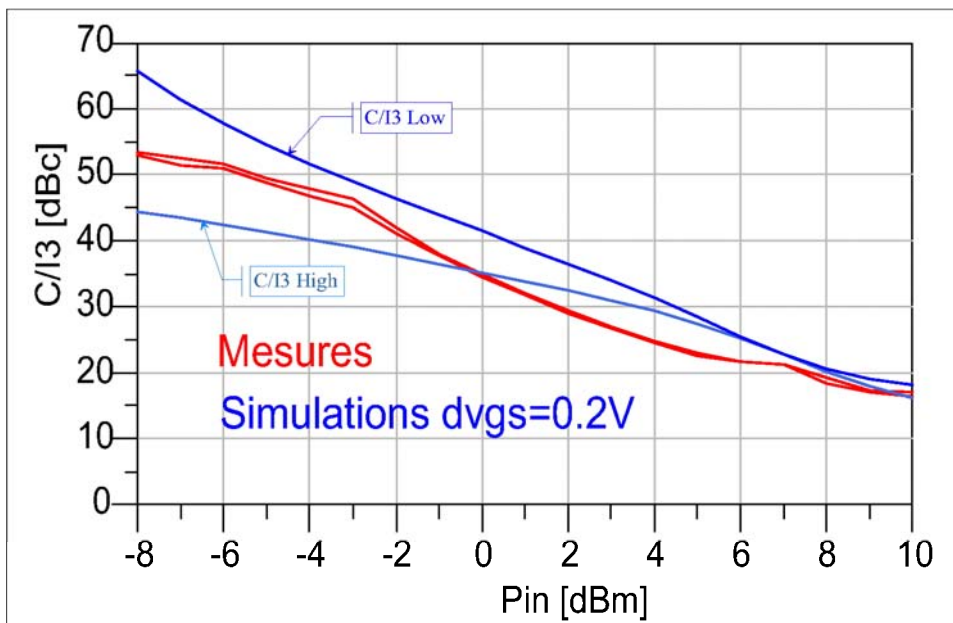


FIG. 3.8 – Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ caractérisé avec un pas $\Delta V_{gs} = 0.2V$ classique

3.3.2.2 Deuxième cas : $\Delta V_{gs} = 0.1V$

Dans ce deuxième cas, nous avons caractérisé le réseau $I(V)$ avec un pas de tension de grille de $0.1V$. Une table a été extraite et insérée dans le modèle tabulaire, puis des simulations ont été effectuées en mono-porteuse et bi-porteuse afin de comparer aux mesures effectuées.

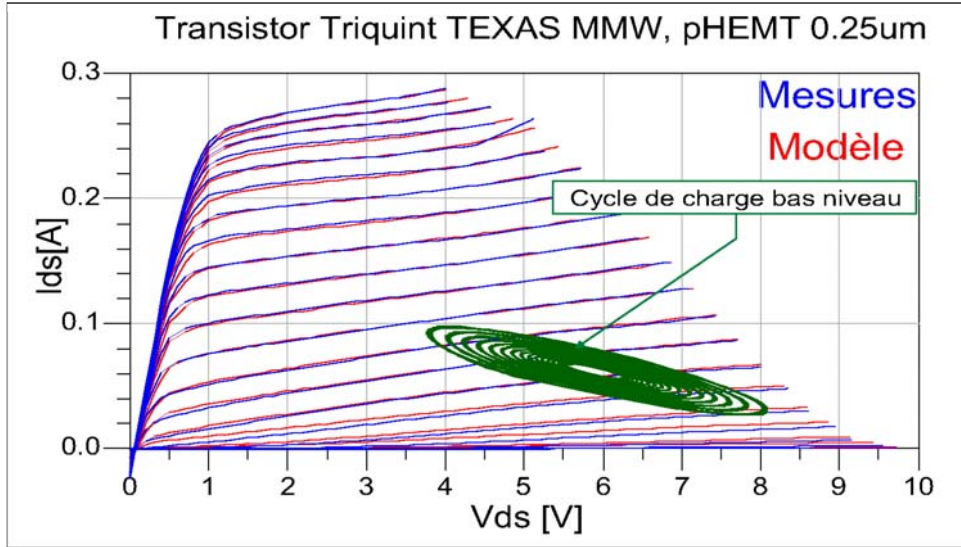


FIG. 3.9 – Réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$

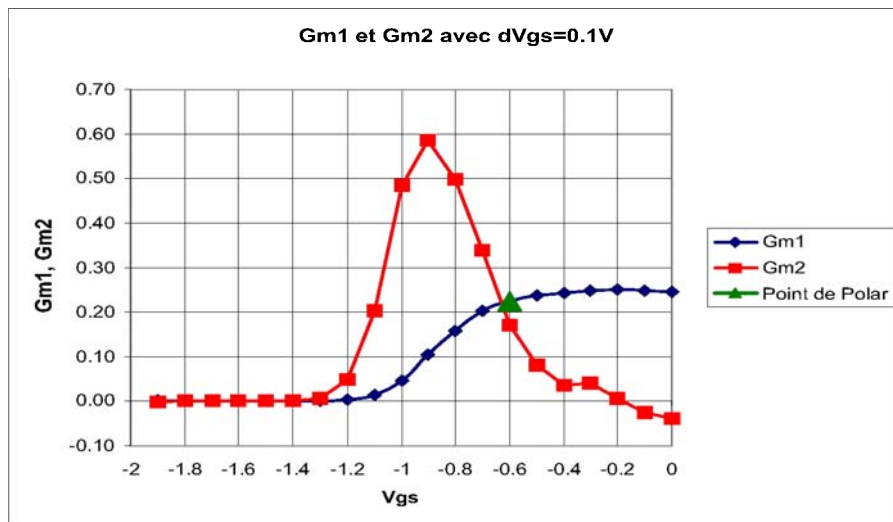


FIG. 3.10 – Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$

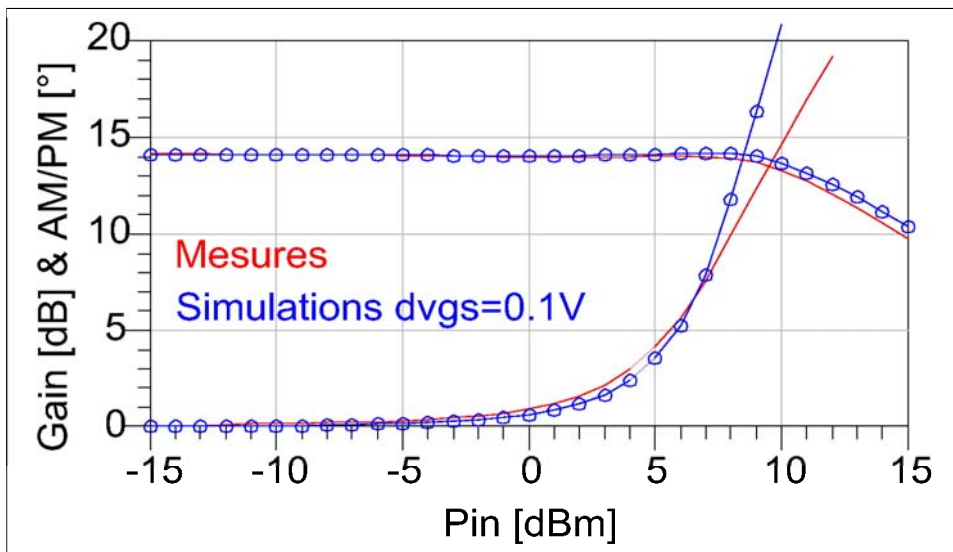


FIG. 3.11 – Courbes de Gain et de Phase avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$

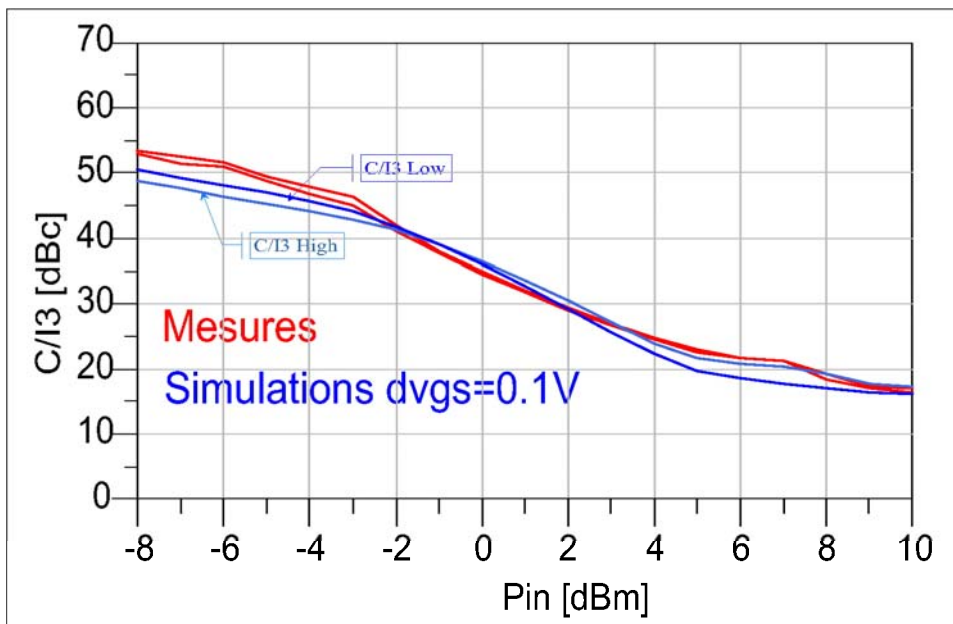


FIG. 3.12 – Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V$

3.3.2.3 Troisième cas : $\Delta V_{gs} = 0.05V$

Dans ce dernier cas, en partant du réseau précédent, nous avons ajouté des statiques autour du point de fonctionnement afin de réaliser une densification supplémentaire du réseau. Le pas de tension de grille dans cette zone est de $0.05V$. Une table a été extraite et insérée dans le modèle tabulaire, puis des simulations ont été effectuées en mono-porteuse et bi-porteuse afin de comparer aux mesures effectuées.

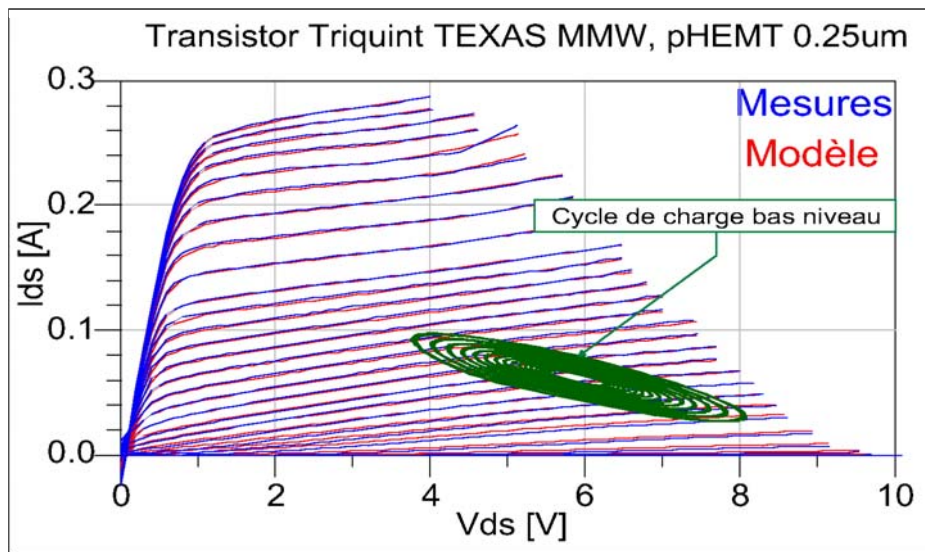


FIG. 3.13 – Réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$

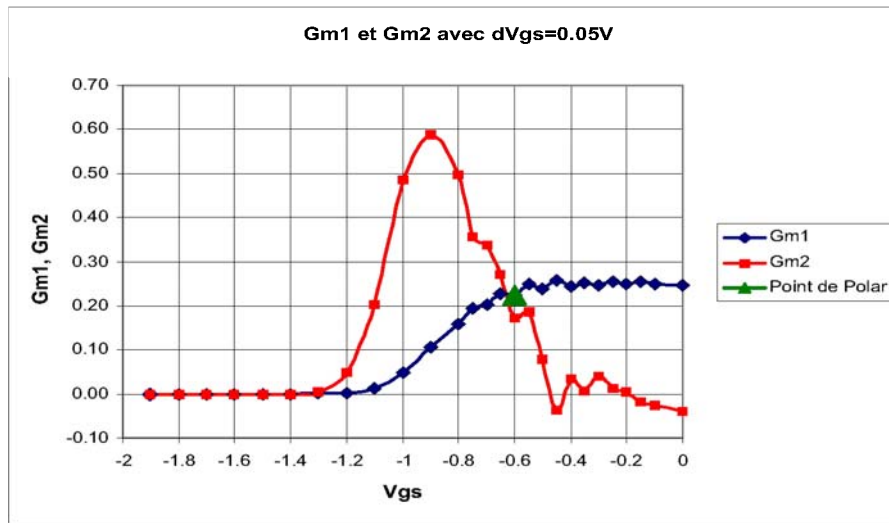


FIG. 3.14 – Dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant : réseau $I(V)$ densifié ; $\Delta V_{gs} = 0.05V$

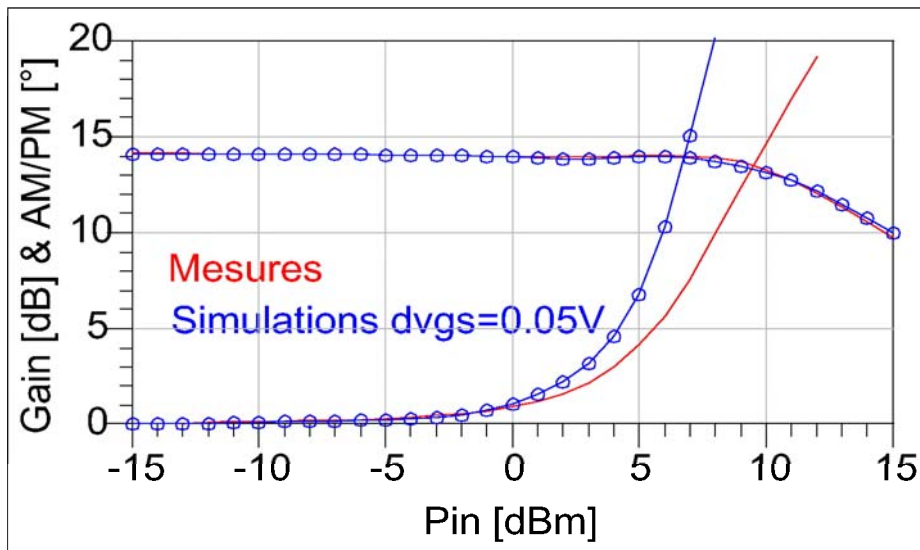


FIG. 3.15 – Gain et de Phase avec réseau $I(V)$ densifié ; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$

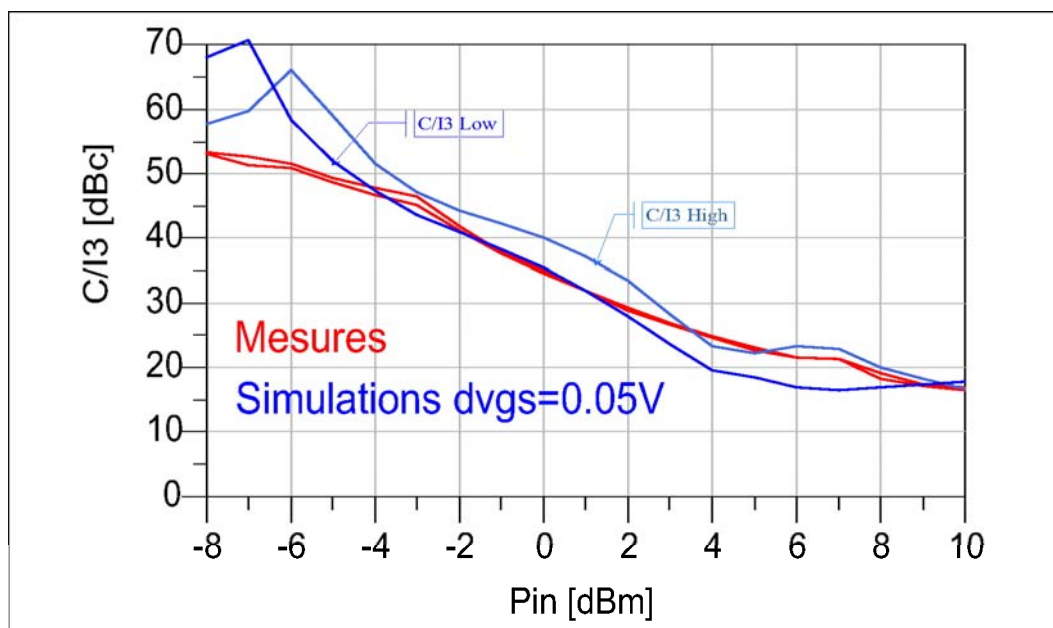


FIG. 3.16 – Courbes du C/I_3 avec réseau $I(V)$ densifié; $\Delta V_{gs} = 0.1V + \Delta V_{gs} = 0.05V$

L'étude précédente montre clairement la dépendance entre le choix du pas de mesure en V_{gs} , la précision de mesure du réseau $I(V)$ et celle des résultats de simulation non-linéaires en bi-porteuse. De façon globale, la simulation en mono-porteuse (AM/AM et AM/PM) coïncident relativement bien avec la mesure pour les trois pas de mesure différents.

Le réseau $I(V)$ caractérisé avec un pas de mesure en V_{gs} de 0.2 V est celui qui est couramment utilisé pour la modélisation des transistors pour les applications de puissance. On peut remarquer que, proche du point de polarisation, le cycle de charge faible niveau ne traverse que trois statiques. On ne dispose donc pas de suffisamment de points de mesures pour caractériser finement les dérivées successives de la source de courant; par conséquent, il s'en suivra une extrapolation des valeurs des dérivées locales, conduisant à une imprécision dans le calcul de la distorsion d'intermodulation à faible niveau, pour des faibles excursions autour du point de polarisation.

D'autre part, le pas de mesure n'est pas de l'ordre de grandeur de l'amplitude des signaux en jeu (0.2V correspond à $-1dBm$ dans un système 50Ω). On constate que la mesure coïncide avec la simulation au fur et à mesure que le niveau de signal augmente.

A l'inverse, le réseau $I(V)$ caractérisé avec un pas de mesure en V_{gs} de 0.05V aurait

pu être le meilleur candidat, car le pas de mesure est bien de l'ordre de grandeur de l'amplitude des signaux considérés ($0.05V$ correspond à $-13dBm$ dans un système 50Ω); Cependant comme on peut le constater sur la figure 3.16, même si l'allure globale de la courbe de $C/I3$ est la même en simulation et en mesure, il existe un certain écart entre les valeurs mesurées et simulées. Ceci est certainement dû au fait que le réseau $I(V)$ avec un pas de mesure en V_{gs} de $0.05V$ est entâché des erreurs dues au bruit de mesure.

Pour le confirmer il suffit de considérer les courbes présentant les dérivées d'ordre 1 et 2 de la source de courant (Fig.3.14). On remarque que dans la zone de fonctionnement bas niveau, la courbe de Gm_1 présente une petite ondulation qui s'amplifie d'avantage sur la courbe de Gm_2 . Si au départ la mesure est entâchée d'erreurs, la différentiation ne fera qu'aggraver ces erreurs produisant ainsi des résultats quasi inexploitable.

Le cas intermédiaire est celui du réseau $I(V)$ caractérisé avec un pas de mesure en V_{gs} de $0.1V$. Ce pas de mesure est le meilleur compromis entre la précision de calcul, compte tenu du niveau des signaux d'entrée ($0.1V$ correspond à $-7dBm$ dans un système 50Ω) et le bruit de mesure généré par le banc de caractérisation. Dans ce dernier cas, non seulement les allures sont similaires mais également l'écart entre les mesures et les simulation est réduite.

Comme on le verra au paragraphe 3.5, le niveau des produits d'intermodulation d'ordre n dépend largement des dérivées successives de la source de courant jusqu'à sa $n^{ième}$ dérivée. Par conséquent, *la représentation de la distorsion d'ordre 3 d'un HEMT n'est possible que si son modèle décrit non seulement avec précision les réseaux $I(V)$ et $Q(v)$, mais aussi ses dérivées successives jusqu'à l'ordre 3*; ce qui n'est pas le cas dans la plupart des modèles. En fait l'extraction directe de ces dérivées par mesure s'avère très complexe.

3.4 Analyse non-linéaire des amplificateurs HEMTs faible niveau par séries de volterra

Afin d'étudier les différents paramètres qui entrent en ligne de compte dans la distorsion d'intermodulation et voir leurs influences respectives, nous exprimerons la fonction de transfert globale du circuit d'un amplificateur HEMT en fonction de ces paramètres.

3.4.1 Expression des faibles non-linéarités par séries de Volterra

Comme mentionné au chapitre 1, les non-linéarités des circuits faiblement non-linéaires peuvent être représentées par les séries de Volterra . Ainsi, la sortie $v_s(t)$ d'un amplificateur excité par un signal d'entrée $v_e(t)$ peut être représentée de la façon suivante :

$$v_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{n=1}^{\infty} v_e(t - \tau_i) d\tau_i \quad (3.16)$$

Pour le cas des faibles non-linéarités, le développement peut s'arrêter à l'ordre 3 et on obtient :

$$v_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) v_e(t - \tau) d\tau \quad (3.17)$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) v_e(t - \tau_1) v_e(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (3.18)$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) v_e(t - \tau_1) v_e(t - \tau_2) v_e(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \quad (3.19)$$

Une façon d'évaluer la fonction de transfert non linéaire d'ordre n (H_n) d'un circuit est d'utiliser la méthode des sondes développée en annexe A [1] [5]. Cette méthode est presque similaire à celle utilisée pour le calcul des fonctions de transfert dans le domaine fréquentiel d'un circuit linéaire.

D'après la méthode des sondes, pour une excitation harmoniques (c-à-d que le signal d'entrée est composé d'une somme d'exponentielles) de la forme :

$$x(t) = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t} + \dots e^{j\omega_n t} \quad (3.20)$$

La réponse non-linéaire du n-ième ordre s'écrira de la façon suivante :

$$y_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} n! H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \cdot e^{j(\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n)t} \quad (3.21)$$

Seul les termes du $n^{\text{ième}}$ ordre seront pris en compte, car ce sont ceux qui contribuent à la réponse du $n^{\text{ième}}$ ordre. Il suffit donc de résoudre de façon algébrique l'entrée et la sortie en fonction de $H_n(\omega)$. Ce processus permettra de déterminer par la suite les niveaux des composantes spectrales qui nous intéressent dans la réponse totale du circuit. Un exemple simple d'utilisation de la méthode des sondes est donné en annexe A. Nous l'utiliserons dans le paragraphe suivant sur un circuit plus complexe, tel qu'un amplificateur HEMT.

3.4.2 Calcul de la fonction de transfert non-linéaire d'un amplificateur HEMT basé sur son schéma équivalent

Considérons le schéma équivalent d'un amplificateur comme illustré à la figure :

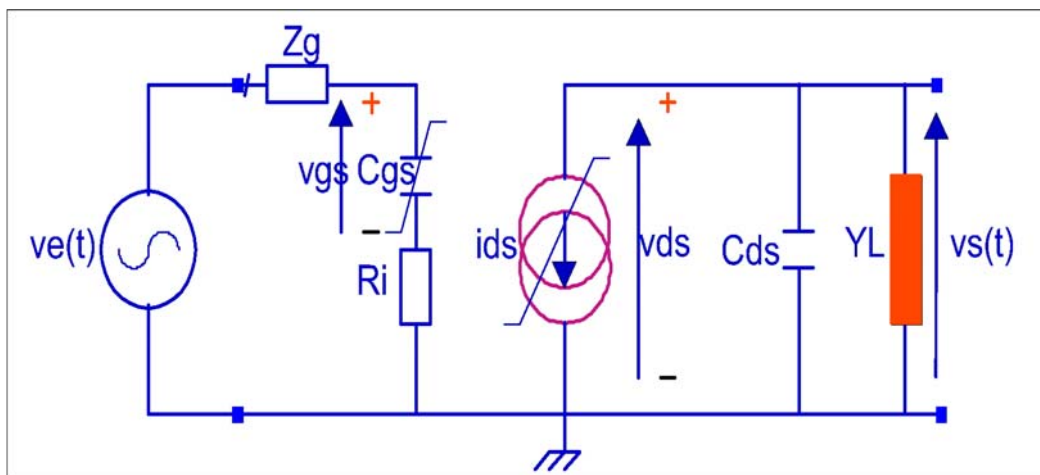


FIG. 3.17 – Schéma équivalent simplifié de l'amplificateur utilisé pour l'analyse non-linéaire

On notera, H_{C_n} la fonction de transfert reliant la tension v_{gs} aux bornes de la capacité C_{gs} et l'entrée v_e , et H_{D_n} la fonction de transfert reliant la sortie v_s à l'entrée v_e , avec n , l'ordre de la série de Volterra . Posons :

$$\begin{aligned}
 Y_s(\omega) &= \frac{1}{Z_g + R_i} \\
 Y_i(\omega) &= j\omega C_{gs1} + Y_s(\omega) \\
 Y_o(\omega) &= G_{d1} + j\omega C_{ds1} + Y_L(\omega)
 \end{aligned}$$

3.4.2.1 Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 1

Considérons le signal d'entrée de la forme exponentielle telle que :

$$v_e(t) = e^{j\omega_1 t} \quad (3.22)$$

Aux bornes de la capacité C_{gs} , on aura :

$$v_{gs}(t) = H_{C1} e^{j\omega_1 t} \quad (3.23)$$

A la sortie, on aura :

$$v_{ds}(t) = H_{D1} e^{j\omega_1 t} \quad (3.24)$$

En appliquant la loi de maille au circuit d'entrée, on obtient l'équation 3.25.

$$C_{gs1} \frac{dv_{gs}(t)}{dt} = \frac{v_e(t) - v_{gs}(t)}{Z_g + R_i} \quad (3.25)$$

En remplaçant (3.22) et (3.23) dans (3.25) puis en résolvant par rapport à $H_{C1}(\omega_1)$, on obtient la fonction de transfert du premier ordre à l'entrée :

$$H_{C1}(\omega_1) = \frac{Y_s(\omega)}{Y_i(\omega)} \quad (3.26)$$

En appliquant la loi des nœuds au circuit de sortie, on obtient l'équation 3.27.

$$G_{m1} v_{gs}(t) + G_{d1} v_{ds}(t) + C_{ds} \frac{dv_{ds}}{dt} + Y_L v_{ds}(t) = 0 \quad (3.27)$$

En remplaçant (3.23) et (3.24) dans (3.27) puis en résolvant par rapport à $H_{D1}(\omega_1)$, on obtient la fonction de transfert du premier ordre à la sortie :

$$H_{D1}(\omega_1) = -G_{m1} \cdot \frac{Y_s(\omega_1)}{Y_o(\omega_1) \cdot Y_i(\omega_1)} \quad (3.28)$$

Les équations 3.26 et 3.28 représentent les réponses linéaires du circuit dans le domaine fréquentiel.

3.4.2.2 Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 2

Pour le calcul des fonctions de transfert d'ordre 2, on considère que l'entrée est une somme de deux exponentielles de la forme :

$$v_e(t) = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t} \quad (3.29)$$

D'après l'équation (A.6), $v_{gs}(t)$ sera composé de son premier ordre et de son deuxième ordre et peut donc s'écrire de la façon suivante :

$$v_{gs}(t) = H_{C1}(\omega_1)e^{j\omega_1 t} + H_{C1}(\omega_2)e^{j\omega_2 t} + 2H_{C2}(\omega_1, \omega_2)e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} \quad (3.30)$$

De la même manière $v_{ds}(t)$ sera composé de son premier ordre et de son deuxième ordre et on aura :

$$v_{ds}(t) = H_{D1}(\omega_1)e^{j\omega_1 t} + H_{D1}(\omega_2)e^{j\omega_2 t} + 2H_{D2}(\omega_1, \omega_2)e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} \quad (3.31)$$

En appliquant la loi de maille au circuit d'entrée, on obtient l'équation 3.32.

$$C_{gs2}v_{gs}(t)\frac{dv_{gs}(t)}{dt} + C_{gs}\frac{dv_{gs}(t)}{dt} = \frac{v_e(t) - v_{gs}(t)}{Z_g + R_i} \quad (3.32)$$

La fonction de transfert du second ordre est explicitement calculée en ne prenant en compte que les termes en $e^{j(\omega_1 + \omega_2)t}$. En remplaçant (3.30) et (3.31) dans (3.32) et en résolvant par rapport à $H_{C2}(\omega_1, \omega_2)$, on obtient la fonction de transfert du second ordre à l'entrée en fonction de celui du premier ordre.

$$H_{C2}(\omega_1, \omega_2) = -j(\omega_1 + \omega_2)C_{gs2} \cdot \frac{H_{C1}(\omega_1)H_{C1}(\omega_2)}{Y_i(\omega_1 + \omega_2)} \quad (3.33)$$

avec :

$$H_{C1}(\omega_1) = \frac{Y_s(\omega_1)}{Y_i(\omega_1)} \quad (3.34)$$

$$H_{C1}(\omega_2) = \frac{Y_s(\omega_2)}{Y_i(\omega_2)} \quad (3.35)$$

En appliquant la loi des nœuds au circuit de sortie au second ordre, on obtient l'équation 3.36.

$$G_{m1}v_{gs}(t) + G_{m2}v_{gs}^2(t) + G_{d1}v_{ds}(t) + G_{d2}v_{ds}^2(t) + G_{md}v_{gs}(t)v_{ds}(t) + C_{ds}\frac{dv_{ds}}{dt} + Y_Lv_{ds}(t) = 0 \quad (3.36)$$

En remplaçant (3.30) et (3.31) dans (3.36) et en résolvant par rapport à $H_{D2}(\omega_1, \omega_2)$, on obtient la fonction de transfert du second ordre à la sortie en fonction de celui du premier ordre.

$$H_{D2}(\omega_1, \omega_2) = \frac{2}{Y_o(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \left[G_m H_{C2}(\omega_1, \omega_2) + G_{m2} H_{C1}(\omega_1) H_{C1}(\omega_2) + G_{d2} H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) + \frac{1}{2} G_{md} \cdot [H_{C1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) + H_{C1}(\omega_2) H_{D1}(\omega_1)] \right] \quad (3.37)$$

avec :

$$H_{D1}(\omega_1) = -G_{m1} \cdot \frac{Y_s(\omega_1)}{Y_o(\omega_1) \cdot Y_i(\omega_1)} \quad (3.38)$$

$$H_{D1}(\omega_2) = -G_{m1} \cdot \frac{Y_s(\omega_2)}{Y_o(\omega_2) \cdot Y_i(\omega_2)} \quad (3.39)$$

3.4.2.3 Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 3

Pour le calcul des fonctions de transfert 3 on considère que l'entrée est une somme de trois exponentielles de la forme :

$$v_e(t) = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t} + e^{j\omega_3 t} \quad (3.40)$$

La procédure est la même que celle utilisée pour le calcul de la fonction de transfert d'ordre 2. Cependant à cause du nombre élevé des termes de la série de Volterra, nous ne retiendrons dans la suite que ceux qui contribuent à la non linéarité à la fréquence $(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3) = \Sigma\omega$.

D'après l'équation (A.6), $v_{gs}(t)$ sera composé de son premier, de son deuxième et de son troisième ordre et peut donc s'écrire de la façon suivante :

$$\begin{aligned} v_{gs}(t) = & H_{C1}(\omega_1)e^{j\omega_1 t} + H_{C1}(\omega_2)e^{j\omega_2 t} + H_{C3}(\omega_3)e^{j\omega_3 t} \\ & + 2H_{C2}(\omega_1, \omega_2)e^{j(\omega_1+\omega_2)t} + 2H_{C2}(\omega_2, \omega_3)e^{j(\omega_2+\omega_3)t} \\ & + 2H_{C2}(\omega_3, \omega_1)e^{j(\omega_3+\omega_1)t} + 6H_{C3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)e^{j(\omega_1+\omega_2+\omega_3)t} \end{aligned} \quad (3.41)$$

De la même manière $v_{ds}(t)$ sera composé de son premier ordre et de son deuxième ordre et on aura :

$$\begin{aligned} v_{ds}(t) = & H_{D1}(\omega_1)e^{j\omega_1 t} + H_{D1}(\omega_2)e^{j\omega_2 t} + H_{D3}(\omega_3)e^{j\omega_3 t} \\ & + 2H_{D2}(\omega_1, \omega_2)e^{j(\omega_1+\omega_2)t} + 2H_{D2}(\omega_2, \omega_3)e^{j(\omega_2+\omega_3)t} \\ & + 2H_{D2}(\omega_3, \omega_1)e^{j(\omega_3+\omega_1)t} + 6H_{D3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)e^{j(\omega_1+\omega_2+\omega_3)t} \end{aligned} \quad (3.42)$$

En appliquant la loi de maille au circuit d'entrée, on obtient l'équation 3.43.

$$C_{gs3}v_{gs}^2(t)\frac{dv_{gs}(t)}{dt} + C_{gs2}v_{gs}(t)\frac{dv_{gs}(t)}{dt} + C_{gs1}\frac{dv_{gs}(t)}{dt} = \frac{v_e(t) - v_{gs}(t)}{Z_g + R_i} \quad (3.43)$$

La fonction de transfert du troisième ordre est explicitement calculée en ne prenant en compte que les termes en $e^{j(\omega_1+\omega_2+\omega_3)t}$. En remplaçant (3.40) et (3.41) dans (3.43) et en résolvant par rapport à $H_{C3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, on obtient la fonction de transfert du troisième ordre à l'entrée en fonction de ceux du premier et deuxième ordres.

$$H_{C3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = \frac{-j(\Sigma\omega) \left(C_{gs3}H_{C1}(\omega_1)H_{C2}(\omega_2)H_{C3}(\omega_3) + 2C_{gs2}[\overline{H_{C1}(\omega_1)H_{C2}(\omega_1, \omega_2)}] \right)}{Y_i(\Sigma\omega)} \quad (3.44)$$

En appliquant la loi des nœuds au circuit de sortie au troisième ordre, on obtient l'équation 3.45.

$$\begin{aligned} & G_m v_{gs} + G_{ds} v_{ds} + G_{m2} v_{gs}^2 + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} \\ & + G_{m3} v_{gs}^3 + G_{d3} v_{ds}^3 + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} + C_{ds} \frac{dv_{ds}}{dt} + Y_L v_{ds}(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.45)$$

En remplaçant (3.41) et (3.42) dans (3.45) et en résolvant par rapport à $H_{D3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, on obtient la fonction de transfert du troisième ordre à la sortie en fonction de ceux du premier et deuxième ordres. Comme précédemment nous ne prendrons en compte que les termes en $e^{j(\omega_1+\omega_2+\omega_3)t}$.

$$\begin{aligned}
 H_{D3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = & \frac{-1}{Y_o(\Sigma\omega)} \left[6G_m H_{C3}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) \right. \\
 & + 2G_{m2} \overline{H_{C1}(\omega_1) H_{C2}(\omega_2, \omega_3)} + 2G_{d2} \overline{H_{D1}(\omega_1) H_{D2}(\omega_2, \omega_3)} \\
 & + G_{m3} [H_{C1}(\omega_1) H_{C1}(\omega_2) H_{C1}(\omega_3)] + G_{d3} [H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) H_{D1}(\omega_3)] \\
 & + 2G_{md} \left[\overline{H_{D1}(\omega_1) H_{C2}(\omega_2, \omega_3)} + \overline{H_{C1}(\omega_1) H_{D2}(\omega_2, \omega_3)} \right] \\
 & \left. + G_{md2} \overline{H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) H_{C1}(\omega_3)} + G_{m2d} \overline{H_{C1}(\omega_1) H_{C1}(\omega_2) H_{D1}(\omega_3)} \right]
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

La fonction $\overline{(\bullet)}$, indique la symétrisation telle que :

$$\begin{aligned}
 \overline{H_p(\omega_p) H_q(\omega_q, \omega_r)} &= \frac{1}{3} [H_p(\omega_p) H_q(\omega_q, \omega_r) + H_p(\omega_r) H_q(\omega_p, \omega_q) + H_p(\omega_q) H_q(\omega_r, \omega_p)] \\
 \overline{H(\omega_p) H(\omega_q) H(\omega_r)} &= H(\omega_p) H(\omega_q) H(\omega_r) + H(\omega_p) H(\omega_r) H(\omega_q) + H(\omega_q) H(\omega_r) H(\omega_p)
 \end{aligned} \tag{3.47}$$

3.5 Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

Considérons un amplificateur HEMT, représenté par son schéma équivalent, comme illustré à la figure 3.17.

Soit cet amplificateur, excité par un signal bi-fréquences de la forme suivante :

$$v_e(t) = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) : \omega_i = 2\pi f_i t \tag{3.48}$$

Les non-linéarités d'ordres impairs donnent naissance à des composantes aux fréquences $2\omega_1 - \omega_2$ et $2\omega_2 - \omega_1$, $3\omega_1 - 2\omega_2$ et $3\omega_2 - 2\omega_1 \dots$ si l'écart entre les porteuses est petite, les produits d'intermodulation sont engendrés dans la bande de l'amplificateur. La distorsion

d'intermodulation d'ordre 3 peut être calculée à partir de l'analyse non-linéaire par séries de volterra décrite ci-dessus.

Pour le fondamental à ω_1 , on a :

$$v_{s1}(t) = V_S |H_1(\omega_1)| \cdot \cos(\omega_1 t + \angle(H_1(\omega_1))) \quad (3.49)$$

Pour l'intermodulation d'ordre 3 à $2\omega_2 - \omega_1$, a :

$$v_{s3}(t) = \frac{3}{4} V_S^3 |H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_1)| \cdot \cos((2\omega_2 - \omega_1)t + \angle(H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_1))) \quad (3.50)$$

La puissance de sortie délivrée à la charge par chaque composante spectrale peut maintenant être évalué à l'aide des équations (3.49) et (3.50), et on peut déterminer le rapport C/I_3 entre les composantes spectrales au fondamental et les composantes adjacentes d'intermodulation d'ordre 3 concernées à l'aide des fonctions de transfert développées plus haut et on obtient l'équation 3.51^{1 2}.

$$\begin{aligned} \left(\frac{I_3}{C}\right) &= 20 \log \left[\frac{3}{4} V_S^2 \cdot \left| \frac{Y_o(\omega_1) Y_i(\omega_1)}{Y_s(\omega_1) Y_o(2\omega_2 - \omega_1)} \right| \right. \\ &\quad \cdot \left. \left| \frac{-j(2\omega_2 - \omega_1) \cdot 6G_m}{Y_i(2\omega_2 - \omega_1)} \cdot (C_{gs3} H_{C1}^*(\omega_1) H_{C1}^2(\omega_2) + 2C_{gs2} \overline{[H_{C1}^*(\omega_1) H_{C2}(-\omega_1, \omega_2)]}) \right. \right. \\ &\quad + 2G_{m2} \overline{H_{C1}^*(\omega_1) H_{C2}(\omega_2, \omega_2)} + 2G_{d2} \overline{H_{D1}^*(\omega_1) H_{D2}(\omega_2, \omega_2)} \\ &\quad + G_{m3} [H_{C1}^*(\omega_1) H_{C1}^2(\omega_2)] + G_{d3} [H_{D1}^*(\omega_1) H_{D1}^2(\omega_2)] \\ &\quad \left. + 2G_{md} \left[\overline{H_{D1}^*(\omega_1) H_{C2}(\omega_2, \omega_2)} + \overline{H_{C1}^*(\omega_1) H_{D2}(\omega_2, \omega_2)} \right] \right. \\ &\quad \left. + G_{md2} \left[\overline{H_{D1}^*(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) H_{C1}(\omega_2)} + G_{m2d} \left[\overline{H_{C1}^*(\omega_1) H_{C1}(\omega_2) H_{D1}(\omega_2)} \right] \right] \right] \end{aligned} \quad (3.51)$$

Avec :

$$Y_s(\omega) = \frac{1}{Z_G(\omega) + R} \quad (3.52)$$

¹Pour des question de simplicité de manipulation des équations, nous utiliserons le rapport I_3/C au lieu de C/I_3 . Ansi, une bonne linéarité sera obtenue pour un C/I_3 très élevé, soit un I_3/C très faible.

²Les termes en $(\bullet)^*$ indique le conjugué complexe. La fonction $\overline{(\bullet)}$, indique la symétrisation telle que :

$$\begin{aligned} \overline{H_p(\omega_p) H_q(\omega_q, \omega_r)} &= \frac{1}{3} [H_p(\omega_p) H_q(\omega_q, \omega_r) + H_p(\omega_r) H_q(\omega_p, \omega_q) + H_p(\omega_q) H_q(\omega_r, \omega_p)] \\ \overline{H(\omega_p) H(\omega_q) H(\omega_r)} &= H(\omega_p) H(\omega_q) H(\omega_r) + H(\omega_p) H(\omega_r) H(\omega_q) + H(\omega_q) H(\omega_r) H(\omega_p) \end{aligned}$$

$$Y_i(\omega) = j\omega C_{g1} + Y_s(\omega) \quad (3.53)$$

$$Y_0(\omega) = G_{d1} + j\omega C_{ds} + Y_L(\omega) \quad (3.54)$$

$$H_{C1}(\omega) = \frac{Y_s(\omega)}{Y_i(\omega)} \quad (3.55)$$

$$H_{D1}(\omega) = -G_{m1} \cdot \frac{Y_s(\omega)}{Y_o(\omega) \cdot Y_i(\omega)} \quad (3.56)$$

$$H_{C2}(\omega_1, \omega_2) = -j(\omega_1 + \omega_2)C_{g2} \cdot \frac{H_{C1}(\omega_1)H_{C1}(\omega_2)}{Y_i(\omega_1 + \omega_2)} \quad (3.57)$$

$$H_{D2}(\omega_1, \omega_2) = \frac{2}{Y_o(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \left[G_m H_{C2}(\omega_1, \omega_2) + G_{m2} H_{C1}(\omega_1) H_{C1}(\omega_2) \right. \\ \left. + G_{d2} H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) + \frac{1}{2} G_{md} \cdot [H_{C1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) + H_{C1}(\omega_2) H_{D1}(\omega_1)] \right] \quad (3.58)$$

Dans les équations précédentes, $H_{C_i}(\omega)$, $H_{D_i}(\omega)$ représentent les fonctions de transfert d'ordre i [$i = 1, 2, 3$], respectivement à l'entrée et à la sortie.

L'analyse de l'équation 3.51 permet de comprendre les différents paramètres qui entrent en ligne de compte dans la distorsion d'intermodulation d'ordre 3. L'analyse de ces paramètres constituent déjà une base première pour la minimiser et optimiser la linéarité des amplificateurs faible niveau.

La distorsion d'intermodulation dépend premièrement des coefficients non-linéaires d'ordre trois (G_{m3} , G_{d3} et C_{g3}), des coefficients non-linéaires d'ordre deux (G_{m2} , G_{d2} et C_{g2}) qui engendrent des composants non-linéaires d'ordre trois par interaction avec les coefficients d'ordre 1, et des coefficients croisés de la source de courant. La distorsion d'intermodulation sera minimale si chacun de ces coefficients est minimisé. La distorsion d'intermodulation dépend aussi des impédances aux accès au fondamental, aux harmoniques et en bande de base.

La distorsion d'intermodulation d'ordre 3 ne dépend des impédances de fermeture à $2\omega_0$ et à $\omega_2 - \omega_1$ que par l'intermédiaire des coefficients non-linéaires d'ordre 2 de la capacité d'entrée et de la conductance de sortie. Si la contribution du terme du troisième ordre est grande par rapport à l'ordre 2, alors, la contribution à ces termes peut être négligée, et la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 ne dépendra pas des impédances de charge à ces fréquences.

Du fait des signes différents apparaissant dans l'équation 3.51, il peut apparaître des

compensations de non-linéarités obtenues par combinaison adéquate des valeurs des coefficients du troisième ordre et des impédances de charge aux accès.

La minimisation de ces coefficients propre au transistor est possible par le choix judicieux d'un composant fortement linéaire ainsi que par l'optimisation de son point de fonctionnement et des impédances aux accès.

3.5.1 Optimisation du point de polarisation

En général, pour un profil de dopage du composant de forme cubique, la non-linéarité de la source de courant et de la capacité C_{gs} sont corrélées. Pour étudier l'influence de la polarisation sur la linéarité, nous ne considérerons que la non-linéarité de la source de courant i_{ds} , décrite par l'équation 3.59.

$$\begin{aligned}
 i_{ds} = & G_m v_{gs} + G_{ds} v_{ds} \\
 & + \left(G_{m2} v_{gs}^2 + G_{d2} v_{ds}^2 + G_{md} v_{gs} v_{ds} \right) \\
 & + \left(G_{m3} v_{gs}^3 + G_{d3} v_{ds}^3 + G_{md2} v_{gs} v_{ds}^2 + G_{m2d} v_{gs}^2 v_{ds} \right)
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

Le modèle de l'amplificateur se simplifie et on obtient celui de la figure 3.18.

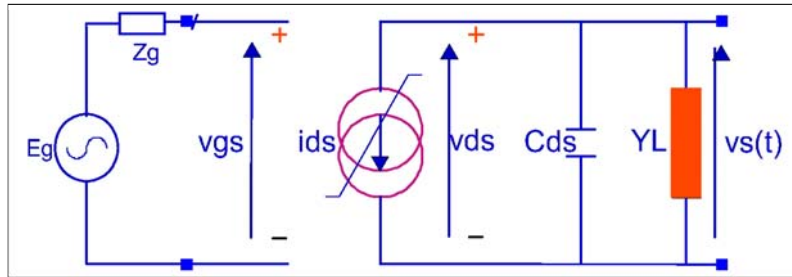


FIG. 3.18 – Modèle simplifié d'un amplificateur avec i_{ds} comme principale non-linéarité

Le niveau de distorsion d'intermodulation d'ordre 3 par rapport à la porteuse, créé par la source de courant peut être calculé à partir de l'analyse non-linéaire par séries de volterra décrite plus haut et on obtient.

$$I_3/C = 20 \log \left[\frac{3}{4} V_S^2 \frac{|H_{D3}(\omega_2, \omega_2, -\omega_1)|}{|H_{D1}(\omega_1)|} \right] \tag{3.60}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 H_{D3}(\omega_2, \omega_2, -\omega_1) = & \frac{1}{Y_0(2\omega_2 - \omega_1)} \left[2G_{d2} \overline{H_{D1}^*(\omega_1) H_{D2}(\omega_2, \omega_2)} \right. \\
 & + 3G_{m3} + G_{d3} [H_{D1}^*(\omega_1) H_{D1}^2(\omega_2)] \\
 & + 2G_{md} [H_{D2}(\omega_2, \omega_2) + 2H_{D2}(\omega_2, -\omega_1)] \\
 & + G_{md2} [2H_{D1}^*(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) + H_{D1}^2(\omega_2)] \\
 & \left. + 2G_{m2d} [2H_{D1}(\omega_2) + H_{D1}^2(\omega_1)] \right] \quad (3.61)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H_{D2}(\omega_1, \omega_2) = & \frac{2}{Y_o(\omega_1 + \omega_2)} \cdot \left[G_{m2} + \left[G_{d2} H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2) \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{1}{2} G_{md} \cdot [H_{D1}(\omega_1) H_{D1}(\omega_2)] \right] \right] \quad (3.62)
 \end{aligned}$$

$$H_{D1}(\omega) = -G_{m1} \cdot \frac{Z_L(\omega)}{1 + G_{ds} Z_L(\omega)} \quad (3.63)$$

$$Y_0(\omega) = G_{d1} + j\omega C_{ds} + Y_L(\omega) \quad (3.64)$$

D'après l'équation 3.61, le signal d'intermodulation d'ordre 3 à $2\omega_2 - \omega_1$ en sortie comprend 3 composantes principales :

1. Celle due à G_{m3} (non-linéarité de la dérivée d'ordre 3 de la source de courant) issue du mélange direct d'ordre 3 des signaux à ω_2 , ω_2 et ω_1 ,
2. La deuxième due au mélange ultérieur des tensions de contrôle du second ordre à $\omega_1 - \omega_2$ avec celles du premier ordre à ω_1 ou $\omega_2 - \omega_1$ et ω_2 . Autrement dit, la distorsion d'intermodulation créée par l'enveloppe se réfère au mélange des deux fréquences fondamentales dans un élément non-linéaire de degré pair suivi d'un nouveau mélange avec une des fréquences du fondamental dans une autre non-linéarité d'ordre paire,
3. La troisième due au mélange du second harmonique à $2\omega_2$ avec le fondamental à ω_1 ou du $2\omega_1$ avec ω_2 . En d'autres termes, la distorsion créée par le second harmonique implique la génération du second harmonique d'une des fréquences fondamentales dans une non-linéarité d'ordre pair et un nouveau mélange d'ordre 2 avec l'autre fréquence du fondamental.

Les deux derniers groupes dépendent directement des produits des coefficients d'ordre

2 de i_{ds} , tandis que le premier est contrôlé par les termes impliquant seulement les coefficients d'ordre 3 de i_{ds} . En fonction du point de polarisation, et du niveau de puissance d'entrée, l'une ou l'autre des sources de non-linéarité peut être prédominante.

Afin d'en tenir compte pour la minimisation de la distorsion d'intermodulation lors de la conception, il est important de disposer d'un modèle incluant non seulement les termes d'ordre deux et trois, mais aussi les termes croisés de la série de Volterra ou de Taylor.

La distorsion d'intermodulation d'ordre 3 sera minimale si chacun de ces termes non-linéaires de la série est minimisé. Ceci peut être le cas pour certaines conditions de polarisation et d'adaptation données.

Si on considère d'une part, que dans la zone saturée G_{ds} est constant, impliquant que ses dérivées successives sont nulles, et d'autre part que les termes croisés d'ordre 3 sont négligeables, les expressions des produits d'intermodulation développées plus haut se simplifient de la façon suivante :

$$H_{D3}(\omega_2, \omega_2, -\omega_1) = \frac{3G_{m3} + 2G_{md} \left[H_{D2}(\omega_2, \omega_2) + 2H_{D2}(\omega_2, -\omega_1) \right]}{Y_0(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (3.65)$$

D'après l'équation 3.65, l'annulation de l'intermodulation d'ordre 3 apparaît aux points de polarisation où la somme des termes du numérateur de H_{D3} s'annulent, ce qui se traduit par l'expression suivante :

$$3G_{m3} + 2G_{md} \left[H_{D2}(\omega_2, \omega_2) + 2H_{D2}(\omega_2, -\omega_1) \right] = 0 \quad (3.66)$$

On peut distinguer plusieurs cas de figures.

1. Si on néglige la contribution des termes croisés, et considérant que dans la zone saturée, G_{ds} est toujours constant et par conséquent ses dérivées successives (G_{d2} , G_{d3}) sont nulles, alors on peut conclure que la condition d'annulation des intermodulations dus à la source de courant peut se réduire à :

$$G_{m3} \approx 0 \quad (3.67)$$

Pour trouver ce point, il suffit de faire une extraction des dérivées successives de la source de courant et repérer le point où la dérivée d'ordre 3 coupe l'axe des abscisses.

En général ce point de fonctionnement correspond à une polarisation en classe B. Cependant pour les applications faible niveau où le gain reste primordial, cette classe de fonctionnement peut ne pas être la plus favorable, pour un amplificateur à un étage. Afin de pouvoir bénéficier de cette condition, il est préférable de concevoir un amplificateur à plusieurs étages, afin de compenser le faible gain de celui de la classe B, qu'on placera comme dernier étage.

2. Dans un deuxième cas, nous maintiendrons donc $G_{m3} \neq 0$; On peut alors réduire la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 en réduisant la contribution du deuxième ordre qui intervient de part le terme G_{m2} à travers H_{D2} , en se polarisant au point où $G_{m2} = 0$; Ce cas de figure correspond à un fonctionnement en classe A. En effet G_{m2} s'annule quand G_{m1} est à son maximum, correspondant à une zone à fort gain, mais aussi à fort courant DC, ce qui entraîne une forte consommation DC.
3. Le dernier cas correspond à un point de polarisation intermédiaire entre les deux extrêmes cités précédemment. C'est un compromis entre forte linéarité, fort gain et faible consommation. Dans ce cas, $G_{m3} \neq 0$, $G_{m2} \neq 0$ et $G_{xy} \neq 0$. Ainsi il s'agira tout simplement de trouver les conditions de polarisation, voire d'adaptation permettant de vérifier l'équation 3.66. Dans cette zone de fonctionnement, G_{m3} est de signe opposé à celui de G_{m2} et G_{md} , par conséquent il est possible de trouver un point de fonctionnement où ces non-linéarités se compensent et minimisent ainsi la distorsion d'intermodulation .

Il existe donc un point de polarisation optimum permettant d'atteindre des niveaux de C/I_3 élevés, pour une impédance fixe. Pour le trouver, on peut réaliser une mesure bas niveau du C/I_3 en fonction de v_{gs} à puissance d'entrée constante et déterminer le point permettant d'obtenir un maximum de C/I_3 .

La figure 3.19 présente une mesure du C/I_3 d'un amplificateur PHEMT à deux étages de la filière Triquint TEXAS MMW 0.25 en fonction de la tension de polarisation Vgs. Le résultat de la figure 3.19 montre que le choix judicieux du point de polarisation permet de profiter des phénomènes de compensation interne des non-linéarités dans les transistors HEMTs afin d'améliorer la linéarité dans une plage de puissance donnée.

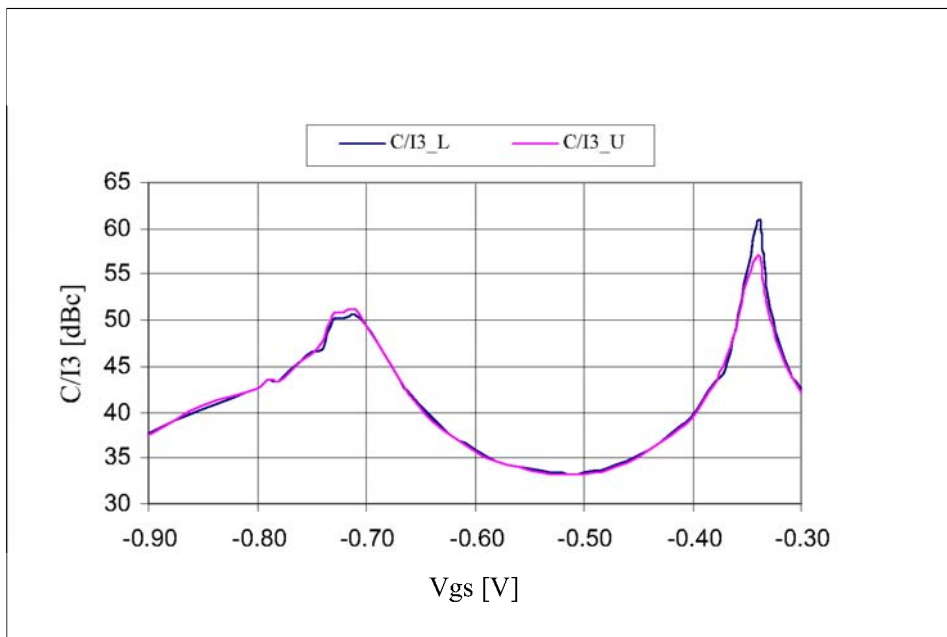


FIG. 3.19 – Mesures de C/I_3 en fonction de la tension V_{gs} d'un amplificateur PHEMT ($P_m = -20\text{dBm}$, $\Delta f = 10\text{ MHz}$, $F_0 = 11.7\text{ GHz}$)

Un maximum de C/I_3 est obtenu pour une tension de polarisation $v_{gs} = -0.71\text{ V}$, ce qui permet une amélioration de C/I_3 de 12 dB à faible niveau (Fig.3.20).

La figure 3.20 fait apparaître des “points doux” à -12 dBm et -10 dBm ., correspondant à des extrema de C/I_3 pour des tensions de polarisation particulières, respectivement de -0.71 V et -0.63 V . Ceci montre qu'un dispositif de réglage du point de polarisation permettrait d'optimiser le C/I_3 pour une plage de puissance donnée.

La figure 3.19 fait apparaître un autre point maximum de C/I_3 pour $V_{gs} = -0.35\text{ V}$. Ce point ne correspond pas vraiment à une utilisation particulière du transistor, mais est dû simplement à des forts effets non-linéaires de la sortie apparaissant pour de très forts courants de drain.

La figure 3.21 montre l'allure de la puissance de sortie avant et après optimisation du point de polarisation .

Afin d'illustrer la faible variation de gain, nous avons représenté à la figure 3.22 l'évolution de la variation de gain en fonction de la puissance d'entrée due au déplacement du point de polarisation. On remarque que le gain ne varie pas beaucoup, soit une perte

3.5. Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

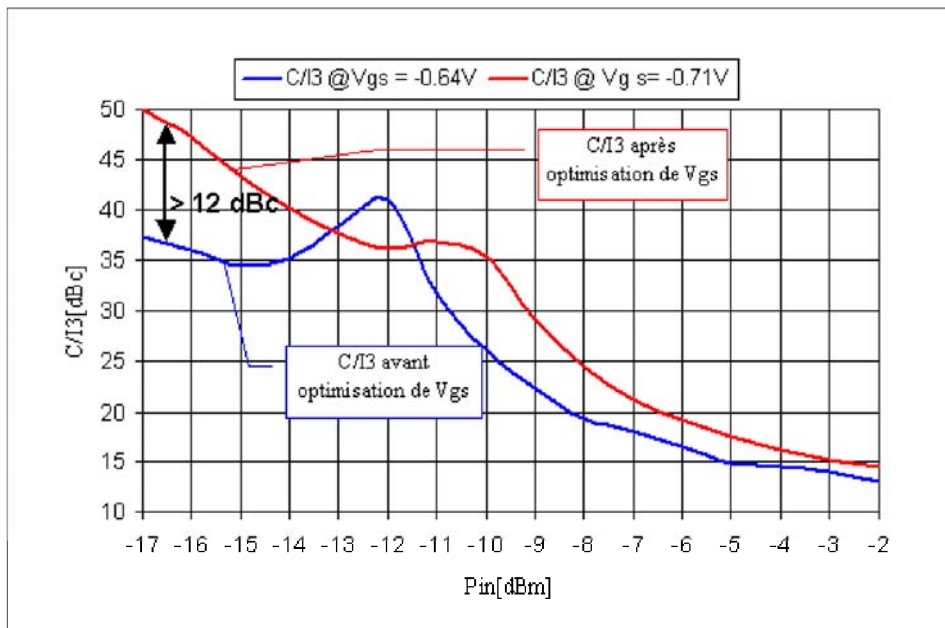


FIG. 3.20 – Amélioration du C/I_3 par optimisation du point de polarisation : Mesure d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)

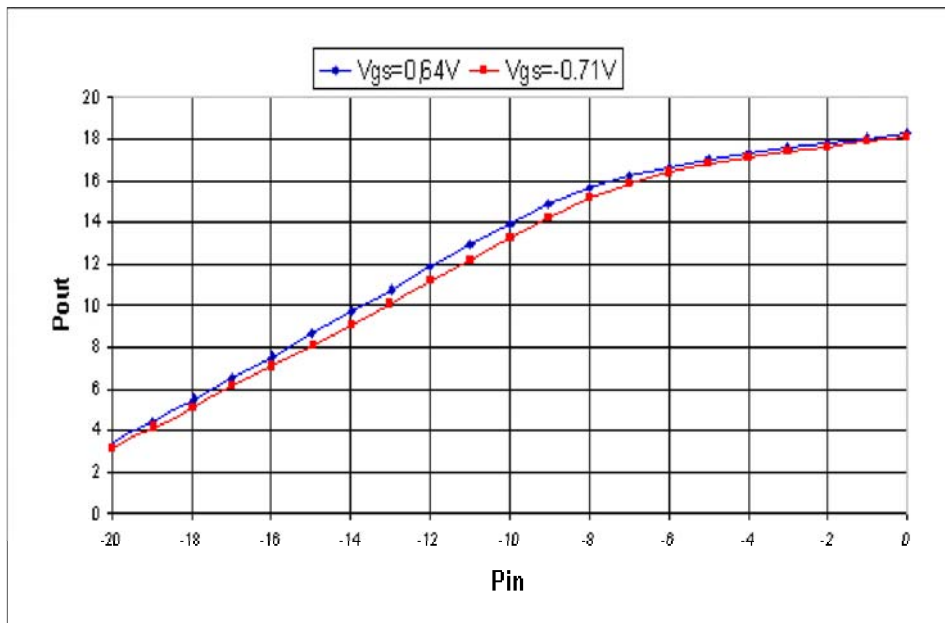


FIG. 3.21 – Puissance de sortie avant et après Optimisation de Vgs : Mesure d'un amplificateur PHEMT, $F_0=11.7$ GHz)

maximale de 0.7 dB, et une moyenne de 0.5 dB sur toute la dynamique de puissance d'entrée.

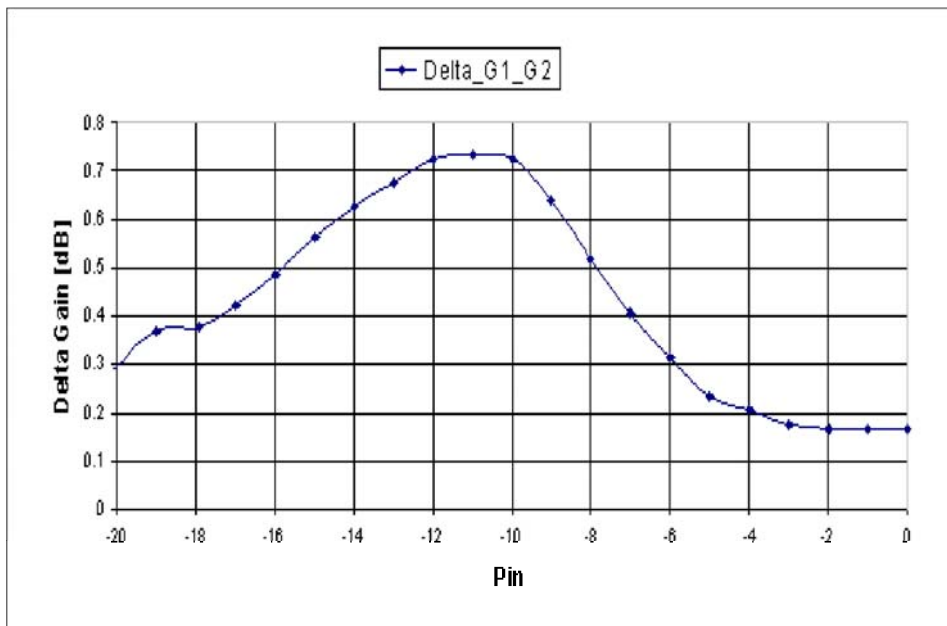


FIG. 3.22 – Variation de gain due à l’optimisation de V_{gs} : Mesure d’un amplificateur PHEMT, $F_0=11.7$ GHz)

Afin de vérifier que le “point doux” n’est pas modifié par le niveau de puissance d’entrée, nous avons fait une étude similaire sur un amplificateur un étage de la filière de puissance UMS PPH25X à 10GHz. La figure 3.23 présente les mesures de C/I_3 en fonction de la polarisation pour plusieurs niveaux de puissance. On peut noter que cette filière présente une zone de polarisation optimale en linéarité importante $[-0.65$ à $-0.5]$ V, surtout pour les faibles puissances d’entrée. Cette zone tend à se réduire à mesure que le niveau de puissance d’entrée augmente. Les figures 3.24 et 3.25 montrent respectivement la représentation des courbes de C/I_3 et de gain en fonction de la puissance d’entrée pour plusieurs points de polarisation ($I_{dss}/2$, $I_{dss}/3$, $I_{dss}/4$, $I_{dss}/5$).

A la vue des mesures réalisées à la figure 3.24, on aurait pu s’attendre à obtenir le meilleur C/I_3 pour un fonctionnement en classe A ($I_{dss}/2$), comme c’est le cas couramment, mais il n’en est rien. Le cas de figure présentant la meilleure linéarité est celui fonctionnant pour 6V à $I_{ds} = 105mA$ ($I_{dss}/3$). Ce point de fonctionnement est celui correspondant au maximum de C/I_3 à la figure 3.23 où nous avons mesuré l’évolution du C/I_3 en fonction de la tension de polarisation V_{gs} .

Le tableau ci-dessous résume le fonctionnement de cet amplificateur. En comparant

3.5. Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

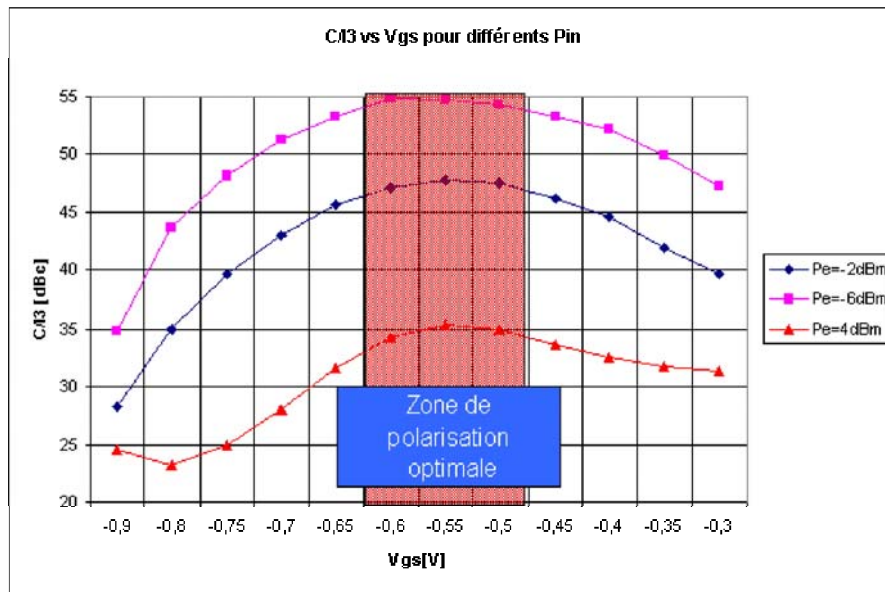


FIG. 3.23 – Mesures de C/I_3 en fonction de la tension V_{gs} d'un amplificateur PHEMT à un étage, pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)

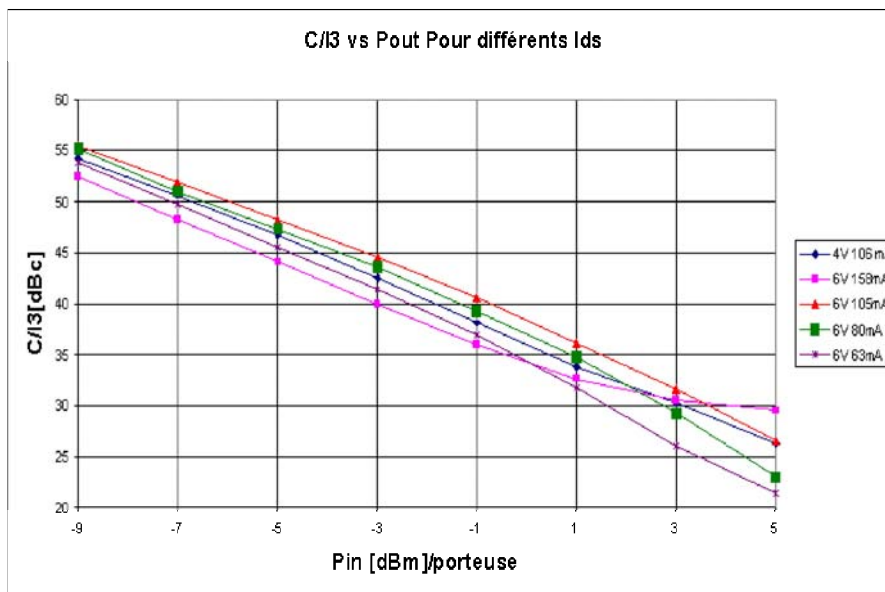


FIG. 3.24 – Mesures de C/I_3 en fonction de la puissance de sortie pour plusieurs courants : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)

le fonctionnement à $(I_{dss}/2)$ et celui à $(I_{dss}/3)$, on remarque que pour un gain presque similaire, non seulement on gagne 5dB sur le C/I_3 mais on réduit aussi la consommation

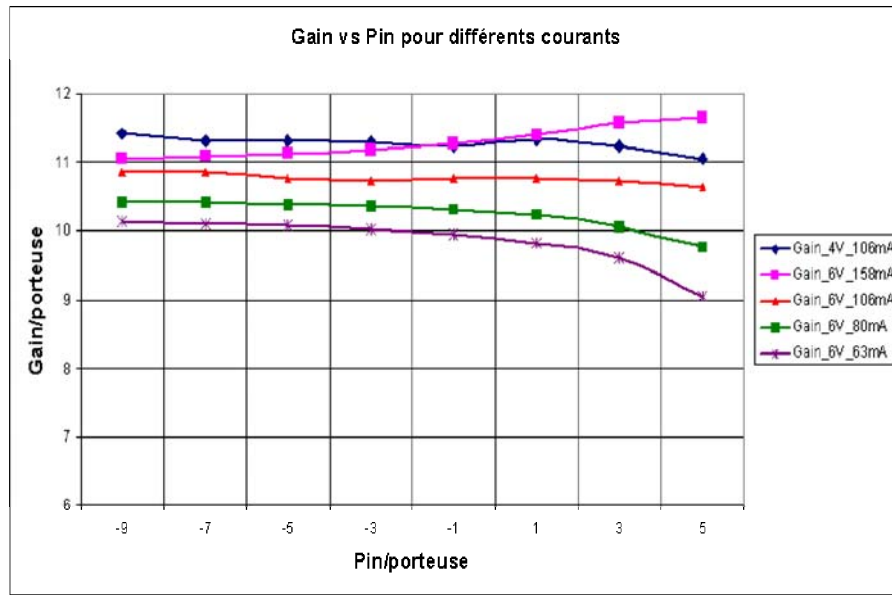


FIG. 3.25 – Gain en fonction de la puissance d’entrée pour plusieurs courants : ($\Delta f=100$ KHz, $F_0=10$ GHz)

de presque 300mW. Le compromis linéarité sur consommation est ainsi réalisé.

Ids [mA]	Vds [V]	Gain [dB]	CI3 [dBc]	Pdc [mW]
63 = Idss/5	6	10.8	41.5	378
80 = Idss/4	6	10.37	43.5	480
105 = Idss/3	6	10.73	45	630
158 = Idss/2	6	11.18	40	948
105	4	11.3	42.5	420

TAB. 3.1 – Résumé des performances de l’amplificateur à différents courants de polarisation

3.5.2 Optimisation des impédances aux accès

La sélection des impédances de source et de charge afin d'optimiser le gain, la puissance de sortie et le rendement a toujours été une préoccupation majeure dans la conception des amplificateurs. L'optimisation des impédances aux accès dépend largement du paramètre à optimiser.

Pour les applications de puissance en émission, l'accent est généralement mis sur la puissance au dB de compression, voire la puissance de saturation et le rendement, puis on développe des techniques de linéarisation pour améliorer la linéarité. Cependant dans notre cas visant les amplificateurs faible niveau en réception, l'accent n'est pas mis sur le rendement, ni sur la puissance au dB de compression, mais sur la linéarité bas niveau, qui se traduit par des faibles produits d'intermodulation dans la bande, soit un rapport C/I_3 très élevé.

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que le choix du point de polarisation permet d'atteindre des valeurs élevées de C/I_3 . Dans le paragraphe qui suit, nous montrerons qu'on peut aller plus loin dans le travail d'optimisation en choisissant les impédances de charge optimales en linéarité à présenter aux accès.

Dans la suite de l'étude, nous considérerons que le signal d'entrée est de type bande étroite. Dans ces conditions, on peut se permettre les approximations suivantes :

$$\begin{aligned} Z_L(\omega_1) &\equiv Z_L(\omega_2) \equiv Z_L(2\omega_2 - \omega_1) \equiv Z_L(2\omega_1 - \omega_2) \\ Z_L(\omega_2 + \omega_1) &\equiv Z_L(2\omega_2) \equiv Z_L(2\omega_1) \\ (\omega_2 - \omega_1) &\ll \omega_1, \omega_2 \end{aligned}$$

3.5.2.1 Influence de l'impédance de charge au fondamental

Afin d'étudier le rôle de l'impédance de charge au fondamental dans l'optimisation de la linéarité d'un amplificateur bas niveau, reprenons l'équation 3.61, et considérons que les termes du second ordre ne contribuent pas à la distorsion, ce qui est le cas lorsque les impédances à $\omega_2 - \omega_1$, à $2\omega_1$ et $2\omega_2$ présentent un court-circuit. Dans ce cas, tous les termes du second ordre (G_{m2} , G_{d2} , G_{md}) sont nuls et l'équation se simplifie de la façon suivante.

$$H_{D3}(\omega) = \frac{1}{Y_0(\omega)} \left[3G_{m3} + G_{d3}[|H_{D1}(\omega)|^2 H_{D1}(\omega)] + G_{md2}[2|H_{D1}(\omega)|^2 + H_{D1}^2(\omega)] + 2G_{m2d}[2H_{D1}(\omega) + H_{D1}^2(\omega)] \right] \quad (3.68)$$

Avec :

$$H_{D1}(\omega) = -G_{m1} \cdot \frac{Z_L(\omega)}{1 + G_{ds}Z_L(\omega)} \quad (3.69)$$

$$Y_0(\omega) = G_{d1} + j\omega C_{ds} + Y_L(\omega) \quad (3.70)$$

Ces équations nous amènent à conclure que la dépendance du produit d'intermodulation à l'impédance de charge est due premièrement à la présence des termes croisés, si on considère que le terme impliquant G_{d3} est très faible, comparé aux autres, puisque dans la zone saturée, G_{ds} est quasi constant, impliquant que ses dérivées successives tendent vers zéro. Ceci étant, une fois que le composant est choisi et caractérisé par ses coefficients de la série de Taylor, les impédances aux accès peuvent être choisies afin de minimiser les distorsions d'intermodulation.

Revenons à l'équation 3.68, et remplaçons $H_{D1}(\omega)$ par sa valeur. Pour une forte impédance de charge ($|G_{ds}Z_L(\omega)| \gg 1$), l'expression se simplifie de la façon suivante :

$$H_{D3}(\omega) = \frac{1}{Y_0'(\omega)} \left[3G_{m3} - G_{d3} \left(\frac{G_m}{G_{ds}} \right)^3 + 3G_{md2} \left(\frac{G_m}{G_{ds}} \right)^2 - 2G_{m2d} \left(\frac{G_m}{G_{ds}} \right) \right]$$

Avec :

$$Y_0'(\omega) = G_{ds} + j\omega C_{ds} \quad (3.71)$$

On s'en rend donc compte que l'intermodulation en sortie ne dépend plus que des coefficients de la source de courant. Ainsi, pour des valeurs élevées de l'impédance de charge, les niveaux d'intermodulation 3 s'annuleront pour des conditions de polarisation particulière : Cette condition tient compte des termes croisés de l'équation 3.59. Ceci peut se faire comme mentionné plus haut en se polarisant au point où $G_{m3} = 0$, ou bien

simplement en réduisant le rapport $\frac{G_m}{G_{ds}}$. De plus, même si en général la contribution de G_{m3} est toujours dominante, l'équation 3.71 montre qu'il est de signe opposé à G_{d3} et G_{m2d} , par conséquent, ces distorsions peuvent se combiner pour produire une certaine compensation des non-linéarités.

La figure 3.26 illustre la dépendance du produit d'intermodulation à l'impédance de charge au fondamental, en présentant une mesure load-pull effectuée sur un transistor PHEMTs de puissance de la filière UMS PPH25X à 4 GHz pour un point de polarisation fixe ($V_{ds} = 6V, I_{ds} = 108mA$). Les contours d'impédances sur l'abaque correspondent à un fonctionnement en puissance de sortie de $10dBm$. Pour ce niveau de puissance de sortie, on constate que le rapport C/I_3 peut varier de 41 à $59dBc$ suivant l'impédance de charge présentée; d'autre part, la valeur de l'impédance de charge modifie non seulement la valeur du C/I_3 mais également l'allure de la courbe du C/I_3 sur une gamme de puissance d'entrée donnée.

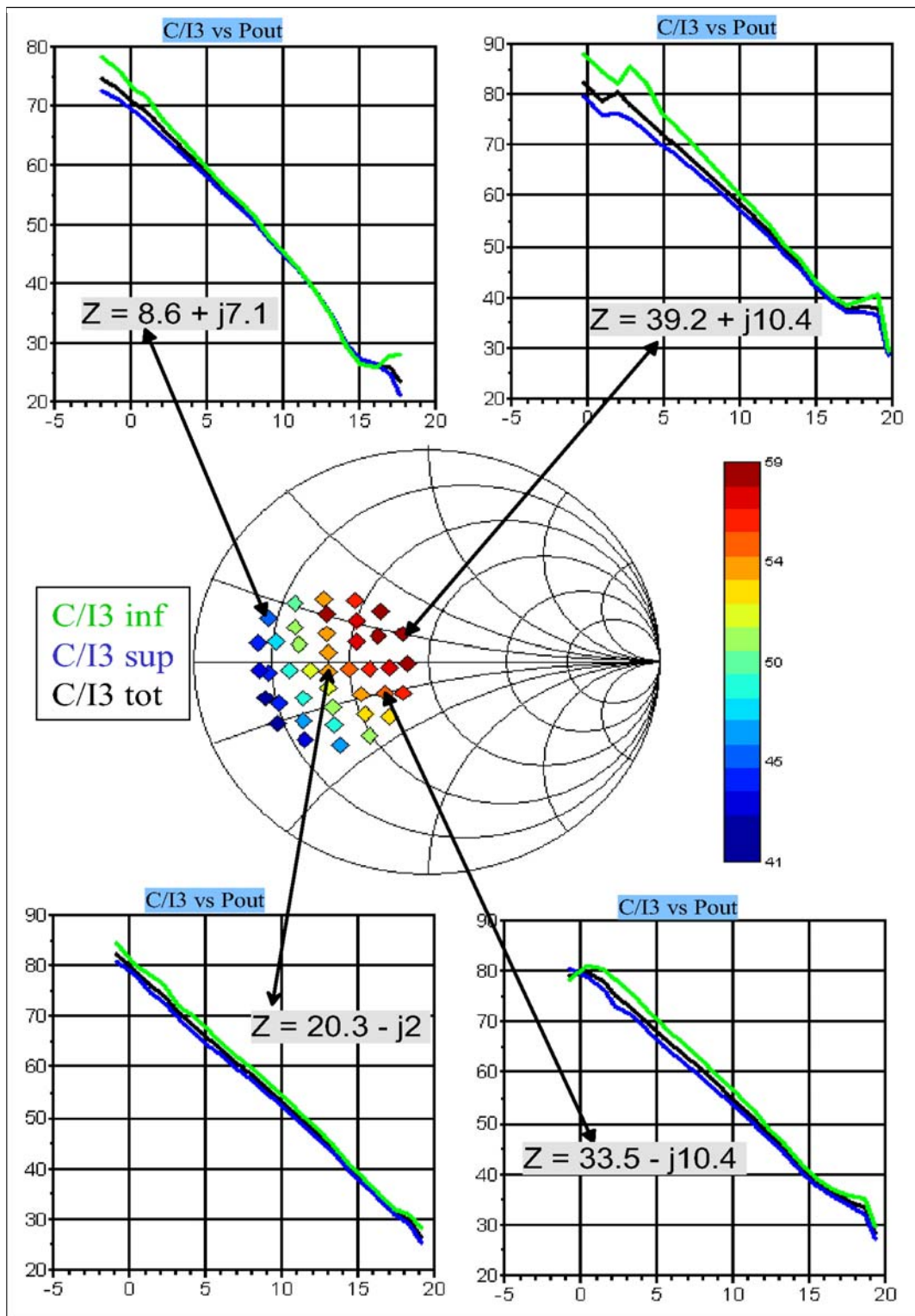


FIG. 3.26 – Influence de l'impédance de charge sur la linéarité : Mesure d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=4$ GHz)

3.5.2.2 Influence de l'impédance de source

D'après l'équation 3.51, le niveau des produits d'intermodulation d'ordre 3 est aussi dépendant de la terminaison à l'entrée. La plus grande contribution de l'impédance de source est déterminée par la première ligne de l'équation 3.51, qui fait intervenir, $C_{gs1}, C_{gs2}, C_{gs3}$, impliquant la non-linéarité capacitive. Afin de voir son influence sur les niveaux des produits d'intermodulation, nous avons réalisé une simulation des contours de C/I_3 d'un amplificateur HEMT à l'aide du modèle tabulaire validé plus haut ; dans un premier temps, nous avons placé une impédance de 50Ω sur la source, puis une impédance arbitraire de $30 + j \cdot 10\Omega$.

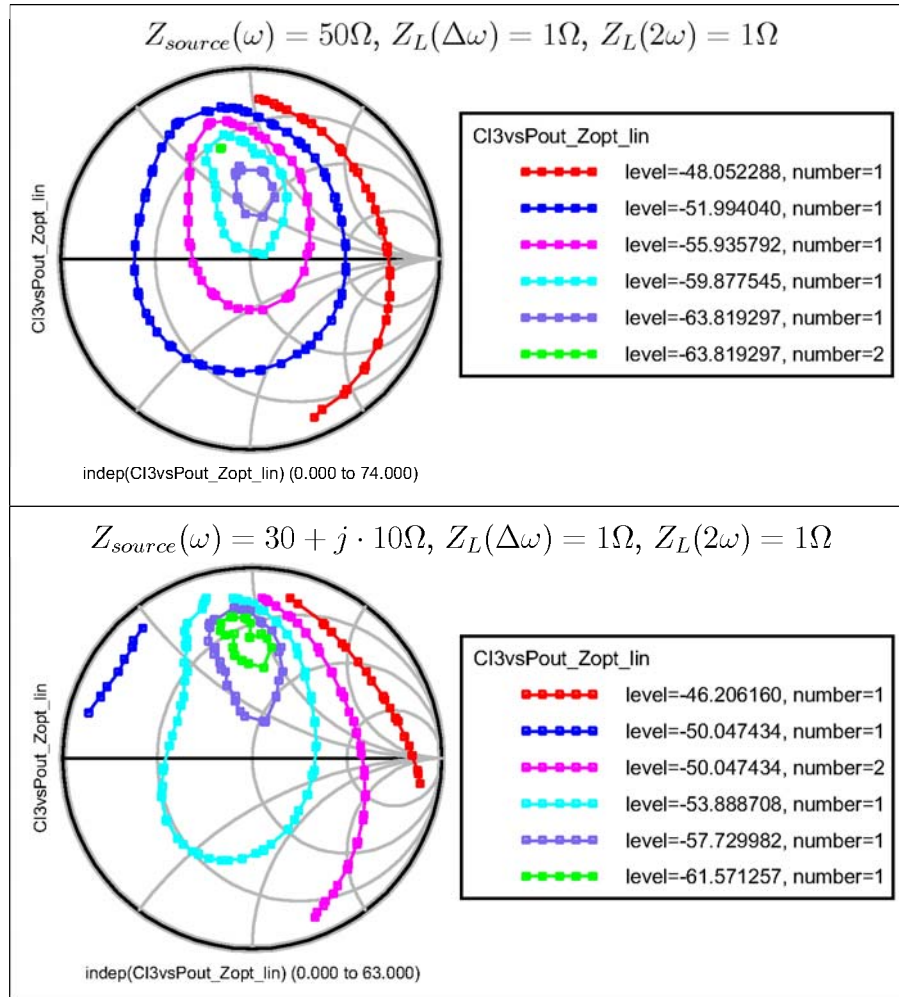


FIG. 3.27 – Influence de l'impédance de source sur la linéarité : Simulation d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f = 10MHz, F_0 = 4GHz$)

On remarque d'une part, que la zone d'impédance optimale en linéarité ne change pas, puis d'autre part, que les valeurs de $C/I3$ dans ces zones sont très proches. Ceci nous amène donc à conclure à une faible dépendance de l'impédance de source à la distorsion totale, à faible niveau. En effet, à faible niveau, on peut considérer que les fortes contributions de la source de courant à la distorsion absorbent les faibles contributions à l'intermodulation due à C_{gs} , rendant l'entrée peu dépendante de la distorsion totale.

Cette conclusion peut être étendue à l'impédance de source tant en bande de base qu'au second harmonique. Ceci est encore une conséquence de la faible contre-réaction interne même en présence de la non-linéarité de C_{gs} et aux fréquences micro-ondes.

3.5.2.3 Influence des impédances hors bande

A première vue, l'impédance de charge tant hors bande que dans la bande utile peut être utilisée pour minimiser la distorsion d'intermodulation d'ordre 3. Cependant, si on fonctionne à *très bas niveau*, les niveaux des signaux à $\omega_2 - \omega_1$ et 2ω sont tellement faibles que leurs contributions à la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 ne dépendra que très peu des terminaisons hors bande ($Z(\omega_2 - \omega_1)$ et $Z(2\omega)$).

Une analyse approfondie de l'équation 3.61 montre que ces composantes hors bande ont une amplitude proportionnelle aux coefficients d'ordre 2 (G_{m2} , G_{d2} , G_{md}), et par conséquent ont un niveau tellement faible qu'ils sont facilement absorbés par les produits du mélange direct d'ordre 3 (G_{m3} , G_{d3} , G_{m2d} , G_{md2}).

L'analyse de l'équation 3.51 montre que ceci est vérifié même en présence de la non-linéarité de C_{gs} . Par conséquent, le seul moyen qui semble possible pour que les terminaisons hors-bande influencent la distorsion d'ordre 3 à très bas niveau est de réduire fortement la contribution de G_{m3} dans la non-linéarité.

En reprenant l'équation 3.65 et en posant $G_{m3} = 0$, on remarque que la fonction de transfert $H_3(\omega_2, \omega_2, -\omega_1)$, ne dépend plus que des termes croisés et des impédances à $\omega_2 - \omega_1$, $\omega_2 + \omega_1$, $2\omega_1$ et $2\omega_2$. Dans ces cas, une prédiction précise des niveaux de produits d'intermodulation est très difficile car ils deviennent aussi dépendant de (G_{m2d} , G_{md2} et G_{d3}), lesquels coefficients sont très difficiles à extraire directement en mesure. Afin de voir l'influence de ces impédances sur la linéarité, nous avons fait une simulation load-

3.5. Optimisation de la linéarité des amplificateurs faible niveau en technologie HEMT

pull, en faisant varier les impédances de charge au fondamental et en observant l'effet de l'impédance de charge en bande de base et à l'harmonique 2, suivant que l'on place à ces fréquences un court-circuit ou un circuit ouvert.

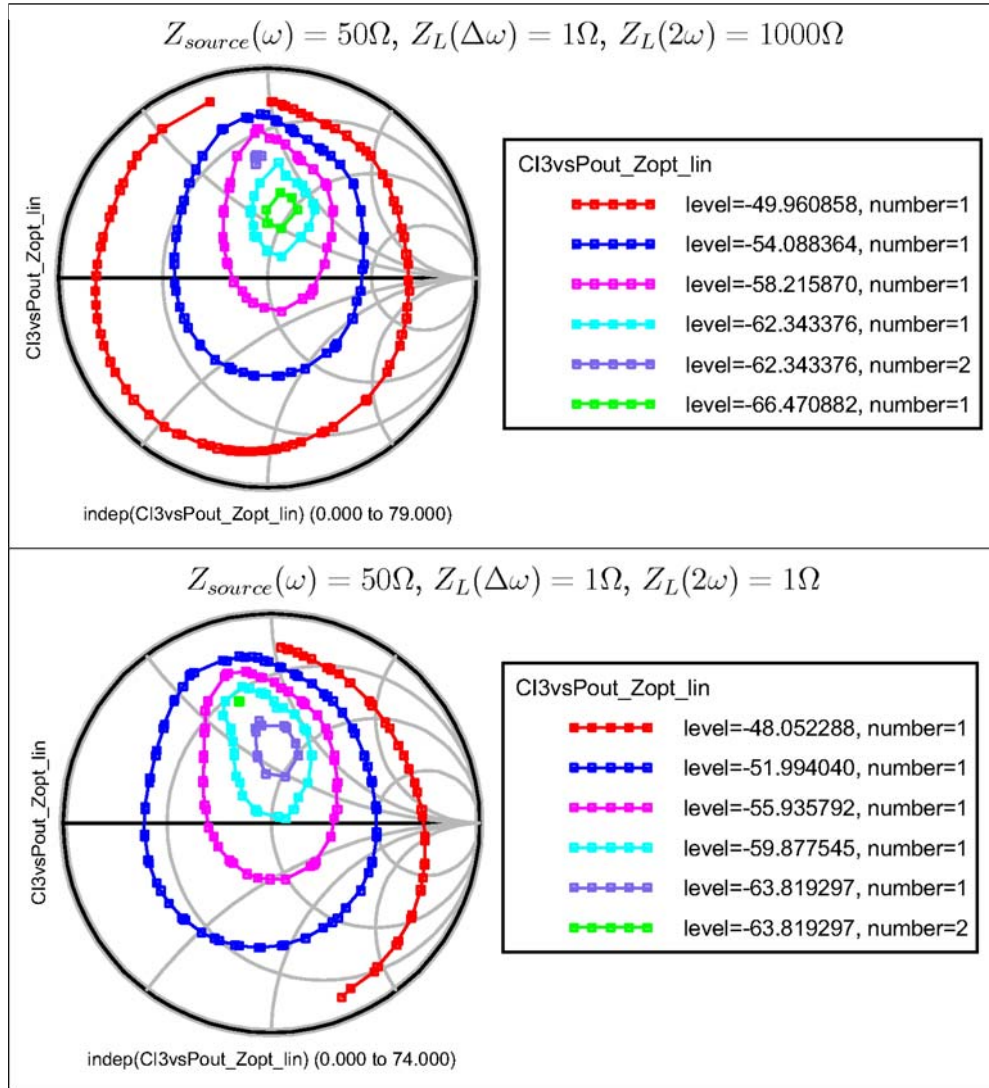


FIG. 3.28 – Influence de l'impédance de charge hors bande sur la linéarité : Simulation d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f = 10MHz$, $F_0 = 4GHz$)

Les résultats de simulations de la figure 3.28 montrent que même si on observe une variation de 2 à 3dB, le lieu d'impédances optimales pour la linéarité reste le même; on peut donc conclure qu'à bas niveau de puissance de fonctionnement, les impédances hors bande influent peu sur la linéarité. Cependant, pour des questions d'oscillation hors bande, ou d'effets mémoire électrique, il est préférable de présenter un court-circuit.

3.6 Phénomènes de compensation de non-linéarités

Les distorsions à fort niveau sont généralement déterminées par la transition de la zone saturée vers la zone ohmique dans les conditions de fonctionnement typique d'un amplificateur. La sélection des tensions de polarisation et des impédances de charge impliquera un profil de distorsion associé. Ainsi, dépendant du choix de la polarisation et de l'impédance de charge, différentes caractéristiques de distorsion peuvent être obtenues tant dans le régime bas niveau que fort niveau. Pour comprendre les allures des distorsions d'intermodulation, on peut regarder leur évolution le long du cycle de charge [36].

Considérons à nouveau le modèle simplifié d'un amplificateur avec i_{ds} comme principale non-linéarité décrite par l'équation (3.72).

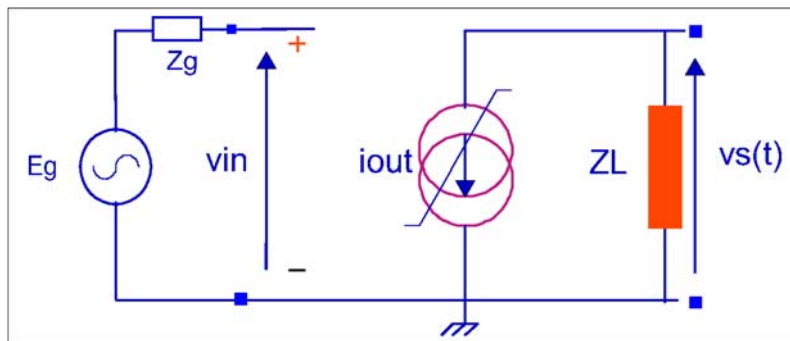


FIG. 3.29 – Modèle simplifié d'un amplificateur avec i_{ds} comme principale non-linéarité

$$i_{out}(V_{in}) = I_{ds,dc} + G_1 v_{in} + G_2 v_{in}^2 + G_3 v_{in}^3 \quad (3.72)$$

Les non-linéarités peuvent se caractériser par l'expansion ou la compression de gain, dépendant du signe de la dérivée d'ordre 3 du courant G_3 au point de fonctionnement choisi.

Les phases des courants de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 peuvent coïncider en phase ou en opposition de phase avec les composantes de la fondamentale. La relation entre les signes des coefficients G_3 et G_1 peut également déterminer l'allure des courants d'intermodulation.

Les faibles non-linéarités sont caractérisées par une expansion de gain (en classe C) ou une légère compression (classe A et AB), tandis que les fortes non-linéarités sont déterminées par la forte compression de gain. Par conséquent, dépendant du point de

polarisation et de l'impédance de charge, on peut avoir une très petite compression de gain à faible niveau, suivi par une forte compression comme c'est le cas en classe A ou AB légère, ou bien une légère expansion de gain suivie d'une forte compression comme c'est le cas en classe AB profonde ou classe C.

Chaque fois qu'une contribution à la non-linéarité change de signe, elle passe par une zone d'amplitude théoriquement nulle, par exemple un minimum de la puissance du produit d'intermodulation d'ordre 3 (dans une caractéristique PIM3 vs P_{in}).

Une expansion modérée du gain en classe C sera suivie par une forte compression, créant ainsi une annulation locale de la distorsion d'intermodulation, soit une augmentation locale du rapport C/I_3 ("point doux") dans la zone de transition du régime faible niveau vers le régime fort niveau, associé à une inversion de phase. Un fonctionnement proche de la classe C permettra d'obtenir un optimum de linéarité pour une puissance d'entrée plus élevée comme illustré à la figure 3.30a. En effet, le C/I_3 à $P_{in} = 2.5dBm$ est supérieur au C/I_3 à $P_{in} = -2.5dBm$. Cependant, ce comportement reste très localisé, comme le montre la figure 3.30.

Dans certains cas, à moyen niveau, on peut observer des phénomènes de compensation de non-linéarités dues aux contributions des termes du cinquième ordre, comme illustré à la figure 3.31. Dans cette zone, les produits d'intermodulation d'ordre 5 sont supérieurs ceux d'ordre 3. Ainsi, si on ne regarde que le C/I_3 , on peut croire à une apparente linéarité alors qu'il n'en est rien. Ce cas montre bien que la gestion des compensations des non-linéarités doit se faire avec précaution. Grâce à l'analyse que nous avons faite ci-dessus, il est aussi possible d'optimiser la linéarité à l'ordre 5, en choisissant de façon appropriée le point de polarisation. Pour illustrer ce fait, il suffit de comparer les courbes de la figure 3.31 avec celles de la figure 3.32, obtenues après optimisation du point de polarisation.

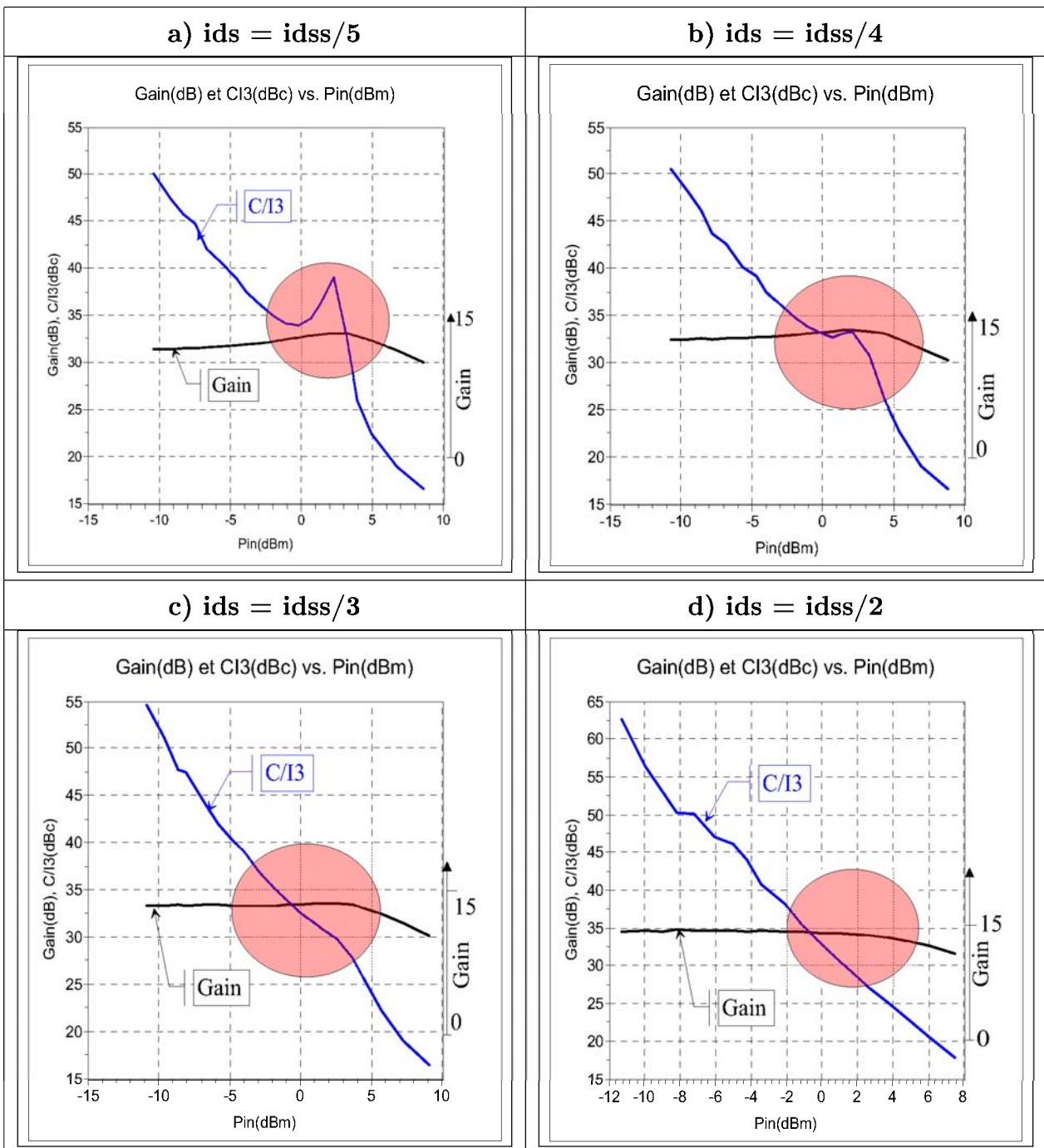


FIG. 3.30 – :

Intermodulation et Allure de gain : Mesures de C/I3 en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs courants ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=10$ GHz)

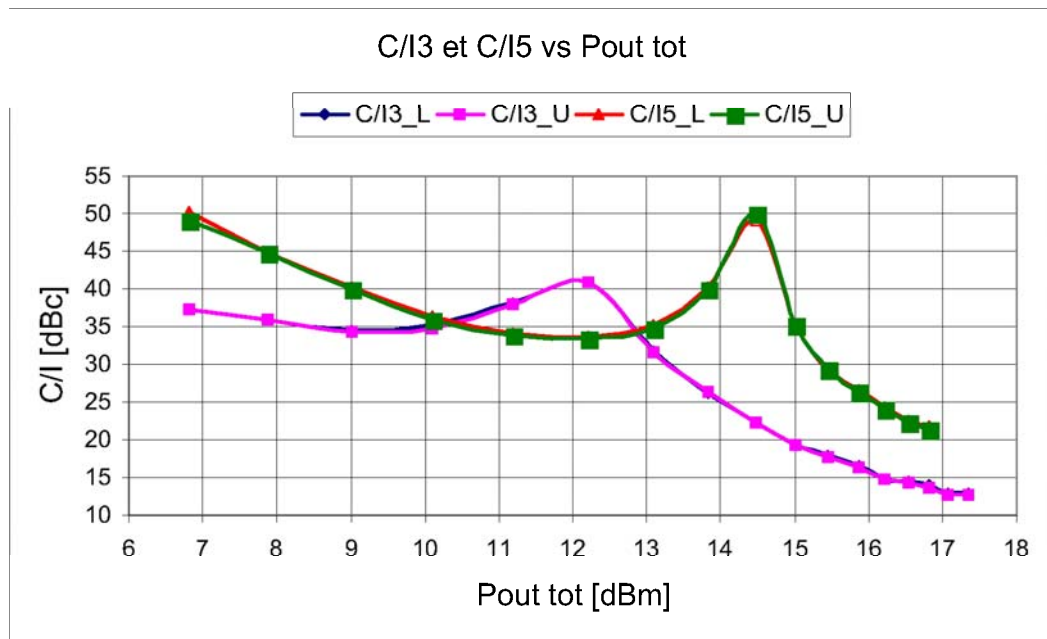


FIG. 3.31 – Effets du cinquième ordre sur le troisième ordre : Mesure d'un amplificateur PHEMT($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)

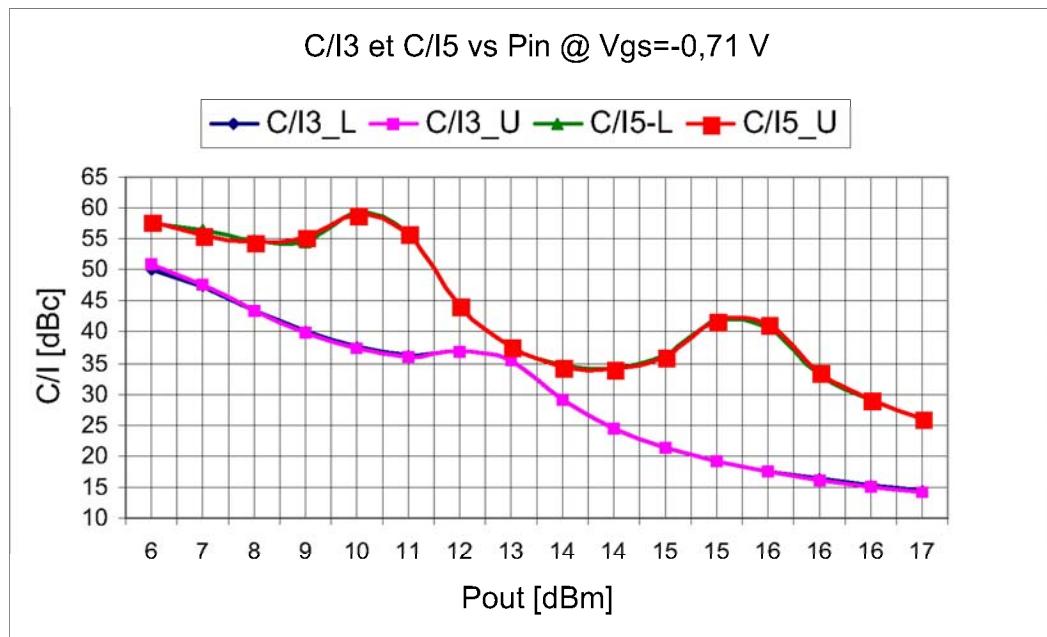


FIG. 3.32 – Courbes de C/I_3 et C/I_5 après optimisation de la polarisation : Mesure d'un amplificateur PHEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=11.7$ GHz)

3.7 Effets mémoire électrique dans les amplificateurs

Les effets mémoires électrique ou “mémoire BF” (Basse Fréquence) sont définis comme des effets non-linéaires dépendant de la bande passante du signal. Ils sont une cause première des limitations dans la conception des amplificateurs à très forte linéarité. Les effets mémoires causent une variation des niveaux des produits d’intermodulation en fonction de la bande passante du signal. Ils sont aussi la cause des asymétries entre les deux raies d’intermodulation d’ordre 3 situés de part et d’autre des fréquences utile. Un exemple de manifestation des effets mémoires par déséquilibre entre les raies d’intermodulations est illustrée à la figure 3.33.

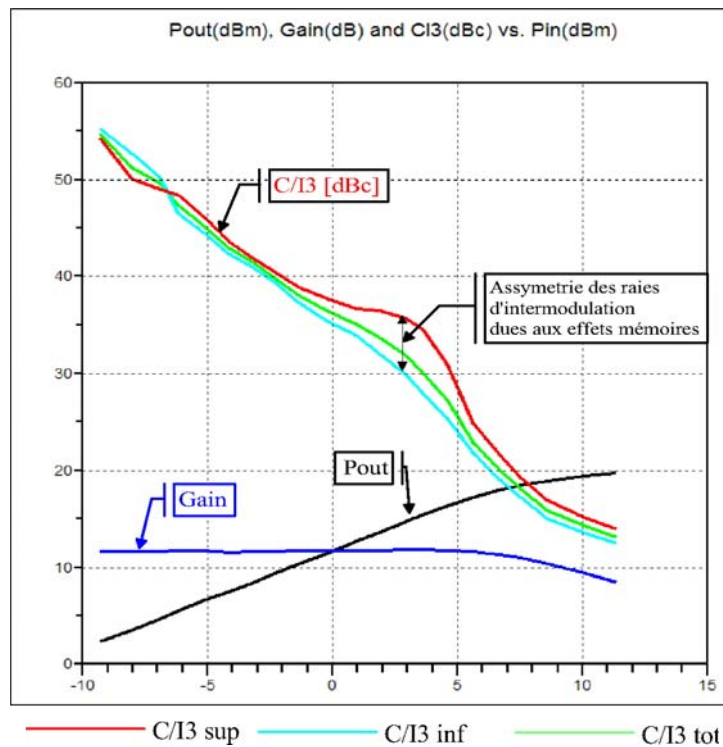


FIG. 3.33 – Manifestation des effets mémoires : Mesure d’un amplificateur PHEMT($\Delta f=10$ MHz, $F_0=12$ GHz)

Ce dernier cas est celui qu’on retrouve le plus souvent dans les amplificateurs RF. Comme illustré à la figure 3.34, il existe un lien direct entre les réseaux de polarisation, les impédances de charge au fondamental et aux harmoniques et les effets mémoires.

Lorsque deux raies aux pulsations ω_1 et ω_2 sont injectées à l’entrée du circuit non-

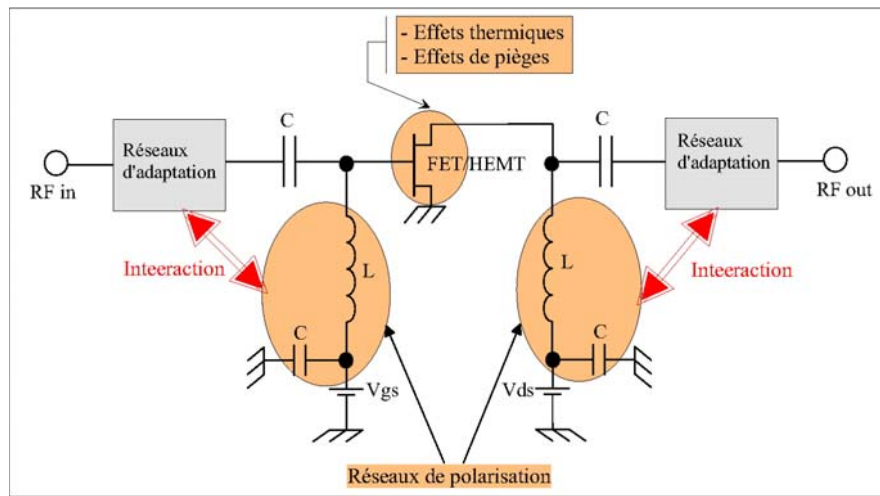


FIG. 3.34 – Sources des effets mémoires dans un amplificateur FET/PHEMT

linéaire, le phénomène d'intermodulation génère une raie à la fréquence $\omega_2 - \omega_1$, laquelle module le point de polarisation. La présence de l'énergie autour du DC est donc source d'effets mémoire qui se manifestent en général par une asymétrie ou une variation fréquentielle des raies d'intermodulation d'ordre 3.

Comme on peut le constater sur la figure 3.33, ces asymétries sont en général situées proche de la compression de gain, zone également favorable aux compensations de non-linéarités.

Les effets mémoires dépendent aussi de la polarisation du transistor. Pour illustrer cela, une mesure de C/I_3 a été effectuée sur un amplificateur HEMT à $12GHz$ en gardant un écart Δ_f fixe entre les porteuses, et en faisant varier le point de polarisation.

Il ressort de la figure 3.35, que si on garde Δ_f constant et qu'on fait varier les coefficients de g_{mx} et g_{dx} en changeant le point de polarisation, on atteint un maximum d'asymétrie dans les classes de fonctionnement à faible angle d'ouverture (classe AB profonde, classe B voire C), ceci démontre que le phénomène n'est pas masqué par les sources directes de distorsion du 3ème ordre. Par conséquent, un moyen d'éviter les effets mémoire électrique est de polariser en classe A ou AB légère, où l'angle de conduction est plus grand.

Comme l'a montré l'équation 3.61 développée plus haut, le niveau des produits d'intermodulation ne dépend pas seulement de l'impédance du drain proche de la fréquence de

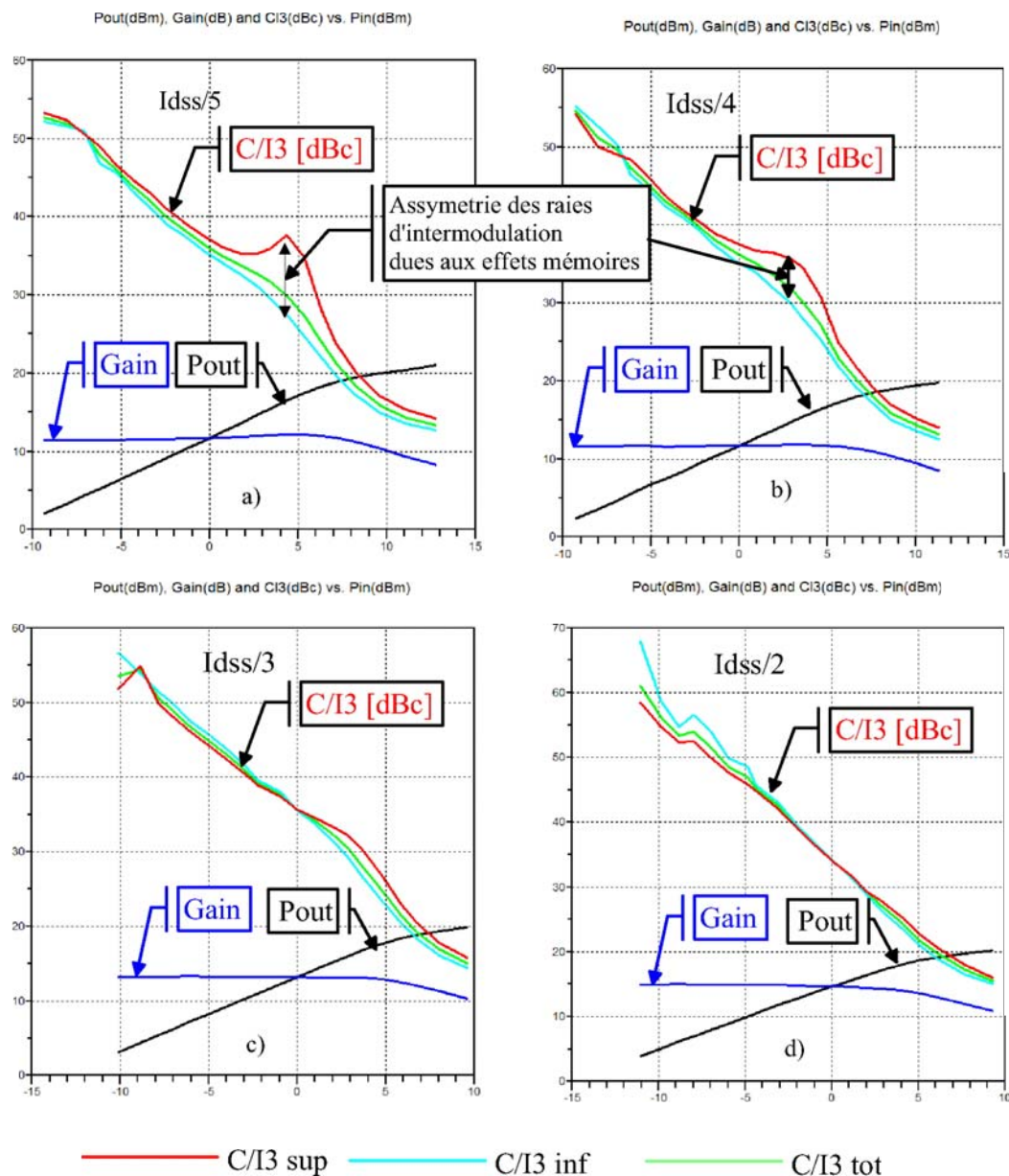


FIG. 3.35 – Dépendance des effets mémoire à la polarisation : mesure d’un amplificateur HEMT ($\Delta f=10$ MHz, $F_0=12$ GHz)

la porteuse, mais aussi de l’impédance de drain à la fréquence du deuxième harmonique, et de la différence de fréquence entre les deux porteuses (enveloppe). Les effets mémoire électrique deviennent plus importants lorsque la fréquence de battement entre les deux porteuses devient proche de la fréquence de résonance des circuits de polarisation [16].

Une analyse approfondie de l’équation 3.61 permet d’arriver aux conclusions suivantes :

- l'existence de l'asymétrie entre les raies d'intermodulation est due à la différence entre les parties réactives de l'impédance en bande de base ($\omega_2 - \omega_1$) et celle à la terminaison au second harmonique ($2\omega_1, 2\omega_2$),
- Si ces terminaisons sont purement résistives, il n'y aura pas d'asymétrie parce que $Z_L(\omega_2 - \omega_1) = Z_L(\omega_2 - \omega_1)^*$,
- Les parties imaginaires des terminaisons en bande de base et au second harmonique doivent être d'amplitude comparable. L'interaction entre les deux détermine l'asymétrie dans le circuit,
- Si le mélange direct du troisième ordre domine la distorsion alors il y a peu de chance que l'asymétrie soit visible ; Par conséquent, étant donné que G_{m2} et G_{m3} dépendent fortement du point de polarisation, l'intermodulation d'ordre 3 peut avoir une grande asymétrie dans les zones de compensation de non-linéarités,
- Comme l'a montré l'équation 3.71, si l'impédance de charge est très grande, alors l'intermodulation d'ordre 3 est dominé par les coefficients de la source de courant et il n'y aura pas d'asymétrie,
- Si l'impédance à Δ_f et $2\omega_2 - \omega_1$ présentent un court-circuit, alors il n'y aura pas d'asymétrie.

En conclusion, il existe des moyens de réduire l'influence de ces effets mémoire électriques sur la linéarité, en choisissant le bon point de polarisation et en concevant des circuits hors bande optima tel qu'ils présentent la plus faible impédance possible (proche du court-circuit) tant en bande de base qu'à l'harmonique 2.

3.8 Conclusion

Comme nous l'avons vu plus haut, les sources de distorsions d'intermodulations d'ordre 3 peuvent être attribuées à deux grands groupes. Le premier groupe dépend des produits de second degré des coefficients de la source de courant et le second groupe impliquant seulement les coefficients d'ordre 3.

Dans la plupart des conceptions d'amplificateur, les impédances à $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ et 2ω sont maintenues assez faibles dans le but d'éviter les oscillations hors bande, qui en général entraînent la dominance d'un des groupes des coefficients du troisième ordre sur les autres. En général, on peut négliger la contribution à la distorsion de la contre-réaction interne (celle impliquant la capacité C_{gd}), car elle est très faible par rapport aux autres sources de distorsion [2]. Ceci est particulièrement vrai tant pour $\omega_2 - \omega_1$ que pour 2ω et dans les conceptions basse fréquence.

De l'étude précédente, il ressort clairement que l'optimisation de la linéarité d'un amplificateur dans sa phase de conception peut se faire, soit en optimisant le point de polarisation de l'amplificateur, soit en optimisant son impédance de charge. Une combinaison de l'optimisation du point de polarisation et de l'impédance de charge permet d'atteindre une solution optimale.

Le choix de ces deux paramètres peut se faire en réalisant une mesure load-pull bi-fréquence et en représentant sur une abaque de smith les points ou contours d'impédances permettant d'atteindre les spécifications fixées. La figure 3.36 illustre un exemple de mesure load-pull réalisée sur un transistor de type HEMT. Pour une puissance de sortie fixe de 10 dBm, et une tension de drain de 6V, une variation de la tension de grille a été effectuée et les mesures de C/I_3 en fonction de l'impédance présentée en sortie ont été reportées sur l'abaque de smith.

Dans la phase de conception, il est important de pouvoir disposer d'un modèle fiable à faible niveau permettant de prédire de faibles distorsions d'intermodulation. La précision de ce modèle dépend non seulement de la méthode de caractérisation permettant d'accéder aux dérivées successives des composants non-linéaires, mais également de la fonction de description des non-linéarités. Le modèle tabulaire semble le mieux approprié pour cet

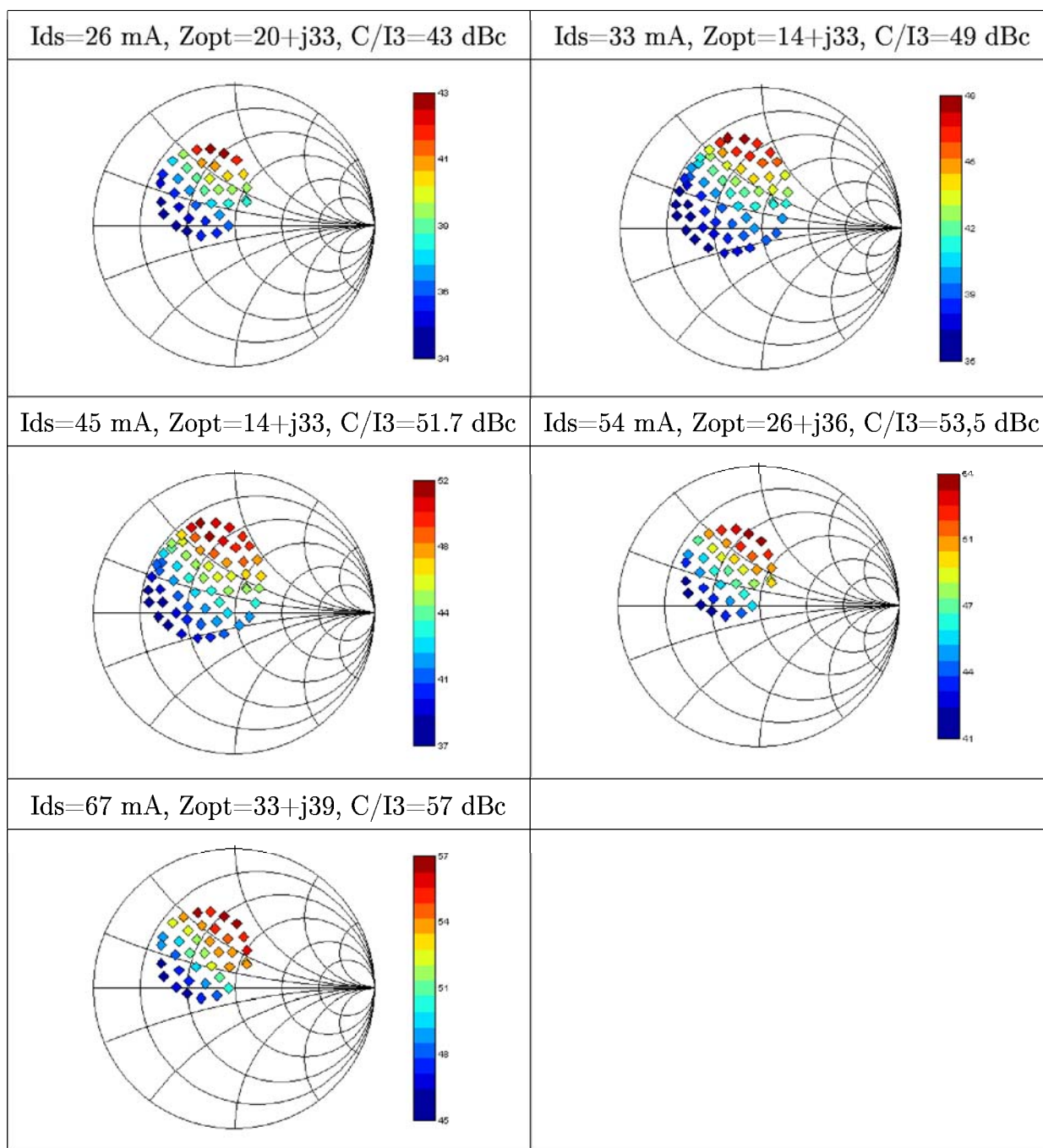


FIG. 3.36 – Influence de la polarisation et de l'impédance de charge sur la linéarité : Mesures d'un amplificateur PHEMT UMS PPH25X ($P_{out} = 10$ dBm $\Delta f=10$ MHz, $F_0=12$ GHz)

exercice mais reste tributaire de la précision de mesure afin d'éviter toute ondulation des polynômes ou bien d'être entaché du bruit de mesure.

Le chapitre 4 présentera une autre approche de conception permettant de contourner ce problème et de réaliser une conception efficace.

Bibliographie

- [1] Stephen A. Maas, *Non Linear Microwaves and RF circuits* , Artech House 2003.
- [2] Joel Vuolevi, *Analysis, Measurements and Cancellation of the Bandwidth and Amplitude dependance of Intermodulation Distorsion in RF Power Amplifier* , Oulu University Press 2001.
- [3] Steve C. Cripps, *RF Power 2005*, Microwave Journal, Avril 2005
- [4] Nicolas Legallou, *Modélisation par series de volterra dynamiques des phénomènes de mémoire nonlinéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2001.
- [5] Christophe Mazière , *Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2004.
- [6] Tony Gasseling , *Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO* , Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003
- [7] Stéphane Forestier , *Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 2003
- [8] S Forestier et al., *Effets des non-linéarités capacitives et de l'impédance de charge sur la linéarité d'un transistor PHEMT*, JNM, mai 2003.
- [9] Juan-Mari Collantes, *Modelisation des transistors MOSFETs pour les applications RF de puissance*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, 1996
- [10] Jean Pierre Teyssier, *Carractérisation en impulsion des transistors microondes : Application à la modélisation non-linéaire pour la CAO des circuits*, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, Janvier 1994

- [11] J. Obregon, R. Soares et J. Graffeuil, *Application des transistors à effet de champs en Arséniure de Gallium*, Eyrolles 1984.
- [12] E. Brdrosian and Stephen O. Rice *The Output Properties of Volterra Systems(Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs*, IEEE, Vol.59, No.12, December 1971.
- [13] J. Bussang, L. Ehrman, J. Graham *Analysis of Nonlinear Systems with multiple Inputs*, IEEE, Vol.62, No.8, August 1974
- [14] Carvalho, N. B. and J. C. Pedro, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*, Artech House 2003.
- [15] J.C. Pedro, J. Perez, *Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distorsion Using a New Drain to Source Current Model*, IEEE Trans. on MTT, Vol.42, No.42, January 1994.
- [16] James Brinkhoff and Anthony E. Parker, *Device Dispersion and intermodulation in HEMTs* , Departement of Electronis, Macqurie Univerisyty, Sydney.
- [17] James Brinkhoff and Anthony E. Parker, *Effects of baseband impedance on FET intermodulation*, IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques, Vol. 51,pp.588-592, Fevrier 2003
- [18] Anthony E. Parker and Guoli Qu, *Intermodulation nulling in HEMTs common source amplifier*, Dep. of Electronics, Macquarie University, Sydney Australia IEEE 2001.
- [19] Guoli Qu and Anthony E. Parker , *Analysis of intermodulation nulling in HEMTs* , Dep. of Electronics, Macquarie University, Sydney Australia,IEEE 1997.
- [20] Sébastien Dardenne, Claude Duvanaud, Francis Huin, Frédéric Robin, Jean-Marie Paillot, Rachid Allam, *Cancellation of third intermodulation currents in a two-stages amplifier topology*, *IEEE IMS Radio Frequency*, Integrated Circuit Symposium, Philadelphi, USA, 2003
- [21] Guoli Qu and Anthony E. Parker , *Intermodulation Cancellation in HEMTs* , Dep. of Electronics, Macquarie University, Sydney Australia,IEEE 1998.
- [22] Guoli Qu and Anthony E. Parker , *Modelling intermodulation distorsion in MESFET's and HEMT's* , 14th Australian Microelectronics conf., Sept 1997, pp70-75.
- [23] Guoli Qu, *Characterising Intermodulation in High Electron Mobility Transistors*, PhD thesis, Maquarie University, Australia, 1998.

-
- [24] Peter B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*, Artech House 2000.
- [25] G. Qu and A. E. Parker, *Modeling Intermodulation distortion in MESFET/HEMTs*, The proceeding of the 14th Australian Microelectronics Conference, pp. 70 - 75, October 1997, Melbourne, Australia.
- [26] Garcia, J. A., et al., *Characterizing the gate-to-source nonlinear capacitor role on GaAs FET IMD performance*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Tech, Vol 46, NO. 12, 1998, pp.2344-2355.
- [27] Carvalho, N. B. and J. C. Pedro, *A comprehensive Explanation of Distorsion sideband Asymmetries*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Tech, Vol 50, NO. 9, 2002, pp.2090-2101.
- [28] Carvalho, N. B. and J. C. Pedro, *Two Tone IMD Asymetrie in Microwave Power Amplifier*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Tech, 2000.
- [29] Paolo Colantonio, Franco Gianini, Ernesto Limiti, Antonio Nanni, *Investigation of IMD Asymetrie in Microwave FETs via Volterra Series*, 13th GaAs Symposium - Paris 2005.
- [30] S. A. Maas, D. Neilson, *Modeling MESFETs for Intermodulation Analysis of Mixer and Amplifiers*, IEEE Trans. Microwave Theory tech., Vol. MTT-38, 1990.
- [31] S. A. Maas, D. Neilson, *Modeling GaAs MESFETs for Intermodulation Analysis*, Microwave J., may, 1991.
- [32] Crossmun, A. M., and S. Maas, *Minimization of Intermodulation distortion in GaAs MES-FET small signal amplifiers*, IEEE Trans. on MTT, Vol.37, No.9, 1989, pp 1411-1417.
- [33] Ho, D. Burges, *Pratical design of 2.4 GHz low intermodulation distortion GaAs FET Amplifiers with flat gain response and low noise figure*, microwave journal, vol.26, No. 2, 1983, pp. 91 - 104.
- [34] J.C. Pedro, J. Perez, *Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distorsion Using a New Drain to Source Current Model*, IEEE Trans. on MTT, Vol.42, No.42, January 1994.
- [35] C. Fager, J. C. Pedro, N. B. Carvalho and H. Zirath *Prediction of IMD in LDMOS transistor using a new large-signal model*, IEEE Transaction on MTT, vol.50, pp. 2834 - 42, Dec. 2002.
- [36] J. C. Pedro, N. B. Carvalho *Large- and small-signal IMD Behavior of microwaves power amplifiers*, IEEE Transaction on MTT, vol.47, pp. 2364 - 74, Dec. 1999.

Chapitre 4

Etude et conception d'un amplificateur faible niveau à haute linéarité

Sommaire

4.1	Introduction	161
4.2	Méthodologie de conception	162
4.2.1	Approche par simulation non-linéaire bi-porteuse	163
4.2.2	Approche de type load-pull bi-porteuse	164
4.3	Conception de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C	176
4.3.1	Définitions, spécifications et contraintes de l'étude	176
4.3.2	Topologie, Tailles et points de polarisation des transistors	178
4.3.3	Choix et synthèse des impédances de sortie	179
4.3.4	Principales performances	183
4.4	Conclusion	194

4.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous proposerons une méthodologie de conception d'amplificateurs faible niveau à haute linéarité, puis nous appliquerons cette méthodologie à la conception d'un amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C en technologie MMIC pour applications spatiales. Cet amplificateur sera utilisé en sortie du récepteur satellite, comme illustré à la figure suivante :

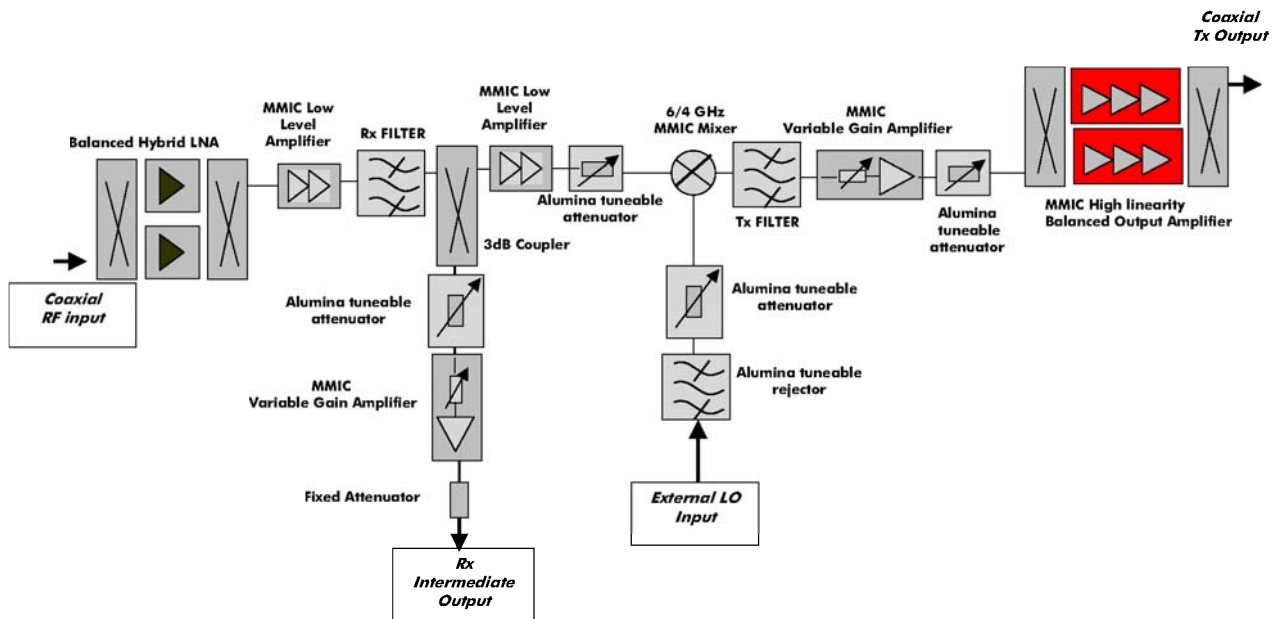


FIG. 4.1 – Schéma de principe du récepteur bande C

De façon générale, cet amplificateur devra posséder un fort gain, associé à une forte linéarité sous contrainte d'une faible consommation.

Dans le chapitre 3, nous avons vu que les distorsions d'intermodulation dans un amplificateur sont directement contrôlées par les non-linéarités intrinsèques du transistor. Cela est vrai tant à fort niveau qu'à faible niveau. Ainsi, même si les méthodes de conception des amplificateurs de puissance ou faible bruit sont bien établies, elles ne sont pas toujours suffisantes pour satisfaire les contraintes en linéarité qui se font de plus en plus sévères dans les équipements satellites. D'autre part, même si des modèles non-linéaires de transistor répondent aujourd'hui aux besoins de simulation des amplificateurs de puissance ou faible bruit, les modèles non-linéaires pour la représentation des faibles non-linéarités n'en

sont encore qu'à leurs débuts. Dans la suite nous proposons une méthodologie permettant de contourner ce problème.

Afin de tirer profit au mieux des performances du récepteur satellite, le dimensionnement de l'amplificateur de sortie doit se faire suivant les besoins de l'utilisation finale. En sortie des récepteurs satellite, les niveaux de puissance sont relativement faible. Cependant pour satisfaire aux fortes contraintes de linéarité, on utilise habituellement en sortie de ces récepteurs des amplificateurs de puissance, optimisé en puissance à 1 dB de compression de gain, puis le fonctionnement se fait à fort recul. Il s'en suit, une forte consommation et des températures de jonctions élevées. L'amplificateur que nous nous proposons de concevoir dans la suite, sera optimisé pour son fonctionnement final. L'objectif ne sera pas d'optimiser la puissance à 1dB de compression de gain, mais visera l'optimisation de la linéarité pour un niveau de puissance de fonctionnement donné.

Après une description de la méthodologie de conception, nous présenterons les différentes étapes de la conception, puis les différentes analyses effectuées ainsi que les résultats obtenus.

4.2 Méthodologie de conception

Dans son utilisation finale, les niveaux de puissance adressés à l'amplificateur seront faible. Il ne sera donc pas nécessaire d'optimiser l'amplificateur pour un fonctionnement en puissance à 1dB de compression de gain, comme c'est le cas classiquement. De plus, les modèles à disposition sont en général adaptés à la prédiction des fortes non-linéarités en compression. Le comportement en zone quasi-linéaire et la prise en compte des faibles non-linéarités ne sont pas précisément adressés par les modèles "classiques". C'est pourquoi nous proposons une méthode de synthèse d'amplificateur haute linéarité basée sur le schéma suivant et illustré à la figure 4.2.

1. Conception et optimisation par une approche de type load-pull bi-porteuse s'appuyant sur une synthèse linéaire optimal en terme de linéarité (ne nécessitant pas de modèle non-linéaire de transistor et permettant une optimisation efficace),
2. Estimation des performances en terme de linéarité à travers des simulations non-

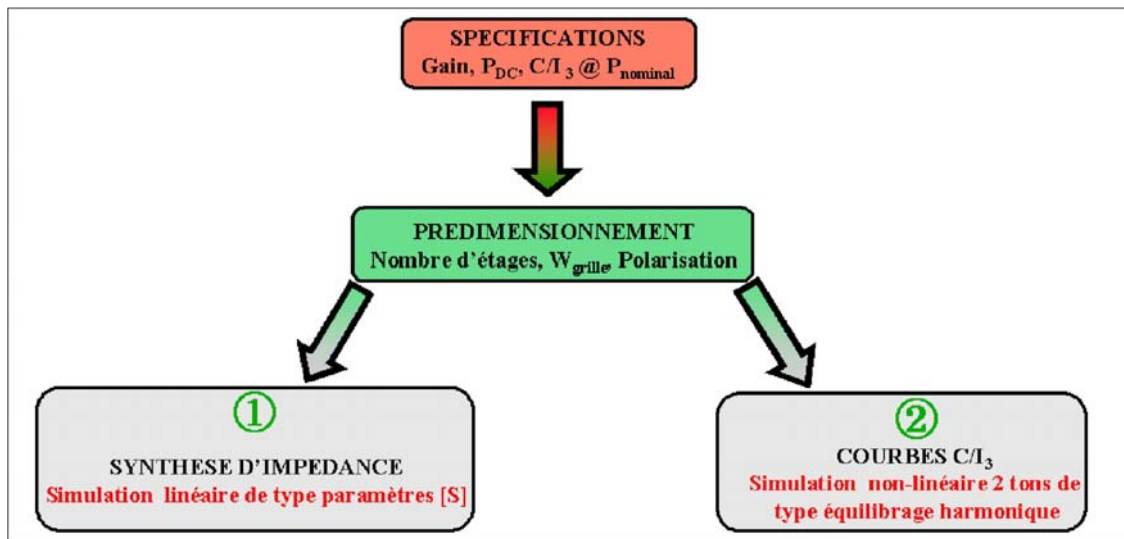


FIG. 4.2 – Stratégie de conception de l’amplificateur bas niveau

linéaires CW et (ou) bi-porteuse (utilisation de modèles comportementaux ou développement de modèles adaptés)

Nous décrivons plus en détail la démarche dans la partie suivante au travers des différentes étapes.

4.2.1 Approche par simulation non-linéaire bi-porteuse

Cette approche consiste à évaluer les performances en linéarité lors de simulations directes du circuit en “équilibrage harmonique” bi-porteuse. Pour que ces simulations soient possibles, il est important de disposer d’un modèle non-linéaire extrêmement précis pour l’obtention de résultats fiables du calcul des niveaux puissances des raies d’intermodulation, allant du régime faible signal à la zone de compression du transistor.

Comme mentionné plus haut, les modèles analytiques couramment utilisés chez TAS pour la conception des amplificateurs de puissance permettent d’évaluer correctement la linéarité à fort niveau. Malheureusement ces modèles ne sont pas du tout précis pour le calcul de l’intermodulation à faible niveau.

D’autre part, une conception mettant en oeuvre des simulations de type bi-porteuse (optimisation de la linéarité) est une analyse coûteuse et rédhibitoire en terme de temps de calcul. Nous choisirons donc dans un premier temps, une approche de conception

par paramètres S, puis nous effectuerons une simulation bi-porteuse afin de constater les résultats obtenus en linéarité.

4.2.2 Approche de type load-pull bi-porteuse

4.2.2.1 Principe de l'approche de type load-pull bi-porteuse

L'approche de type load-pull bi-porteuse s'appuie sur la synthèse de réseaux d'adaptation permettant de présenter les impédances optimales au transistor pour sa performance en linéarité (C/I_3). Ces impédances, déterminées à partir d'une campagne de mesure de type load-pull, sont optimales dans la gamme de puissance que devra fournir le transistor dans le cadre du récepteur (soit très en recul par rapport à la puissance de saturation). La figure 4.3 montre le principe de mesure load-pull permettant de choisir les impédances optimales en linéarité.

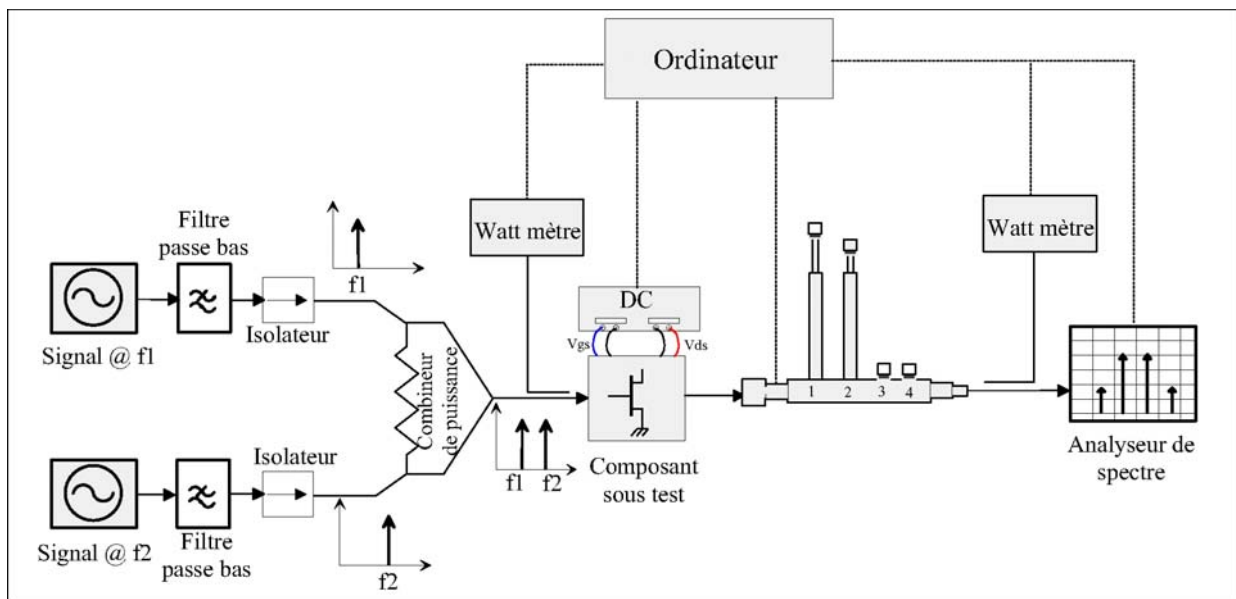


FIG. 4.3 – Principe de mesure load-pull bi-porteuse

L'objectif de cette approche est de déterminer, pour un transistor donné, un jeu de paramètres de fonctionnement qui permette d'obtenir un C/I_3 maximum pour une puissance de sortie et une bande de fréquence données. Les paramètres à optimiser sont : le point de polarisation et l'impédance de charge dans la bande considérée.

L'originalité de cette approche consiste en ce que, contrairement à l'optimisation de la puissance de sortie ou du rendement en puissance ajouté des amplificateurs de puissance, réalisée par mesures load-pull mono-porteuse à fort niveau, le load-pull est réalisé avec un signal bi-porteuse à bas niveau et selon une mesure directe de la valeur du C/I_3 à maximiser.

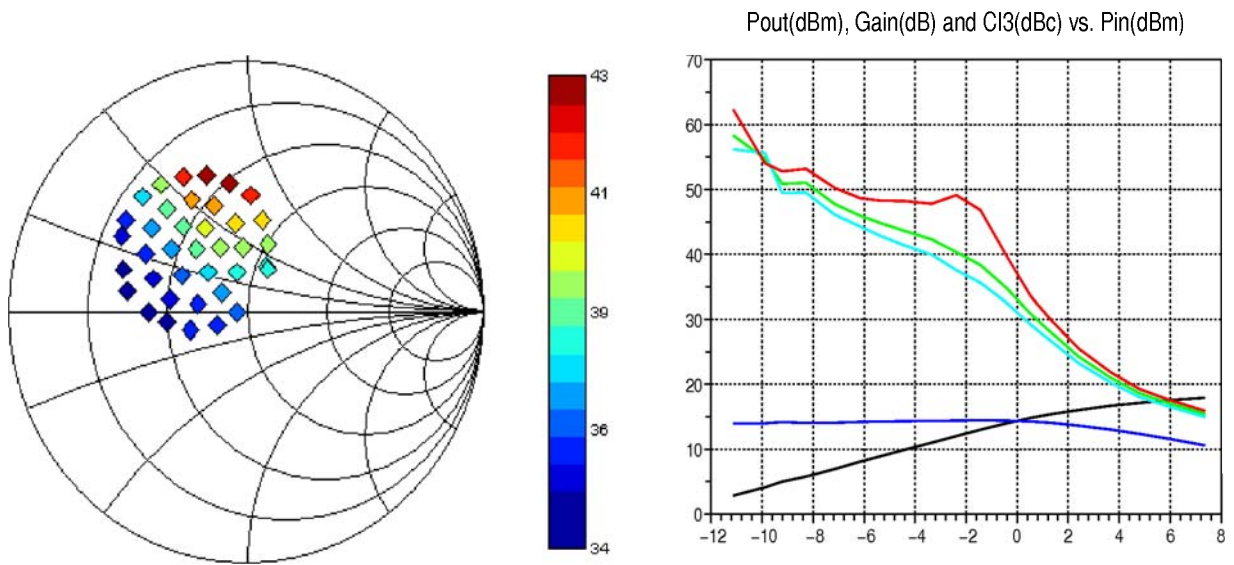
L'avantage de l'approche load-pull bi-porteuse est, d'une part de ne nécessiter qu'une simulation linéaire pour la synthèse du circuit d'adaptation optimal en terme de linéarité et d'autre part de contourner les limitations des modèles non-linéaires pour la prédiction du C/I_3 à faible niveau.

Les niveaux de C/I_3 visés dans le cadre de l'étude seront supérieurs à $60dBc$, pour la bande C , $50dBc$ pour les bandes Ku et Ka posant des problèmes de dynamique de mesure.

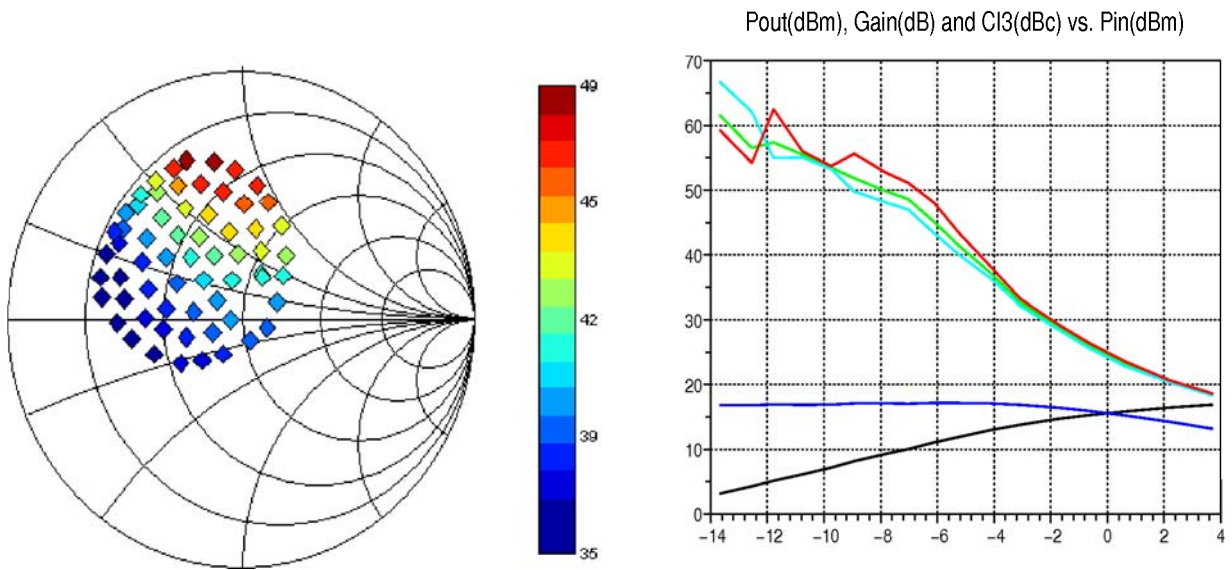
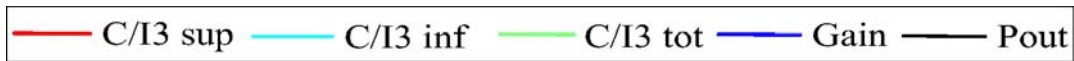
4.2.2.2 Exploitation des résultats de mesures load-pull bi-porteuse

L'optimisation du point de polarisation peut se faire en répétant la procédure par mesure load-pull pour chaque point de polarisation et en observant l'évolution de l'impédance de charge optimale dans la zone de fonctionnement.

La campagne de mesure, fournit un ensemble de fichiers permettant de faire la correspondance entre les impédances présentées au transistor, les niveaux de puissance de sortie et le C/I_3 associés. Les fichiers de mesures sont enregistrées sous format ".cst". exploitable à l'aide du logiciel "Scilab". Des scripts rédigés sous "Scilab" nous permettent, pour chaque impédance donnée de connaître l'allure du gain, de la puissance de sortie et le C/I_3 correspondant. Inversement le script permet également de balayer tous les fichiers de mesure et de fournir l'impédance optimale en linéarité pour une puissance de sortie donnée. La figure suivante présente des exemples de courbes obtenues. A gauche sont représentés sur l'abaque de Smith les contours/points d'impédances mesurés avec l'échelle des valeurs de C/I_3 correspondant puis à droite, les courbes de puissance, de gain et de C/I_3 correspondant à l'impédance optimale en linéarité trouvée sur l'abaque.

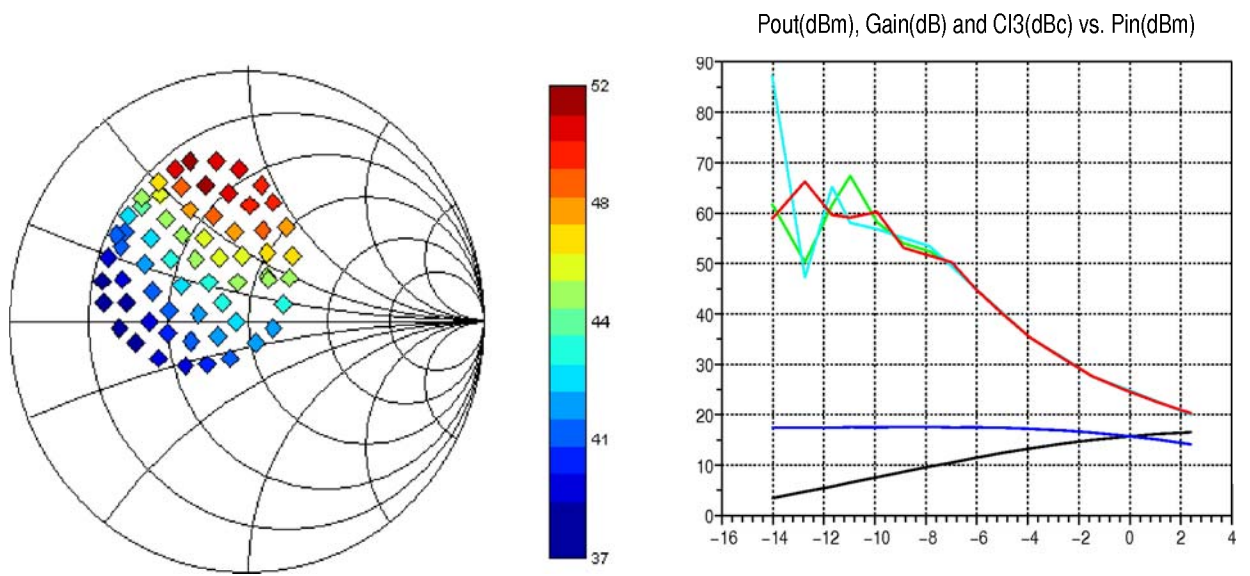


(a) $I_{dss}/5 = 26mA$, $Z_{opt} = 20.4 + j33$, $C/I_{3-min} = 43.5dBc$

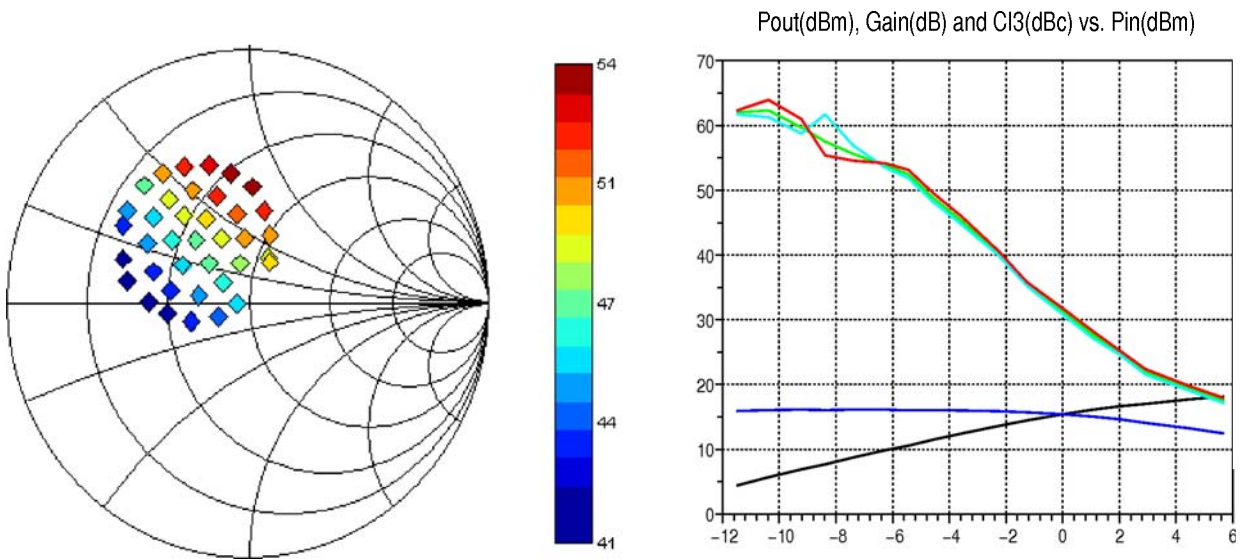
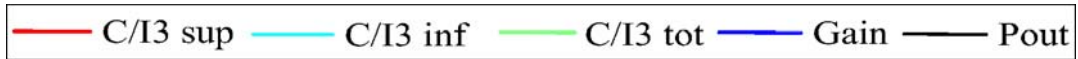


(b) $I_{dss}/4 = 33mA$, $Z_{opt} = 14 + j33$, $C/I_{3-min} = 47dBc$



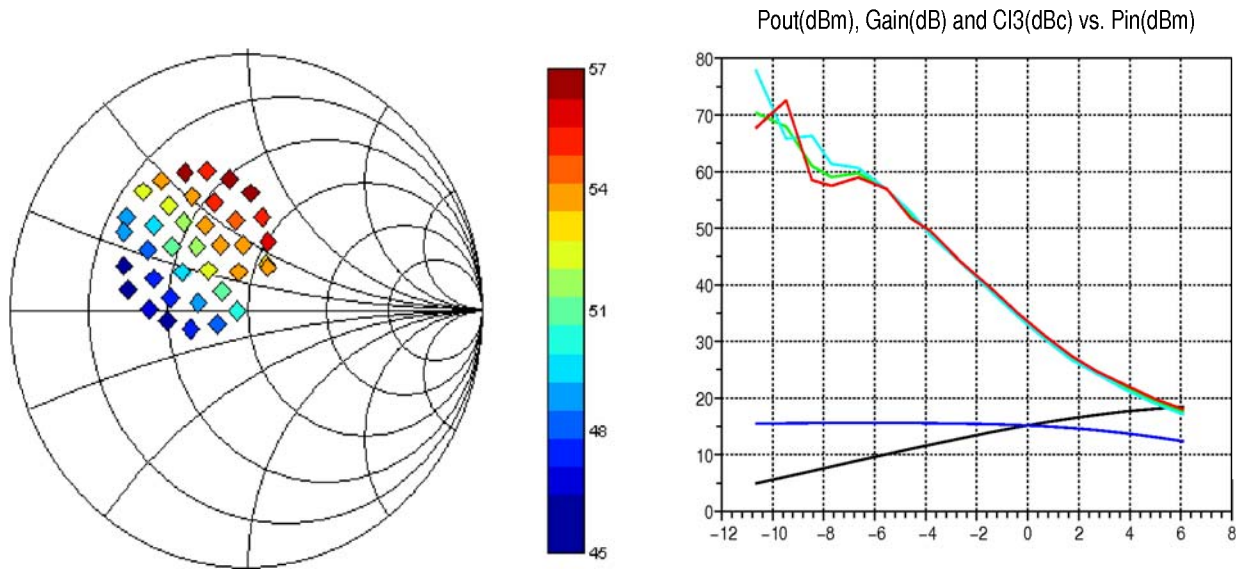


(c) $I_{dss}/3 = 45mA$, $Z_{opt} = 14 + j33$, $C/I_{3-min} = 52.4dBc$



(d) $I_{dss}/2.5 = 54mA$, $Z_{opt} = 26 + j36$, $C/I_{3-min} = 53dBc$





$$(e) I_{dss}/2 = 67mA, Z_{opt} = 34 + j39, C/I_{3-min} = 57dBc$$



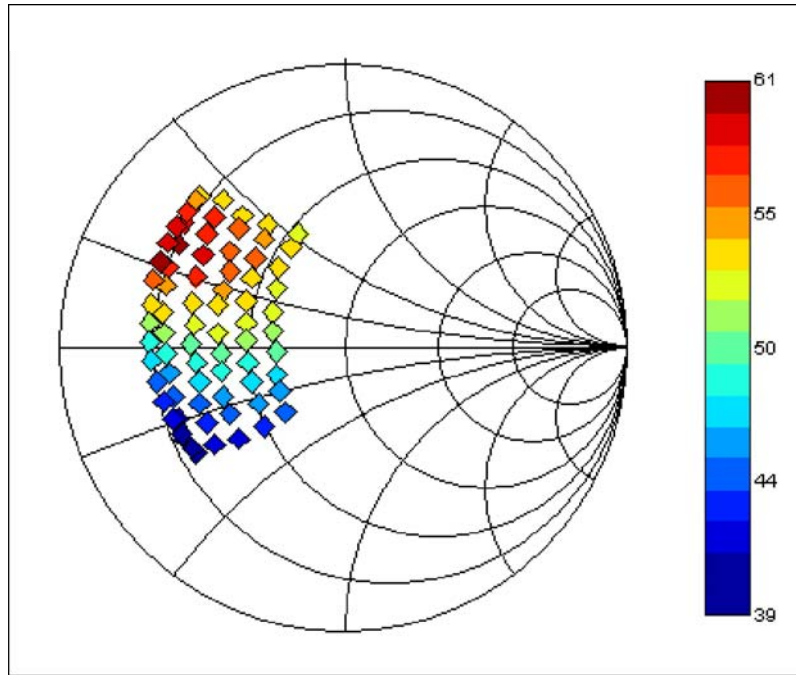
FIG. 4.4 – Exemple de résultats obtenues par mesure load-pull bi-porteuse :

Transistor PPH25X 10x50 μ m, $F_0 = 11GHz$, $\Delta_f = 10MHz$, $P_{out} = 10dBm/porteuse$

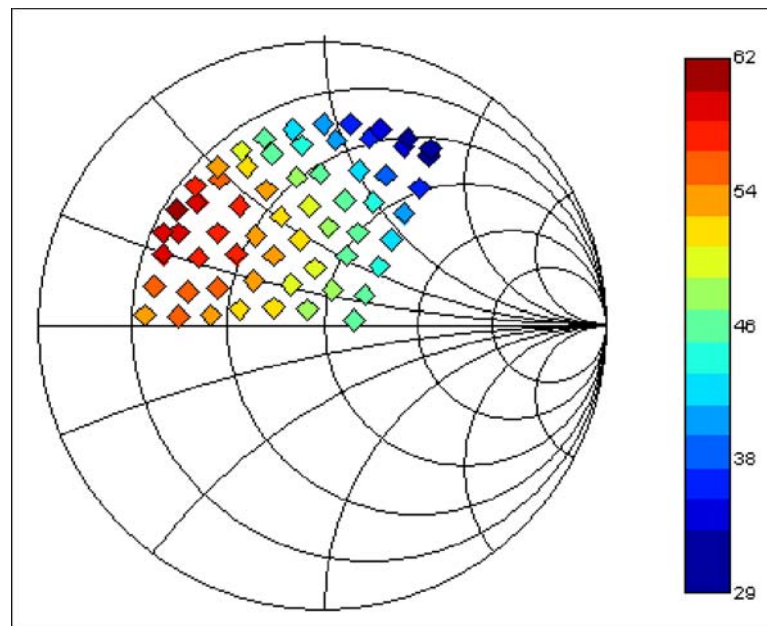
On peut remarquer sur ces graphes que le lieux des optima d'impédance de charge ne varie pas beaucoup en fonction de la classe de fonctionnement. On peut également voir apparaître une asymétrie exacerbée entre le C/I_3 inférieur et supérieur, en polarisation proche de la classe B ($I_{dss}/5$). En effet, ceci montre que proche de la zone où la dérivée d'ordre 3 du courant est nulle, la distorsion d'intermodulation est d'avantage déterminée par les impédances de charge, au fondamental aux harmoniques et en bande de base. l'interaction entre ces impédance peut être source d'asymétrie.

4.2.2.3 Etude de la dispersion dans la bande

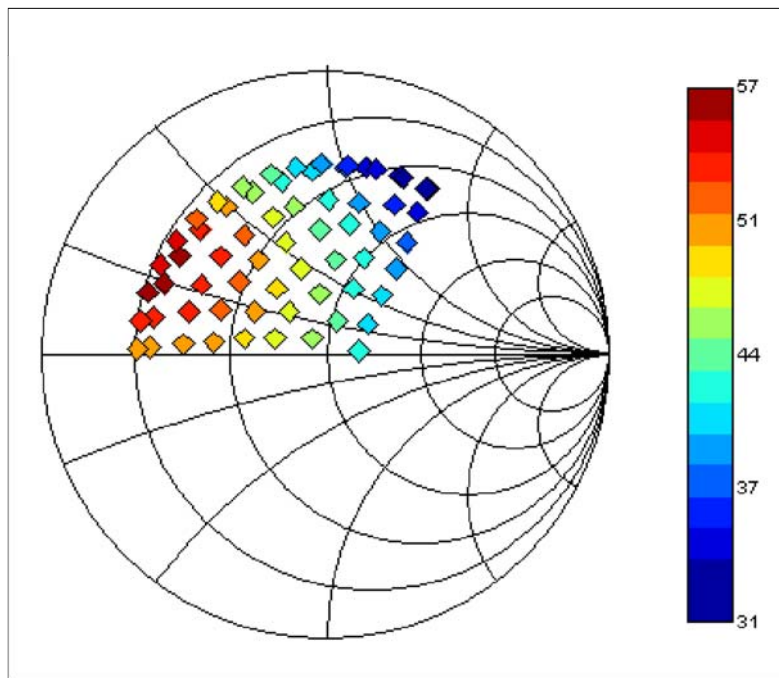
Afin de vérifier que le lieux d'impédance varie peu dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur, nous avons effectué des mesures load-pull à iso puissance de sortie, pour trois fréquences fondamentales dans la bande Ku, soit, 10.7GHz, 11.7GHz, 12.7GHz. Les résultats de mesures dont présentés ci-dessous.



(a) $F_0 = 10.7\text{GHz}$, $Z_{opt} = 10 + j14$, $C/I_3 = 61\text{dBc}$



(b) $F_0 = 11.7\text{GHz}$, $Z_{opt} = 11.7 + j16$, $C/I_3 = 62.3\text{dBc}$

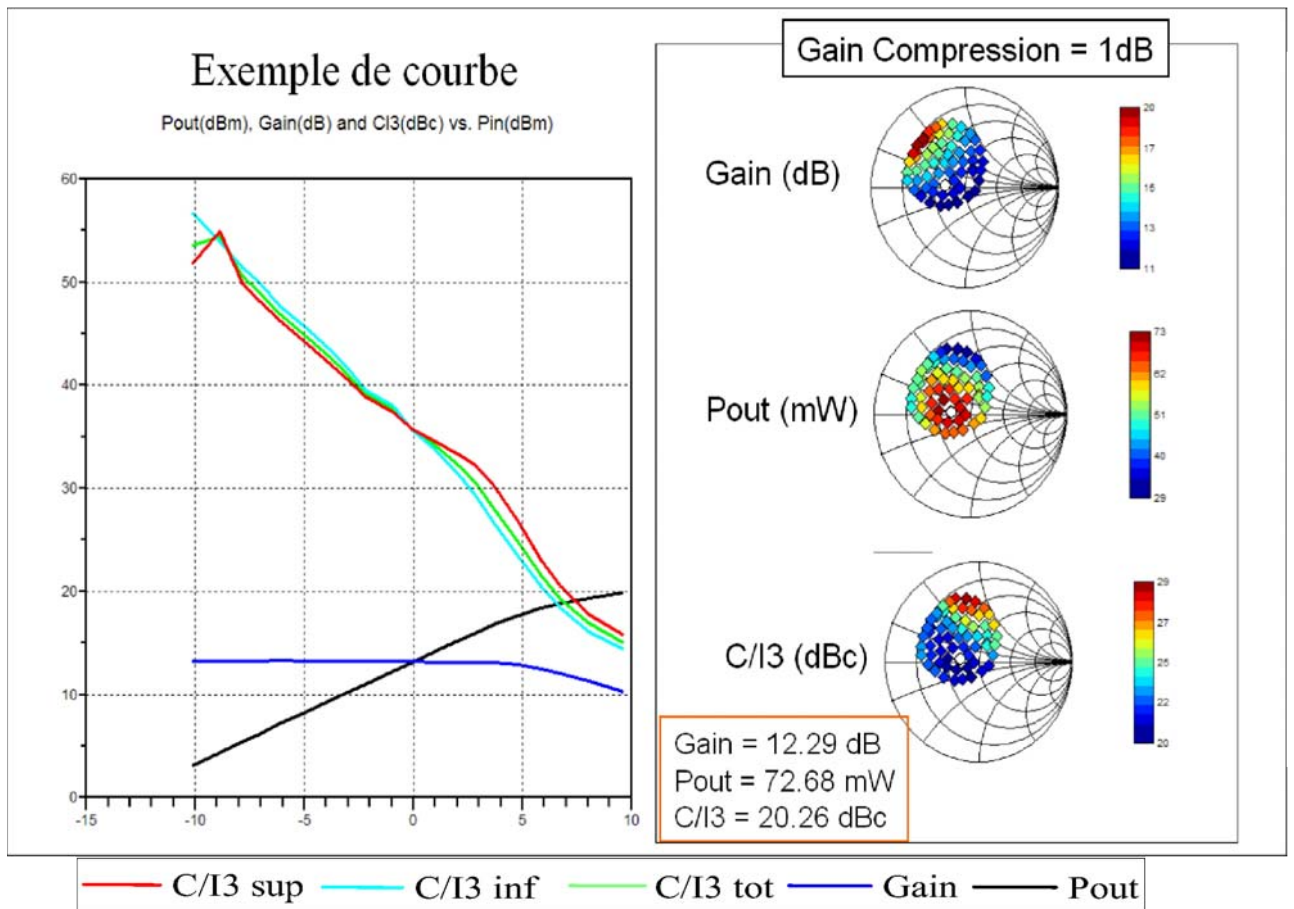


(c) $F_0 = 12.7GHz$, $Z_{opt} = 13.3 + j14$, $C/I_3 = 57dBc$

FIG. 4.5 – Lieux d'impédances optimales en linéarité pour trois points de fréquences dans la bande Ku : $F_0 = 10.7GHz$, $F_0 = 11.7GHz$, $F_0 = 12.7GHz$; Transistor PHEMT PPH25X $12 \times 100 \mu m$

4.2.2.4 Extension de l'approche de type load-pull biporteuse à fort niveau

Contrairement aux applications faible niveau considérés dans notre étude, où l'optimisation de la linéarité est faite en recul, les applications fort niveau implique généralement une optimisation de la linéarité par l'optimisation de la puissance à $1dB$ de compression de gain. Même dans ce cas, l'approche de type load-pull biporteuse pourrait être d'une grande aide à la conception. Le traitement des mesures load-pull biporteuse, nous permettent en effet de déterminer les impédances optimales de C/I_3 au point de compression. Un exemple de résultats obtenus sont présentés à la figure 4.6.

FIG. 4.6 – Impédances optimales de C/I_3 à 1dB de compression de gain

De la même façon, pour un niveau de C/I_3 donné, nous pouvons déterminer les impédances optimales permettant d'obtenir la puissance maximale délivrable par le transistor. Dans l'exemple présenté à la figure 4.7, la spécification en C/I_3 est de 40 dBc. Pour cette valeur on peut déterminer la zone optimale pour obtenir la puissance maximale.

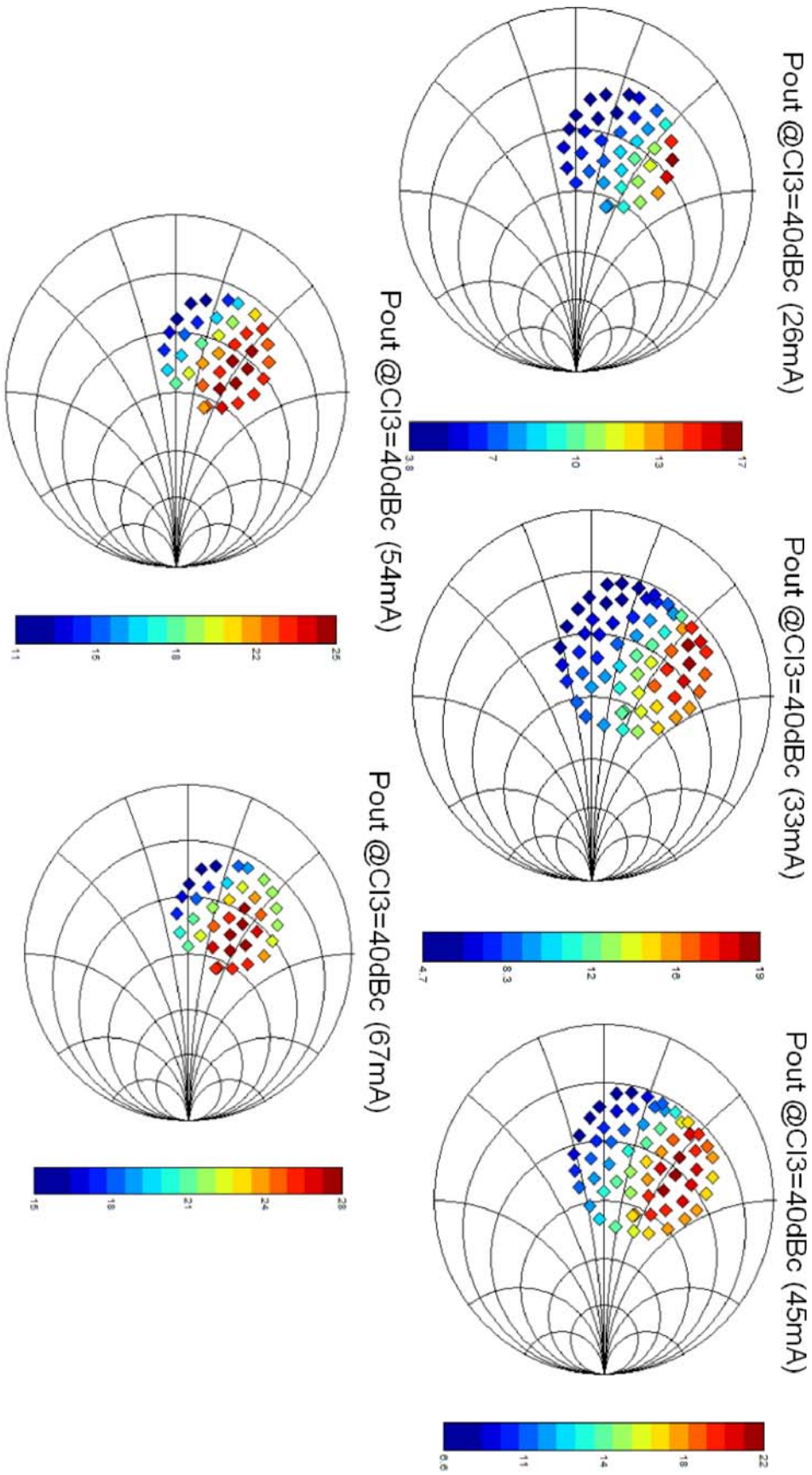


FIG. 4.7 – Impédances optimales de puissance pour un C/I_3 de 40dBc

4.2.2.5 Méthodologie de conception proposée

La méthodologie de conception proposée est illustrée à la figure 4.8. L'architecture générale de l'amplificateur découle de la spécification. Par exemple, le niveau de gain désiré de l'amplificateur nous permet de déterminer le nombre d'étages. La puissance de sortie requise détermine la configuration du dernier étage (un ou plusieurs transistors en parallèle).

Une fois la topologie générale choisie, les différents développements de transistors ainsi que leurs points de polarisation sont sélectionnés, toujours au regard des spécifications.

Partant du principe que le dernier étage est celui qui conditionne le plus la performance en linéarité, une mesure load-pull est effectuée sur le transistor sélectionné à la polarisation choisie, et à la fréquence centrale de fonctionnement de l'amplificateur. Le script décrit plus haut nous permet d'obtenir l'impédance optimale en linéarité.

Disposant alors des impédances optimales, la phase de conception par simulation linéaire peut alors débuter.

De façon succincte, une fois que les impédances sont choisies, la conception commence par le dernier étage, car c'est celui qui fonctionne au niveau de puissance le plus fort puis la conception se poursuit en intégrant progressivement chaque étage de la sortie jusqu'à l'entrée de l'amplificateur.

Une première optimisation est faite sur le dernier étage en vue de synthétiser correctement l'impédance de charge optimale en C/I_3 , et en garantissant un S22 acceptable. On rajoute progressivement le deuxième et le premier étage puis on effectue un réglage globale sur tout l'amplificateur en vue de garantir non seulement ses performances bas à niveau mais surtout de maintenir l'impédance de sortie la plus proche possible de l'impédance optimale en linéarité.

Il est également important de maintenir ces mêmes performances bas niveau lors de la substitution des modèles électriques des lignes microrubans par leur matrice [S] issue de la simulation électromagnétique de l'ensemble des éléments de circuits distribués.

La dernière étape de la conception consiste à effectuer des simulations non-linéaires en équilibrage harmonique sur l'amplificateur. Une simulation mono-porteuse permet d'ac-

ceder aux performances en gain, phase, puissance de sortie, consommation du circuit. Une simulation bi-porteuse permet d'évaluer les performances en C/I_3 du circuit. Il peut également être utile de regarder les formes d'onde du signal, cela donne une idée du fonctionnement temporel du circuit.

Si les spécifications sont atteintes, alors la phase de conception peut être clôturée. Dans le cas contraire, une boucle itérative est réalisée au niveau de la synthèse du réseau de sortie et des premières étapes.

L'introduction des techniques de linéarisation s telles décrites qu chapitre 2 pourraient également être réalisée de manière additive sans remettre en cause à priori les résultats obtenus par l'approche de type load-pull bi-porteuse. L'objectif dans cette étape supplémentaire est de garder le bénéfice du travail de synthèse du réseau d'adaptation optimal en linéarité.

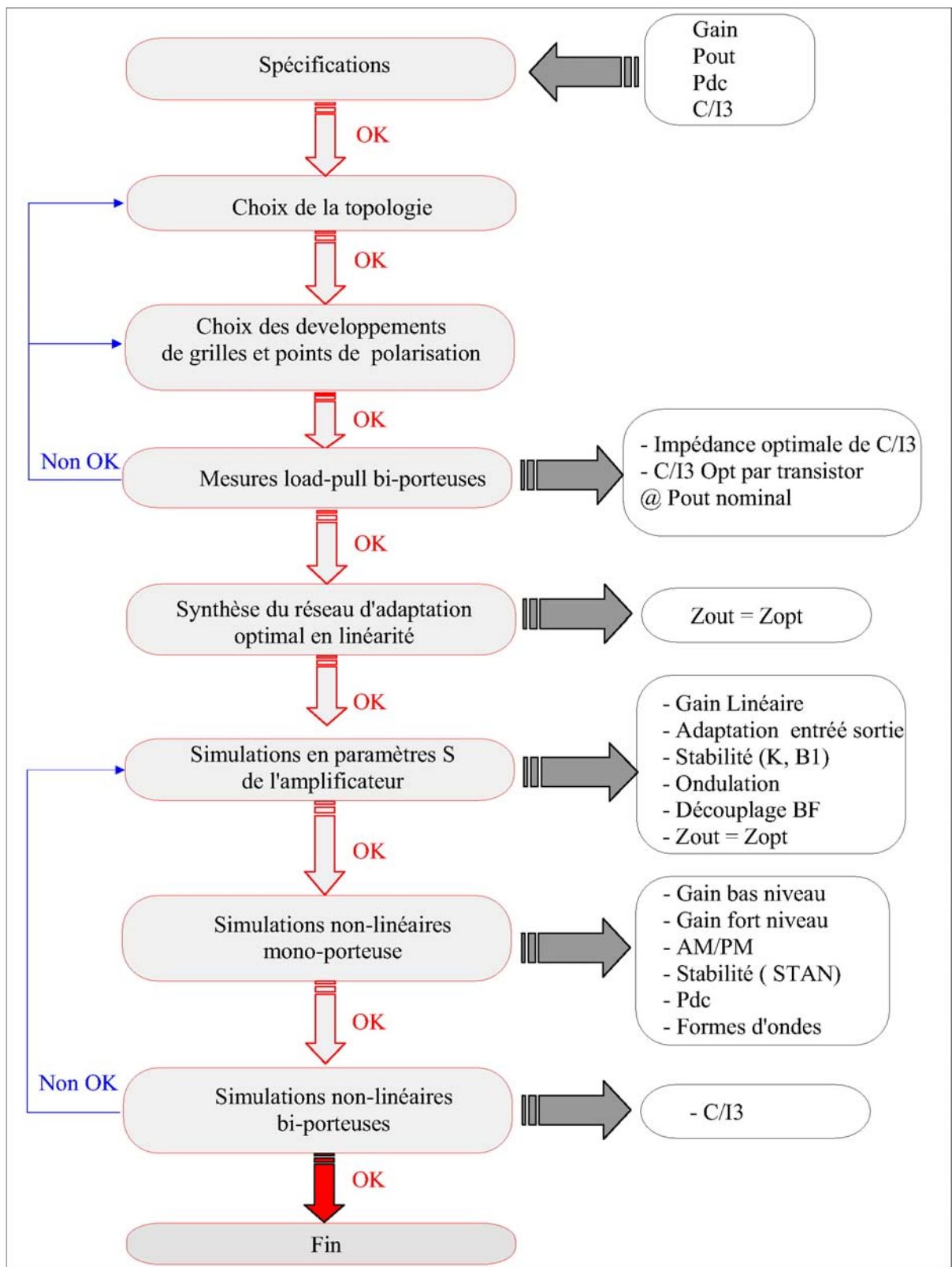


FIG. 4.8 – Méthodologie de conception des amplificateurs faible niveau à haute linéarité

4.3 Conception de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C

4.3.1 Définitions, spécifications et contraintes de l'étude

4.3.1.1 Objectifs et contraintes de l'étude

Les équipements récepteurs de satellite de télécommunications actuels utilisent deux amplificateurs de puissance identiques fonctionnant à fort recul, mis en parallèles entre deux coupleurs de Lange afin de répondre à une spécification de linéarité élevée.

Deux amplificateurs MMIC haute linéarité identiques en parallèle entre deux coupleurs de Lange sont également prévus en sortie des futurs équipements récepteurs de satellite de télécommunications en bande C.

L'objectif visé dans la conception de l'amplificateur haute linéarité (HLA - High Linearity Amplifier) présenté dans la suite est :

- d'une part, une augmentation de 3 dB du point d'intersection d'ordre 3 (IP3 en anglais) du nouvel amplificateur par rapport à celui de l'amplificateur de puissance utilisé aujourd'hui,
- d'autre part, un accroissement d'un facteur 2 du rapport IP3/PDC du nouvel amplificateur, par rapport à celui présenté par l'amplificateur de puissance actuel.

Les interfaces physiques (taille de puce, localisation des accès RF et DC) du nouvel amplificateur MMIC haute linéarité devront être similaire à ceux de la puce MMIC HPA couramment utilisé.

Les MMICs ne seront pas auto polarisés. Il est effectivement nécessaire de maîtriser le courant dans chaque étage afin de diminuer la dispersion de gain entre MMICs. Chaque tension de grille et de drain de chaque étage donc sera commandable.

Le MMIC HLA sera donc utilisé dans la configuration suivante :

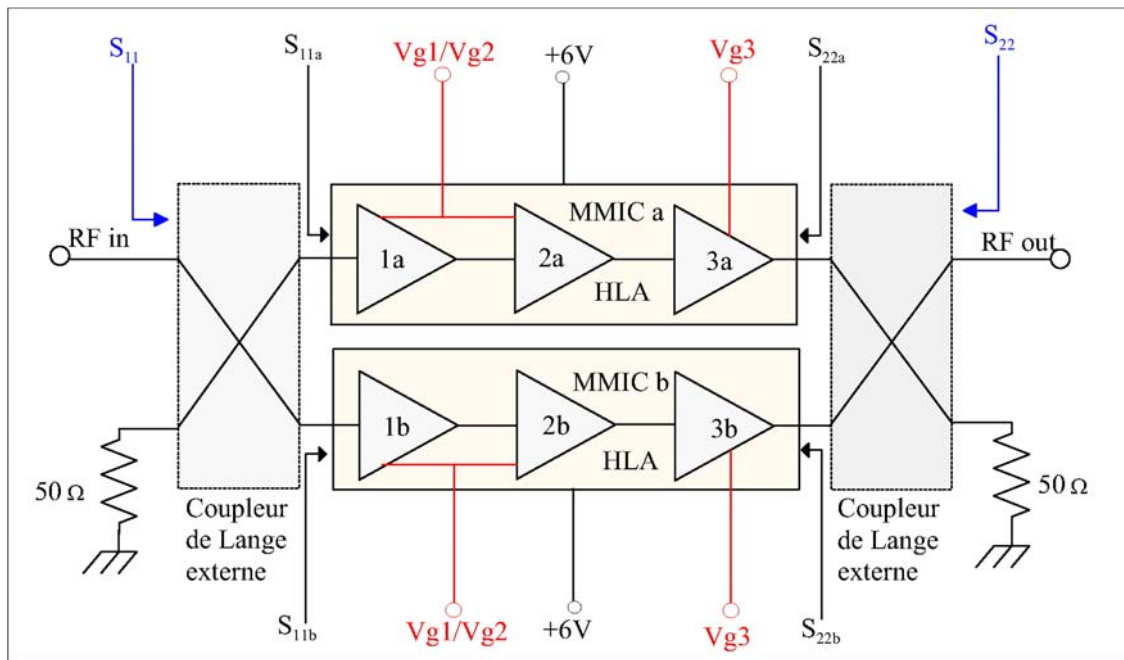


FIG. 4.9 – Configuration d'utilisation du MMIC HLA étudié

La configuration en parallèle présente les avantages suivants :

- une bonne adaptation en entrée et en sortie de la structure équilibrée. Placée en tant que dernier élément de la chaîne RF du récepteur, cette structure a notamment permis la suppression de l'isolateur de sortie de l'équipement,
- une adaptation de sortie de la structure équilibrée relativement insensible au coefficient de réflexion en sortie du MMIC HLA. cette propriété permet ainsi de relâcher la spécification d'adaptation en sortie du HLA afin de favoriser la synthèse de l'impédance optimale en linéarité sur le drain des transistors de sortie du MMIC.

4.3.1.2 Spécifications de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C

Nous rappelons ici les spécifications du MMIC - HLA. La bande C présente la particularité d'être composé de deux bandes séparées du point de vue des applications de télécommunications spatiales.

- La bande la plus utilisée : $BW1 = 3.4GHz - 4.2GHz$
- La bande haute est rarement utilisée mais doit quand même être considérée :

$$BW2 = 4.5GHz - 4.8GHz$$

L'objectif est d'optimiser les performances électrique dans la bande la plus utilisée (BW1) et de faire le mieux possible dans la bande haute (BW2).

	Specifications
BW	BW1 = 3.4GHz 4.2GHz BW2 = 4.5GHz to 4.8GHz
Gain linéaire	21dB à 26dB
Ondulation dans la bande	< 0.5dBpp
IP3 out	38dBm pour Pout de +7 à -3 dBm
C/I3	62dBc @ Pout=+7dBm/porteuse 82dBc@Pout=-3dBm/porteuse > 82dBc @ Pout<-3dBm/porteuse
Tension du bus de drain	+6V
Courant DC	250mA @ 25°c
Consommation	1.5W
S11 / S22	-15dB /-12 dB
Impédance statique sortie	<10 Ω (court circuit)
ICD	Iso ICD que la puce HPA existante

TAB. 4.1 – Spécifications de l'amplificateur, bande C

4.3.2 Topologie, Tailles et points de polarisation des transistors

La sélection des développements de grille retenus dans le cadre du pré-dimensionnement de l'amplificateur haute linéarité en bande C a été effectuée en considérant les échantillons de transistors PPH25X disponibles, les puissances et le gain correspondants aux développements de grille choisis (0.5 à 0.6 W/mm) dans la bande de fréquence ainsi que la consommation, limitée à 1.5 W.

Compte tenu des performances de la filière démontrées en bande C, nous avons retenu la topologie d'amplificateur à 3 étages dont les deux premiers étages sont montés en série

et le dernier étage composé de deux transistors en parallèle.

Le premier étage sera constitué d'un transistor possédant 6 doigts de grille de $50\mu\text{m}$ de longueur. Il sera polarisé à un courant de 26mA sous 6V . Le deuxième possédera 12 doigts de grille de longueur $100\mu\text{m}$ et polarisé à un courant de 90mA sous 6V . Le dernier étage sera constitué de deux transistors en parallèle, polarisés chacun à 67mA sous 6V . Un schéma de principe est illustré à la figure 4.10

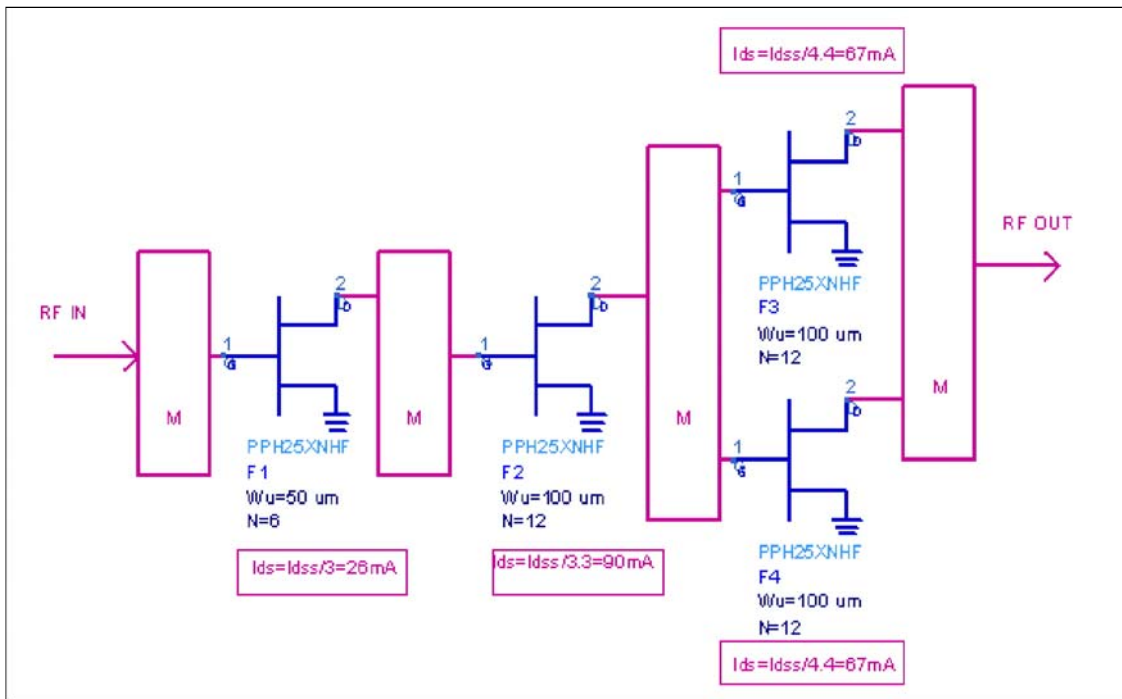


FIG. 4.10 – Topologie de l'amplificateur

4.3.3 Choix et synthèse des impédances de sortie

4.3.3.1 Synthèse de l'impédance de charge optimale en linéarité

Le choix de l'impédance de sortie repose sur les résultats des mesures load-pull bi-porteuse réalisées dans le laboratoire de mesures du département C²S² de l'institut de recherche XLIM à Limoges. Pour un transistor donné à une polarisation fixe, on balaye différentes impédances dans une zone de l'abaque de smith, afin de trouver celle qui permet d'obtenir le meilleur C/I_3 , pour une puissance de sortie spécifiée.

Dans notre étude, la puissance en sortie du transistor pour l'application visée en bande C est de $+5\text{dBm}$, soit 3.16mW . A cette puissance de sortie, on associe des points/contours de C/I_3 correspondant à une impédance quelconque présentée en sortie du transistor, comme représenté à la figure 4.11.

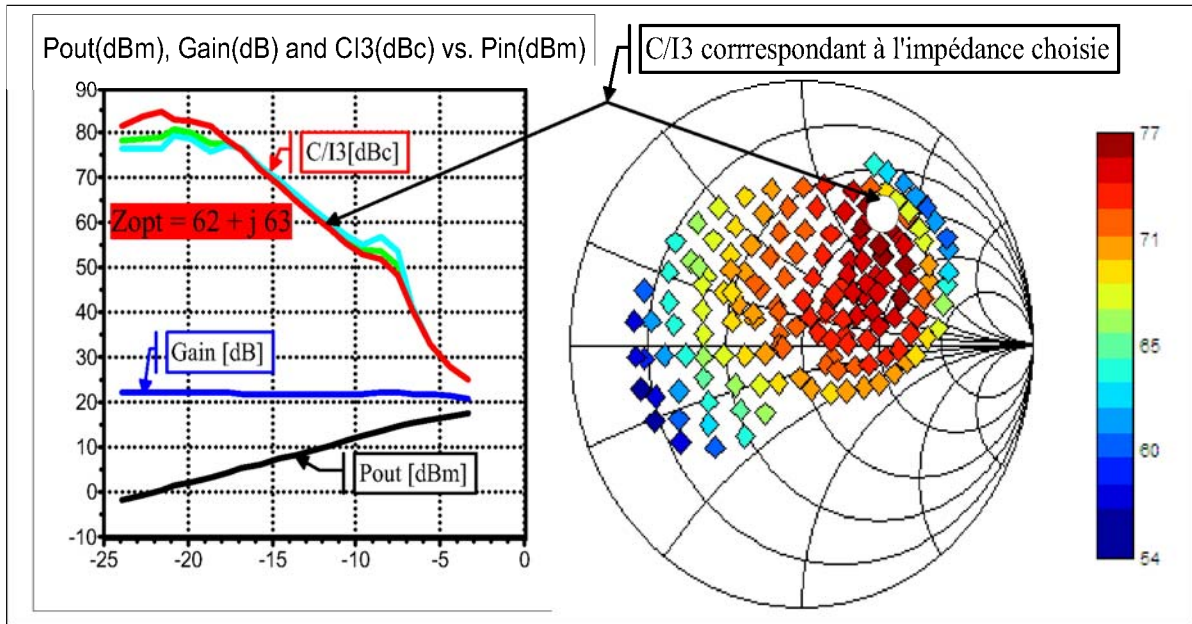


FIG. 4.11 – Impédances de sortie à synthétiser : Mesure d'un transistor HEMT UMS-PPH25X $12 \times 100 \mu\text{m}$, $f_0 = 3.9\text{GHz}$, $\Delta f = 10\text{MHz}$

Lors de la phase de conception et d'optimisation du réseau de sortie du HLA, l'objectif demeure l'obtention des performances petit signal tout en restant le plus proche possible de l'impédance optimale de linéarité.

La figure 4.11 montre que les mesures load-pull présentes sur l'abaque ne correspondent pas seulement à un point (une impédance optimale unique), mais une zone (ensemble d'impédances optimales) dans laquelle on peut obtenir un C/I_3 supérieur à celui spécifié. La présence d'une zone optimale de linéarité permet de faciliter le compromis entre l'adaptation de sortie et la linéarité. Il suffira tout simplement de synthétiser une des impédances situées dans cette région pour obtenir la linéarité voulue. La figure 4.12 présente les impédances obtenues en simulation permettant d'atteindre le compromis entre adaptation de sortie et linéarité.

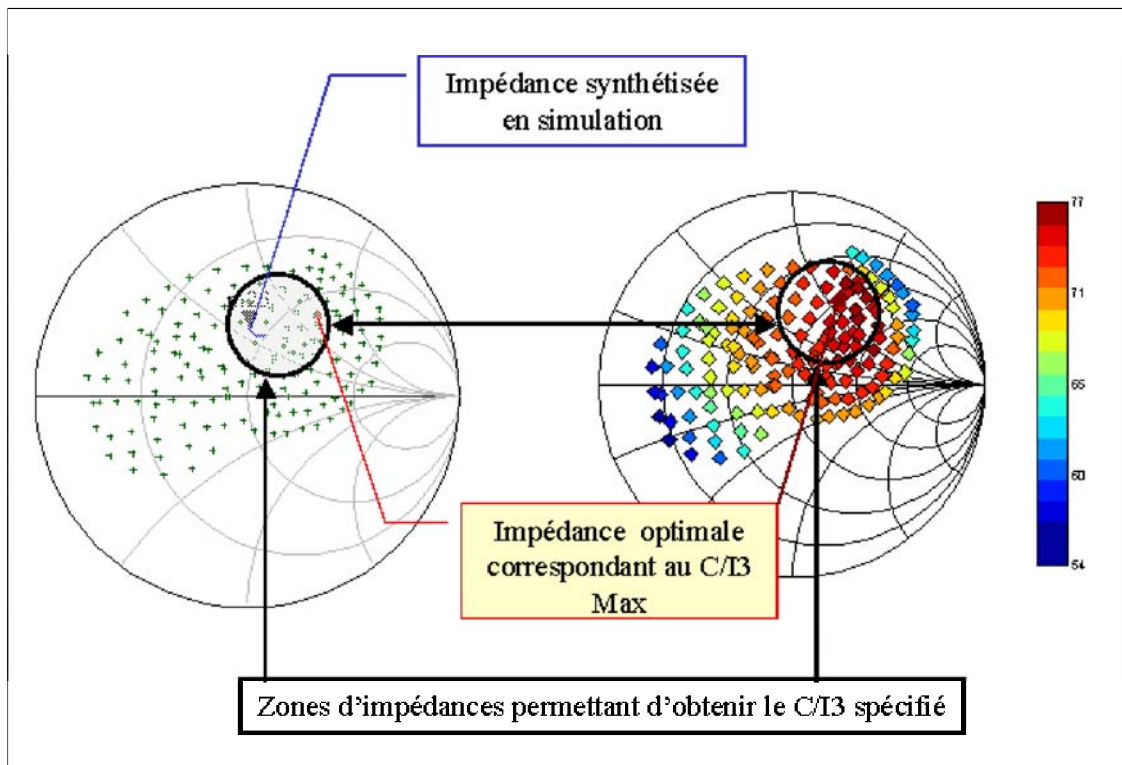


FIG. 4.12 – Impédances de sortie mesurées et simulés

4.3.3.2 Synthèse de l'impédance de découplage dans la bande

Afin d'éviter les oscillations hors bande et les effets mémoire BF, il est important de présenter aux accès de polarisation le meilleur découplage possible, de préférence un court-circuit dans la bande vue depuis le drain ou la grille du transistor. Le circuit de découplage ne doit pas être très sensible aux variations d'impédances de l'alimentation DC. Pour tester ce fait, on simule un ensemble de valeurs d'impédance couvrant tout l'abaque de Smith, et on vérifie qu'en présentant toutes ces impédances, on obtient bien un court-circuit dans la bande. Le principe est illustré à la figure 4.13. La figure 4.14 montre un exemple de résultat obtenu pour le découplage du drain du deuxième étage du HLA MMIC.

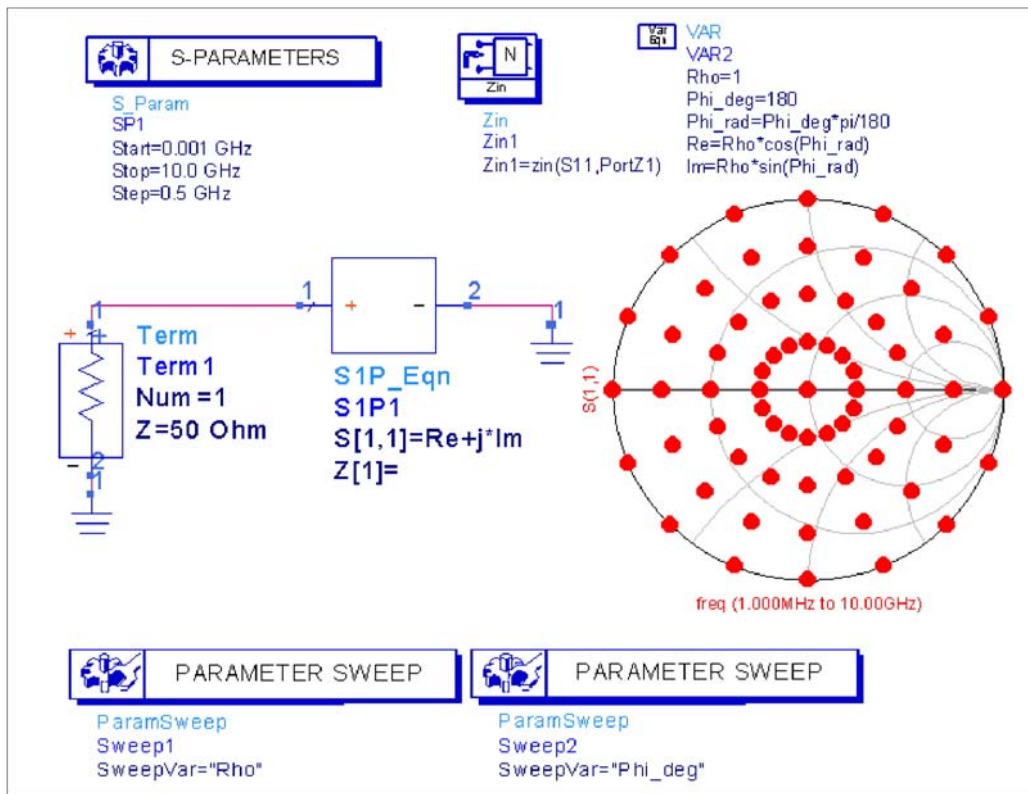


FIG. 4.13 – Principe de test du découplage BF

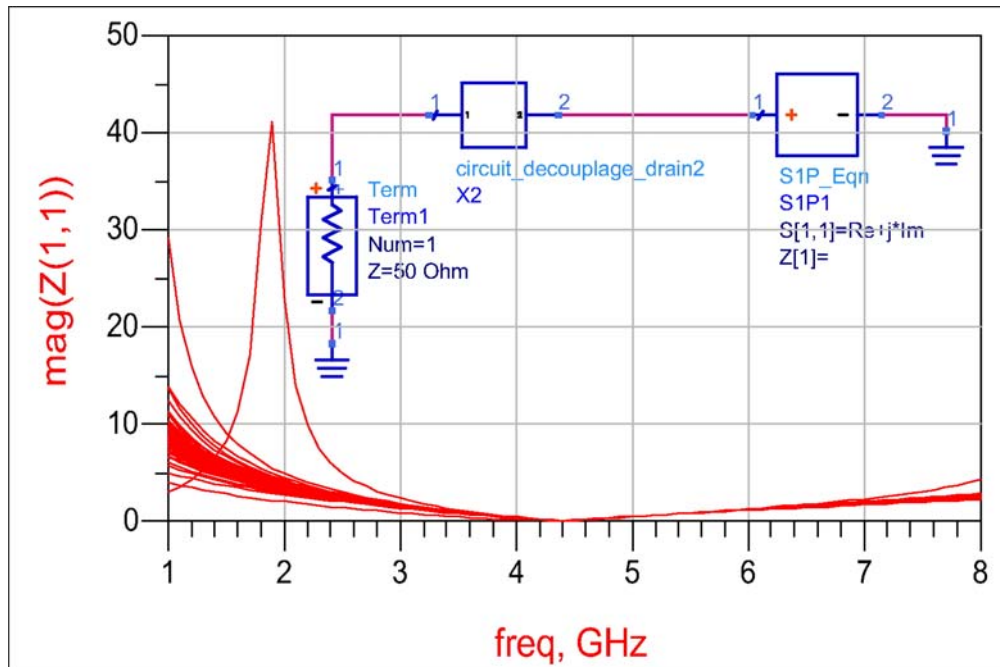


FIG. 4.14 – Résultat de test du découplage BF

4.3.4 Principales performances

4.3.4.1 Schématique et layout

Les figure 4.15 présentent le layout de l'amplificateur, dans lequel tous les fils d'interconnexion sont remplacés par des lignes microrubans, et les éléments discrets par leur équivalent MMIC.

4.3.4.1.1 Schématique

Lors de la conception de cet amplificateur nous avons tenus une attention particulière à l'impédance de sortie en linéarité au regard des autres spécification du point de vue équipement. En effet pour éviter une propagation de pannes dans l'équipement on prévoit généralement une mise en série de deux capacités en sortie, suivi d'une court-circuit DC, réalisé par une ligne quart d'onde ou une inductance.

Les deux résistances en parallèle sur les grilles et les drains des transistors du dernier étage permettent d'assurer la stabilité du circuit, en réduisant les éventuelles oscillations des modes impairs. De la même façon des résistances en série sur les grilles des deux premier étage permettent de s'affranchir d'éventuelles instabilités.

Afin d'assurer un bon découplage sur les accès de polarisation, un soin a été porté à la synthèse de ces impédance grâce à la technique, décrite au paragraphe 4.3.3.2. Ce qui nous a conduit à la mise en parallèle de plusieurs capacités. Certaines d'entre elles sont précédées d'une résistance de faible valeur, permettant de limiter les pics de résonances en bas de bande.

4.3.4.1.2 Layout

La figure ci-dessous montre le layout de l'amplificateur à haute linéarité en bande C. Les lignes de polarisation des drain ont été dimensionnées pour supporter le courant de drain à $V_{gs} = 0V$, soit I_{dss} . Une simulation électromagnétiques ont été réalisées sur toutes les métalisations (lignes microrubans, inductances). Les grilles des transistors sont polarisé par le coté inférieur de la puce tandis que les drains sont polarisés par le coté supérieur.

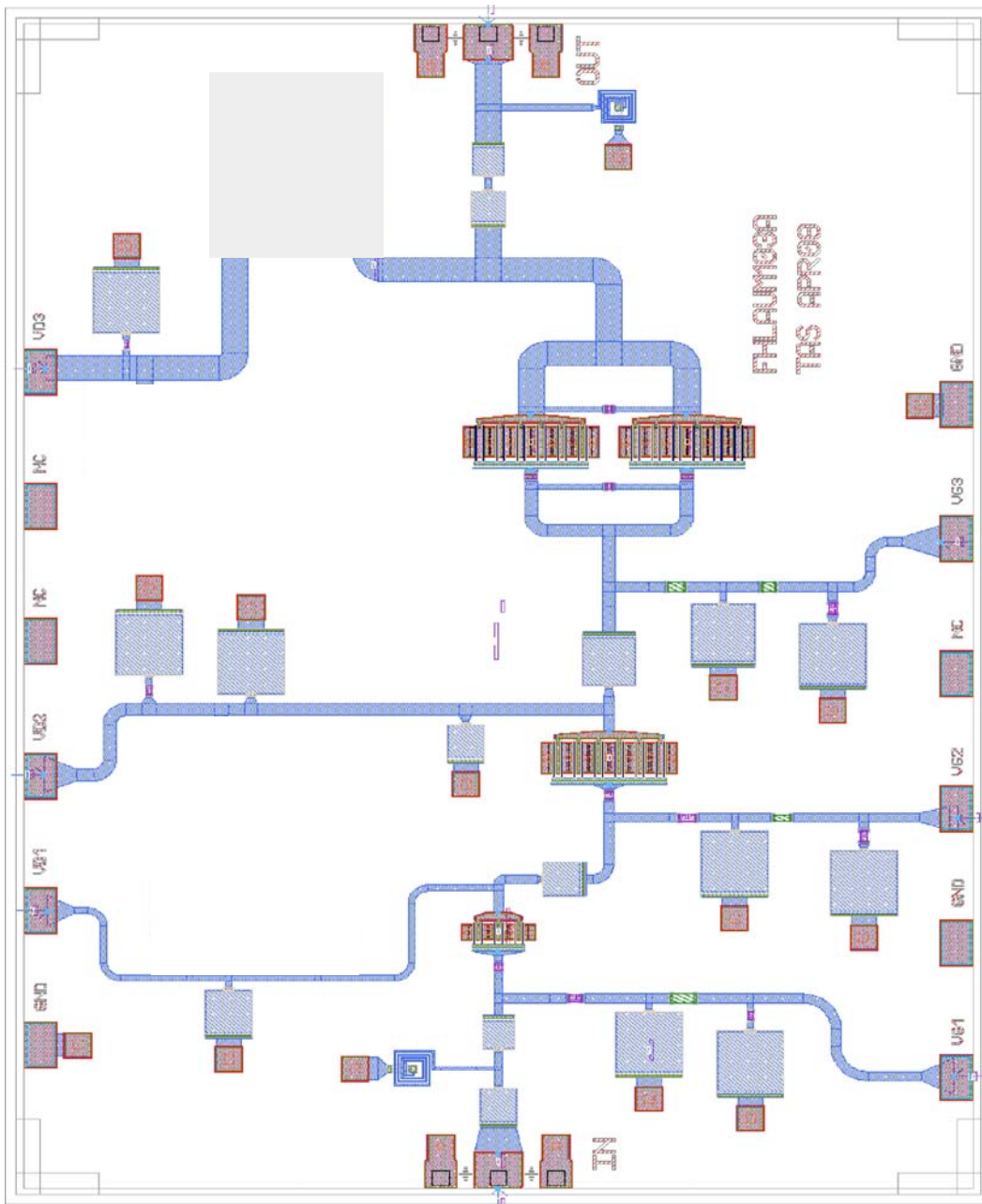


FIG. 4.15 – Layout de l'amplificateur

4.3.4.2 Analyses linéaires

L'analyse linéaire a été réalisée en paramètre $[S]$ bas niveau pour ce qui est du gain, de l'adaptation entrée-sortie et des facteurs K et B . Une analyse de la stabilité en petits signaux et à grands signaux a été réalisée par identification de la réponse fréquentielle en boucle fermée, communément appelée "méthode des sondes", développée par le CNES et

4.3. Conception de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C

l'Université du pays Basque [4] [5]. Aucune instabilité n'a été constatée. Les résultats de l'analyse linéaire sont présentés ci-dessous.

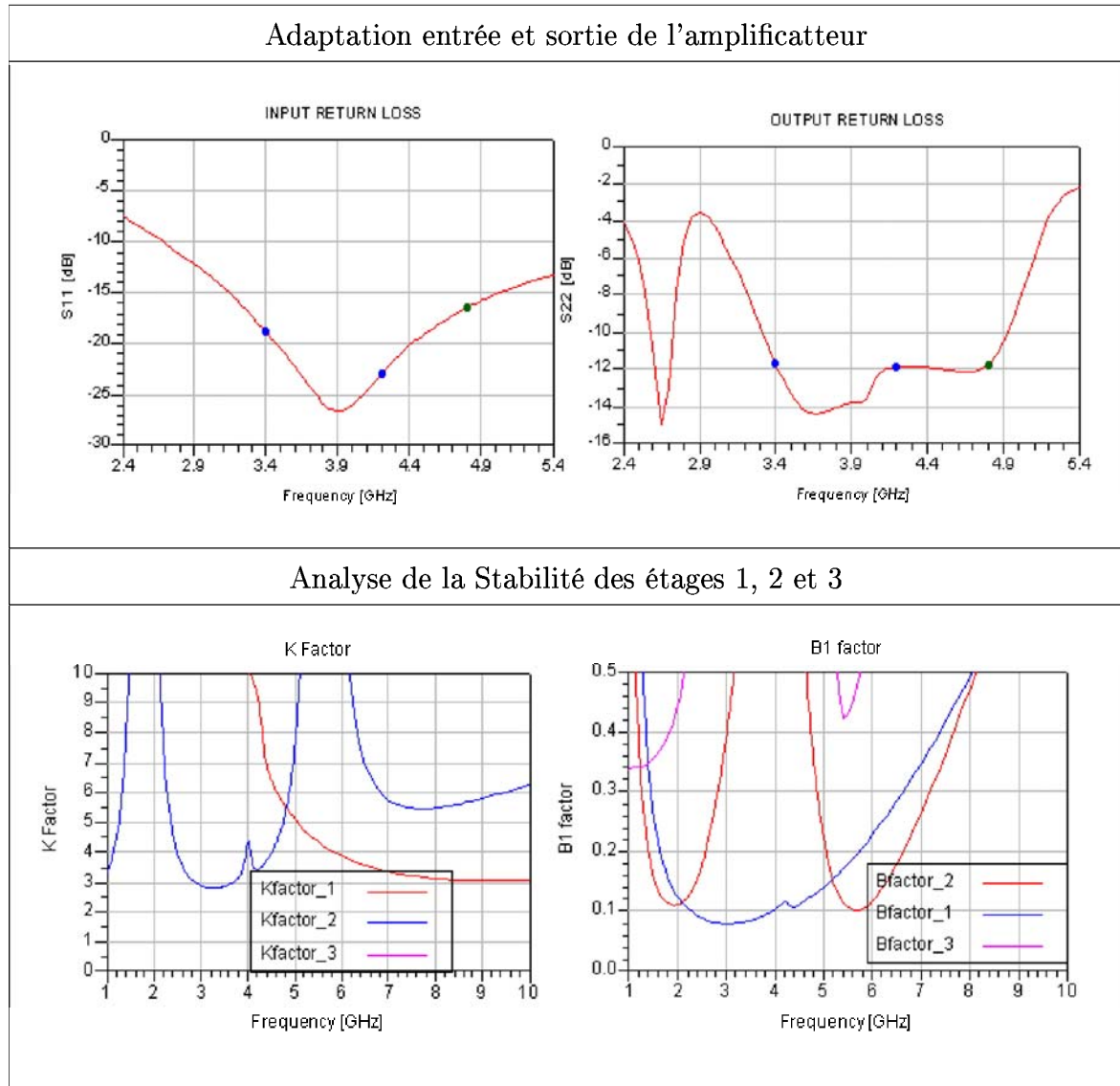


FIG. 4.16 – Performances bande étroite de l'amplificateur HLA MMIC : Adaptation entrée - sortie et stabilité

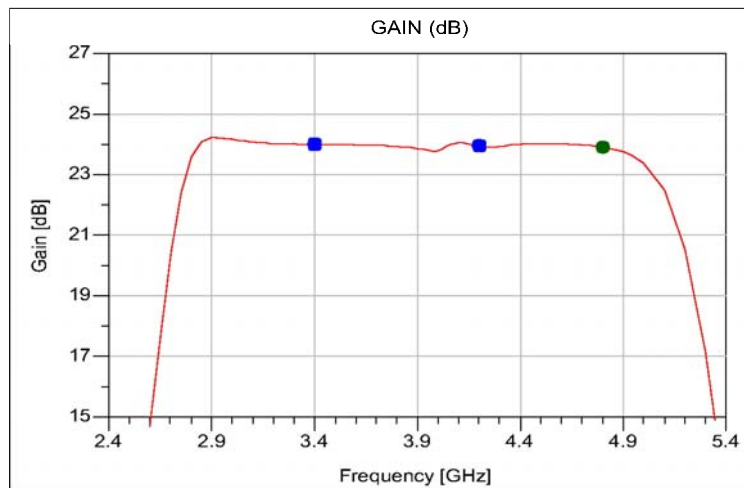


FIG. 4.17 – Gain linéaire de l'amplificateur HLA MMIC

L'impédance finale que nous avons synthétisé vaut : $Z_{out} = 41.7 + j29.7\Omega$. Cette impédance est située dans la zone optimale de linéarité, ce qui nous permet de réaliser le compromis entre une bonne adaptation de sortie et une bonne linéarité, comme illustré à la figure 4.18.

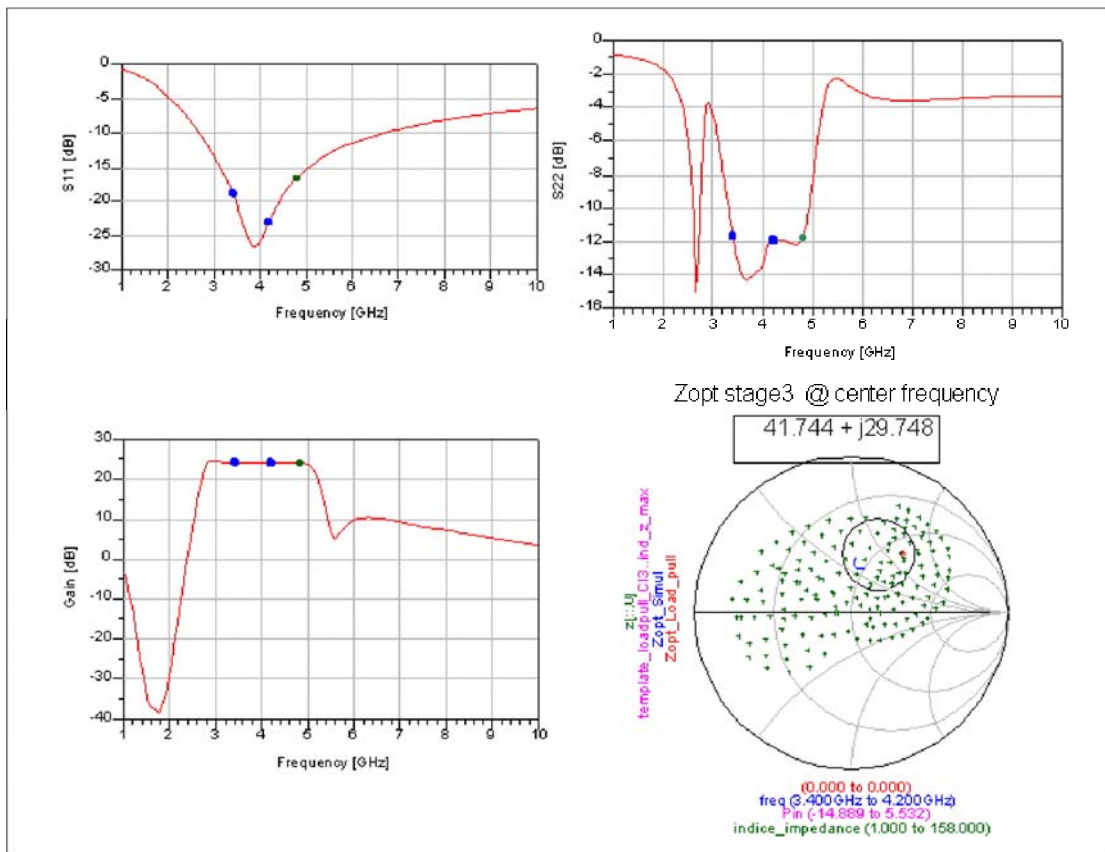


FIG. 4.18 – Résumé des performances large bande de l'amplificateur HLA MMIC

4.3.4.3 Analyses non-linéaires

4.3.4.3.1 Analyses non-linéaires mono-porteuse

Les simulations du comportement non-linéaire de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité ont été effectuées en utilisant le modèle non-linéaire du fondeur. Les résultats de l'analyse non-linéaire mono-porteuse sont présentés ci-dessous, pour quatre points de fréquence dans la bande.

On peut remarquer que la puissance de sortie à $1dB$ de compression est relativement faible ($\simeq 27dBm$) par rapport au développement de grille utilisé pour le dernier étage de l'amplificateur ($2.4mm$ de développement de grille correspondrait, avec une adaptation en puissance de $30.8dBm$). Cette puissance de sortie relativement faible s'explique par le fait que l'adaptation des transistors du dernier étage est réalisé pour une charge optimale en terme de linéarité mais pas de puissance de sortie.

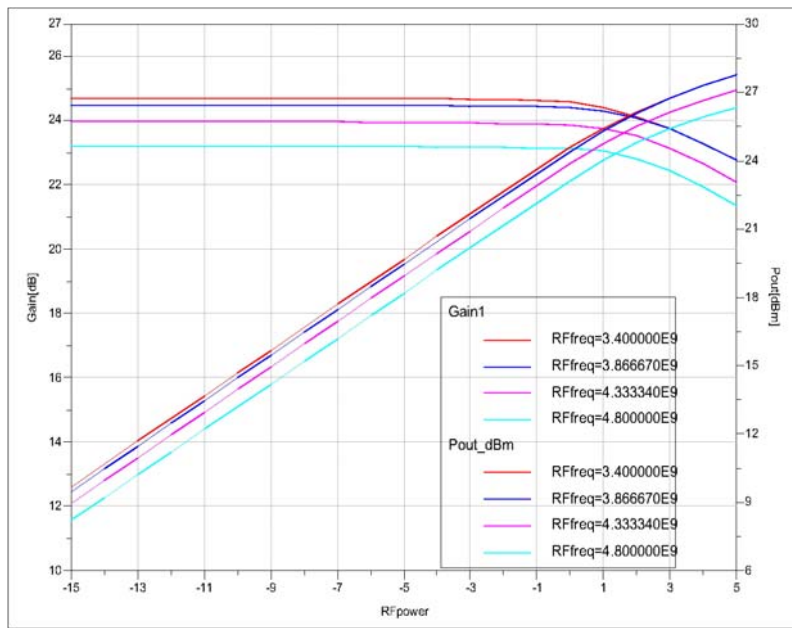


FIG. 4.19 – Simulations du gain et de la puissance de sortie de l'amplificateur pour différentes fréquences

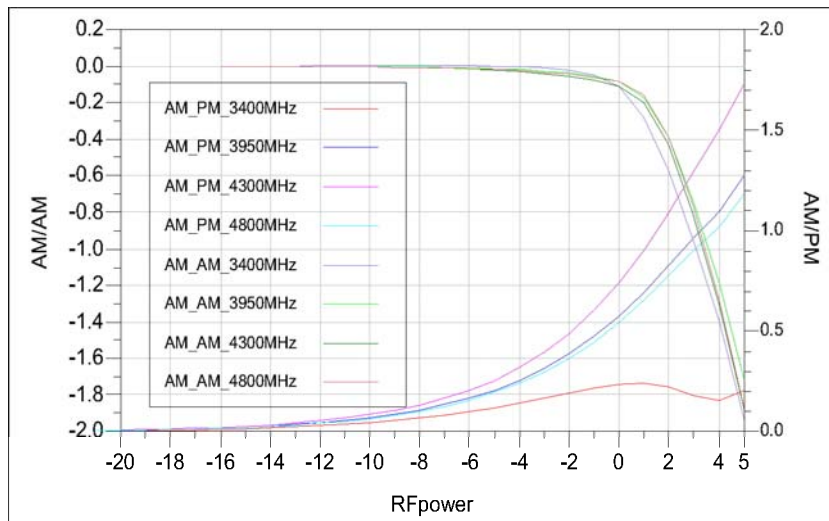


FIG. 4.20 – AM/AM et AM/PM de l'amplificateur pour différentes fréquences

L'amplificateur à haute linéarité proposé se démarque donc bien d'une conception classique d'amplificateur de puissance pour laquelle le point d'intersection d'ordre 3 (IP3) est optimisé par la maximisation de la puissance de sortie à 1dB de compression de gain ($P_{out_{1dB}}$), l'IP3 étant généralement considéré 8 à 10dB supérieur à $P_{out_{1dB}}$.

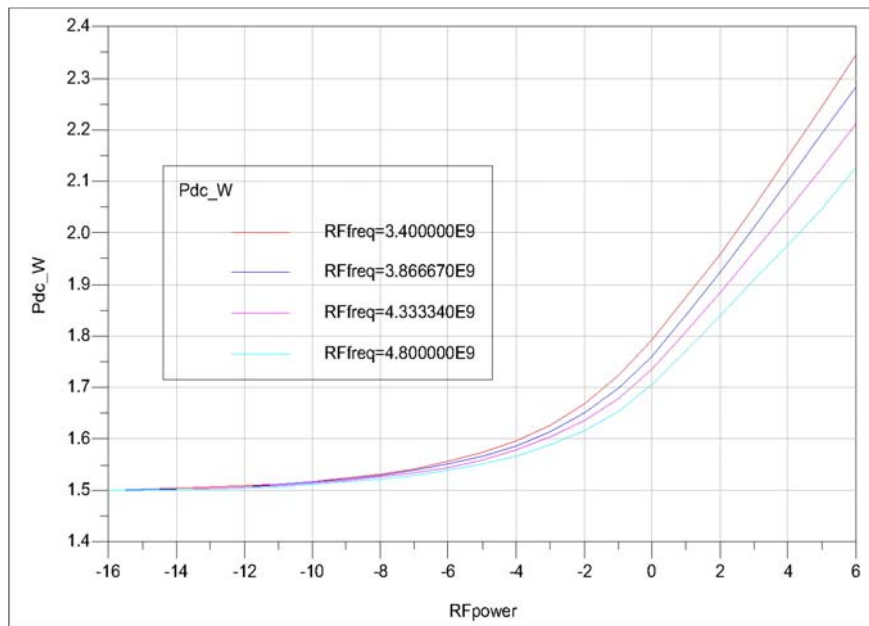
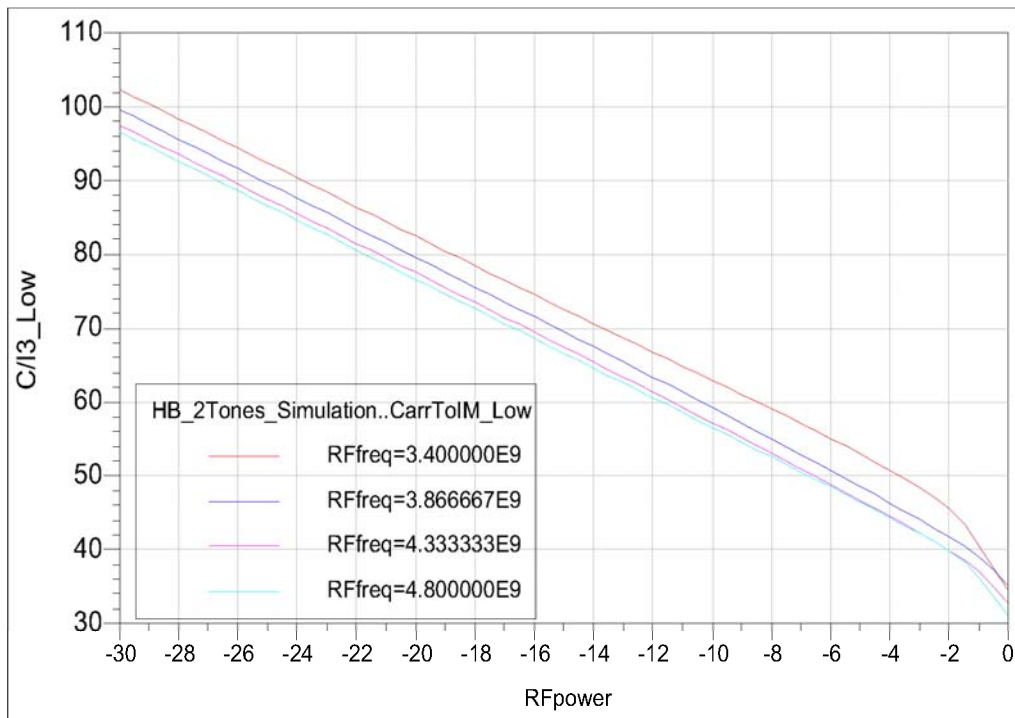


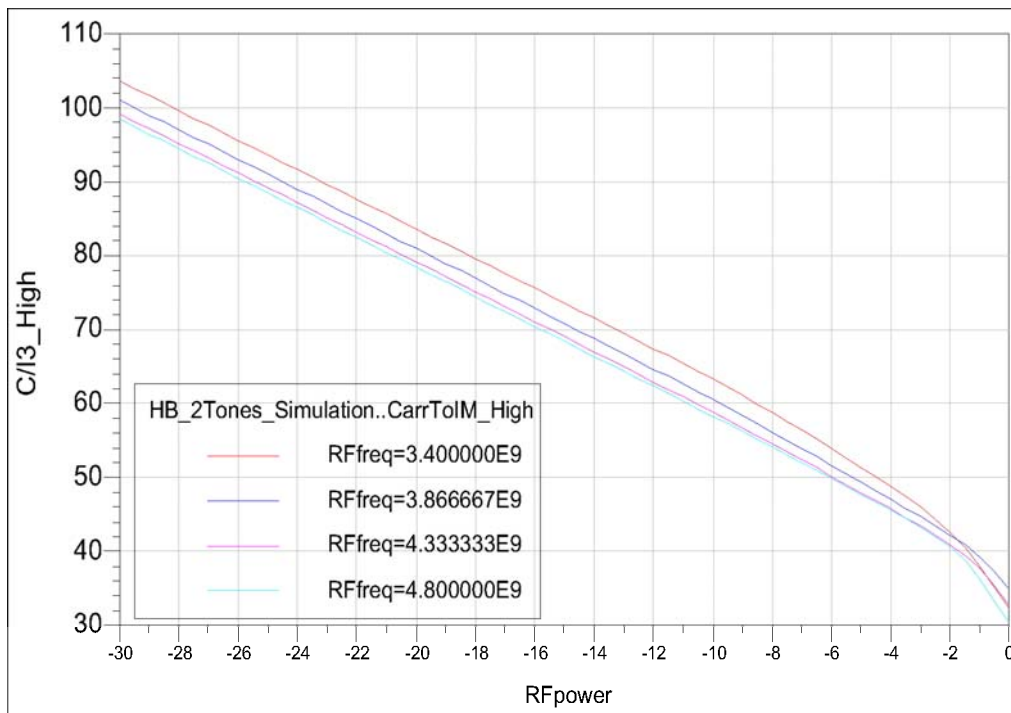
FIG. 4.21 – Puissance dissipée de l'amplificateur pour différentes fréquences

4.3.4.3.2 Analyses non-linéaires bi-porteuse

Comme précédemment, ces analyses ont été effectuées en utilisant le modèle non-linéaire du fondeur. Les simulations non-linéaires d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) ne sont donc données qu'à titre d'indication, car à l'heure actuelle aucun modèle non-linéaire n'a pu être validé en fonctionnement bi-porteuse à bas niveau sur cette filière. Les résultats sont présentés ci-dessous, pour quatre points de fréquence dans la bande, et pour un écart entre les porteuses de $10MHz$.



(a) C/I_3 inférieur



(b) C/I_3 supérieur

FIG. 4.22 – Simulation du C/I_3 supérieur et inférieur l'amplificateur

4.3. Conception de l'amplificateur faible niveau à haute linéarité en bande C

Le tableau ci-dessous donne un aperçu des conditions de fonctionnement possibles obtenues par réglage des différentes tensions de polarisation des grilles, avec pour objectif de garder le courant DC total inférieur à 250 mA tout en satisfaisant aux spécifications en C/I_3 supérieur à 62 dBc .

Ids1 [mA]	Ids2 [mA]	Ids3 [mA]	IdsTotal [mA]	C/I3min [dBC]	$\Delta C/I3$ [dB]
21.42	81.4	146	248.8	62.4	0.33
20.6	91.2	139.76	251.5	62.7	0.33
22.25	91.2	139.8	253.25	63.62	0.54
26.5	84.65	133.72	244.86	64.8	1.05
26.5	91.2	133.74	251.4	65.4	1.2
26.5	91.2	152.24	270	66	1.2
Meilleur réglage					
Ids1 [mA]	Ids2 [mA]	Ids3 [mA]	IdsTotal [mA]	C/I3min [dBC]	$\Delta C/I3$ [dB]
27.35	88	133.7	249	65.5	1.3

$$\Delta C/I3 = C/I3_{High} - C/I3_{Low}$$

TAB. 4.2 – Possibilités de réglage de l'amplificateur : $P_{out_{Tot}} = 10dBm \equiv 7dBm/Porteuse$

4.3.4.3.3 Matrice de conformité de l'amplificateur

Le tableau ci-dessous résume les spécifications et les résultats de simulations obtenus.

Paramètres	Spécifications	Simulations
Bande de fréquence	BW1 = 3.4 - 4.2 GHz BW2 = 4.5 - 4.8 GHz	BW1 = 3.4 - 4.2GHz BW2 = 4.5 - 4.8 GHz
Gain linéaire	21 - 26 dB	> 23 dB
Ondulation de gain	< 0.5 dBpp/500 MHz	< 0.3 dBpp/500Mhz
S11	< -18 dB	< -18 dB
S22	< -12 dB	< -11.5 dB
P1dB (dBm)	TBD	26.5 dBm*
IP3 (dBm)	38	38.5 dBc*
C/I3 @ Pout=7 dBm/carrier	> 62 dBc	>63dBc*
IP3/PDC	> 4.2	> 4.7*
Tension de polarisation	6.0 V	6.0 V
Consommation totale	<1.5W	<1.5 W
Stabilité	Inconditionnelle	Inconditionnelle
Courant Ids pour Vgs=0V (pour chaque étage)	< 100% rating	étage 1 : 53.5% étage 2 et 3 : 93%
Impédance DC de sortie	<10 Ω	0.2 Ω

* : Sous réserve de la validité du modèle non-linéaire

TAB. 4.3 – Matrice de conformité de l'amplificateur

Les résultats de simulations font apparaître une amélioration de 0.5dB sur l'IP3 par rapport à la spécification, ce qui est d'avantage confirmé par une valeur de C/I_3 de 1dB supérieur à la spécification. Le rapport $IP3/PDC$ est supérieur à la valeur spécifiée de 0.7, le tout pour une consommation DC totale de 1.5W.

4.3.4.3.4 Comparaison entre la puce existante HPA et le nouveau amplificateur HLA MMIC

Le tableau ci-dessous dresse une comparaison entre les performances de l'amplificateur de puissance couramment utilisé en sortie du récepteur satellite et le nouveau amplificateur faible niveau à forte linéarité, pour la même application.

Paramètres	Puce HPA existante	Nouvelle puce HLA
Bande de fréquence	BW1 = 3.3 - 4.3 GHz	BW1 = 3.4 - 4.2GHz BW2 = 4.5 - 4.8 GHz
Gain linéaire	>26 dB	> 23 dB
Ondulation de gain	<0.35	< 0.3 dBpp/500Mhz
S11	< -18 dB	< -18 dB
S22	< -12 dB	< -11.5 dB
P1dB (dBm)	29 dBm	26.5 dBm*
IP3 (dBm)	35	38.5 dBc*
C/I3 at Pout=2 dBm/carrier	> 73 dBc	>80dBc*
IP3/PDC	> 2.1 @ PDC = 1.5W	> 4.7 PDC = 1.5W
Tension de polarisation	6.0 V	6.0 V
Consommation totale (DC)	2.2 W	1.5 W
Stabilité	Inconditionnelle	Inconditionnelle

* : Sous réserve de la validité du modèle non-linéaire.

TAB. 4.4 – Comparaison entre la puce existante et la nouvelle.

Pour le fonctionnement en sortie du récepteur satellite, les performances linéaires sont comparables, notamment l'adaptation, l'ondulation dans la bande etc. Cependant, les performances en linéarité sont meilleures pour le HLA MMIC, par rapport au HPA. On y note une amélioration de 3.5dB sur l'IP3, de 7dB sur le C/I₃, et pour la même consommation DC, un rapport IP3/PDC deux fois supérieur à celui de l'ancienne puce.

4.4 Conclusion

Le dernier élément de la chaîne RF d'un récepteur de télécommunications satellite est aujourd'hui constitué de l'amplificateur de puissance utilisé en recul.

Ce chapitre propose un nouveau type d'amplificateur à haute linéarité non plus basé sur l'optimisation de la puissance de sortie mais sur l'optimisation de la charge des transistors du dernier étage à partir de données issues d'une mesure load-pull biporteuse visant à maximiser directement le C/I_3 .

Cette approche permet de palier à l'absence de modèle non-linéaire fiable pour prédire l'intermodulation et d'optimiser la linéarité à partir d'une simple simulation linéaire robuste, fiable et rapide.

Les simulations non-linéaires néanmoins réalisées montrent une amélioration de $3.5dB$ sur l'IP3 et d'un rapport 2 du rapport IP3/PDC du nouvel amplificateur forte linéarité conçu en bande C par rapport aux amplificateurs de puissance actuellement utilisés en sortie des récepteurs de télécommunications dans la même bande, chez Thales Alenia Space.

Bibliographie

- [1] J. Obregon, R. Soares et J. Graffeuil *Application des transistors à effet de champs en Arséniure de Gallium*, Eyrolles 1984.
- [2] Stephen A. Maas, *Non Linear Microwaves and RF circuits* , Artech House 2003.
- [3] Carvalho, N. B. and J. C. Pedro, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*, Artech House 2003.
- [4] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, J. M. Collantes, *Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers*, IEE Electronics Letters, vol. 37, pp. 226-228, February 2001.
- [5] J. Portilla, J. Jugo, A. Anakabe, F. J. Casas, J. P. Pascual, J. M. Collantes, *Analysis of Non-linear RF and Microwave Circuits Using Harmonic Balance and System Identification Methods*, RF and Microwave Computer-Aided Engineering (Wiley), vol. 12, No. 5, pp. 448-459, September 2002.
- [6] Steve Marsh, *Practical MMIC Design*, Artech House Publishers, September 2006.
- [7] Mike Golio, *RF and Microwave Circuits, Measurements, and Modeling*, CRC press, 2008.

Conclusion

Au cours du premier chapitre nous avons défini les différentes manifestations des distorsions non-linéaires dans les circuits et systèmes RF, puis nous avons dressé un bilan des divers facteurs de mérite, permettant d'évaluer la linéarité d'un amplificateur. Le comportement non-linéaire d'un circuit peut être évalué de plusieurs manières :

- A l'aide d'un signal mono-porteuse, on peut évaluer la linéarité d'un circuit grâce au point de compression à 1 dB, sa caractéristique de compression de gain (AM/AM) ou de compression de phase (AM/PM). l'observation du spectre peut permettre également de caractériser sa distorsion d'harmonique.
- A l'aide d'un signal bi-porteuse, grâce à son point d'intersection d'ordre 3 ou bien le rapport C/I_3 .
- A l'aide d'un signal modulé, son comportement non-linéaire peut être évalué par le niveau d'interférence créée dans le canal adjacent (ACPR), la détérioration de la fidélité de modulation du signal émit, typiquement par la mesure de l'erreur entre le vecteur émis et le vecteur reçu (EVM).

Dans notre étude, l'accent a été mis particulièrement sur la caractérisation bi-porteuse permettant d'obtenir le rapport C/I_3 . Une description du banc de mesure a été faite, ainsi que les moyens de réaliser des mesures précises.

Le chapitre deux a rassemblé les principes et techniques de linéarisations, hybrides et intégrées. Dans les grandes techniques de linéarisations hybrides on retrouve entre autre la prédistorsion analogique et numérique, la technique FeedForward, la contre la contre réaction à boucle polaire et cartésienne.

Puisque la plupart de ces techniques de linéarisations développées actuellement sont pour des applications de puissance, nous nous sommes d'avantage appesantit sur les tech-

niques de linéarisations intégrables. Les techniques les plus prometteuses sont notamment, la prédistorsion RF analogique à base de diode ou de FET froid, la contre réaction analogique non-linéaire série ou parallèle, la superposition dérivative et la polarisation active.

La plupart des non-linéarités présentes dans les composants actifs contiennent des composantes d'ordre paires, lesquels sont susceptibles de créer de la distorsion à travers le signal d'enveloppe ou du second harmonique ; Par conséquent, la performance d'un linéariseur dépendra non-seulement de son comportement dans la bande, mais aussi de son comportement hors bande. Ainsi, les phénomènes non-linéaires complexes, les effets mémoire HF et BF, sont des paramètres à considérer lors de l'optimisation des performances d'un linéariseur.

L'application des techniques de linéarisations de façon efficace nécessite de bien comprendre les phénomènes non-linéaires dans les amplificateurs. Dans le chapitre 3, nous avons étudié ces mécanismes de création de la distorsion d'intermodulation. En effet la bonne compréhension de ces derniers est déjà la base première pour leur réduction. En effet, la distorsion d'intermodulation est causée par trois mécanismes : le signal d'enveloppe ($\Delta\omega$), les harmoniques (2ω) et le coefficient d'ordre 3 de la source de courant ou des capacités C_{gs} et C_{gd} .

La réduction de la distorsion d'intermodulation créée par le coefficient d'ordre trois de la source de courant peut se faire par le meilleur choix du point de polarisation. En effet, Il existe des particularités dans le comportement des transistors HEMT, telles que leurs courbes d'IM3 présentent des points doux "sweet spots" permettant avec quelques dB de "back-off" seulement d'atteindre des niveaux de C/I relativement élevés. Ceci peut être le cas pour certaines conditions de polarisation et d'adaptation données, notamment lorsque la dérivée d'ordre 3 de la source de courant s'annule. Ces phénomènes peuvent également provenir de l'interaction entre les composantes non-linéaires du transistor. Ces constatations peuvent être exploitées pour minimiser la non-linéarité de l'amplificateur sur une gamme de puissance donnée.

Cependant, même si ces phénomènes sont bien compris, encore faut-il bien les modéliser afin d'en tenir compte lors de la conception finale de l'amplificateur. Nous avons vu au chapitre 3 que *la représentation de la distorsion d'intermodulation d'ordre 3 d'un*

HEMT n'est possible que si son modèle décrit non seulement avec précision les réseaux $I(V)$ et $Q(v)$, mais aussi ses dérivées successives jusqu'à l'ordre 3 ; ce qui n'est pas le cas dans la plupart des modèles, d'autant plus que ces dérivées sont difficiles à extraire directement par mesures. D'après l'observation faite dans l'étude de la modélisation par table, une caractérisation fine du transistor autour de son point de fonctionnement permet de s'approcher de la solution optimale de modélisation. En effet le modèle tabulaire sera d'avantage précis que le pas de mesure sera de l'ordre de grandeur des signaux d'entrée. Cependant, un compromis doit être trouvé entre le pas de mesure pouvant être réalisé, permettant un calcul précis et le bruit de mesure.

Afin de contourner ce problème, et réaliser une conception efficace, nous avons développé une stratégie de conception en se basant uniquement sur une synthèse d'impédances de charge bas niveau.

Notre nouvelle approche de conception dite de "type load-pull bi-porteuse" s'appuie sur la synthèse de réseaux d'adaptation permettant de présenter au transistor les impédances optimales pour sa performance en linéarité (C/I_3). Ces impédances sont déterminées à partir d'une campagne de mesure de type Load-Pull bi-porteuse. La mesure load-pull nous permet d'accéder directement à la valeur de l'impédance à synthétiser et la valeur du C/I_3 correspondant.

L'objectif dans cette approche est de maximiser la linéarité par optimisation de la polarisation et de l'impédance de charge, pour une puissance de fonctionnement donné, dans une bande spécifiée. Ceci est différent de ce qui se fait classiquement où l'optimisation de la linéarité se fait par maximisation de la puissance de sortie à 1 dB de compression de gain.

Cette approche possède l'avantage, d'une part de ne nécessiter qu'une simulation linéaire pour la synthèse du circuit d'adaptation optimal en terme de linéarité et d'autre part de contourner les limitations des modèles non-linéaires pour la prédiction du C/I_3 à faible niveau de puissance. Elle peut même s'étendre aux application à fort niveau de puissance, où on peut déterminer l'impédance optimale de puissance pour un C/I_3 spécifié, ou inversement, déterminer l'impédance optimale en linéarité pour une puissance à 1dB de compression de gain.

Cette méthode de conception a été mise en évidence dans le chapitre 4 où un amplificateur faible niveau à haute linéarité à trois étages a été conçu en bande C. La mesure load-pull bi-porteuse nous a permis de déterminer l'impédance de charge optimale en linéarité, puis la conception a été réalisée en paramètre [S] bas niveau afin de synthétiser cette impédance de charge et atteindre ainsi non seulement les performances linéaires mais surtout la performance en linéarité définie par le $C/I_3 > 63dBc$ pour une puissance de sortie totale de $10dBm$.

Grâce à cette approche de conception, nous prévoyons, à partir des simulations non-linéaires réalisées, une amélioration de $3.5dB$ sur l'IP3 et d'un facteur 2 du rapport IP3/PDC du nouvel amplificateur forte linéarité conçu en bande C, par rapport aux amplificateurs de puissance actuellement utilisés en sortie des récepteurs de télécommunications dans la même bande, chez Thales Alenia Space.

Perspectives

Il a été mis en évidence plus haut que *la représentation de la distorsion d'ordre 3 d'un HEMT n'est possible que si son modèle décrit non seulement avec précision les réseaux $I(V)$ et $Q(v)$, mais aussi ses dérivées successives jusqu'à l'ordre 3* ; Bien que l'extraction directe de ces dérivées soient complexes, les résultats de l'étude de la modélisation des faibles non-linéarités par le modèle tabulaire avec des équations de type "spline" sont encourageants et il peut être envisagé une amélioration de ce modèle tabulaire, ou une amélioration des méthodes de mesure $I(V)$ et d'extraction des paramètres intrinsèques, pour les différentes filières de transistor utilisés chez Thales Alenia space.

L'approche de conception de type load-pull biporteuse nous a permis de contourner le problème de manque de modèle non-linéaire fiable pour la prédiction de l'intermodulation bas niveau dans la filière utilisée. Cette approche peut être complétée par l'utilisation des paramètres S non-linéaires, prenant en compte les courants.

Dans une autre perspective, les techniques de linéarisation présentées au chapitre 2 peuvent être envisagées pour certaines applications. Parmi les plus prometteuses, on peut citer la prédistorsion RF, la superposition dérivative et la polarisation active.

Un essai de linéarisation par déplacement du point de polarisation a été effectué. Le principe est d'utiliser un transistor froid en contre réaction grille-drain piloté par un signal RF, afin de déplacer le point de polarisation nominal de l'amplificateur à linéariser. Sous l'effet du signal RF, le FET froid va délivrer une tension DC qui croît à mesure que la puissance d'entrée augmente. Cette augmentation de la tension DC viendra s'ajouter à la tension nominale de polarisation de l'amplificateur, et ainsi le déplacer vers la classe AB légère ou la classe A, suivant la dynamique de tension délivrée par le linéariseur, laquelle est fonction de la tension V_{gs} de contrôle du FET froid. Ce principe est illustré à la figure suivante. En fonction de la tension de contrôle du FET froid, on peut faire varier l'allure générale de la courbe AM/AM ou AM/PM comme illustré sur la figure suivante.

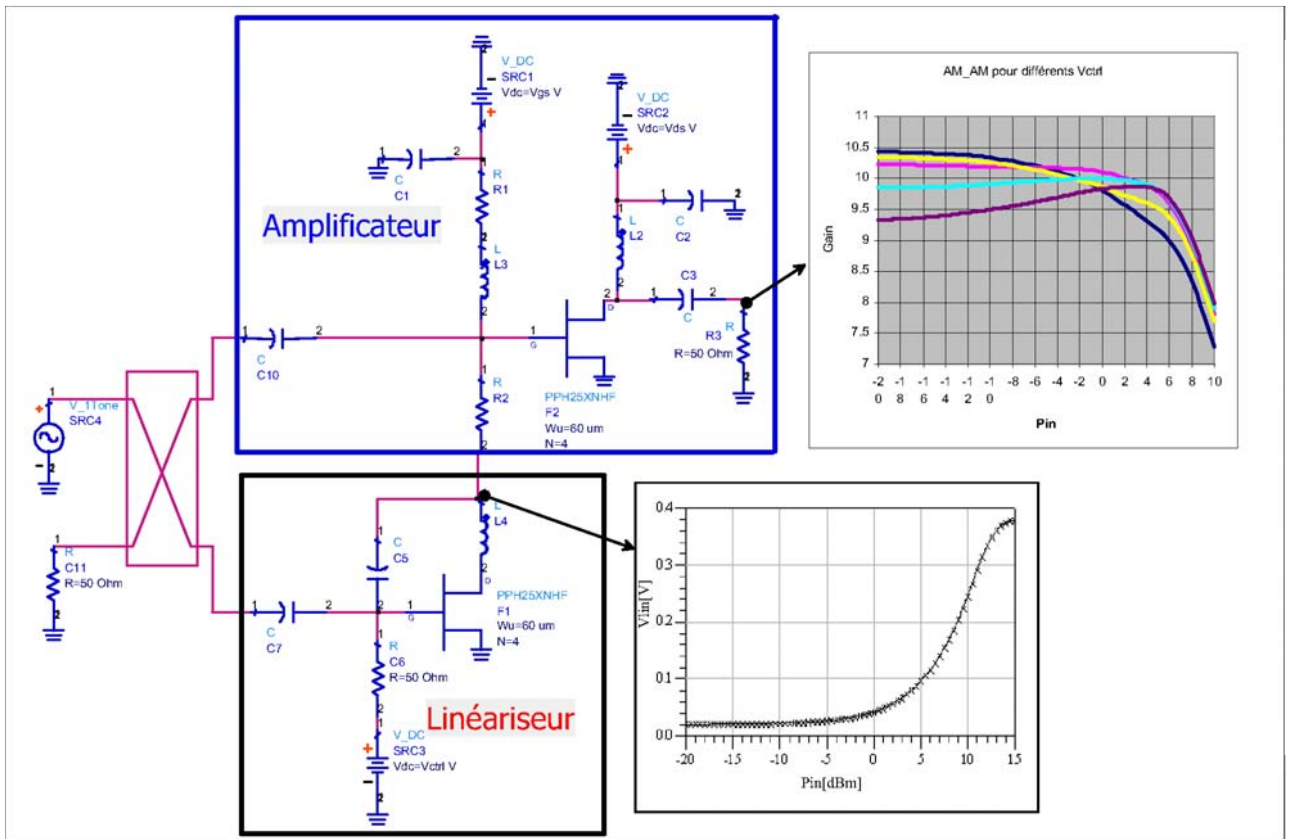
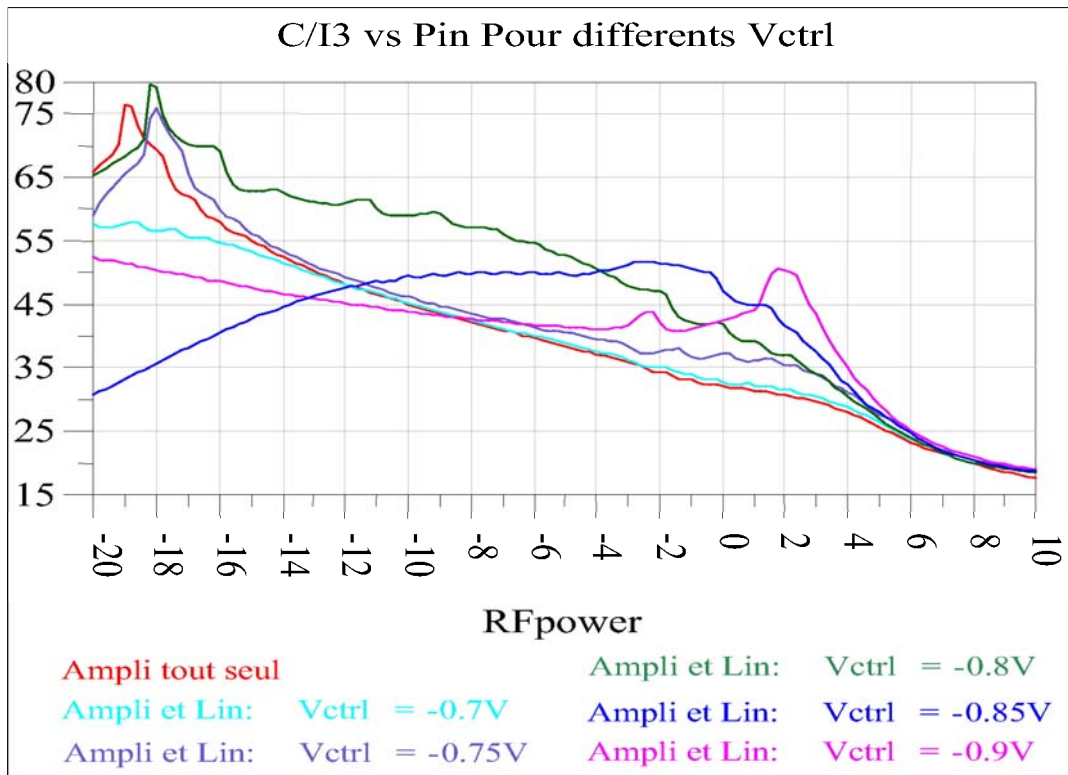


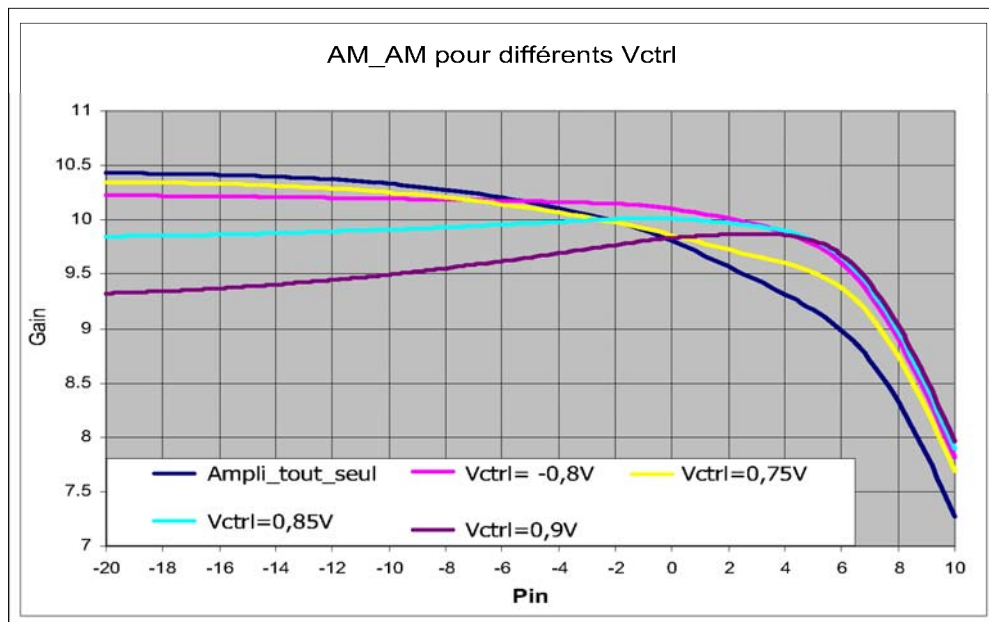
FIG. 1 – Exemple de circuit de linéarisation par déplacement du point de polarisation

A ces différentes tensions de contrôle, sont aussi associées les différentes courbes de C/I_3 , comme illustré à la figure suivante. Le choix de la tension de contrôle est un facteur important, car en fonction de celle-ci, on peut soit améliorer ou dégrader la linéarité suivant la gamme de puissance considérée. Dans notre exemple, la tension de contrôle optimale est de $-0.8V$, où la linéarisation se fait sur une dynamique de puissance d'entrée importante.

Il est à noter que l'impédance de charge de l'amplificateur n'a pas été optimisée pour une application particulière. Le transistor est tout simplement polarisé de manière classique et chargé sur 50Ω , juste pour constater les effets de la linéarisation. Dans les perspectives, l'application de cette technique pour une application courante peut être envisagée. Les courbes de C/I_3 sont obtenues par simulation bi-porteuse en utilisant un modèle comportemental de type AM/AM - AM/PM.



(a) C/I_3 obtenues par déplacement du point de polarisation pour divers tensions de contrôle



(b) Allures de gain obtenues par déplacement du point de polarisation pour divers tensions de contrôle

FIG. 2 – Résultats de la technique de linéarisation par déplacement du point de polarisation

Publications relatives à ce travail

1. J. Tapfuh Mouafo, J. F. Villemazet, B. Jarry, M. Campovecchio et J. L. Cazaux, “*Amplificateurs bas niveau forte linéarité en technologies intégrées pour récepteurs satellite : enjeux et perspectives*”, 15èmes Journées Nationales Microondes, Mai 2007, Toulouse.
2. J. Tapfuh Mouafo, J. F. Villemazet, B. Jarry, M. Campovecchio, T. Reveyrand D. Lopez, S. Rochette, J. L. Cazaux, “*Méthodologie de conception d’amplificateurs faible niveau à haute linéarité en technologie MMIC pour récepteur satellite*”, 16èmes Journées Nationales Microondes 27-28-29 Mai 2009 Grenoble.
3. J. Tapfuh Mouafo, J. F. Villemazet, B. Jarry, M. Campovecchio and J. L. Cazaux, “*Low Level and High Linearity Amplifiers in Integrated Technologies for Satellite Receivers : Technical Issues of Linearization Techniques*”, IEEE Prime 2007, Bordeaux.

A

Méthode des sondes appliquée à l'analyse non linéaire par séries de volterra

Sommaire

A.1	Introduction	208
A.2	Exemple d'application de la méthode des sondes à l'analyse d'un circuit non-linéaire	209
A.2.1	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 1	210
A.2.2	Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 2	210

A.1 Introduction

Dans le cas d'une analyse linéaire, on cherche la fonction de transfert linéaire $H(\omega)$ en considérant la tension d'entrée comme une exponentielle de la forme $e^{j\omega t}$ et en calculant la sortie de la forme $H(\omega) \cdot e^{j\omega t}$. Le rapport entre ces deux quantités permet d'obtenir la fonction de transfert linéaire $H(\omega)$ du circuit.

Dans le cas d'une analyse non-linéaire, la situation est un peu plus compliquée, mais le principe est le même que précédemment.

Comme mentionné au chapitre 1, les non-linéarités des circuits faiblement non-linéaires peuvent être représentées par les séries de Volterra. Ainsi, la sortie $v_s(t)$ d'un amplificateur excité par un signal d'entrée $v_e(t)$ peut être représentée de la façon suivante :

$$v_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n v_e(t - \tau_i) d\tau_i \quad (\text{A.1})$$

Pour le cas des faibles non-linéarités, le développement peut s'arrêter à l'ordre 3 et on obtient :

$$v_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau) v_e(t - \tau) d\tau \quad (\text{A.2})$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) v_e(t - \tau_1) v_e(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (\text{A.3})$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) v_e(t - \tau_1) v_e(t - \tau_2) v_e(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 \quad (\text{A.4})$$

Une façon d'évaluer la fonction de transfert non linéaire d'ordre n (H_n) d'un circuit est d'utiliser la méthode des sondes décrite dans [1] et [5]. Cette méthode est presque similaire à celle utilisée pour le calcul des fonctions de transfert dans le domaine fréquentiel d'un circuit linéaire. D'après la méthode des sondes, pour une excitation harmonique (c-à-d que le signal d'entrée est composé d'une somme d'exponentielles) de la forme :

$$x(t) = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t} + \dots e^{j\omega_n t} \quad (\text{A.5})$$

La réponse non-linéaire du n -ième ordre s'écrira de la façon suivante :

$$y_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} n! H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \cdot e^{j(\omega_1 + \omega_2 + \dots + \omega_n)t} \quad (\text{A.6})$$

A.2. Exemple d'application de la méthode des sondes à l'analyse d'un circuit non-linéaire

Seul les termes du n-ième ordre seront pris en compte, car ce sont ceux là qui contribuent à la réponse du n-ième ordre. Il suffit donc de résoudre de façon algébrique l'entrée et la sortie en fonction de $H_n(\omega)$.

Dans tous les cas, la fonction de transfert du n-ième ordre est dépendante des fonctions de transfert des ordres inférieurs à n. Ce processus permettra de déterminer par la suite les niveaux des composantes spectrales qui nous intéressent dans la réponse totale du circuit.

A.2 Exemple d'application de la méthode des sondes à l'analyse d'un circuit non-linéaire

Considérons le circuit de la figure suivante :

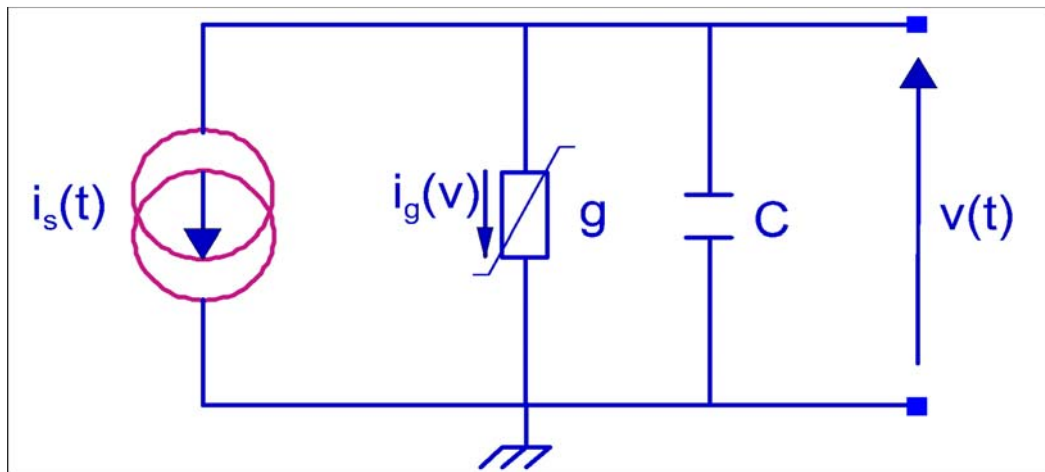


FIG. A.1 – Exemple de circuit non-linéaire simple

A partir des équations ci-dessus, il est clair que le signal de sortie peut se calculer plus facilement si la fonction de transfert du circuit est connue. En fait le calcul de la fonction de transfert se fait par une méthode récursive si la non-linéarité est exprimée en série de puissance. Dans le cas de notre exemple, on peut poser :

$$i_g(v) = g_0 + g_1 \cdot v + g_2 \cdot v^2 + g_3 \cdot v^3 + \dots \quad (\text{A.7})$$

En remplaçant (A.7) dans l'équation générale du circuit de la figure A.1, on obtient :

$$C \cdot \frac{dv(t)}{dt} + g_1 \cdot v(t) + g_2 \cdot v^2(t) + \dots + i_s(t) = 0 \quad (\text{A.8})$$

A.2.1 Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 1

Nous utiliserons premièrement un signal d'entrée mono-fréquence tel que :

$$i_s(t) = e^{j\omega_1 t} \quad (\text{A.9})$$

D'après l'équation (A.6), la sortie s'exprimera de la façon suivante :

$$v(t) = H_1 e^{j\omega_1 t} \quad (\text{A.10})$$

En remplaçant (A.10) dans (A.8), et en ne prenant en compte que les termes en $e^{j\omega_1 t}$, on obtient la fonction de transfert du premier ordre.

$$H_1(\omega) = -\frac{1}{g_1 + j\omega C} \quad (\text{A.11})$$

A.2.2 Calcul de la fonction de transfert à l'ordre 2

Pour le calcul de la fonction de transfert d'ordre 2, nous utiliserons en entrée un signal idéal à deux porteuses de la forme :

$$i_s(t) = e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t} \quad (\text{A.12})$$

Pour ce type d'entrée, en accord avec l'équation (A.6), la sortie s'exprimera de la façon suivante :

$$v(t) = H_1(\omega_1)e^{j\omega_1 t} + H_1(\omega_2)e^{j\omega_2 t} + 2H_2(\omega_1, \omega_2)e^{j(\omega_1+\omega_2)t} \quad (\text{A.13})$$

En remplaçant (A.13) dans (A.8), et en ne prenant en compte que les termes en $e^{j(\omega_1+\omega_2)t}$, on obtient la fonction de transfert du second ordre en fonction de celui du premier ordre.

$$H_2(\omega_1, \omega_2) = \frac{2g_2 \cdot H_1(\omega_1) \cdot H_1(\omega_2)}{g_1 + j(\omega_1 + \omega_2)C} \quad (\text{A.14})$$

avec :

$$H_1(\omega_1) = -\frac{1}{g_1 + j\omega_1 C} \quad (\text{A.15})$$

$$H_1(\omega_2) = -\frac{1}{g_1 + j\omega_2 C} \quad (\text{A.16})$$

De façon similaire, le calcul peut se poursuivre aux ordres supérieurs.

Bibliographie

- [1] Stephen A. Maas, *Non Linear Microwaves and RF circuits* , Artech House 2003.
- [2] Carvalho, N. B. and J. C. Pedro, *Intermodulation distortion in microwave and wireless circuits*, Artech House 2003.
- [3] F. Giannini, G. Leuzzi, *Nonlinear Microwave Circuit Design*, John Wiley & sons, 2004.
- [4] E. Brdrosian and Stephen O. Rice *The Output Properties of Volterra Systems(Nonlinear Systems with Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs*, IEEE, Vol.59, No.12, December 1971.
- [5] J. Bussang, L. Ehrman, J. Graham *Analysis of Nonlinear Systems with multiple Inputs*, IEEE, Vol.62, No.8, August 1974

Index

amplificateur faible niveau, 159, 161, 176, 177,
187, 193

analyse non-linéaire, 187

séries de Volterra, 33, 35, 36, 39, 73, 75,
119, 120, 123, 130, 208

distorsion d'intermodulation, 9–11, 17, 21–25,
32–34, 37–39, 100, 105, 117, 119, 126–
131, 142, 144, 145, 152, 168

produits d'intermodulation, 10–12, 16, 17,
24, 26, 39, 73

mesures load-pull, 139, 143, 152, 162, 164, 165,
168, 170, 173, 174, 180, 194

modèles non-linéaires, 100, 105, 106, 161, 165

modèle spline, 106, 107, 109, 111, 113, 115,
141, 152

optimisation de la linéarité, 97, 125, 137, 152,
162, 163, 170

IP3/PDC, 136, 176, 192–194

optimisation des impédances, 137–139, 141–
145

optimisation du point de polarisation, 128,
132, 133, 145, 152, 165

techniques de linéarisation, 45, 49, 59, 65, 83,
137, 174

Résumé

Ce travail concerne les phénomènes d'intermodulation dans les amplifications faible niveau et propose des solutions afin de les réduire au regard d'une basse consommation. L'approche de conception proposée est basée sur l'optimisation de la charge des transistors du dernier étage à partir des données issues d'une mesure load-pull bi-porteuse visant à maximiser directement le C/I_3 pour une gamme de puissance de fonctionnement. Cette approche permet de palier à l'absence de modèle non-linéaire fiable pour prédire l'IMD à bas niveau et d'optimiser le circuit à partir d'une simple simulation linéaire. Les simulations non-linéaires néanmoins réalisées montrent une amélioration de 7dBc sur le C/I_3 , de 3.5dB sur l' IP_3 et d'un facteur 2 du rapport IP_3/PDC du nouvel HLA conçu en bande C, par rapport aux HPA actuellement utilisés en sortie des récepteurs satellite de télécommunications dans la même bande, chez Thales Alenia Space.

Mots-clés: Amplificateurs faible niveau, C/I_3 , rapport IP_3/PDC , produits d'intermodulation, séries de Volterra, techniques de linéarisation, mesures load-pull, optimisation de la linéarité.

**Study Of Low Level And High Linearity Amplifiers In GaAs
Integrated Technologies For Space Applications**

Abstract

This work concerns non-linear phenomenon in low-level amplifier circuits, and proposes solutions in order to reduce non-linearity and optimise the ratio between high linearity and low consumption (IP_3/Pdc). The proposed design approach is based on optimisation of load of transistor for the last stage, using data from 2 tones load-pull measurements, in order to maximise the C/I_3 ratio for a given output power. This approach allow us to bypass the lack of reliable non-linear model of transistor for an accurate IMD prediction at low level, and help to optimise the circuit using a simple linear simulation. However, non-linear simulations made shows 7dBc improvement on C/I_3 , 3.5dB on IP_3 and a factor 2 on IP_3/PDC ratio for the new designed C band HLA, comparing with HPA usually used at the output of telecommunications satellite receiver in the same band in Thales Alenia Space.

Keywords: Low-level amplifier, linearity, C/I_3 , IP_3/Pdc ratio, intermodulation products, Volterra series, linearisation methods, load-pull measurements, linearity improvement.