

# UNIVERSITE DE LIMOGES

## ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES TECHNOLOGIES SANTE

Faculté des Sciences et Techniques

Xlim - C<sup>2</sup>S<sup>2</sup> - Composants Circuits Signaux et Systèmes hautes fréquences

Année : 2007

N°02-2007

### THESE

## Pour obtenir le grade de DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes fréquences et Optoélectronique

Présentée et soutenue par

**LHORTOLARY Julien**

Le 15 janvier 2007

*Modèle prédictif de transistor HEMT pour la simulation précise de l'intermodulation à très bas niveau de puissance et aux hautes fréquences. Evaluation des performances en linéarité de différentes filières technologiques pHEMT AsGa.*

Directeur de Thèse : M. Campovecchio

#### Jury :

R. Quéré	Professeur à l'Université de Limoges	Président
C. Duvanaud	Maître de conférence HDR, Université de Poitiers	Rapporteur
C. Gaquière	Professeur à l'Université de Lille	Rapporteur
M. Camiade	Ingénieur UMS, Orsay	Examineur
M. Campovecchio	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
J. Obregon	Professeur émérite, Université de Limoges	Examineur
C. Charbonniaud	Ingénieur AMCAD	Invité
T. Reveyrand	Ingénieur CNRS	Invité
J.M. Nebus	Professeur à l'Université de Limoges	Invité



**A mes grands-parents  
A mes parents  
A tous ceux qui me sont Chers**



---

# Remerciements

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués conjointement au sein de l'équipe "Composants Circuits Signaux et Système Hautes fréquences " (C2S2) de l'institut de recherche Xlim, unité mixte de recherche du université de Limoges / CNRS et de la société United Monolithic Semiconductors (U.M.S) à Orsay.

Je remercie donc tout particulièrement monsieur le Professeur Raymond QUÉRÉ de m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche et d'avoir accepté la présidence de ce jury de thèse ainsi que monsieur Marc CAMIADE de m'avoir accueilli dans le département "ligne de produits" qu'il dirige au sein d'U.M.S.

J'exprime toute ma gratitude à monsieur Claude DUVANAUD, Professeur à l'Université Bordeaux I, et monsieur Christophe. GAQUIERE, Professeur de l'Université de Lille, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs et de participer à ce jury.

J'adresse mes sincères remerciements à monsieur Michel CAMPOVECCHIO (Professeur à l'Université de Limoges) pour avoir accepté d'être mon directeur de thèse et pour le suivi de mon travail.

Toute ma reconnaissance va à monsieur le Professeur Juan OBREGON qui m'a épaulé tout au long de ces travaux de thèse et qui, dans le cadre d'une relation quasi-quotidienne privilégiée, m'a fait bénéficier à la fois de son expertise technique, de sa rigueur et de ses qualités humaines. Encore une fois, merci.

J'adresse également mes plus sincères remerciements à monsieur Jean-Christophe NALLATAMBY et monsieur Michel PRIGENT pour leurs disponibilités et leurs soutiens tout au long de mes travaux. Merci également à Denis BARATAUD pour les efforts qu'il a consenti lors de mes différentes, et nombreuses, campagnes de mesures load-pull 2 tons.

J'en arrive à remercier Christophe CHARBONNIAUD (actionnaire « AMCAD engineering ») et Thibault REVEYRAND (ingénieur CNRS) respectivement les « rois » de la mesure I/V + S pulsées et des mesures load-pull 2-tons. Merci pour votre efficacité, votre disponibilité, votre aide et . Merci également d'avoir accepté de faire partie de ce jury.

Grand merci aussi à Christophe CHANG (ingénieur U.M.S) pour son aide précieuse et le travail dont il m'a fait bénéficier. Merci, entre autres, de m'avoir permis d'obtenir de très bons résultats en très peu de temps lors de mes travaux de thèse et, par conséquent, de gagner un temps précieux sur un planning extrêmement chargé.

Enfin, comment pourrais-je oublier de remercier mes actuels ou « ex » compagnons du « Bocal », Sylvain HECKMANN (roi du HBT), Cyril GOURDON (roi du VCO) et Charles TEYSSANDIER (« futur » roi de la thermique) pour tous les bons moments passés ensemble.

Mes remerciements vont également à madame Marie-Claude LEROUGE pour toute l'aide apportée et les efforts consentis lors du traitement des aspects logistiques et administratifs liés à cette thèse de doctorat.

Enfin, sans donner une liste exhaustive ou sans m'embarquer dans un récit que seuls les destinataires comprendraient, je ne saurais oublier dans ces remerciements toutes les personnes du service « ligne de produits » et du service « modélisation » d'U.M.S pour les discussions professionnelles constructives et les moments extraprofessionnels (sportif ou non) que nous avons partagés.

---

# Sommaire

<i>Liste des figures</i>	<i>1</i>
<i>Liste des tableaux</i>	<i>3</i>
<i>Introduction générale</i>	<i>5</i>
<b>Partie 1. Contexte et objectifs du travail</b>	<b>7</b>
<b>1. Introduction</b>	<b>9</b>
<b>2. Les systèmes de télécommunications numériques</b>	<b>9</b>
2.1. Structure basique d'un système de télécommunication numérique	9
2.2. Caractéristiques fondamentales	11
2.3. Nécessité de la modulation dans les systèmes de télécommunications	12
2.4. Les principaux types de modulation numérique	13
2.4.1. Représentation des signaux numériques	14
2.4.2. La modulation M-ASK	14
2.4.3. La modulation M-PSK	15
2.4.4. La modulation FSK	15
2.4.5. La modulation M-QAM	16
2.4.6. Performances des différents types de modulations numériques	17
2.5. Les principales techniques de multiplexage	19
2.5.1. Multiplexage fréquentiel, FDMA	20
2.5.2. Multiplexage temporel, TDMA	21
2.5.3. Technique d'étalement de spectre, CDMA	22
2.5.4. Technique de multiplexage OFDM	23
<b>3. La linéarité dans les amplificateurs de puissance</b>	<b>26</b>
3.1. Introduction	26
3.2. Définition d'un système non-linéaire	26
3.3. Concept de non-linéarité dans les amplificateurs de puissance.	27
3.4. Génération de fréquences harmoniques et d'intermodulation	28
3.5. Critères de linéarité dans les amplificateurs de puissance	31
3.5.1. Mesures monoporteuses	31
3.5.2. Mesures bi-porteuses	32
3.5.3. Mesures multi-tons	34
3.6. Le compromis puissance - rendement - linéarité.	37
<b>4. Les transistors à effet de champ</b>	<b>40</b>
4.1. Non-linéarités dans les transistors à effet de champ	40
4.1.1. Les éléments intrinsèques	41
4.1.2. Les éléments extrinsèques	43
4.2. Méthode de modélisation des non-linéarités	43
4.2.1. Modélisation en série de puissance	44
4.2.2. Modélisation par séries de Volterra	45
4.2.3. Modélisation par des fonctions analytiques phénoménologiques	47
4.3. Nécessité d'un modèle de transistor précis pour la prédiction de l' $IM_3$	48
<b>5. Conclusion</b>	<b>49</b>
<i>Références bibliographiques</i>	<i>51</i>
<b>Partie 2. Modélisation de transistors HEMT pour la simulation précise de l'<math>IM_3</math></b>	<b>57</b>
<b>1. Introduction</b>	<b>59</b>
<b>2. Problèmes liés à la modélisation de l'<math>IM_3</math> à bas niveau et aux hautes fréquences</b>	<b>59</b>

2.1.	Principales méthodes d'extraction des non-linéarités dans les transistors à effet de champs en vue d'une simulation de l'IM <sub>3</sub>	59
2.2.	Méthodologie générale d'extraction	60
<b>3.</b>	<b>Bancs de caractérisation des transistors</b>	<b>61</b>
3.1.	Historique	61
3.2.	Banc de mesure I-V et S pulsées	62
3.2.1.	Principe de la mesure	63
3.2.2.	Description du banc de mesure	63
3.2.3.	Conclusion	65
3.3.	Banc de mesure load-pull 2-tons	66
3.3.1.	Principe de la mesure	66
3.3.2.	Description du banc de mesure loadpull 2-tons	66
3.3.3.	Conclusion	67
<b>4.</b>	<b>Méthodologie d'extraction et de modélisation des éléments non-linéaires différentiels d'un transistor HEMT</b>	<b>68</b>
4.1.	Principe de base	68
4.2.	Exploitation des résultats de mesures I/V et S pulsés	69
4.2.1.	Topologie du modèle petit signal	69
4.2.2.	Extraction des éléments extrinsèques du transistor	70
4.2.3.	Extraction des éléments intrinsèques du transistor	71
4.2.4.	Application à la filière technologique PP15-20	72
4.2.5.	Conclusion	74
4.3.	Ajustement des ENLI par des équations phénoménologiques	74
4.3.1.	Méthodologie spécifique pour la modélisation précise de distorsions	74
4.3.2.	Méthodologies de modélisation appliquée	75
4.3.3.	Equations de modélisation développées	77
4.3.4.	Résultats d'ajustement des ENLI du transistor 8x75µm WIN PP15-20	78
<b>5.</b>	<b>Intégration du modèle dans un logiciel de simulation (A.D.S.)</b>	<b>79</b>
5.1.	Intégration des différents éléments	79
5.2.	Intégration du modèle non-linéaire complet	79
<b>6.</b>	<b>Validation du modèle de transistor : filière PP15-20</b>	<b>80</b>
6.1.	Méthode de validation	80
6.2.	Comparaison entre les résultats de simulations et de mesures	81
6.2.1.	Paramètres S pulsés	81
6.2.2.	Load-pull 2 tons	85
<b>7.</b>	<b>Rétro-simulation d'un amplificateur de puissance en bande Ku</b>	<b>87</b>
7.1.	Présentation de l'amplificateur de puissance	87
7.2.	Résultats de la rétro-simulation	88
<b>8.</b>	<b>Conclusion</b>	<b>89</b>
	<b>Références bibliographiques</b>	<b>92</b>
	<b>Partie 3. Influence des éléments différentiels intrinsèques sur la génération d'IM<sub>3</sub></b>	<b>94</b>
<b>1.</b>	<b>Introduction</b>	<b>96</b>
<b>2.</b>	<b>Méthode d'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub></b>	<b>96</b>
2.1.	Modélisation polynomiale des équations phénoménologiques	96
2.2.	Intégration du modèle basé sur un développement en série de Taylor des ENLI.	98
<b>3.</b>	<b>Analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> dans un transistor HEMT</b>	<b>99</b>
3.1.	Méthodologie	99
3.2.	Résultats de l'analyse obtenue pour un composant	100
3.2.1.	Analyse de la génération d'IM <sub>3</sub> pour l'impédance Z <sub>PT1</sub>	102
3.2.2.	Analyse de la génération d'IM <sub>3</sub> pour l'impédance Z <sub>PT2</sub>	104
3.2.3.	Analyse de la génération d'IM <sub>3</sub> pour l'impédance Z <sub>PT3</sub>	106
3.2.4.	Influence de l'impédance de sortie présentée en bande de base / à l'harmonique 2	108
<b>4.</b>	<b>Conclusion</b>	<b>109</b>

<b>Références bibliographiques</b>	<b>111</b>
<b>Partie 4. Evaluation des performances en linéarité de filières p-HEMT AsGa</b>	<b>113</b>
<b>1. Introduction</b>	<b>115</b>
<b>2. Conditions d'évaluation des filières</b>	<b>115</b>
2.1. Présentation des filières caractérisées	115
2.2. Détermination des points de fonctionnement des transistors	116
2.3. Zones d'impédances caractérisées	116
<b>3. Exploitation des résultats de mesure load-pull 2-tons</b>	<b>117</b>
3.1. Définition d'un standard de comparaison de la performance en linéarité	117
3.2. Comparaison à faible niveau de puissance	117
3.2.1. Evaluation de la filière PP15-20 (5V / 100mA)	118
3.2.2. Evaluation de la filière PP15-30 (5V / 100mA)	119
3.2.3. Evaluation de la filière PPH15 (4V / 125mA)	119
3.2.4. Evaluation de la filière PPH25 (5V / 100mA)	120
3.2.5. Evaluation de la filière PPH25-X (5V / 100 mA)	121
3.2.6. Synthèse des résultats	121
3.3. Comparaison à fort niveau de puissance, $P_{1dB}$	122
3.3.1. Evaluation de la filière PP15-20 (5V / 100mA)	123
3.3.2. Evaluation de la filière PP15-30 (5V / 100mA)	124
3.3.3. Evaluation de la filière PPH15 (4V / 125mA)	125
3.3.4. Evaluation de la filière PPH25 (5V / 100mA)	126
3.3.5. Evaluation de la filière PPH25-X (5V / 100mA)	127
3.3.6. Synthèse des résultats	128
<b>4. Conclusion</b>	<b>129</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>131</b>
<b>Conclusion générale</b>	<b>132</b>



---

# Liste des figures

Figure. 1 -	Structure basique d'un système de transmission	10
Figure. 2 -	Représentation des vecteurs I/Q dans un repaire de coordonnées polaires	14
Figure. 3 -	Exemple de modulation ASK à 4 états (4-ASK)	14
Figure. 4 -	Diagramme d'état des modulations BPSK, QPSK et 8-PSK	15
Figure. 5 -	Principe de la modulation FSK à saut de phase continu	16
Figure. 6 -	Exemple de constellations 16-QAM et 64-QAM	17
Figure. 7 -	TEB en fonction du rapport $E_b/N_0$ pour différentes modulations numériques	18
Figure. 8 -	Principe de fonctionnement du multiplexage FDMA	20
Figure. 9 -	Principe de fonctionnement du multiplexage TDMA	21
Figure. 10 -	Principe de fonctionnement du multiplexage CDMA	22
Figure. 11 -	Spectre OFDM, décomposition en sous-porteuses (1) et spectre total résultant(2)	24
Figure. 12 -	Bilan de puissance d'un amplificateur de puissance	27
Figure. 13 -	Courbes $P_s=f(P_e)$ et $G_p=f(P_e)$ typiques d'un amplificateur de puissance	28
Figure. 14 -	Génération de fréquences harmoniques et d'intermodulations	30
Figure. 15 -	Gradient de pente d'IM3 et d'IM5	31
Figure. 16 -	Exemple de courbes AM/AM et AM/PM	32
Figure. 17 -	Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) d'un signal 2 tons	32
Figure. 18 -	Définition du rapport de C/I	33
Figure. 19 -	Définition du point d'interception d'intermodulation ordre 3 (IP3)	34
Figure. 20 -	Principe de la mesure ACPR d'un amplificateur de puissance	35
Figure. 21 -	Principe de la mesure NPR d'un amplificateur de puissance	36
Figure. 22 -	Principe de la mesure de l'EVM	36
Figure. 23 -	Exemple de mesure de l'E.V.M. pour un signal 16-QAM	37
Figure. 24 -	Illustration du compromis puissance de sortie, PAE, $CI_3$	38
Figure. 25 -	Définition du PAPR sur un signal à enveloppe variable	39
Figure. 26 -	Illustration du problème lié au PARP des signaux amplifiés	39
Figure. 27 -	Origines physiques du schéma équivalent électrique d'un F.E.T	40
Figure. 28 -	Modèle non-linéaire équivalent d'un transistor à effet de champ intégrant les effets thermiques et les effets de pièges.	41
Figure. 29 -	Représentation schématique des séries de Volterra	46
Figure. 30 -	Ajustement de mesure $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ par une équation phénoménologique	47
Figure. 31 -	Etapes constitutives de l'extraction d'un modèle de transistor	61
Figure. 32 -	Principe des mesures I-V + paramètres [S] en régime impulsionnel	63
Figure. 33 -	Architecture du banc de mesures I(V) + paramètres [S] en régime impulsionnel	65
Figure. 34 -	Architecture du banc de mesures load pull	66
Figure. 35 -	Zone d'extraction des ENLI et limites de validité du modèle	68
Figure. 36 -	Topologie du modèle petit signal utilisé	70
Figure. 37 -	Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor	70
Figure. 38 -	Résultats de mesures I/V pulsés	72
Figure. 39 -	Résultats d'extraction des éléments non-linéaires différentiels: $G_m, G_d, C_{gs}, C_{gd}$	73
Figure. 40 -	Résultats d'ajustement des ENLD : $G_m, G_d, C_{gs}, C_{gd}$	78
Figure. 41 -	Résultats d'ajustement de la source de courant	79
Figure. 42 -	Modèle de transistor complet pour la prédiction précise de l'IM <sub>3</sub>	80
Figure. 43 -	Points de polarisation pour la validation des paramètres S pulsés	82
Figure. 44 -	Comparaison « simulation – mesures » des paramètres S	82
Figure. 45 -	Comparaison « simulation – mesures » des paramètres Y11 et Y22	83
Figure. 46 -	Comparaison « simulation – mesures » des paramètres S	83
Figure. 47 -	Comparaison « simulation – mesures » des paramètres Y11 et Y22	84
Figure. 48 -	Paramètres S au point de polarisation instantané : $V_{gsi}=0.55v / V_{dsi}=8v$	84
Figure. 49 -	Paramètres Y11 et Y22 au point de polarisation instantané : $V_{gsi}=0.55v / V_{dsi}=8v$	85
Figure. 50 -	Zone d'impédances caractérisées par mesures load-pull 2 tons	85
Figure. 51 -	Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z1	86
Figure. 52 -	Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z2	86
Figure. 53 -	Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z3	86
Figure. 54 -	Dessin de l'amplificateur puissance 7-16GHz	88

Figure. 55 -	Caractéristiques $CI_3 = f(P_{out})$ rétro-simulés (amplificateur de puissance 7-16GHz)	89
Figure. 56 -	Comparaison modèle polynomial (Taylor) / modèle phénoménologique	99
Figure. 57 -	Localisation des impédances de charge sur l'abaque de Smith	101
Figure. 58 -	Niveau d'IM <sub>3</sub> simulé lorsque toutes les non-linéarités sont désactivées	101
Figure. 59 -	Dégradation de l'IM <sub>3</sub> en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2	102
Figure. 60 -	Influence des coefficients de TAYLOR de IDS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	103
Figure. 61 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	103
Figure. 62 -	Influence des coefficients de TAYLOR de C <sub>GD</sub> sur la génération d'IM <sub>3</sub>	104
Figure. 63 -	Dégradation de l'IM <sub>3</sub> en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2	104
Figure. 64 -	Influence des coefficients de TAYLOR de IDS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	105
Figure. 65 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	105
Figure. 66 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGD sur la génération d'IM <sub>3</sub>	106
Figure. 67 -	Dégradation de l'IM <sub>3</sub> en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2	106
Figure. 68 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	107
Figure. 69 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM <sub>3</sub>	107
Figure. 70 -	Influence des coefficients de TAYLOR de CGD sur la génération d'IM <sub>3</sub>	108
Figure. 71 -	Effet de l'impédance présentée aux fréquences Z <sub>BB</sub> et H <sub>2</sub> sur la génération d'IM <sub>3</sub>	108
Figure. 72 -	Synthèse des résultats sur l'influence des ENLI et de l'impédance de charge à fo sur la génération de l'IM <sub>3</sub>	109
Figure. 73 -	CI <sub>3</sub> mesuré pour différentes impédances de charge (PPH15)	118
Figure. 74 -	CI <sub>3</sub> (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PP15-20)	118
Figure. 75 -	CI <sub>3</sub> (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PP15-30)	119
Figure. 76 -	CI <sub>3</sub> (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH15)	120
Figure. 77 -	CI <sub>3</sub> (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH25)	120
Figure. 78 -	CI <sub>3</sub> (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH25-X)	121
Figure. 79 -	Synthèse des résultats de mesures à bas niveau de puissance	122
Figure. 80 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps pour toutes les impédances de charge mesurées (PP15-20)	123
Figure. 81 -	CI <sub>3</sub> à Ps constante, filière PP15-20 : P1dBmax (gauche) / 5dB d'OBO (droite)	124
Figure. 82 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps pour toutes les impédances de charge mesurées (PP15-30)	124
Figure. 83 -	CI <sub>3</sub> à Ps constante, filière PP15-30: P1dBmax (gauche) / 5dB OBO (droite)	125
Figure. 84 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH15)	125
Figure. 85 -	CI <sub>3</sub> à Ps constante, filière PPH15 : P1dBmax (gauche) / 5dB OBO (droite)	126
Figure. 86 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH25)	126
Figure. 87 -	CI <sub>3</sub> à Ps constante, filière PPH25 : P1dBmax (gauche) / 5dB OBO (droite)	127
Figure. 88 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH25-X)	127
Figure. 89 -	CI <sub>3</sub> à Ps constante, filière PPH25-X : P1dBmax (gauche) / 5dB OBO (droite)	128
Figure. 90 -	Synthèse des résultats de mesures à fort niveau de puissance	128
Figure. 91 -	CI <sub>3</sub> en fonction de Ps (1 raie): synthèse pour les 5 filières caractérisées	129

---

# Liste des tableaux

Tableau 1 -	Principales applications de télécommunications civiles modernes AsGa	11
Tableau 2 -	Compromis de la modulation FSK avec et sans sauts de phase	16
Tableau 3 -	T.E.B et bandes passantes théoriques en fonction du type de modulation	18
Tableau 4 -	Principales caractéristiques de la filière modélisée : WIN PP15-20	72
Tableau 5 -	Principales caractéristiques de la filière modélisée : WIN PP15-20	72
Tableau 6 -	Résultats d'extraction des éléments extrinsèques du transistor PP15-20	73
Tableau 7 -	Principales spécifications de l'amplificateur de puissance 7-16GHz	88
Tableau 8 -	Impédances de charge choisies pour l'analyse de la génération d' $IM_3$	100
Tableau 9 -	Conditions de simulation pour l'analyse de la génération d' $IM_3$	100
Tableau 10 -	Principales caractéristiques des filières technologiques caractérisées.	116
Tableau 11 -	Points de polarisations fixés pour toutes les filières caractérisées.	116

---



---

# Introduction générale

Les modèles actuels de transistor, et plus généralement des composants semi-conducteurs, sont essentiellement adaptés à 2 types de simulation. Soit, à la simulation de circuits en régime linéaire (paramètre [S]). Soit, à la simulation de circuits en régime non linéaire, voir très fortement non linéaire : en régime saturé (amplificateurs de puissance, mélangeurs ou multiplicateurs de fréquences).

Il y a encore quelques années, l'enjeu de la modélisation non linéaire était de représenter les phénomènes de compression, de saturation et de consommation des amplificateurs de puissance en régime fort signal dans le souci d'une optimisation d'un compromis puissance - rendement.

Or, de par leur complexité croissante, la plupart des systèmes de télécommunications modernes doivent aujourd'hui être conçus en tenant compte d'une spécification devenue quasi-incontournable : la linéarité et, plus particulièrement, le niveau d'intermodulation pour une puissance de sortie donnée. Les circuits intégrés des nouveaux systèmes doivent donc être optimisés à la fois sous contraintes de puissance de sortie, de rendement et de linéarité. En outre, pour certaines applications, les objectifs imposés en terme de linéarité peuvent déboucher sur un fonctionnement des circuits avec un fort recul de la puissance de sortie par rapport à la puissance au point de compression de gain à 1dB et, par conséquent, à faible niveau de puissance de sortie.

Malheureusement, les modèles actuels ne sont pas adaptés à la simulation précise de la génération interne de fréquences d'intermodulation dans les composants semi-conducteurs fonctionnant à bas niveau. En effet, cette simulation fait intervenir les non linéarités « primaires » du composant semi-conducteur. On entend par « primaire » les non linéarités émergeant les premières à partir d'un fonctionnement du composant à un niveau proche de celui du bruit de fond. Il est clair qu'un modèle non linéaire actuel peut parfaitement décrire asymptotiquement un composant soit vers le bas niveau (fonctionnement linéaire) ou le fort signal (régime quasi-saturé), tout en ne permettant pas la modélisation « fine » de l'intermodulation à bas niveau.

L'objet principal de notre travail a donc consisté en la mise au point d'une méthode de modélisation de transistor pour une prédiction précise de l'intermodulation d'ordre 3 ( $IM_3$ ) à faible niveau de puissance et aux hautes fréquences dans les transistors pHEMT AsGa.

Dans ce manuscrit, une première partie sera consacrée à une introduction aux systèmes de télécommunications modernes dont les contraintes en terme de linéarité situeront le contexte de notre travail. Nous y ferons également un inventaire des modèles de transistors existants pour finalement conclure sur la nécessité de développer un modèle de transistor pHEMT capable de prédire précisément les niveaux d'intermodulations à bas niveau dans les amplificateurs de puissance.

Dans la seconde partie, une méthode de modélisation de transistor pHEMT permettant la prédiction précise de l'intermodulation à bas niveau et aux hautes fréquences sera proposée. Cette technique de modélisation, fondée sur l'extraction fine des éléments non-linéaires intrinsèques (ENLI) du transistor issue de mesures de paramètres S pulsées autour d'un point de polarisation, sera alors appliquée à des transistors pHEMT AsGa provenant de différentes filières technologiques puis validée par l'intermédiaire de deux méthodes différentes. Premièrement, par corrélation des résultats de simulation et des résultats de mesures load-pull 2-tons d'un même transistor pour différentes impédances de charge puis, dans un second temps, par rétro-simulation d'un amplificateur de puissance en bande Ku (3 étages) réalisé sur l'une des filières caractérisées.

Ensuite, en se basant sur la précision de notre modèle, la troisième partie de ce manuscrit concernera l'analyse de la génération de l'intermodulation d'ordre 3 dans les transistors pHEMT AsGa. Une étude de l'influence des éléments non-linéaires intrinsèques du transistor sur la génération d'IM<sub>3</sub>, pour de faibles niveaux de puissance de sortie, sera réalisée grâce à un modèle de transistor polynomial dérivé de notre modèle analytique. Les résultats de simulation, montrant l'influence des différentes impédances de charge présentées autour de la fréquence fondamentale, de l'impédance en basse fréquence (bande de base) et de l'impédance à l'harmonique 2, seront exposés.

Une quatrième et dernière partie sera dédiée à une comparaison de 5 filières technologiques pHEMT AsGa, issues de deux fonderies différentes : U.M.S et W.I.N, réalisée exclusivement à partir de mesures load-pull 2-tons à 10GHz. Cette comparaison sera faite pour deux zones de fonctionnement distinctes des transistors : à très faible puissance (zone linéaire) puis à fort niveau de puissance de sortie (zone de compensation de non-linéarités). Ces différentes comparaisons permettront de mettre en avant les qualités de certaines filières en terme de linéarité et contribueront au choix d'une technologie appropriée dans le cadre de la conception de circuits à forte linéarité en bande Ku.

---

# Partie 1.

## Contexte et objectifs du travail



# 1. Introduction

Depuis maintenant une dizaine d'années, les réseaux et systèmes de télécommunications ont subi une réelle mutation sous l'impulsion de deux phénomènes conjugués : l'augmentation rapide du nombre d'utilisateur et le changement dans la nature des données échangées entre utilisateurs. Ces deux phénomènes ont conduit à la nécessité d'augmenter les débits de données, la qualité des transmissions et d'optimiser l'espace fréquentiel alloué pour chaque application et chaque utilisateur. Les systèmes de transmission dis «analogiques », qui ont aujourd'hui atteint leurs limites en terme de performances, ont donc laissé place aux systèmes dis « numériques », mieux adaptés aux nouvelles contraintes imposées par les systèmes modernes de télécommunication.

Dans cette partie, nous dresserons un inventaire des systèmes de télécommunications existants basés sur une technologie AsGa. Nous définirons ensuite les paramètres fondamentaux permettant de comprendre les principaux compromis associés aux différentes techniques de modulation et de multiplexage utilisées dans ces systèmes. Nous étudierons ensuite l'impact de ces signaux numériques sur les performances de la fonction « amplification de puissance », clé de voûte de tout système de télécommunications, dans le souci d'un compromis puissance – rendement - linéarité optimal. Finalement, nous aborderons les problèmes liés à la modélisation de l'intermodulation d'ordre 3 à faible niveau de puissance et aux hautes fréquences dans les transistors pHEMT AsGa.

## 2. Les systèmes de télécommunications numériques

[1], [2], [3]

---

### 2.1. Structure basique d'un système de télécommunication numérique

[4]

Dans le cas le plus général, pour transmettre un signal (message) à travers l'espace, tout système de télécommunication doit avoir une structure en trois blocs distincts comme le montre la figure 1:

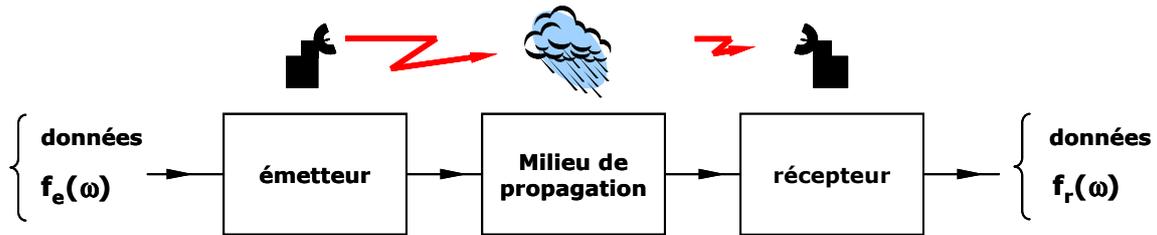


Figure. 1 - Structure basique d'un système de transmission

Dans le cas d'un système de transmission numérique, chacun de ces blocs peut être décrit de la façon suivante :

- ▲ L'émetteur : Il émet un message sous la forme d'une suite de signaux binaires (0 ou 1), porteurs de l'information, avec assez de puissance pour que le signal traverse le milieu de propagation. Un codeur peut éventuellement supprimer des éléments binaires non significatifs (compression de données ou *codage de source*), ou au contraire introduire de la redondance dans l'information en vue de la protéger contre le bruit et les perturbations présentes sur le canal de transmission (*codage de canal*). La modulation a pour rôle d'adapter le spectre du signal au canal (milieu physique) sur lequel il sera émis.
- ▲ Le moyen/milieu de propagation : c'est le support de transmission du signal. Ce milieu présente des pertes et altère le signal émis.
- ▲ Le récepteur : il reçoit le signal atténué et déformé puis l'amplifie. Il contient les fonctions de démodulation et de décodage qui sont les fonctions inverses respectives des fonctions de modulation et de codage de l'émetteur. Il peut compenser certaines altérations de celui-ci par différentes techniques.

Le tableau 1 présenté ci-dessous donne une vue d'ensemble des applications de télécommunication civiles modernes :

Applications civiles AsGa	Bande de fréquence	Technologie
Câble TV	50-1000MHz	MESFET, pHEMT
Fibre optique	DC - 2.5GHz / DC - 10GHz	PHEMT, HBT, MESFET
Téléphonie cellulaire (GSM)	900 MHz	HBT, pHEMT, MESFET
Personal communication system (PCS)	1.8-2.2 GHz	HBT, pHEMT, MESFET
Wireless Local Loop	2.2-2.4 GHz (3G)	HBT, pHEMT, MESFET
Wireless LAN	900 MHz, 2.4, 5.8, 60 GHz	HBT, pHEMT, mHEMT
GPS	1.6 GHz	pHEMT, MESFET
Satellite cellulaire	1.6, 2.5, 20, 23, 29 GHz	pHEMT, MESFET, mHEMT
Electronic Toll Collection System (ETC)	5.8 GHz	pHEMT, MESFET
Liaison radio point à point	6, 8, 11, 15, 18, 23, 38, 60 GHz	pHEMT, MESFET, mHEMT

Applications civiles AsGa	Bande de fréquence	Technologie
VSAT (Very Small Aperture Terminal)	6, 14, 28 GHz	pHEMT, MESFET
TV satellite	11 – 13 GHz	pHEMT, MESFET
Services par satellite	28 GHz	pHEMT, mHEMT
Local Multipoint Distribution (LMDS), Multipoint Video Distribution Service (MVDS)	28, 31 GHz / 42 GHz	pHEMT, mHEMT
Radar d'aide à la conduite (automobile)	77 GHz	pHEMT

**Tableau 1 - Principales applications de télécommunications civiles modernes AsGa**

## 2.2. Caractéristiques fondamentales

Pour bien comprendre les contraintes qui s'appliquent aux systèmes de transmission numériques, il est nécessaire de définir correctement les caractéristiques générales qui permettent de les comparer entre eux. Ces caractéristiques sont :

- ▲ *La probabilité d'erreur  $P_e$*  par bit transmis qui permet d'évaluer la qualité d'un système de transmission. Elle est fonction de la technique de transmission utilisée, mais aussi du canal sur lequel le signal est transmis. Il est à noter que  $P_e$  est une valeur théorique dont une estimation non biaisée au sens statistique est le Taux d'Erreur par Bit TEB.
- ▲ *L'occupation spectrale* du signal émis doit être connue pour utiliser efficacement la bande passante du canal de transmission. On est contraint d'utiliser de plus en plus des modulations à grande efficacité spectrale mais toujours dans un souci de compromis complexité système / bande passante.
- ▲ *La complexité du récepteur*, dont la fonction est de restituer le signal émis, est le troisième aspect important d'un système de transmission

L'introduction aux performances et aux différents compromis offerts par les modulations numériques, qui vont être présentées par la suite, nécessite aussi de passer par la définition des paramètres fondamentaux suivants :

- ▲ *Le symbole* qui est un élément d'un alphabet. Si  $M$  est la taille de l'alphabet, le symbole est alors dit  $M$ -aire. Lorsque  $M = 2$ , le symbole est dit binaire. En groupant, sous forme d'un bloc,  $n$  symboles binaires indépendants, on obtient un alphabet de  $M = 2^n$  symboles  $M$ -aires. Ainsi un symbole  $M$ -aire véhicule l'équivalent de  $n = \log_2(M)$  bits.

- ▲ La *rapidité de modulation*  $R$  se définit comme étant le nombre de changements d'états par seconde d'un ou de plusieurs paramètres modifiés simultanément. Un changement de phase du signal porteur, une excursion de fréquence ou une variation d'amplitude sont par définition des changements d'états.

$$R = \frac{1}{T} \text{ bauds} \quad (1.1)$$

- ▲ Le *débit binaire*  $D$  se définit comme étant le nombre de bits transmis par seconde. Il sera égal ou supérieur à la rapidité de modulation selon qu'un changement d'état représentera un bit ou un groupement de bits.

$$D = \frac{1}{T_b} \text{ bits / s} \quad (1.2)$$

- ▲ Le *taux d'erreur par bit* quantifie la qualité d'une liaison numérique:

$$T.E.B = \frac{\text{nombre de bits faux}}{\text{nombre de bits transmis}} \quad (1.3)$$

On notera la différence entre la probabilité d'erreur  $P_e$  et le TEB. Au sens statistique, le TEB tend vers  $P_e$  si le nombre de bits transmis tend vers l'infini.

- ▲ L'*efficacité spectrale* d'une modulation se définit par le paramètre  $\eta$  :

$$\eta = \frac{D}{B} \text{ bits / seconde / Hz} \quad (1.4)$$

- ▲ La valeur  $D$  est le débit binaire et  $B$  est la largeur de la bande passante occupée par le signal modulé. Pour un signal utilisant des symboles  $M$ -aires, on aura :

$$\eta = \frac{1}{T \cdot B} \log_2(M) \text{ bits / seconde / Hz} \quad (1.5)$$

Remarquons que pour  $B$  et  $T$  donnés, l'efficacité spectrale augmente avec le nombre de bit/symbole  $n = \log_2(M)$ . C'est la raison d'être de la modulation  $M$  - aire.

Nous allons maintenant aborder les différents principes des modulations numériques les plus utilisées et leurs principaux avantages et inconvénients sans rentrer trop dans les détails puisque ce sujet est très largement couvert dans la littérature.

---

### 2.3. Nécessité de la modulation dans les systèmes de télécommunications

Tout signal transportant une information doit passer par un moyen/support de transmission entre l'émetteur et le récepteur. En effet, une fois généré, le signal est rarement adapté à une transmission directe par le moyen choisi. La modulation peut être définie comme

étant le processus par lequel le message est transformé de sa forme originale en une forme adaptée à la transmission. Elle permet en outre l'adaptation de la source au canal de transmission ; translation du spectre en bande de base autour d'une fréquence porteuse. De plus, en espace libre, la réduction de la dimension des éléments rayonnants (antennes, paraboles), conduit à une plus grande intégration des systèmes en hautes fréquences:

$$\lambda = \frac{c}{f} \text{ mètre} \quad (1.6)$$

De plus, la bande passante B relative d'un dispositif électronique est d'autant plus grande que celui-ci fonctionne à une fréquence élevée. La modulation permet aussi de multiplexer plusieurs messages sur le même canal et de se protéger plus efficacement contre le bruit.

La modulation d'un signal peut être réalisée en utilisant une porteuse haute fréquence, dont les paramètres varient linéairement en fonction du message S(t) à transmettre.

$$S(t) = A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_0(t)] \quad (1.7)$$

Dans la forme la plus générale d'un signal, seules les caractéristiques d'amplitude, de phase et de fréquence peuvent être modifiées en fonction du temps. Il existe donc 3 types de modulation possibles : modulation d'amplitude, de fréquence et de phase.

Les performances des systèmes actuels dépendent fortement du type de transmission utilisé ou, plus précisément, du type de modulation et du type de multiplexage appliqués aux signaux à transmettre. Nous allons maintenant voir quels sont les principaux types de modulations utilisés dans les applications de télécommunications modernes.

---

## **2.4. Les principaux types de modulation numérique**

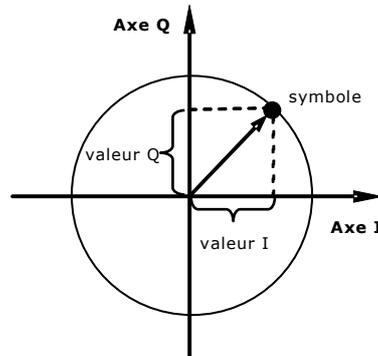
[5], [6]

Les modulations de signaux numériques avec des porteuses analogiques permettent une amélioration significative du rapport signal à bruit par rapport aux techniques de modulation analogique. Il en existe 4 types différents :

- ▲ ASK (Amplitude Shift Keying)
- ▲ FSK (Frequency Shift Keying)
- ▲ PSK (Phase shift Keying)
- ▲ QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

### 2.4.1. Représentation des signaux numériques

L'amplitude et la phase d'un signal peuvent être modulées simultanément ou séparément, mais ces signaux sont difficiles à générer et plus particulièrement à détecter. On décompose donc ces types de signaux en une paire de vecteurs indépendants : I (In-phase) and Q (Quadrature). Ces vecteurs sont orthogonaux et n'interfèrent pas entre eux.



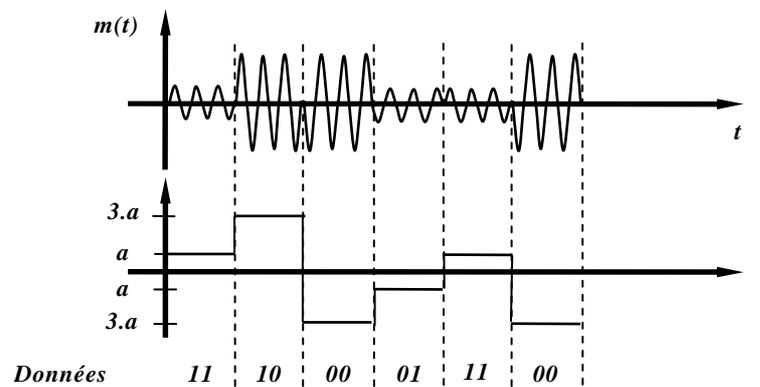
**Figure. 2 - Représentation des vecteurs I/Q dans un repaire de coordonnées polaires**

Une façon simple de représenter ces signaux I/Q est d'utiliser le repère de coordonnées polaire. La phase est relative à un signal de référence, la porteuse dans les systèmes de communications, tandis que la valeur de l'amplitude peut être aussi bien absolue que relative. Les vecteurs I et Q sont alors simplement la représentation cartésienne du diagramme polaire.

Les signaux numériques IQ issus de différents types de modulations pourront donc être représentés sous forme de « constellation ».

### 2.4.2. La modulation M-ASK

Le principe de la modulation ASK est très simple. Il s'agit d'associer la valeur d'un symbole à une valeur d'amplitude d'une fréquence porteuse. Son principe de fonctionnement est illustré ci-dessous dans le cas d'une modulation à seulement 4 états (M=4) :

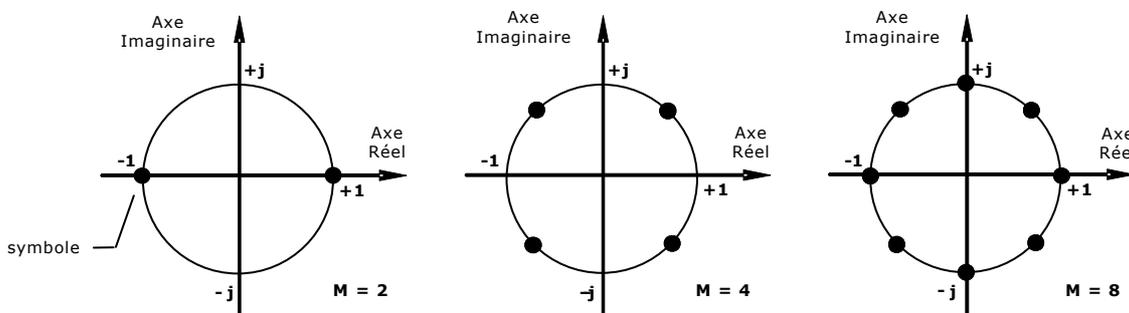


**Figure. 3 - Exemple de modulation ASK à 4 états (4-ASK)**

La modulation ASK n'est quasiment pas utilisée pour  $M > 2$  car elle montre de faibles performances par rapport aux autres modulations au niveau de l'immunité au bruit, des effets d'ombres (fading) et des interférences lors de la transmission.

### 2.4.3. La modulation M-PSK

Tout comme les modulations M - ASK, la modulation PSK est déclinable en fonction du nombre de symboles  $M=2^n$  souhaité. Sa forme la plus simple est le Bi-phase Shift Keying (BPSK), utilisé par exemple pour la télémétrie spatiale lointaine. La phase d'une porteuse à amplitude constante varie entre  $0^\circ$  et  $180^\circ$ . Il y a donc que 2 positions possibles sur le diagramme d'état : 0 ou 1.



**Figure. 4 - Diagramme d'état des modulations BPSK, QPSK et 8-PSK**

Une des modulations les plus employée est la Quadrature Phase Shift Keying (QPSK). Elle est très utilisée dans les applications comme les services portable CDMA (Code Division Multiple Access), les boucles locales sans fil, Iridium (voix/données par satellite), ou les DVB-S (Digital Video Broadcasting – Satellite). Le terme « Quadrature » signifie que les déphasages unitaires du signal sont espacés de  $90^\circ$ . Il existe donc 4 états différents du signal (2bits/symbole) avec 2 valeurs de I et 2 valeurs de Q différentes.

La complexité de l'ensemble système émission - réception de la M-PSK augmente avec M. Cependant cette complexité reste relative et fait de la M-PSK une modulation fréquemment utilisée pour M allant de 2 à 16 avec de bonnes performances.

### 2.4.4. La modulation FSK

La modulation FSK (Frequency Shift Keying) est utilisée dans de nombreuses applications RF destinées aux systèmes sans fil comme par exemple les systèmes DECT (Digital Enhanced Cordless Telephone) et CT2 (Cordless Telephone 2). Dans la FSK, la

fréquence de la porteuse varie en fonction du signal modulé (données) à transmettre. L'amplitude des signaux générés reste constante.

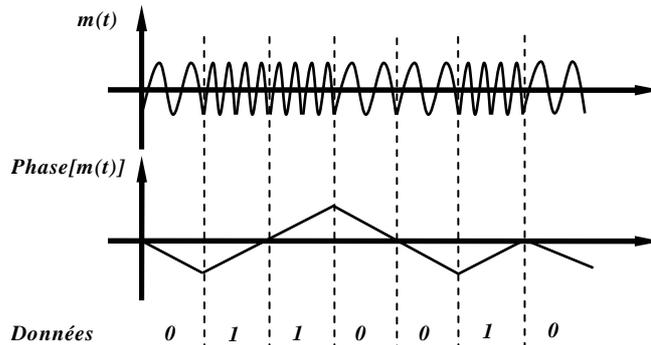


Figure. 5 - Principe de la modulation FSK à saut de phase continu

Il existe donc 2 types de modulation FSK, chacun présentant un compromis :

	FSK phase discontinue	FSK phase continue
Réalisation	Simple	Complexe
Bande passante utilisée	Large	Etroite

Tableau 2 - Compromis de la modulation FSK avec et sans sauts de phase

Le décalage de fréquence minimum pour lequel les signaux I et Q sont orthogonaux entre eux ne peut se faire qu'à partir d'un déphasage de  $\pm 90^\circ$  par symbole. Une modulation FSK à laquelle on applique cette déviation de symbole est appelée MSK (Minimum Shift Keying). La MSK est la modulation standard utilisée dans les systèmes portables GSM (Global System for Mobile Communications).

Les modulations FSK et MSK, tout comme les modulations PSK, produisent des signaux à enveloppe constante ou quasi-constante. C'est une caractéristique très recherchée pour l'amélioration des rendements en puissance des systèmes de télécommunications. Comme nous le verrons plus en détail par la suite, les variations d'amplitude des signaux peuvent aussi engendrer des non-linéarités dans la fonction de transfert d'un amplificateur et, par conséquent, générer des remontées spectrales autour de la bande utile des signaux dégradant ainsi la linéarité du système. Les signaux à enveloppe constante permettent aussi l'utilisation d'amplificateurs avec un rendement plus élevé, réduisant ainsi la consommation de puissance dans les systèmes de télécommunications.

#### 2.4.5. La modulation M-QAM

La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) est une technique de modulation de plus en plus utilisée dans les systèmes de télécommunication modernes. Le

principe de la QAM est basé sur la modulation à la fois en amplitude et en phase des signaux numériques. C'est donc une technique hybride qui associe les deux types de modulation ASK et PSK. La figure ci-dessous montre deux exemples de constellation QAM.

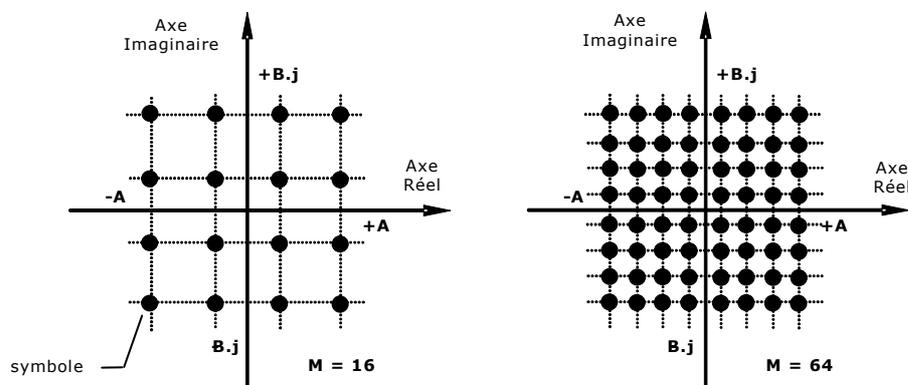


Figure. 6 - Exemple de constellations 16-QAM et 64-QAM

Par exemple, dans une modulation QAM « 16 états » (16-QAM), il existe 4 valeurs pour le signal I et 4 pour le signal Q. Toutes les transitions d'un état à un autre sont possibles. Comme  $16=2^4$ , 4 bits sont codés par symbole. La modulation 256-QAM est actuellement la limite pratique des systèmes à base de ce type de modulation, mais des travaux en cours vont probablement permettre une extension de cette limite au 512 ou 1024-QAM. La QAM est beaucoup utilisée dans les applications micro-ondes de radio numérique (satellite, LMDS, VSAT), le DVB-Cable et les modems.

#### 2.4.6. Performances des différents types de modulations numériques

Nous allons maintenant comparer les performances de chacun des 4 types de modulations numériques, ASK, PSK, FSK et QAM que nous venons de présenter. En effet, le choix du type de modulation se fait dans tout système de télécommunication selon les critères suivants:

- ▲ L'occupation spectrale du signal modulé.
- ▲ La constellation qui, suivant les applications, mettra en évidence la plus faible énergie nécessaire à la transmission des symboles ou le plus faible T.E.B.
- ▲ La simplicité de réalisation.

Le tableau 3, ci-après, fait état pour chaque type de modulation du TEB, du débit de transmission et de l'efficacité spectrale de chaque modulation en fonction du nombre de symboles codés [7]:

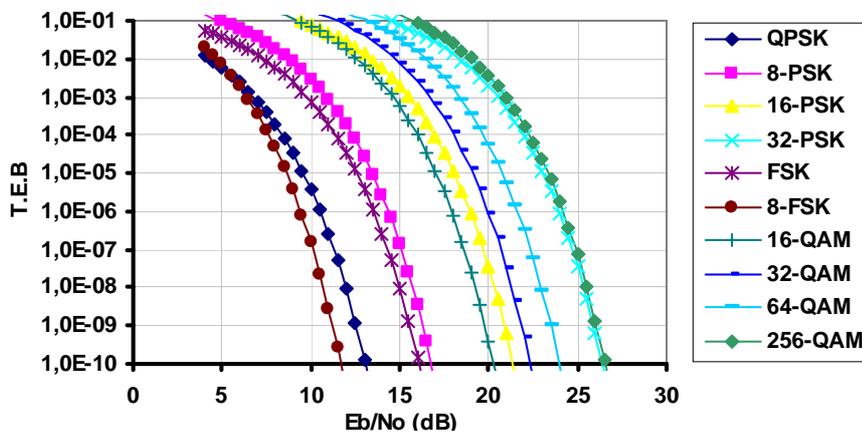
Modulation	M=2 <sup>N</sup>	Prob. d'erreur Pe	D (BP donnée)	η (BP donnée)	Amplitude du signal
BPSK	2	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{\frac{1}{2}}$	D	η	Constante
QPSK	4	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{\frac{1}{2}}$	2.D	2.η	Quasi-constante
M-PSK	M	$\operatorname{erfc}\left(\frac{NE_b}{N_0} \sin^2\left(\frac{\pi}{M}\right)\right)^{\frac{1}{2}}$	N.D	N.η	Quasi-constante
M-FSK	M	$\frac{M-1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{NE_b}{2N_0}\right)^{\frac{1}{2}}$	M.D/N	M.η/N	Constante
M-QAM	M	$2\left[1-\frac{1}{N}\right] \operatorname{erfc}\left(\left(\frac{3}{N^2-1}\right) \frac{E_b}{N_0}\right)^{\frac{1}{2}}$	N.D	N.η	Variable
M-ASK	M	$\frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2 M}{M^2-1}} \cdot \frac{E_b}{N_0}\right)^{\frac{1}{2}}$	N.D	N.η	Variable

**Tableau 3 - T.E.B et bandes passantes théoriques en fonction du type de modulation**

On voit très clairement l'intérêt que l'on peut avoir à augmenter le nombre de symboles M dans les modulations numériques. En effet, l'augmentation de l'efficacité spectrale, et par conséquent du débit binaire, est directement proportionnelle à M pour une bande passante (BP) donnée. Seule la modulation FSK est un peu moins efficace, comparée aux autres types de modulations, puisqu'une augmentation de M se traduit par la génération de porteuses supplémentaires, ce qui implique un encombrement spectral croissant suivant M.

Toutefois, l'augmentation du nombre de symboles dans les modulations numériques engendre à la fois une augmentation du T.E.B (la distance inter-symbole diminue) et rend la réalisation du système modulateur - démodulateur de plus en plus complexe, ce qui conduit inévitablement à un compromis efficacité spectrale - TEB - complexité système.

La figure de mérite usuelle qui permet de comparer les performances des modulations numériques entre elles est le tracé de la probabilité d'erreur d'un symbole en fonction du rapport signal à bruit numérique,  $P_e = f(E_b/N_0)$ , avec  $E_b$ , énergie d'un bit et  $N_0$ , densité spectrale de puissance de bruit (cf figure 7).



**Figure. 7 - TEB en fonction du rapport Eb/No pour différentes modulations numériques**

Cette figure permet de faire le compromis TEB – Rapport signal à bruit numérique de chaque modulation en fonction du nombre de symboles  $M$ .

Ainsi on peut voir, par exemple, que les performances en TEB des modulations de type M-PSK sont intéressantes jusqu'à  $M = 16$ . Au delà, pour  $M = 32$ , la modulation de type M-QAM devient plus intéressante en terme de qualité de transmission. Le choix du type de modulation est donc essentiel au niveau système puisqu'il conditionne directement ses performances futures.

Dans tous les systèmes de télécommunications, il existe cependant un autre niveau de complexité qui peut modifier les caractéristiques d'un signal modulé : le multiplexage, qui permet la gestion et le partage des canaux de fréquences entre tous les utilisateurs.

---

## **2.5. Les principales techniques de multiplexage**

Le spectre RF est une « ressource » finie qui doit être optimisée grâce à la modulation des signaux et partagée entre chaque utilisateur grâce au multiplexage. Le multiplexage permet de transmettre simultanément un certain nombre de signaux différents sur un seul canal ou une même ligne. Pour conserver l'intégrité de chaque signal sur le canal, le multiplexage peut introduire, entre les signaux, des séparations temporelles, spatiales ou fréquentielles. On appelle multiplexeur le dispositif utilisé pour combiner ces signaux.

On distingue plusieurs types de systèmes de communication multi-utilisateurs. Un premier type est un système d'accès multiple avec lequel un grand nombre d'utilisateurs partagent un canal de communication commun pour transmettre l'information à un récepteur. Un deuxième type de communication mobile est un réseau de diffusion dans lequel un émetteur simple envoie de l'information à de multiples récepteurs.

Les techniques d'accès multiples en système de radio-mobile sont basées sur l'isolation des différents signaux utilisés lors de diverses connections. Le support des transmissions parallèles en liaison montante ou descendante est appelé Accès Multiple. Les domaines couramment utilisés pour fournir les accès suivants sont:

- ▲ **Domaine spatial** : tous les systèmes de communication mobiles utilisent le fait que les signaux radio subissent une atténuation lors de leur propagation. Ceci implique que les émetteurs lointains produisent une interférence qui est négligeable devant la puissance du signal désiré. Des antennes directionnelles peuvent être utilisées

pour assurer la séparation des signaux. La technique correspondant à ce traitement s'appelle le SDMA (Space Division Multiple Access)

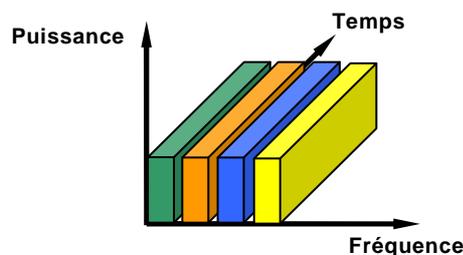
- ▲ Domaine fréquentiel : des signaux occupant des bandes de fréquences ne se recouvrant pas, peuvent être aisément séparés. Des signaux peuvent donc être transmis sans interférer les uns avec les autres.
- ▲ Domaine temporel : des signaux peuvent être transmis sur des périodes temporelles ne se recouvrant pas. Les signaux occupent donc la même bande de fréquence, mais peuvent être aisément séparés par leurs instants d'arrivée.
- ▲ Domaine des codes : les différents utilisateurs émettent des signaux très peu corrélés entre eux. Des corrélateurs permettent d'extraire les signaux correspondant à chaque utilisateur d'un mélange de signaux émis au même instant et sur la même bande de fréquence.

Le choix d'un type de multiplexage dépend largement des caractéristiques globales du système à concevoir. Aucune méthode d'accès multiple n'est universellement préférable aux autres. Au final, les performances de tout système de télécommunications seront donc fortement liées aux choix combinés des techniques de modulations et de multiplexage.

### 2.5.1. Multiplexage fréquentiel, FDMA

---

Le FDMA (Frequency Division Multiple Access) divise une bande de fréquences disponibles en canaux d'une largeur de bande spécifique (bande de fréquence). Les émetteurs / récepteur sont à bande étroite et de fréquences fixes. En pratique le message est utilisé pour moduler une fréquence porteuse. Les différentes porteuses ainsi modulées sont juxtaposées et l'ensemble transmis sur le canal. A la réception, des filtres sélectifs isolent les différentes porteuses qui sont démodulées. Le principe de ce type de multiplexage est donné sur la figure 8 ci-dessous :



**Figure. 8 - Principe de fonctionnement du multiplexage FDMA**

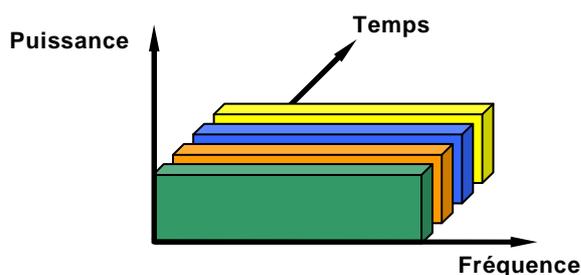
La difficulté majeure de mise en oeuvre réside dans la séparation des différentes sous bandes de fréquence. En pratique, ces dernières ne peuvent pas être jointives et sont séparées par un intervalle de garde ou bande de garde de largeur spectrale.

Durant toute la durée d'une communication, un abonné unique dispose d'une de ces bandes de fréquence sans restriction. Chaque abonné dans une cellule emploie donc une bande de fréquence différente des autres abonnés. De cette façon, les bruits indésirables peuvent être évités (ou réduits le plus possible ou selon les exigences).

### 2.5.2. Multiplexage temporel, TDMA

---

A la différence du FDMA, tout le canal de fréquence est à la disposition d'un certain nombre d'abonnés en TDMA. La bande de fréquence est divisée en trames de TDMA de longueur finie. Chaque trame est divisée en  $n$  fenêtres temporelles. Chacune de ces  $n$  fenêtres temporelles de la trame peut être assignée à un abonné différent.



**Figure. 9 - Principe de fonctionnement du multiplexage TDMA**

De cette façon, une simple bande de fréquence peut contenir jusqu'à  $n$  abonnés. La transmission d'un seul abonné est constituée de différentes fenêtres temporelles ou « time-slots » (TS) assignés cycliquement à l'abonné. Généralement, on a un TS par trame mais des cycles plus longs sont également envisageables. Dans le cas de la technique TDMA, chaque bande de fréquence est uniquement employée par un seul abonné à un moment particulier. Ceci empêche la production d'interférences entre différents abonnés (ou réduit le bruit autant que possible ou selon les exigences). Le TDMA est fréquemment utilisé pour les transmissions radio de voix et de données.

Dans les systèmes de radiocommunications avec les mobiles fonctionnant en TDMA, une des principales difficultés réside dans le fait qu'il faut synchroniser, sur la même horloge, l'ensemble des terminaux et qu'il faut éviter que les paquets de données émis par deux terminaux qui utilisent des « time-slots » adjacents, ne se recouvrent, même partiellement, à l'arrivée à la station de base. Pour éviter ce type de problème, il faut prévoir, tout comme pour

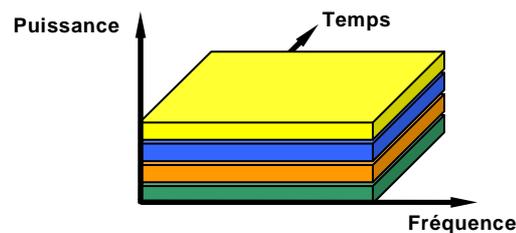
le FDMA un intervalle de garde, ce qui revient à avoir une durée du time slot supérieure à la durée des données transmises

### 2.5.3. Technique d'étalement de spectre, CDMA

---

[8]

La technique CDMA appartient à la classe des multiplexages dits à étalement de spectre. C'est une combinaison des techniques FDMA et TDMA, où tous les utilisateurs peuvent employer la même bande de fréquence en même temps grâce à un codage des données de chacun (cf. figure 10). L'émetteur lie l'information originale avec un code. L'information codée est alors transmise puis régénérée au niveau du récepteur en utilisant le même code de manière synchrone. Plusieurs usagers ont alors accès à un canal commun et peuvent l'utiliser simultanément jusqu'à une certaine limite d'usagers actifs définie par la tolérance, la capacité, du système.



**Figure. 10 - Principe de fonctionnement du multiplexage CDMA**

Le CDMA correspond à l'Accès Multiple à Répartition de Codes. C'est une technologie d'étalement du spectre qui est utilisée depuis longtemps par les militaires pour sa résistance aux interférences et pour le niveau de sécurité qu'elle offre. C'est une technique qui consiste à redistribuer et étaler le signal sur une très grande largeur de bande, jusqu'à le rendre « invisible » idéalement, pour les autres utilisateurs de la même largeur de bande. Au récepteur, l'opération d'étalement exécutée au transmetteur est répétée pour dé-étaler le signal en bande de base (ou une fréquence intermédiaire) tandis que les autres signaux transmis (interférences) sont perçus par le récepteur comme étant du bruit.

Les systèmes CDMA emploient des signaux Large Bande possédant de bonnes propriétés de corrélation, ce qui signifie que la sortie d'un filtre adapté au signal d'un utilisateur est petite si ce n'est pas le bon utilisateur. Ces systèmes sont souvent appelés « systèmes à spectre étalé » (Spread Spectrum Systems). Il existe deux façons de faire de l'étalement spectral :

- ▲ FH / CDMA (Frequency Hopping ou saut de fréquence)
- ▲ DS / CDMA (Direct Sequencing ou séquence directe)

Dans le protocole CDMA par saut de fréquence, la fréquence porteuse du signal d'information modulé n'est pas constante et change périodiquement. Pendant des intervalles de temps T, la porteuse reste la même, mais après chaque intervalle de temps, la porteuse saute vers une autre (ou éventuellement la même). Le schéma de sauts est régi par le code. L'occupation fréquentielle d'un système à étalement de spectre par saut de fréquence diffère considérablement d'un système d'étalement de spectre par séquence directe. Un système DS occupe la totalité de la bande lors de la transmission, alors qu'un système FH n'en utilise qu'une petite partie, mais la localisation de cette partie diffère lors de la transmission.

Dans l'étalement de spectre par séquence directe, une séquence d'étalement pseudo-aléatoire haut débit module le signal transmis de telle façon que le signal résultant ait la même largeur de bande que le débit de la séquence d'étalement. Les intercorrélations des signaux sont donc largement déterminées par les intercorrélations des séquences d'étalement elles-mêmes. Les signaux CDMA sont clairement superposés en temps et en fréquence, mais ils sont séparables par les formes de leur séquence d'étalement. Une conséquence immédiate de ces observations est que les systèmes CDMA ne nécessitent pas de synchronisation aussi fine entre les utilisateurs que le TDMA. De la même façon, ils ne nécessitent pas de plan de fréquence puisque les fréquences sont toutes réutilisées dans les zones couvertes.

Dans le protocole DS-CDMA, le signal de données est directement modulé par un signal de code numérique. Le signal est alors directement multiplié par le code et le signal résultant module la porteuse large bande. C'est de cette multiplication que le CDMA par séquence directe tient son nom.

#### 2.5.4. Technique de multiplexage OFDM

---

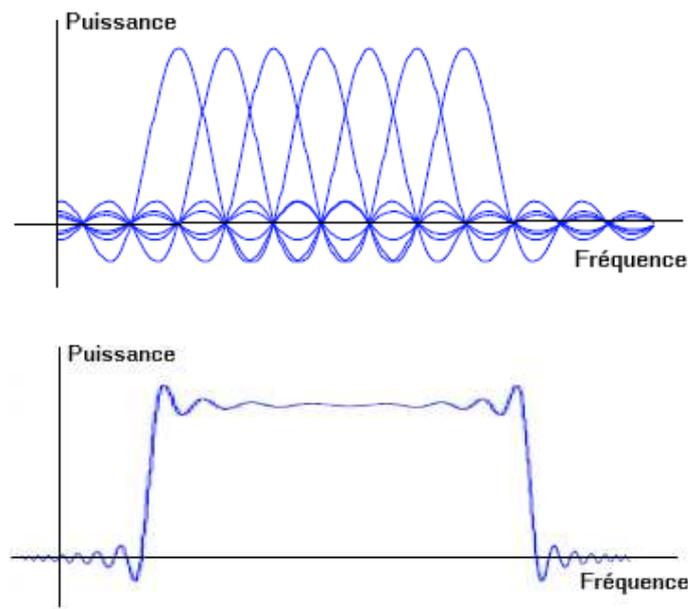
[9]

L'OFDM est un procédé de multiplexage numérique des signaux particulièrement bien adapté aux canaux de transmission radio avec transmissions d'ondes multiples (échos) dues aux réflexions des ondes sur des obstacles. L'OFDM est utilisée principalement dans les applications nécessitant un haut débit de données comme:

- ▲ Radiodiffusion pour la télévision numérique terrestre (DVB-T, DVB-H) et la radio numérique terrestre régionale et mondiale.

- ▲ Internet pour l'ADSL (norme G.DMT)
- ▲ Les réseaux sans-fils basés sur les normes 802.11a, 802.11g (Wifi), 802.16 (Wimax) et HiperLAN.
- ▲ Les réseaux mobiles de nouvelle génération (4G).

Pour être plus précis, un canal multi-trajets présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate (cas idéal) mais comportant des creux et des bosses, dus aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Un très grand débit impose une grande bande passante et si cette bande passante « couvre » une partie du spectre comportant des creux (dus aux trajets multiples), il y a perte totale de l'information pour la fréquence correspondante. Le canal est alors dit « sélectif » en fréquence. Pour remédier à ce désagrément, l'idée est de répartir l'information sur un grand nombre de porteuses, créant ainsi des sous - canaux très étroits pour lesquels la réponse fréquentielle du canal peut-être considérée comme constante. Ce principe est illustré figure 11.



**Figure. 11 - Spectre OFDM, décomposition en sous-porteuses (1) et spectre total résultant(2)**

Ainsi, pour ces sous canaux, le canal est non sélectif en fréquence, et s'il y a un creux, il n'affectera que certaines fréquences, qui pourront être « récupérées » grâce à un codage approprié des données. L'idée sous-jacente est la diversité apportée pour lutter contre la sélectivité fréquentielle et temporelle du canal : on diffuse (diversifie) l'information sur un nombre important de porteuses et on s'affranchit de la sélectivité du canal.

Pour résumer, les multi-trajets sont à l'origine des évanouissements et la bande totale du signal OFDM peut en être affectée. On utilise donc ce principe en considérant que deux

symboles OFDM indépendants du plan temps - fréquence seront liés par un codage et l'information perdue dans l'un sera retrouvée dans l'autre : c'est la modulation C-OFDM (C pour Coded). Pour toutes ces différentes raisons, les avantages de l'OFDM sont nombreux :

- ▲ L'utilisation optimale de la bande de fréquence allouée par orthogonalisation des porteuses
- ▲ Elle ne nécessite pas d'égalisation mais une simple estimation périodique de la réponse du canal
- ▲ Elle permet de s'affranchir des multi-trajets en liant les éléments statistiquement indépendants
- ▲ La multiplicité de la modulation est basée sur un algorithme bien connu et peu complexe : la FFT
- ▲ Un codage et entrelacement adapté permettent d'améliorer de façon importante le taux d'erreur

Malheureusement, son principal inconvénient est le suivant : du fait de la modulation, un signal OFDM temporel peut-être considéré comme une somme de N sinusoides. L'enveloppe de ce signal suit, selon le théorème de la limite centrale, une loi de Gauss et la probabilité que le signal total ait une grande amplitude est d'autant plus faible que N est grand mais existe cependant et ne doit pas être négligée dès lors que l'on travaille à des forts niveaux d'amplification. L'idée est de prendre un certain recul et de se garder de dépasser la zone où la réponse de l'amplificateur n'est plus linéaire.

Il serait en effet très dommageable de causer des distorsions non-linéaires dans le cas de l'OFDM. De nombreux dispositifs ont été mis en place pour résoudre ce problème, mais sous certaines conditions (nombre de porteuses faible par exemple). L'idée est de trouver une façon de réduire le facteur de crête (caractéristique du « dépassement ») en utilisant soit le codage de canal ou un filtrage approprié.

Nous venons de voir globalement les principales techniques de modulation et de multiplexage permettant de générer des signaux radiofréquence ou hyperfréquences pour la transmission de données numériques. Afin d'être transmis, ces signaux doivent être amplifiés. Nous allons maintenant voir quels sont les impacts des caractéristiques de ces signaux sur la fonction « amplification » des systèmes de télécommunications et principalement sur le compromis puissance – rendement - linéarité de cette fonction.

## 3. La linéarité dans les amplificateurs de puissance

[10], [11], [12]

---

### 3.1. Introduction

L'amplificateur de puissance est l'élément clé de tout système de télécommunications modernes puisqu'il doit permettre d'amplifier, sans l'altérer, un signal de faible puissance vers un niveau de puissance nécessaire à l'émission et à la transmission de ce signal à travers un milieu (air, vide) tout en maîtrisant sa consommation de puissance DC. En effet, l'amplificateur de puissance est la fonction qui consomme la majeure partie de l'énergie dans une application de télécommunication.

Nous allons maintenant mettre en avant la nécessité, toujours plus grande, d'améliorer les critères de linéarité des amplificateurs et par conséquent la nécessité, au niveau de la conception, d'avoir des modèles de transistors précis pour la simulation de l'intermodulation d'ordre 3 (IM<sub>3</sub>) à bas niveau et ce pour des fréquences toujours plus grandes.

---

### 3.2. Définition d'un système non-linéaire

Par définition, un système linéaire  $S_L$  obéit au principe de superposition. C'est à dire que la réponse du système à plusieurs sources indépendantes est égale à la somme des réponses que l'on obtiendrait en considérant séparément chacune de ces sources. D'un point de vue mathématique, un tel système doit donc satisfaire les équations suivantes :

$$y(t) = S_L[x(t)] = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t) \quad (1.8)$$

Si

$$x(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t) \quad (1.9)$$

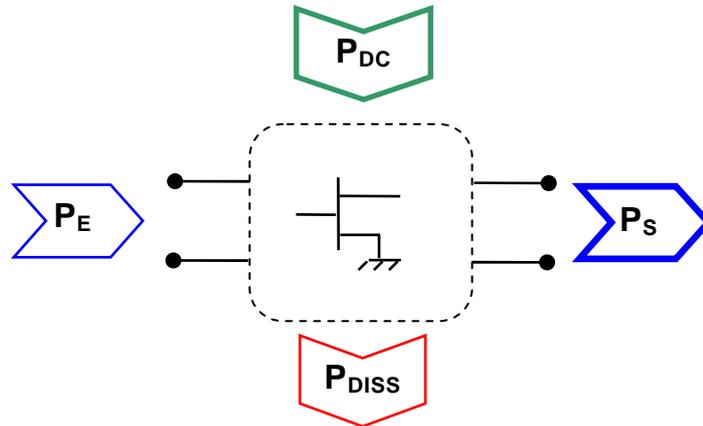
Et

$$y_1(t) = S_L[x_1(t)] \text{ et } y_2(t) = S_L[x_2(t)] \quad (1.10)$$

Tout système qui n'obéit pas au principe de superposition est appelé système **non-linéaire**.

### 3.3. Concept de non-linéarité dans les amplificateurs de puissance.

Tout amplificateur, qu'il soit de puissance ou à faible bruit, a naturellement un comportement à tendance non-linéaire. Ceci est d'autant plus vrai que la puissance à l'entrée augmente. Pour bien comprendre ce phénomène, considérons le bilan en puissance d'un système actif représenté figure 12 :



**Figure. 12 - Bilan de puissance d'un amplificateur de puissance**

où  $P_E$  et  $P_S$  sont respectivement les puissances des signaux entrant et sortant du système ;  $P_{DC}$  est la puissance continue fournie par l'alimentation au système ; et  $P_{DISS}$  est la puissance totale perdue due à la dissipation thermique et/ou la génération de fréquence harmoniques. Si nous définissons maintenant le gain en puissance et le rendement en puissance ajoutée du système :

$$G_p = \frac{P_S}{P_E} \quad (1.11)$$

$$\eta_{aj} = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} \quad (1.12)$$

et considérant que le principe de conservation de l'énergie requière que :

$$P_E + P_{DC} = P_S + P_{DISS} \quad (1.13)$$

par conséquent :

$$P_{DISS} = P_{DC} (1 - \eta_{aj}) \quad (1.14)$$

$$G_p = 1 + \frac{P_{DC} - P_{DISS}}{P_E} \quad (1.15)$$

A partir de cette équation, on peut immédiatement conclure que, puisque  $P_{DISS}$  a un minimum théorique de zéro et que  $P_{DC}$  est limitée par la puissance finie disponible de l'alimentation, il est impossible pour le système de garder un gain constant pour une puissance d'entrée élevée croissante. Ce qui signifie qu'il existe un niveau de puissance

d'entrée minimum au dessus duquel tout système va inévitablement avoir un comportement non-linéaire. Ce phénomène s'illustre très bien par les courbes de gain et de puissance de sortie d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée disponibles données en figure 13.

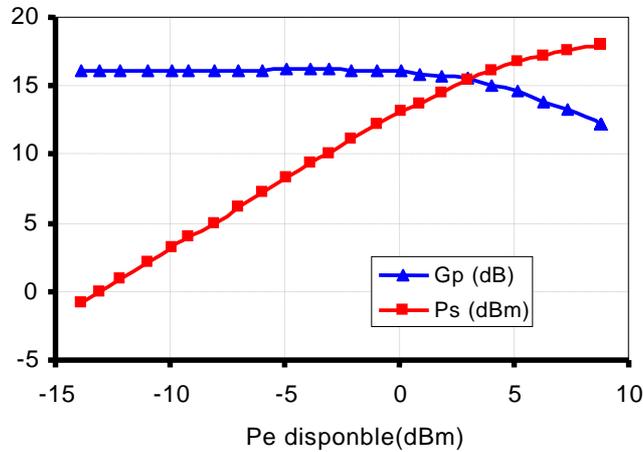


Figure. 13 - Courbes  $Ps=f(Pe)$  et  $Gp=f(Pe)$  typiques d'un amplificateur de puissance

### 3.4. Génération de fréquences harmoniques et d'intermodulation

[13]

La non-linéarité d'un circuit se traduit toujours, à sa sortie, par la génération de fréquences harmoniques (cas d'un signal d'entrée mono-porteuse) et de fréquences d'intermodulation (cas d'un signal d'entrée bi-porteuse ou multi-porteuse). Nous allons donc voir de façon simplifiée les mécanismes de génération d'harmoniques et d'intermodulation par un système non-linéaire.

Pour bien les comprendre, nous allons prendre un exemple simple unidirectionnel, sans effets mémoires, pouvant s'écrire sous la forme polynomiale suivante :

$$S_{NL}(t) = a_0 + a_1.v(t) + a_2.v^2(t) + a_3.v^3(t) + a_4.v^4(t) + a_5.v^5(t) \dots \quad (1.16)$$

$S_{NL}(t)$  étant la réponse d'un système non-linéaire à un signal d'entrée  $v(t)$  en fonction du temps. Pour la démonstration, nous allons considérer  $v(t)$  comme étant composé de deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , de même amplitude  $A_1 = A_2 = A$ , et de phase de référence identique. On pose donc simplement :

$$v(t) = A.\cos(\omega_1.t) + A.\cos(\omega_2.t) \quad (1.17)$$

En remplaçant  $v(t)$  dans (1.16), nous pouvons alors réécrire l'équation  $S_{NL}(t)$  sous la forme d'une somme de terme en cosinus tel que :

$$S_{NL}(t) = B_0 + B_1 \{ \cos(\omega_1)t + \cos(\omega_2)t \} + \dots + B_N \{ \cos(N\omega_1)t + \cos(N\omega_2)t \} + \dots + B_{n,m} \{ \cos(n\omega_1 + m\omega_2)t + \cos(n\omega_2 + m\omega_1)t \} \quad (1.18)$$

avec  $(m,n) \in \mathbb{N}$  et:

$$\begin{aligned} B_0 &= a_0 + a_2 \cdot A^2 + \frac{9}{4} a_4 \cdot A^4 \\ B_{1,-1} &= a_2 \cdot A^2 + 3 \cdot a_4 \cdot A^4 \\ B_1 &= a_1 \cdot A + \frac{9}{4} \cdot a_3 \cdot A^3 + \frac{25}{4} \cdot a_5 \cdot A^5 \\ B_{2,-1} &= \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot A^3 + \frac{25}{8} \cdot a_5 \cdot A^5 \\ B_{3,-2} &= \frac{5}{8} \cdot a_5 \cdot A^5 \\ B_2 &= \frac{1}{2} a_2 \cdot A^2 + 2 \cdot a_4 \cdot A^4 \\ B_{1,1} &= a_2 \cdot A^2 \\ B_{2,1} &= \frac{3}{4} a_3 \cdot A^3 \\ B_3 &= \frac{1}{4} \cdot a_3 \cdot A^3 + \frac{25}{16} \cdot a_5 \cdot A^5 \end{aligned} \quad (1.19)$$

Chaque terme  $B_{n,m}$  correspond alors à une fréquence harmonique ou d'intermodulation générée en sortie du système. Dans ce cas, les amplitudes de chaque raie de distorsion générées peuvent être déterminées facilement et l'analyse de l'influence des coefficients  $B_{n,m}$  sur chacune de ces raies peut être étudiée.

Notons que les composantes aux fréquences fondamentales sont pondérées par le terme linéaire  $a_1$  et le terme cubique  $a_3$ . Selon le signe de  $a_3$ , les non linéarités de l'exemple contribueront dans le cas où  $a_3 > 0$  à l'accroissement de la puissance de sortie et dans le cas où  $a_3 < 0$  à la réduction de la puissance de sortie.

Les termes quadratiques et cubiques de l'équation 1.18 génèrent respectivement des composantes fréquentielles harmoniques d'amplitude  $B_2$  et  $B_3$ . La distorsion harmonique d'un amplificateur correspond à la génération de nouvelles composantes à des fréquences multiples de la fréquence fondamentale. La fréquence de la  $m$ -ième composante harmonique correspond à  $m$ -fois la fréquence fondamentale.

Ces nouvelles composantes peuvent être gênantes lorsqu'elles occupent la bande spectrale utile d'un système de réception. Cependant, elles sont généralement suffisamment éloignées des fréquences des porteuses et peuvent être très fortement atténuées par filtrage à la sortie de l'amplificateur de puissance.

D'autre part, le modèle non linéaire génère des composantes fréquentielles d'intermodulation ( $B_{2,-1}$ ,  $B_{3,-2}$ ,  $B_{1,1}$  et  $B_{2,1}$ ). Les produits d'intermodulation (IM) correspondent à la génération de composantes fréquentielles autour des fréquences fondamentales et harmoniques. Un produit d'intermodulation est décrit par son ordre mathématique. Le signal de sortie est formé de raies dont les fréquences sont du type :

$$f_{IM} = \pm n_1 \cdot f_1 \pm n_2 \cdot f_2 \pm \dots \pm n_x \cdot f_x \quad (1.20)$$

Pour un signal avec N porteuses en entrée, la somme ( $n_1 + n_2 + \dots + n_N$ ) donne l'ordre du produit d'intermodulation. Ainsi, dans le cas de l'utilisation de l'amplificateur avec plusieurs porteuses, il va y avoir non seulement la création de raies parasites aux fréquences harmoniques mais également la génération de raies d'intermodulation autour des fréquences utiles. Ces raies sont beaucoup plus gênantes que les raies harmoniques, puisqu'elles apparaissent à proximité des raies utiles et qu'il est donc impossible de les atténuer par filtrage. En pratique, ce phénomène donne naissance à un étalement spectral du signal qui limite l'efficacité spectrale et peut perturber la transmission dans les canaux adjacents (cf. figure 14).

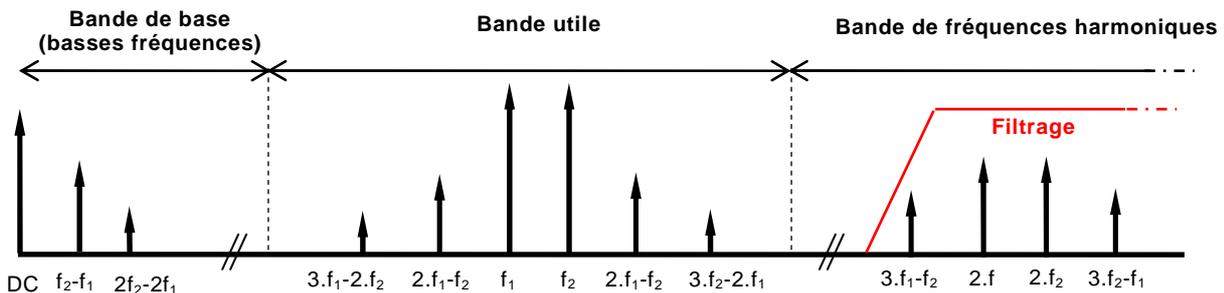


Figure. 14 - Génération de fréquences harmoniques et d'intermodulations

Les termes  $B_1$ ,  $B_{2,-1}$ ,  $B_{3,-2}$  permettent de connaître la pente des courbes des puissances de sorties en fonction des puissances d'entrées associées aux différentes fréquences. En effet, en limitant l'écriture des amplitudes de sortie aux ordres les plus faibles,  $B_1$  devient proportionnel à  $A$ ,  $B_{(2,-1)}$  à  $A^3$  et  $B_{(3,-2)}$  à  $A^5$ . Pour une représentation des puissances de sortie en fonction des puissance d'entrées, les puissances de sortie à la fréquence fondamentale, aux fréquences  $IM_3$  et  $IM_5$  auront respectivement des pentes de 1dB/dB, 3 dB/dB et 5 dB/dB. La figure 15 permet d'illustrer ces pentes.

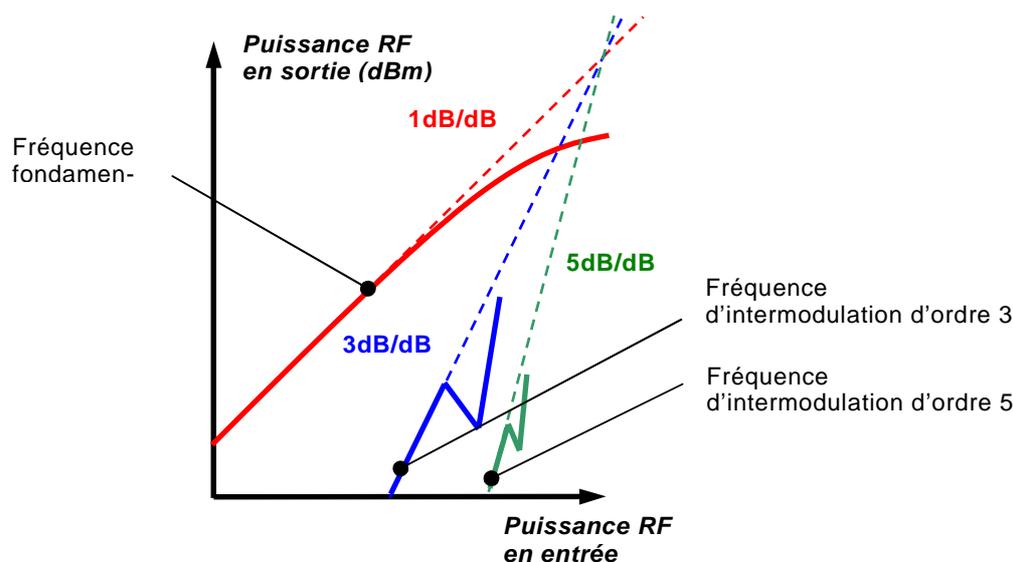


Figure. 15 - Gradient de pente d'IM3 et d'IM5

### 3.5. Critères de linéarité dans les amplificateurs de puissance

#### 3.5.1. Mesures monoporteuses

##### 3.5.1.1. Caractérisation AM/AM

Dans un système non-linéaire, la caractérisation AM/AM décrit l'évolution de l'amplitude de sortie de la fréquence fondamentale par rapport à l'évolution de l'amplitude d'entrée. La mesure de la conversion AM/AM permet de caractériser l'expansion ou la compression de gain en fonction de la puissance d'entrée. Elle permet entre autre d'évaluer une figure de mérite très importante appelé le point de compression à 1dB, P1dB, d'un système non-linéaire.

##### 3.5.1.2. Caractérisation AM/PM

La somme des vecteurs de la fréquence fondamentale et de ses composantes d'intermodulation en sortie d'un système non-linéaire donne naissance à une phase résultante de sortie en fonction du niveau de puissance appliqué en entrée du système.

La caractérisation AM/PM permet de rendre compte de la variation de la phase du signal de sortie à la fréquence fondamentale en fonction de la puissance d'entrée appliquée pour une fréquence fixe.

Des études spécifiques ont aussi clairement démontré la dépendance de l'AM-PM vis à vis des éléments non-linéaires intrinsèques du modèle équivalent [14], [15]. Ainsi, les expressions des valeurs différentielles :  $G_m$ ,  $C_{gd}$  et  $C_{gs}$  en fonction des tensions appliquées ont un impact significatif sur la valeur de l'AM/PM. Nous montrons ci-après, figure 16, un exemple des comportements AM/AM et AM/PM d'un transistor :

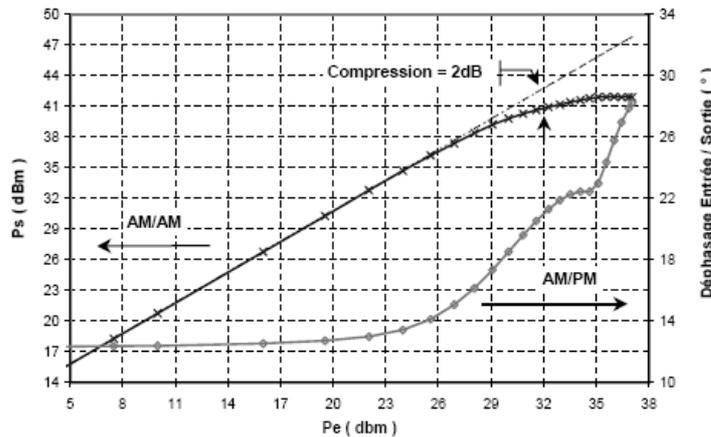


Figure. 16 - Exemple de courbes AM/AM et AM/PM

### 3.5.2. Mesures bi-porteuses

Une mesure en bi-porteuses consiste à appliquer à l'entrée d'un système non-linéaire deux signaux de fréquences  $f_1$  et  $f_2$  différentes et séparées par une fréquence différence, notée  $\Delta f$ , telle que  $\Delta f = f_2 - f_1$ . La valeur de  $\Delta f$  étant très inférieure à celle de  $f_1$  et  $f_2$ , un signal bi-porteuse est représenté dans le domaine temporel par un signal de fréquence  $(f_1 + f_2)/2$  contenu dans un signal d'enveloppe de fréquence  $\Delta f$  comme le montre la figure 17 :

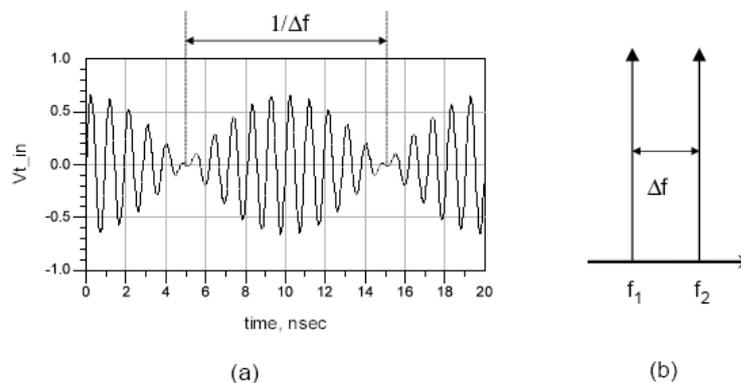


Figure. 17 - Représentation temporelle (a) et fréquentielle (b) d'un signal 2 tons

Comme nous l'avons vu précédemment, lorsque ce signal va traverser un système non-linéaire, des raies aux fréquences harmoniques et des raies d'intermodulations vont être générés en sortie de celui-ci.

Les rapports de  $C/I_n$  (Carrier to  $n^{\text{th}}$  order intermodulation Ratio) et les points d'interception des raies d'intermodulations,  $IIP_n$  ( $n^{\text{th}}$  order intermodulation intercept point) sont des facteurs de mérite qui vont permettre de quantifier les niveaux d'intermodulations dans la bande utile du signal.

### 3.5.2.1. Définition du rapport C/I d'ordre n

Le rapport C/I d'ordre n, littéralement « Carrier to Intermodulation Ratio », est défini en dBc comme étant la différence entre les puissances, exprimées en dBm, d'une raie à la fréquence fondamentale et d'une raie d'intermodulation d'ordre n. De façon générale, sa définition mathématique est la suivante :

$$CI_{m+n} = \frac{P(f_1)}{P(mf_1 - nf_2)} = \frac{P(f_2)}{P(mf_2 - nf_1)} \quad (1.21)$$

$$(CI_{m+n})_{dBc} = (P(f_1))_{dBm} - (P(mf_1 - nf_2))_{dBm} \quad (1.22)$$

Les rapports  $C/I_3$  et  $C/I_5$  sont illustrés ci-dessous :

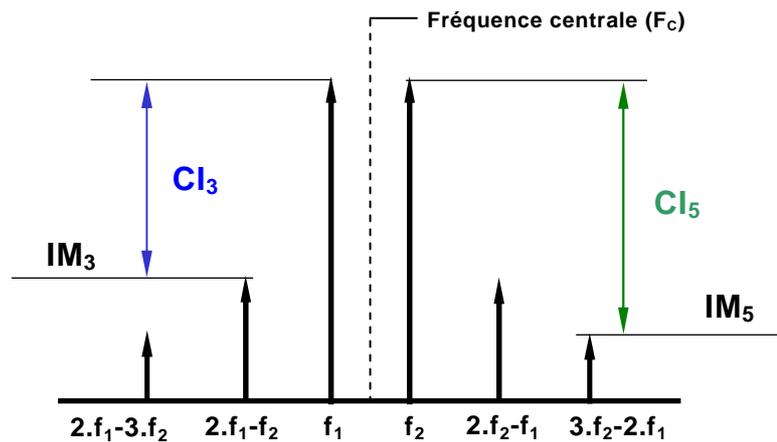


Figure. 18 - Définition du rapport de C/I

Plus les systèmes caractérisés auront une valeur élevée de CI et plus leurs performances en terme de linéarité seront grandes.

### 3.5.2.2. Définition du point d'interception de l'IM3 : $IP_3$

La définition du point d'interception d'intermodulation d'ordre 3 est donnée par l'équation suivante :

$$(IP_3)_{dBm} = P_{0dBm} + \frac{1}{2}(CI_3)_{dBm} \quad (1.23)$$

Où  $P_{0dB}$  est la puissance à la fréquence fondamentale à laquelle le  $CI_3$  sera mesuré.

Comme le montre la figure 19, l'IP<sub>3</sub> est donné graphiquement comme étant le point extrapolé des parties linéaires des courbes de la fréquence fondamentale et de la fréquence d'intermodulation d'ordre 3 pour lequel la puissance de la raie à la fréquence fondamentale serait égale à celle de la raie d'intermodulation d'ordre 3.

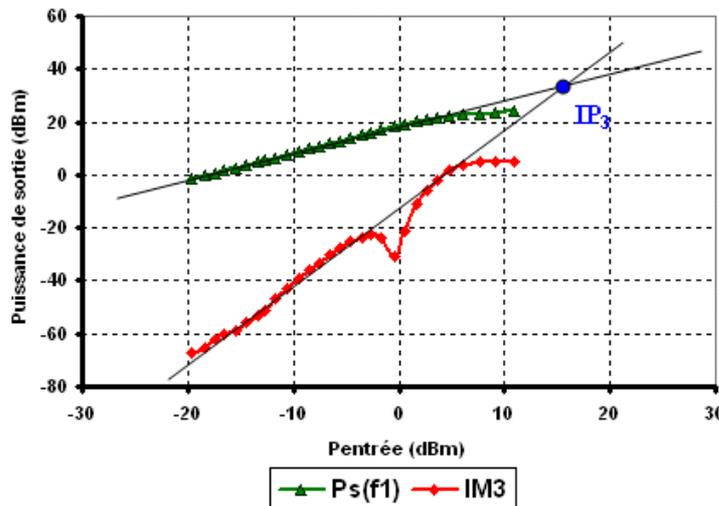


Figure. 19 - Définition du point d'interception d'intermodulation ordre 3 (IP<sub>3</sub>)

L'IP<sub>3</sub> est un critère de linéarité très répandu dans le monde des télécommunications. Cependant, la moindre erreur sur la mesure de l'IM<sub>3</sub> peut entraîner de fortes variations dans le calcul du point d'interception d'ordre 3.

### 3.5.3. Mesures multi-tons

#### 3.5.3.1. Adjacent Channel Power Ratio, ACPR

La dégradation entraînée par l'amplificateur de puissance étant fortement liée aux variations temporelles de l'enveloppe du signal, et notamment au rapport puissance crête sur la puissance moyenne du signal modulé, il peut apparaître plus judicieux de caractériser la non-linéarité de l'amplificateur directement avec le signal de modulation mis en jeu dans l'application visée. En télécommunication, mais aussi en navigation ou en observation, la majorité des applications ont recours à des techniques de modulations numériques (type QPSK, MSK, QAM ...) qui génèrent des signaux à spectres continus lorsque les trains de bits sont aléatoires. On caractérise alors le bruit d'intermodulation par un facteur de mérite noté ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) calculé comme étant le rapport de la puissance rejetée dans un canal voisin par rapport à la puissance dans la bande utile [16]. Le concept de cette mesure est illustré sur la figure 20.

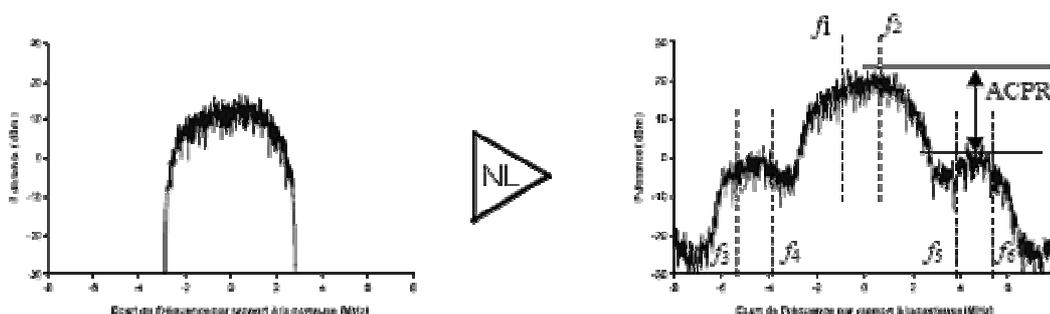


Figure. 20 - Principe de la mesure ACPR d'un amplificateur de puissance

L'ACPR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne (en watts) contenue dans une bande fréquentielle comprise entre  $f_1$  et  $f_2$  et la somme des puissances moyennes (en watts) contenues dans les bandes fréquentielles comprises respectivement entre  $f_3$  et  $f_4$  et  $f_5$  et  $f_6$ . Son expression mathématique est la suivante :

$$ACPR = 10 \cdot \log \left( \frac{2 \cdot \int_{f_1}^{f_2} P(f) df}{\int_{f_3}^{f_4} P(f) df + \int_{f_5}^{f_6} P(f) df} \right) (dB) \quad \text{avec} \quad f_2 - f_1 = f_4 - f_3 = f_6 - f_5 \quad (1.24)$$

La distance de fréquence entre les différentes bandes  $[f_2, f_1]$ ,  $[f_3, f_4]$  et  $[f_5, f_6]$  n'est pas standard et dépend généralement du débit des données à transmettre pour une application donnée. De plus en plus, les normes très exigeantes en terme de linéarité, font également apparaître la notion d'Alternate Power Ratio qui permet d'évaluer la puissance non plus rejetée dans le canal voisin, mais dans le canal suivant, ce qui correspond aux produits intermodulation d'ordre 5 des fréquences les plus élevées du lobe principal.

### 3.5.3.2. Noise to Power ratio, NPR

L'amplificateur de puissance utilisé en bout de chaîne peut être amené à transmettre un nombre important de canaux de modulation numérique, chacun véhiculant une information totalement décorrélée de celle de son voisin. Dans l'optique de reproduire ce type de signal, mais également afin d'établir une grandeur standard caractéristique des signaux multiporteuse, les amplificateurs de puissance peuvent être caractérisés à l'aide d'un bruit blanc gaussien [17]. En effet la caractéristique spectrale (spectre plat) ainsi que temporelle (variations niveau crête à niveau moyen de l'ordre de 10 dB) du bruit blanc gaussien à bande limitée, permet de simuler un nombre important de canaux de modulation numérique (QPSK ....) multiplexés en fréquence.

Le principe de la mesure consiste à introduire un trou au centre de la bande du spectre d'entrée, de manière à évaluer en sortie le bruit d'intermodulation généré par l'amplificateur de puissance au centre de la bande puisque c'est ici qu'il est maximum (cf. figure 21).

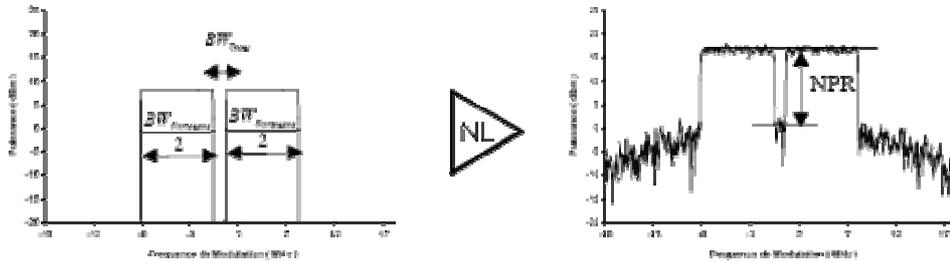


Figure. 21 - Principe de la mesure NPR d'un amplificateur de puissance

L'expression du NPR est la suivante :

$$NPR = 10 \cdot \log \left( \frac{\int_{\text{trou}} P(f) df}{\int_{\text{porteuses}} P(f) df} * \frac{BW_{\text{porteuses}}}{BW_{\text{trou}}} \right) (dB) \quad (1.25)$$

avec  $BW_{\text{porteuses}}$  et  $BW_{\text{trou}}$  représentant les bandes spectrales des porteuses et du trou.

On peut citer deux techniques de mesures différentes. La première utilise une source de bruit analogique (diode de bruit) dont le spectre est limité par filtrage et où le trou est obtenu en bande de base avec un filtre "stop bande" fin très performant [18]. La seconde technique utilise un générateur de signaux arbitraires numérique (technique comparable à celle employée en simulation) [19].

### 3.5.3.3. Error Vector Magnitude, EVM

L'EVM représente la différence entre le signal démodulé réel après transmission ou amplification et le signal tel qu'il aurait du être si le système était parfaitement linéaire. Cette mesure permet d'obtenir des informations sur l'erreur de phase et de module du signal reçu [19]. La figure 22 représente la définition de l'EVM pour un signal IQ :

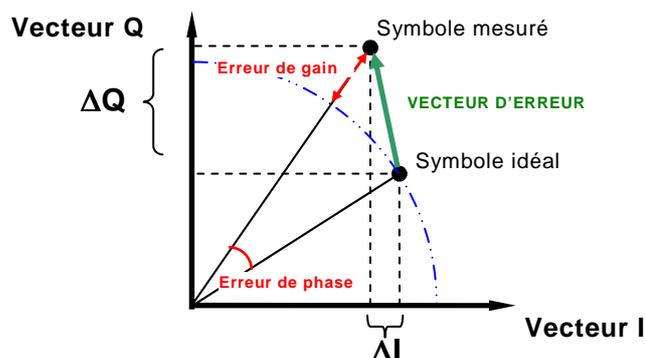


Figure. 22 - Principe de la mesure de l'EVM

L'EVM représente le module du vecteur d'erreur et s'exprime donc de la façon suivante :

$$\text{Erreur magnitude} = \sqrt{I_{\text{mesuré}}^2 + Q_{\text{mesuré}}^2} - \sqrt{I_{\text{idéal}}^2 + Q_{\text{idéal}}^2} \quad (1.26)$$

$$\text{Erreur phase} = \arctan\left(\frac{Q_{\text{mesuré}}}{I_{\text{mesuré}}}\right) - \arctan\left(\frac{Q_{\text{idéal}}}{I_{\text{idéal}}}\right) \quad (1.27)$$

$$\text{EVM} = \sqrt{(I_{\text{mesuré}} + I_{\text{idéal}})^2 + (Q_{\text{mesuré}} + Q_{\text{idéal}})^2} \quad (1.28)$$

Ce critère est essentiellement utilisé en traitement du signal pour caractériser l'ensemble d'une chaîne de modulation/démodulation. Il permet de quantifier l'effet d'un bruit additif et/ou de distorsions sur la déformation de la constellation d'un signal numérique transmis comme le montre l'exemple illustré figure 23.

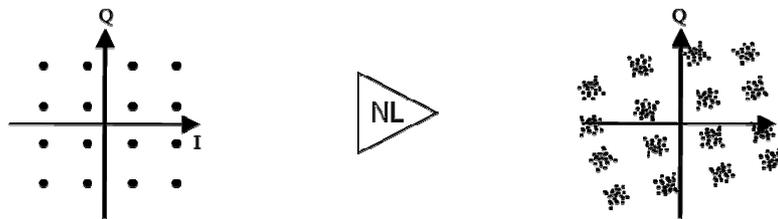


Figure. 23 - Exemple de mesure de l'E.V.M. pour un signal 16-QAM

### 3.6. Le compromis puissance - rendement - linéarité.

Les amplificateurs de puissance représentent l'élément « clé » d'un système de télécommunication, car ce sont les principaux consommateurs d'énergie et ils doivent introduire le moins de distorsions possibles lors de l'amplification des signaux qu'ils transmettent. Pour des questions d'autonomie, mais aussi de dissipation thermique il est primordial de les utiliser dans des conditions de fonctionnement qui favorisent la conversion de l'énergie continue vers le signal hyperfréquence. Pour un amplificateur de puissance, les meilleurs rendements sont obtenus en zone saturée, c'est à dire lorsque l'amplificateur est proche de son niveau de saturation. Cependant, dans de telles conditions de fonctionnement, les non-linéarités générées par l'amplificateur sont élevées et dégradent l'information transportée par le signal hyperfréquence.

Le compromis puissance - rendement - linéarité est « la clé de voûte » de la conception de la plupart des applications de télécommunications modernes. Pour illustrer ce compromis

de façon simple, la figure 24, ci-dessous, représente l'évolution de ces trois paramètres en fonction de la puissance d'entrée d'un transistor :

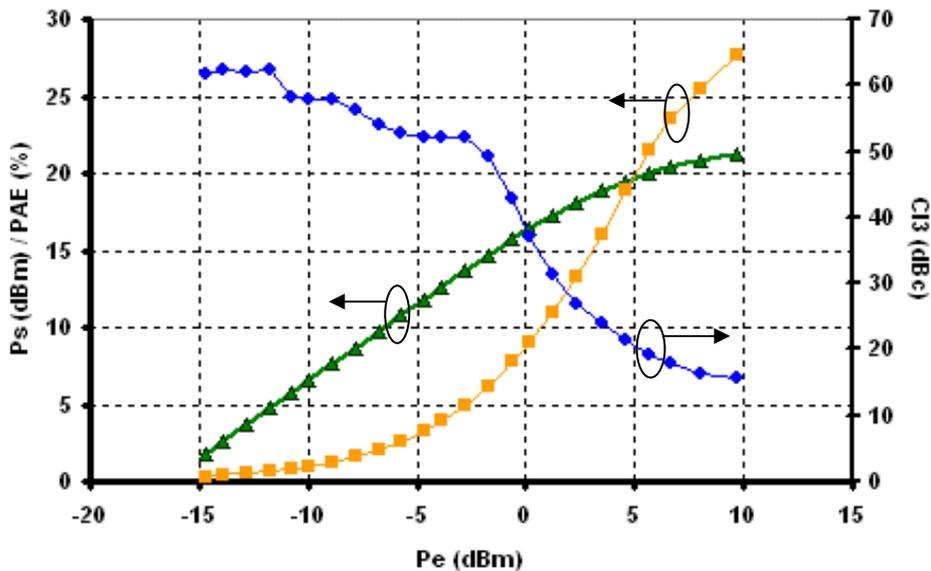


Figure. 24 - Illustration du compromis puissance de sortie, PAE,  $Cl_3$

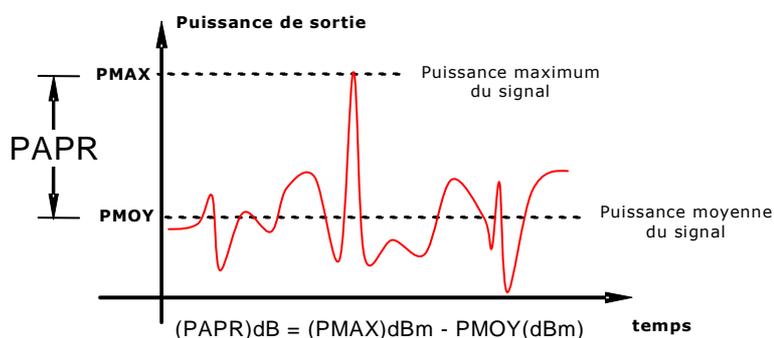
Comme nous l'avons déjà dit, nous voyons ici très clairement qu'une forte linéarité ( $Cl_3$  fort) ne peut donc s'obtenir qu'au détriment du rendement et de la puissance de sortie et inversement.

Ce compromis puissance / rendement / linéarité ne peut se résoudre qu'en tenant compte des spécificités de chaque système à concevoir, à savoir:

- ▲ Le type de système, « fixe » ou « mobile », et son utilisation. En effet, les concepteurs de systèmes de télécommunications, dit « fixes », ont comme priorité une bonne efficacité spectrale et un bon T.E.B. Ils ont toute la puissance nécessaire et ne sont généralement pas concernés par les problèmes de rendement et d'encombrement. En revanche, les concepteurs de système de communication dit « mobiles », comme les réseaux cellulaires type GSM et UMTS par exemple, mettent une priorité sur le rendement des systèmes puisque ceux-ci fonctionnent sur batterie et sont prêts à sacrifier un peu de linéarité.
- ▲ Le type de signal, modulation et multiplexage, employé.

Le type de signal amplifié impacte directement le compromis puissance / rendement / linéarité dans la mesure où ces signaux peuvent être à enveloppe constante ou variable. Ceci soulève le problème du PAPR (Peak to Average Power Ratio) des signaux modulés.

Le PAPR d'un signal est défini dans sa plus simple expression comme étant le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne que peut prendre ce signal au cours du temps comme le montre la figure 25 :

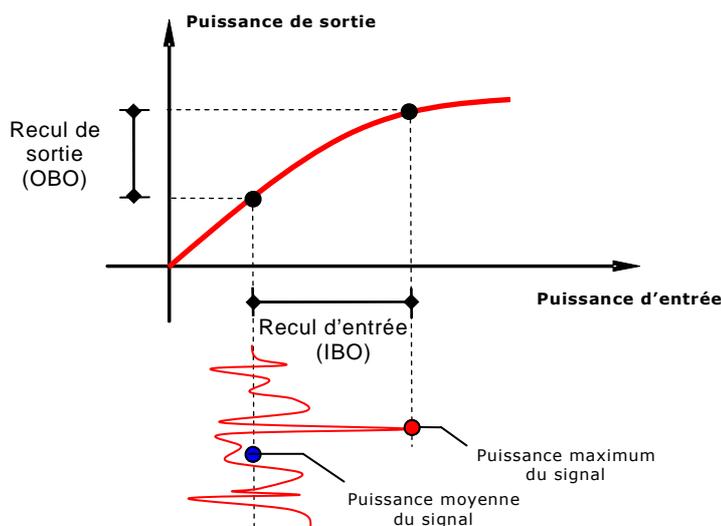


**Figure. 25 - Définition du PAPR sur un signal à enveloppe variable**

La conséquence du PAPR d'un signal sur le point de fonctionnement choisi pour un amplificateur de puissance est alors évidente.

Dans le cas d'un signal à enveloppe constante (PAPR = 0), le point de fonctionnement choisi pour l'amplificateur reste fixe. Le compromis puissance - rendement - linéarité peut alors se faire en privilégiant la puissance et le rendement pour un  $IM_3$  ou  $CI_3$  donné.

Dans le cas d'un signal à fort PAPR, la puissance oscille autour du point de fonctionnement choisi, correspondant en général à la puissance moyenne, ce qui implique souvent un recul du point de fonctionnement par rapport au cas d'un signal à puissance constante et, par conséquent un recul de la puissance et du rendement par rapport à l'utilisation d'un signal à enveloppe constante pour un niveau d' $IM_3$  donnée. Ces deux cas de figure sont représentés ci-dessous (cf figure 26) :



**Figure. 26 - Illustration du problème lié au PAPR des signaux amplifiés**

On définit le niveau de recul de puissance d'entrée (IBO : Input Back Off), comme la distance en dB par rapport à la puissance d'entrée à 2 dB de compression du gain bas niveau :

$$(IBO_{2dB})_{dB} = (Pin_{2dB})_{dBm} - (Pin)_{dBm} \quad (1.29)$$

De la même manière le niveau de recul en puissance de sortie (OBO : Output Back Off), représente la distance en dB par rapport à la puissance de sortie à 2 dB de compression de ce même gain :

$$(OBO_{2dB})_{dB} = (Pout_{2dB})_{dBm} - (Pout)_{dBm} \quad (1.30)$$

## 4. Les transistors à effet de champ

### 4.1. Non-linéarités dans les transistors à effet de champ

Un transistor à effet de champ idéalement linéaire serait un transistor pour lequel le courant de drain serait proportionnellement commandé par la tension de grille quel que soit la tension de drain et la fréquence du signal. Comme nous l'avons vu précédemment, la puissance de sortie finit toujours par atteindre une valeur de saturation en fonction de la puissance d'entrée. Celle-ci est directement liée à la valeur de l'excursion maximale que peuvent prendre le courant et la tension de sortie. De manière générale, le courant est limité par la vitesse de saturation que peuvent atteindre les électrons et la tension par les phénomènes de claquage. La figure 27, ci-dessous, illustre une première approche permettant de comprendre les phénomènes intrinsèques au transistor à effet de champ par l'analyse de la structure du transistor, ainsi que l'extraction de ses caractéristiques électriques en petit signal.

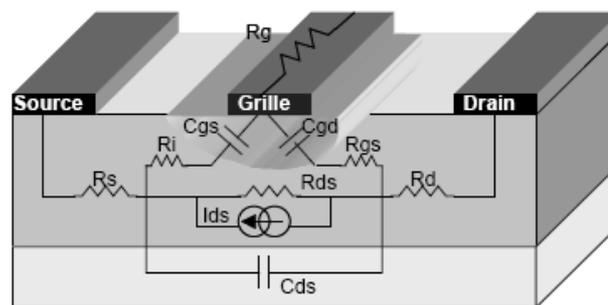


Figure. 27 - Origines physiques du schéma équivalent électrique d'un F.E.T

Les valeurs des éléments représentant le fonctionnement du transistor sont non linéaires et dépendent des variables électriques que sont les tensions « grille-source » et « drain-source ». La figure suivante (cf. figure 28) est la représentation électrique d'un transistor à effet de champ plus réaliste tenant compte des principaux effets non linéaires parasites.

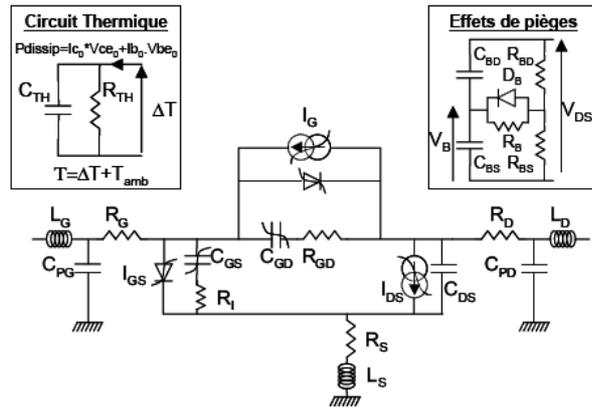


Figure. 28 - Modèle non-linéaire équivalent d'un transistor à effet de champ intégrant les effets thermiques et les effets de pièges.

Les éléments de ce circuit équivalent peuvent être classés en deux catégories: les éléments intrinsèques et les éléments extrinsèques.

#### 4.1.1. Les éléments intrinsèques

Ils représentent les éléments spécifiques à la fonction « transistor », c'est le cœur du transistor :

$I_{ds}$  représente la source convective de courant de drain non-linéaire. Elle dépend des variables intrinsèques  $v_{gs}$ ,  $v_{ds}$ . Elle permet de définir les éléments différentiels non-linéaires suivants :

$G_m$ , transconductance, qui traduit le mécanisme de contrôle du courant dans le canal par la commande de grille :

$$G_m(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{ds}=cste} \quad (1.31)$$

$G_d$ , conductance de sortie, qui représente les effets d'injection des électrons dans le canal suite à une commande  $V_{gs}$  constante :

$$G_d(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (1.32)$$

$R_{gd}$  et  $R_i$  sont liées à des effets distribués sous la grille,  $\tau$  correspond à un retard associé à la transconductance  $G_m$ , et  $C_{ds}$  prend en compte les effets parasites de couplage électrostatique entre l'électrode de drain et celle de la source.

$C_{gs}$  et  $C_{gd}$ , les capacités non linéaires grille - source et grille – drain, représentent les variations de charges accumulées sous la grille sous l'effet des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$  :

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=cste} \quad (1.33)$$

$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (1.34)$$

$C_{gs}$ ,  $C_{gd}$ ,  $G_m$  et  $G_d$  sont les éléments différentiels non-linéaires intrinsèques du transistor. Ce sont les non-linéarités dites « fondamentales » du transistor, à prendre en compte dans l'analyse d'intermodulation.

Les éléments  $I_{gs}$  et  $I_g$  représentent respectivement le courant de fuite de la diode grille canal et les phénomènes d'avalanche. Tout comme les effets de pièges, ces phénomènes physiques sont de nature non-linéaire.

#### 4.1.1.1. *Les courants de fuite.*

Les courants de fuites sont dus à la conduction de la diode « grille-canal ». Pour des courants et des tensions de drain élevés, au bord de la grille coté drain, un champ électrique de composante horizontale et proche de la surface du semi-conducteur apparaît. Quand celui-ci devient suffisamment puissant, il peut alors engendrer le percement d'un tunnel d'électrons de la métallisation de grille vers le contact de drain à travers la surface du semi-conducteur. Cela donne naissance à un courant de fuite qui peut devenir très significatif.

#### 4.1.1.2. *Avalanche due au phénomène d'ionisation par impact.*

Ce phénomène est lié à la génération de paires électrons trous pour de forts champs de drain. Les électrons sont alors accélérés par le champ électrique provoquant une augmentation du courant de drain tandis que les trous sont évacués à travers la grille ce qui provoque un courant de grille négatif.

#### 4.1.1.3. *Avalanche standard.*

Lorsque le canal est pincé, la tension de grille induit un champ électrique vertical. Si cette tension devient encore plus négative, elle peut également entraîner le déclenchement d'un phénomène d'avalanche. Ce phénomène donne lieu à un courant de surface.

#### 4.1.1.4. *Effets de pièges*

Ils existent de par la nature non idéale des semi-conducteurs, aussi bien dans la zone déserte sous la grille que dans le substrat isolant. Ces phénomènes ont des constantes de temps relativement importantes et génèrent des modulations à dynamiques lentes du courant.

Parmi ces phénomènes, citons ceux de ‘ Self-backgating ’, de ‘ gate-lag ’ et de ‘ sidegating ’ [21]

#### 4.1.1.5. Effets thermiques

De la même manière que les effets de pièges, les effets thermiques dans les transistors vont induire des variations dynamiques lentes. L'état thermique résulte de la température ambiante et de l'auto-échauffement du transistor (puissance dissipée par le transistor pour un point de polarisation donnée). Dans un transistor à effet de champ, cet auto-échauffement engendre une décroissance du courant de drain lorsque  $V_{ds}$  augmente, entraînant une chute de la transconductance de sortie. Ceci est lié à une décroissance de la mobilité des électrons lorsque la température augmente. [21]

#### 4.1.2. Les éléments extrinsèques

---

La partie extrinsèque est constituée des éléments d'accès suivants qui parasitent le fonctionnement de la partie intrinsèque du transistor:

$R_d$  et  $R_s$  représentent les résistances parasites dues aux contacts ohmiques et aux zones conductrices inactives du canal entre les métallisations de drain et source, et la limite de la zone déserte.  $R_g$  représente la résistance dynamique de grille liée au métal qui constitue le contact Shottky.

$L_g$ ,  $L_s$  et  $L_d$  sont des inductances parasites liées à la topologie du transistor (trous métallisés ou « Via-Holes », pont à air, peigne d'accès pour les transistors multi-doigts). L'environnement de mesure (fils thermo-soudés, lignes d'accès, positionnement des pointes) peut être modélisé comme des inductances parasites supplémentaires.

Les capacités  $C_{pg}$  et  $C_{pd}$  représentent les capacités de plot du transistor.

---

## 4.2. Méthode de modélisation des non-linéarités

Dans le contexte de la modélisation de circuits électriques non-linéaires, il existe deux groupes distincts dans lesquels ces circuits sont représentés par des fonctions mathématiques :

- ▲ Les modèles dit « physiques »
- ▲ Les modèles dit « phénoménologiques »

Un modèle est dit « physique » si sa représentation mathématique est basée sur l'application des lois de la physique et des paramètres des transistors (dopage, structure géométrique d'un composant...). L'application des lois de la physique à un composant nécessite inévitablement des approximations et la mesure de certaines quantités physiques. Il n'existe pas de modèle physique convenable pour l'analyse de l'IM<sub>3</sub>.

Afin de réduire la complexité de ces modèles, les équations physiques ont été remplacées par des équations empiriques (ou phénoménologiques) beaucoup plus simples qui permettent de modéliser le composant en fonction de certaines mesures de ces caractéristiques entrée /sortie. De cette façon, les modèles empiriques sont plus compacts, plus rapide à simuler et, par conséquent, plus à même d'être utilisés pour la conception de circuits électroniques.

Nous allons maintenant discuter de trois techniques de modélisation qui permettent la modélisation de systèmes non-linéaires et l'analyse des problèmes d'intermodulations : à savoir les séries de puissance, les séries de Volterra et la modélisation par des fonctions phénoménologiques.

#### 4.2.1. Modélisation en série de puissance

---

La définition générale d'une série de puissance, ou polynôme, est la suivante :

$$p(t) = S[x_I(t)] = \sum_n a_n \cdot x_I(t)^n = a_0 + a_1 \cdot x(t) + a_2 \cdot x(t)^2 + a_3 \cdot x(t)^3 + \dots \quad (1.35)$$

Cette méthode de modélisation a principalement deux raisons d'être :

La première, c'est que la série de puissance est une représentation mathématique simple qui permet d'avoir une réponse directe au calcul d'un circuit ou système non-linéaire dans le domaine fréquentiel. En effet, dans le domaine fréquentiel, l'expression (1.35) devient :

$$P(\omega) = a_0 + a_1 \cdot X(\omega) + a_2 \cdot X(\omega) * X(\omega) + a_3 \cdot X(\omega) * X(\omega) * X(\omega) + \dots \quad (1.36)$$

On voit ici la simplicité d'expression d'un polynôme tant dans l'espace temporel que l'espace fréquentiel. Cette méthode de modélisation permet d'approximer simplement une fonction instantanée correspondant à une courbe I=f(V) ou Q=f(V) au voisinage d'un point V<sub>0</sub> donné, contrairement à une modélisation petit signal (paramètre S) qui permet de modéliser un élément par sa dérivée première en un point donné (modèle linéaire).

La deuxième raison est que les fondations mathématiques rigoureuses sur lesquelles reposent les polynômes leur confèrent deux autres avantages. En effet, si on restreint la série

de puissance à un développement en série de Taylor autour d'un point de repos prédéterminé, on obtient immédiatement une *procédure d'extraction de paramètres systématique* et une *cohérence au niveau du modèle*. Cette propriété souligne le fait que chaque coefficient de la série peut être facilement extrait à partir de la dérivée n-ième du circuit en un point

$$a_1 \equiv \left. \frac{dS(x_I)}{dx_I} \right|_{x_I=X_I} ; a_2 \equiv \left. \frac{1}{2} \frac{d^2 S(x_I)}{dx_I^2} \right|_{x_I=X_I} ; \dots ; a_n \equiv \left. \frac{1}{n!} \frac{d^n S(x_I)}{dx_I^n} \right|_{x_I=X_I} \quad (1.37)$$

L'autre propriété intrinsèque des séries de Taylor mentionnée est la cohérence apportée au modèle. Ceci signifie que cette série de puissance permet, en plus de la prédiction des effets non-linéaires d'un circuit pour un niveau de signal donné, de représenter son comportement petit signal (paramètres [S], [Y] et [Z]) lorsque le niveau du signal d'excitation tend vers zéro.

Néanmoins, la modélisation par série de puissance en fonction des variables indépendantes, même si elle est paraît simple et attrayante, possède deux inconvénients :

La modélisation polynomiale d'une fonction autour d'un point est très souvent fonction du degré du polynôme choisi. Ce problème est lié au phénomène de Runge. Ce mathématicien a mis en avant le fait que l'interpolation polynomiale n'est pas adaptée à l'approximation de fonctions. Pour approcher une fonction avec des polynômes, on peut préférer utiliser des « splines » [22] par exemple. Dans ce cas, pour améliorer l'approximation, on augmente le nombre de morceaux et non le degré des polynômes.

Les séries de puissances sont aussi bien connues pour diverger très fortement en dehors du domaine de modélisation. Le modèle est donc uniquement valide pour une amplitude du signal d'excitation bornée autour d'un point de polarisation. Il est possible d'étendre l'utilisation des séries de puissances aux systèmes « dynamiques » en remplaçant  $x(t)$  par  $x(t-\tau)$ .

#### 4.2.2. Modélisation par séries de Volterra

---

La théorie des circuits et systèmes linéaires enseigne que la réponse à un signal  $x(t)$  peut être calculée à l'aide de l'intégrale de convolution suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t-\tau)h(\tau)d\tau \quad (1.38)$$

où  $h(t)$  est la réponse du système à une impulsion  $\delta(t)$  de Dirac. L'équation précédente permettant de représenter n'importe quel système à mémoire linéaire, n'est cependant pas

valide pour un système non-linéaire. L'extension de ce formalisme aux circuits et systèmes non-linéaires à mémoire a été proposé par Norbert Wiener [24][25] sur la base du travail réalisé par Vito Volterra [23]. Le formalisme suggéré par Wiener prend la forme d'une série de fonctions intégrales comparables à la convolution des systèmes linéaires, généralement connues sous le nom de séries de Volterra :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \sum_0^{\infty} y_n(t) \\
 y(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) \cdot x(t-\tau) d\tau + \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tau_1, \tau_2) \cdot x(t-\tau_1) \cdot x(t-\tau_2) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 + \dots \\
 &\quad + \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot x(t-\tau_1) \cdot x(t-\tau_2) \cdot \dots \cdot x(t-\tau_n) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 \cdot \dots \cdot d\tau_n \\
 y(t) &= H_1[x(t)] + H_2[x(t)] + \dots + H_n[x(t)]
 \end{aligned}
 \tag{1.39}$$

La principale différence entre les séries de puissance et les séries de Volterra est la capacité de ces dernières à représenter les systèmes non-linéaires fortement « dynamiques ».

L'intérêt principal de la série de Volterra est donc d'avoir introduit la notion de réponse impulsionnelle non-linéaire  $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$  pour les systèmes non linéaires à mémoire. Ces réponses impulsionnelles élémentaires sont appelées noyaux de Volterra. Chaque noyau  $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$  représente un invariant du système indépendant du signal d'excitation. Une représentation graphique de la série de Volterra peut donc être celle donnée figure 29, où chaque branche symbolise un filtre de dimension  $n=1, 2, \dots$  :

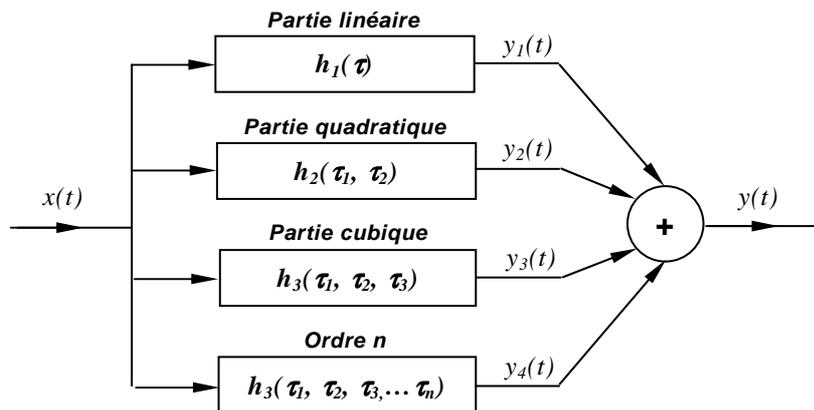


Figure. 29 - Représentation schématique des séries de Volterra

La limitation principale de l'application de ce formalisme provient de sa nature de développement en série de puissance. De plus, pour un système fortement non linéaire le nombre de termes à mettre en jeu est important, difficile à extraire, et la représentation, trop lourde, devient impraticable pour des raisons de coût de calcul important et de complexité d'extraction des noyaux.

On remarquera que les séries de Volterra à noyaux « dynamiques », sont une extension des séries de Volterra « classique » qui permettent une modélisation des composants ou systèmes sur une plus grande plage de puissance.

#### 4.2.3. Modélisation par des fonctions analytiques phénoménologiques

Contrairement aux séries de puissance et de Volterra, la modélisation par fonctions phénoménologiques permet de reproduire le comportement d'un circuit pour une très grande plage d'excursion du signal d'excitation (jusqu'à la saturation) pour un point de polarisation donné.

Utilisées dans le cadre de simulations par équilibrage harmonique, ces équations n'ont de limites que leur capacité à reproduire un phénomène physique sur un intervalle donné. Par exemple, dans le cadre de la modélisation de transistors HEMT, il existe énormément d'équations disponibles pour modéliser la source de courant non-linéaire  $I_{ds}$ . Elles ont été développées, entre autres, par messieurs Curtice, Tajima, Angelov ou encore Chen [26]-[29]. Un exemple de modélisation par une fonction phénoménologique est donné par la figure suivante :

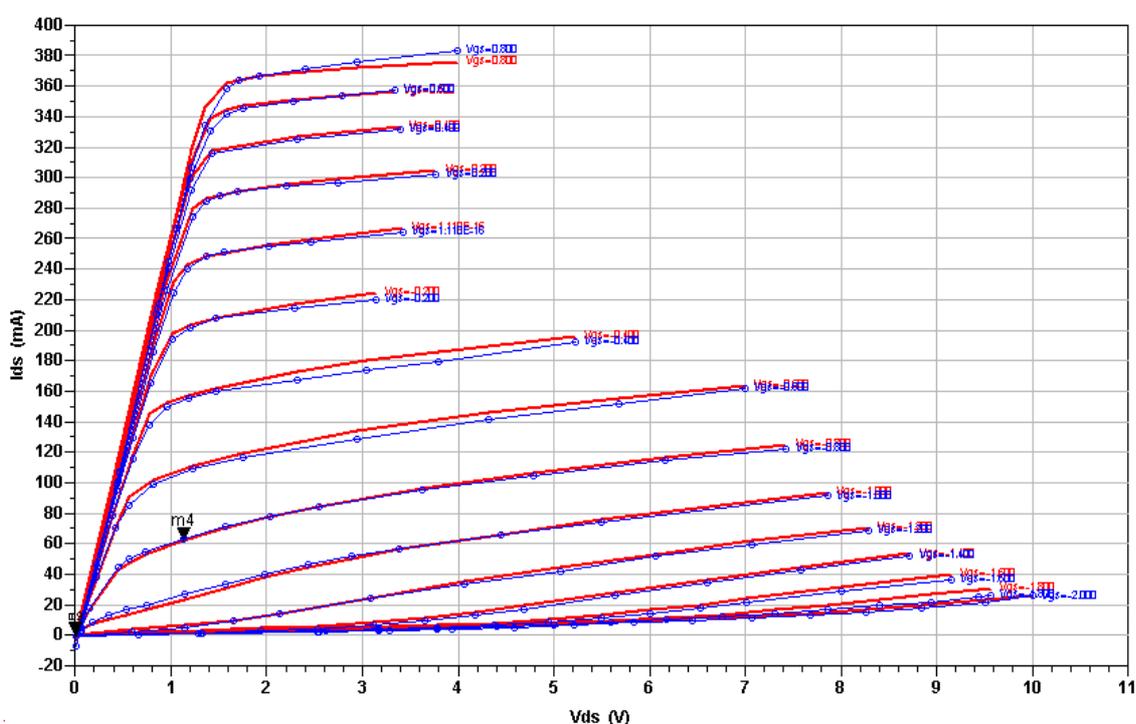


Figure. 30 - Ajustement de mesure  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  par une équation phénoménologique

Par la suite, nous utiliserons des équations phénoménologiques spécialement dédiées à la modélisation de chacun des éléments non-linéaires différentiels du transistor.

### 4.3. Nécessité d'un modèle de transistor précis pour la prédiction de l'IM<sub>3</sub>

Au cœur des amplificateurs de puissance à l'état solide, résident les transistors de puissance. Le rôle du concepteur est de réaliser autour de chaque transistor une architecture permettant d'exploiter au mieux leurs potentialités et leurs performances.

Depuis maintenant plusieurs années, l'optimisation de la linéarité est un sujet de premier ordre et beaucoup de publications lui ont été dédiées. Globalement, elle peut se faire suivant trois approches différentes [30][31] par :

- ▲ Les améliorations de type technologique [32][33].
- ▲ Une optimisation des conditions de fonctionnement électrique du transistor [34]-[63]
- ▲ L'utilisation de systèmes de linéarisation externes [64]-[69]

Toutes ces techniques permettent une optimisation poussée de la linéarité lors de la conception d'un amplificateur et ce, quelque soient le ou les compromis associés. Cependant, elles reposent sur l'utilisation d'un modèle non linéaire de transistors intégrables dans des outils de conception assistée par ordinateur (CAO). Même si les méthodes de conception sont déterminantes dans les performances finales d'un amplificateur, la validité des prédictions repose essentiellement sur la qualité des modèles de transistors utilisés, c'est à dire la capacité des modèles à reproduire précisément des phénomènes physiques du transistor (puissance, gain, rendement, linéarité) pour un domaine d'utilisation bien défini et borné. La difficulté d'aboutir à des solutions d'amplifications innovantes et optimisées passent donc inévitablement par l'élaboration de modèles non linéaires de transistors capables de prédire avec précision et efficacité l'évolution de l'IM<sub>3</sub> en fonction de la puissance d'entrée.

De plus, dans de nombreuses applications telles que les liaisons radios point à point ou point à multipoint, la capacité de prédire les distorsions à de très bas niveaux de puissance d'entrée, et pour une grande plage de fréquence, sont indispensables.

Malheureusement, à très haute fréquence la plupart des modèles HEMT existants sont incapables de remplir cette fonction car leurs non-linéarités et leurs dérivées associées sont généralement extraites à partir de mesures statiques DC et de mesures d'harmoniques à basse fréquence.

C'est la raison pour laquelle, le développement d'une méthode de modélisation de transistor pour la simulation précise de l'IM<sub>3</sub> à faibles niveaux de puissance et aux hautes fréquences est plus que jamais d'actualité.

## 5. Conclusion

Dans cette partie, nous avons vu que les performances d'un système de télécommunication moderne sont fonction à la fois de la technique de modulation et de la technique de multiplexage qui lui sont associés. Ces performances sont alors issues d'un compromis T.E.B - débit de données - complexité du système. Plus les techniques utilisées sont complexes, plus les débits de données sont élevés et plus les contraintes imposées lors de la conception d'amplificateur de puissance sont sévères en terme de linéarité.

Chaque amplificateur de puissance est associé à un compromis puissance – rendement – gain – linéarité. L'optimisation de ce compromis est alors le seul moyen de concevoir des amplificateurs de puissance au cahier des charges de plus en plus tendu.

Malheureusement, les modèles de transistors, au cœur des amplificateur de puissance, ne sont pas actuellement capables de prédire avec précision les niveaux d'intermodulation d'ordre 3 à faible niveau de puissance et ne sont pas adaptés à la conception de circuits fortement linéaires où le compromis puissance – linéarité est primordial.

Dans la partie suivante, nous allons donc exposer, mettre en œuvre, puis valider une méthode de modélisation de transistor pHEMT permettant la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> à faible niveau de puissance et aux hautes fréquences.



# Références bibliographiques

- [1] J. G. Proakis, McGraw-Hill, « *Digital Communications* », Inc, third edition, 1995.
- [2] A.Molisch, « *Wideband wireless digital communication* », 2001
- [3] A.Glavieux, M.Joindot, « *Communications numériques* », Paris, Masson, 1996.
- [4] P.Kadionik, « *Bases de transmissions numériques, les modulations numériques* », <http://www.enseirb.fr/~kadionik>, 2000
- [5] A.Burr, « *Modulation and coding for wireless communication* », 2001
- [6] C.Langton, « *All about modulation – Part 1* », [www.complextoreal.com](http://www.complextoreal.com) , 2005
- [7] C.Langton, « *All about modulation – Part 2* », [www.complextoreal.com](http://www.complextoreal.com) , 2005
- [8] Andrew J. Viterbi, « *CDMA : Principles of Spread Spectrum Communication* », Addison-Wesley Publishing Company, 1996.
- [9] R. van Nee et R. Prasad, « *OFDM for wireless multimedia communications* », 2000
- [10] J.Vuolevi, T.Rahkonen, « *Distortion in RF Power Amplifiers* », Artech House, 2003
- [11] J.C Pedro, N.B Carvalho, « *Intermodulation Distortion in microwave and wireless circuits* », Artech House, 2003
- [12] P.B Kennington, « *High-Linearity RF Amplifier Design* », Artech House, Norwood, 2000
- [13] S.Dardenne, « *Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d'intermodulation, pour des applications de radiocommunications mobiles* », Thèse de l'université de Poitiers, 2005
- [14] T.Gasseling, « *Caractérisation non-linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO* », Thèse de doctorat, université des sciences de Limoges, IRCOM, 2003
- [15] S.Forestier, « *Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique* », Thèse de doctorat, université des sciences de Limoges, IRCOM, 2003
- [16] K. G. Gard, H. M. Gutierrez, M.B. Steer, "Characterization of spectral regrowth in microwave amplifiers based on the nonlinear transformation of a complex gaussian process", IEEE MTT Transactions, vol. 47, no. 7, July 1999, pp. 1059-1069.
- [17] J. Lajoinie, "Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuse", Thèse de l'Université de Limoges, n° d'ordre 9-2000, le 3 février 2000.

- [18] F. Brasseur, L. Chapus et Al, "**Réalisation d'un banc de mesures NPR large bande**", 10emes Journées Nationales Micro-ondes , 4D20, pp 454-455, mai 1997.
- [19] T. Reveyrand, D. Barataud, JM Nebus, "**A novel experimental noise power ratio characterization method for multicarrier microwave power amplifiers**", 55th ARFTG Conference Digest, Int. Microwave Symposium 2000 Boston, USA.
- [20] J.L. Pinto, I. Darwazeh, "**Error Vector Magnitude Relation to Magnitude and Phase distortion in 8-PSK Systems**", Electronics letters, vol. 37, Mars 2001,
- [21] Z. Ouarch, « **Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effets de champ sur AsGa : Application à la simulation de la dynamique lente des circuits non linéaires microondes** », 1999 Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-99
- [22] J.H. Ahlberg, E.N.Nielson et J.L.Walsh. « **The Theory of Splines and Their Applications** », Academic Press , 1967.
- [23] V. Volterra, "**Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations**", Dover publications, Inc. New York 1959.
- [24] N. Wiener, "**Nonlinear problems in random theory**", The technology Press, M.I.T and John Wiley & Sons, Inc., New York 1958.
- [25] M. Schetzen, "**The Volterra and Wiener Theories of nonlinear systems**", Krieger Publishing Compagny, Florida, reprint edition 1989, originally published Wiley 1980
- [26] W.R. Curtice, M. Ettenberg, "**A non-linear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers** ", IEEE Transactions on MTT, Vol.MTT-33, n°12, December 1985, pp. 1383-1394
- [27] Y. Tajima, P.D. Miller, "**Design of Broad-band power GaAs FET amplifiers**", IEEE Transactions on Electron Devices, Ed. 28, n°2, February 1981, pp. 171-175.
- [28] I. Angelov, H. Zirath et Al, "**A new Empirical Nonlinear Model for HEMT and MESFET devices**", IEEE Transactions on MTT, Vol. 40, n°12, 1992, pp. 2258-2266.
- [29] Y. C. Chen, "**A new Empirical I-V Model for HEMT devices**", IEEE Microwave and Guided letters, Vol. 8, n°10, 1998.
- [30] M.S. O'Droma, J.Portilla, E.Bertran, « **Linearisation Issues in Microwave Amplifiers** », 12<sup>th</sup> GAAS Symposium – Amsterdam, 2004
- [31] J.C.Pedro, N.B Carvalho, C.Fager, J.A.Garcia, "**Linearity versus efficiency in mobile handset power amplifiers: a battle without a loser**", Microwave Engineering Europe, August/September 2004.
- [32] Islam, S.S.; Mehdi Anwar, A.F.; "**Temperature-dependent nonlinearities in GaN/AlGaN HEMTs**", Electron Devices, IEEE Transactions on , Volume: 49 Issue: 5 , May 2002 Page(s): 710 -717
- [33] C. Gacquiere, F. Bue, P. Delemotte et Al., "**Effects on the linearity in Ka Band of single or double-recessed PHMET's** " Jul. 2000 IEEE Microwave and Guided wave Letters, Vol.10, N°7, pp.267-269

- [34] G. Niu; Q. Liang et Al., “ **RF Linearity Characteristics of SiGe HBTs** ” IEEE MTT Transactions, Volume: 49 Issue: 9 , Sept. 2001 Page(s): 1558 -1565
- [35] M.Iwamoto, C.P. Hutchinson et Al., “ **Optimum bias conditions for Linear Broad-Band InGaP/GaAs HBT Power Amplifiers** ” Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on , Volume: 50 Issue: 12 , Dec. 2002 Page(s): 2954 -2962
- [36] K. Lu, P.M McIntosh, C.M. Snowden, “ **Low-frequency dispersion and its influence on the intermodulation performance of AlGaAs/GaAs HBTs** ” IEEE MTT-S International , Vol. 3 , 17-21 June 1996 Page(s): 1373 -1376 vol.3
- [37] N. Le Gallou, J.M. Nebus et Al., “ **Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics.**”, IEEE MTT-S International , Volume: 2 , 20-25 May 2001 Page(s): 979 - 982 vol.2
- [38] D.J Williams, J. Leckey; P.J Tasker “ **A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system.**” IEEE MTT-S International , Volume: 3 , 2-7 June 2002 Page(s): 1841 -1844
- [39] J.Brinkhoff,, A.E.Parker, “**Bias and Frequency Dependence of FET Characteristics**”,IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, N°2, 2003
- [40] J.Brinkhoff,, A.E.Parker, “**Effect of Baseband Impedance on FET Intermodulation**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, NO.3, March 2003
- [41] J.Brinkhoff,, A.E.Parker, M.Leung, “**Baseband Impedance and Linearization of FET Circuits**”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.51, NO.12, December 2003
- [42] S. Heckmann et Al “ **Analyse de la linéarité des TBH GaInP/GaAs à forte tension de claquage vis à vis de l’adaptation et des polarisations.**” JNM Lille, session 5A, Mai 2003
- [43] S. Forestier, T. Gasseling, Ph Bouysse et Al., “**Combined Effects of Non Linear Capacitances and Source/Load Impedances of PHEMT Transistor for the Linearity Enhancement of Power Amplifiers.**” IEEE Microwave and Wireless Components Letters 86
- [44] G.L Madonna, A. Ferrero et Al., “ **Testing microwave devices under different source impedance values – A novel technique for one-line measurement of source and device reflection coefficients**” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 49, N°.2, (Apr. 2000).
- [45] P. Colantonio, A. Ferrero et Al. “ **Harmonic Load/Source Pull strategies for high efficiency PAs design**” 2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp1807-1810.
- [46] G. Bergoff, E.Bergeault et Al., “ **Automated characterization of HF power transistor by source-pull and multiharmonic load-pull measurements based on six-port techniques.**” MTT IEEE Transactions, Vol. 46, pp. 2068-2073 (Dec. 1998).
- [47] P.Colantonio, J.A.Garcia, F.Giannini, “**High Linearity and Efficiency Microwave PAs**”, 12<sup>th</sup> GAAS Symposium – Amsterdam, 2004

- [48] R.Pena, J.A.Garcia, « *A Measurement System for FET Derivative Extraction under Dynamic Operating Regime* », EuMC, Gaas Symposium, Paris 2005
- [49] Andre van Bezooijen & Al, “*Adaptative Method to Preserve Power Amplifier Linearity Under Antenna Mismatch Conditions*”, IEEE Transaction on Circuits & Systems, vol.52, No.0, October 2005
- [50] Chen-Kuo Chu & Al., “*Fully Matched High Linearity 2W pHEMT MMIC Power Amplifier for 3.5GHz Applications*”, IEEE Microwave & Wireless Components Letters, vol.15 , No.10, October 2005
- [51] K.J.Cho, I.H.Hawng, W.J.Kim, “*Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier*”, IEEE MTT-S Digest, 2005
- [52] A.Raffo, A.Santarelli, P.A.Traverso & Al.W.Woo, “*Improvement of PHEMT Intermodulation Prediction Through the Accurate Modelling of Low-Frequency Dispersion Effects*”, IEEE MTT-S, Long Beach, 2005
- [53] C.Duvanaud, Ph.Bouysse, J.M.Nebus et Al., “*Optimization of Trade-offs between Efficiency and Intermodulation in SSPA’s Based on Experimental and Theoretical Considerations*”, IEEE MTT-S Digest, 1993
- [54] S.Dardenne, C.Duvanaud, F.Robin & Al, “*Cancellation of Third-order Intermodulation Currents in a two-stages Amplifier Topology*”, IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2003
- [55] H. Ku, J.S.Kenney, “*Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers Considering IMD and Spectral Regrowth Asymmetries*”, IEEE MTT-S Digest, 2003
- [56] S.Forestier, T.Gasseling, P.Bouysse, “*Theoretical and Experimental Investigations on Nonlinear Capacitance and Loading Effects on Power PHEMT’s Linearity*”, 11<sup>th</sup> GAAS Symposium – Munich, 2003
- [57] J.Vuolevi, T.Rahkonen, “*Analysis of Third-Order Intermodulation Distorsion in Common-Emitter BJT and HBT Amplifiers*”, IEEE Transactions on Circuits and systems, Analog and Digital Signal Processing, vol.50, No12, December 2003
- [58] N.B.Carvalho, J.C.Pedro, “*A Comprehensive Explanation of Distortion Sideband Asymmetries*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, NO.9, September 2002
- [59] I.S.Ahmad,V.S.Rao Gudimetla, “*Analytical expressions for intermodulation distortion of a MESFET small-signal amplifier using the nonlinear Volterra series*”, Solid State Electronics 46, 2002, [www.elsevier.com/locate/sse](http://www.elsevier.com/locate/sse)
- [60] D.J.Williams, J.Leckey, P.J.Tasker, “*A Study of the Effect of Envelope Impedance on Intermodulation Asymmetry Using a 2-tone Time Domain Measurement System*”, IEEE MTT-S, 2002
- [61] N.Le Gallou, J.M.Nebus, E.Ngoya et Al., “*Analysis of Low Frequency Memory and Influence On Solid State HPA Intermodulation Characteristics*”, IEEE 2001
- [62] A.E.Parker, G.Qu, “*Intermodulation Nulling in HEMT Common Source Amplifiers*”, IEEE Microwaves and Wireless Components Letters, Vol.11, No.3, March 2001

- [63] A.Santerelli, G.Zucchelli, R.Paganelli, « *Equivalent-voltage description of Low-frequency Dispersive Effects in Large-Signal FET Models* », GAAS 2001 Conference – London, 2001
- [64] F.Wang, A.H.Yang, D.F.Kimball, “*Design of Wide-bandwidth Envelope-Tracking Power Amplifier for OFDM Applications*”, IEEE MTT, vol .53, No.4, April 2005
- [65] F.Wang, J.Popp, D.F.Kimball, “*Wideband Envelope Elimination and restoration Power Amplifier with High Efficiency Wideband Envelope Amplifier for WLAN 802.11g Applications*”, IEEE MTT, 2005
- [66] W.Woo, J.Stevenson Kenney, “*A predistortion Linearization System for High Power Amplifiers with Low Frequency Envelope Memory Effects*”, IEEE MTT-S, Long Beach, 2005
- [67] P.Draxler, J.Deng, D.Kimball & Al., “*Memory Effect Evaluation and Predistortion of Power Amplifiers*”, IEEE MTT-S, Long Beach, 2005
- [68] R.Sperlich, J.A.Sills & J.S Kenney, “*Closed-Loop Digital Pre-Distortion with Memory Effects Using Genetic Algorithms*”, IEEE MTT-S, Long Beach, 2005
- [69] K.J.Cho, W.J.Kim, J.H.Kim, “*Linearity Optimization of a High Power Doherty Amplifier Based on Post-Distortion Compensation*”, IEEE Microwave & Wireless Components Letters, October 2005



---

## **Partie 2.**

# **Modélisation de transistors HEMT pour la simulation précise de l'IM<sub>3</sub>**



# 1. Introduction

La modélisation de transistors permettant une prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> à bas niveau et aux hautes fréquences est indispensable pour la conception de circuit à très forte linéarité.

Dans cette seconde partie, nous allons tout d'abord discuter des différents problèmes liés à cette modélisation de l'IM<sub>3</sub>. Nous exposerons ensuite une méthode de modélisation complète, basé sur l'extraction fine de paramètres S pulsés autour d'un point de polarisation, spécialement dédiée à cet effet.

L'efficacité et la précision d'un modèle, extrait à partir des mesures d'un transistor 8x75µm de la filière pHEMT PP15-20 (longueur de grille 0.15µm) de la filière W.I.N, seront alors évaluées par différentes comparaisons entre les résultats de simulation et les résultats de mesures pour une fréquence centrale de 10.24GHz et une fréquence différence Δf de 10MHz, obtenues pour différentes impédances de charge à faibles niveaux de puissance.

La rétro-simulation d'un amplificateur de puissance de bande de fréquence 7-16GHz permettra finalement de conclure sur la précision apporté par notre modèle dans des conditions opérationnelles d'optimisation du compromis puissance – rendement – linéarité. De plus, nous mettrons en avant la possibilité d'extension de notre principe de modélisation pour la simulation à de fort niveau de puissance allant jusqu'au point de compression de gain à 1dB.

## 2. Problèmes liés à la modélisation de l'IM<sub>3</sub> à bas niveau et aux hautes fréquences

---

### 2.1. Principales méthodes d'extraction des non-linéarités dans les transistors à effet de champs en vue d'une simulation de l'IM<sub>3</sub>

L'extraction des non-linéarités d'un transistor est un problème majeur pour la modélisation de l'IM<sub>3</sub>. Il est en effet impensable de prétendre pouvoir réaliser un modèle non-linéaire précis sans mettre en place des mesures très précises, permettant une analyse poussée du composant et donnant accès aux résultats de caractérisation nécessaires à la modélisation fine de ces éléments différentiels intrinsèques.

Les méthodes généralement retenues pour caractériser les non-linéarités d'un transistor en vue de la modélisation de l'IM<sub>3</sub> sont basées sur une analyse spectrale des distorsions créées par celui-ci à partir d'un ou deux signaux d'excitation [70]. Malheureusement ces méthodes ne sont valables que pour des fréquences de travail relativement basses et ce, pour deux raisons majeures :

- ▲ Il faut pouvoir mesurer très précisément les niveaux de puissance aux fréquences harmoniques du signal fondamental d'excitation.
- ▲ Il faut pouvoir simplifier le schéma équivalent du transistor afin de rendre possible et fiable une extraction de paramètres, comme par exemple faire l'hypothèse d'un transistor unilatéral.

De plus, ce type d'analyse n'est en principe valable qu'autour de la fréquence à laquelle la mesure a été réalisée. On peut aussi souligner que ces techniques de caractérisation ne permettent pas l'extraction de tous les éléments non-linéaires à la fois. Dans la majorité des cas, l'extraction de Gm et de Gd sera décorrélée de celle de Cgs, ce qui ne permet pas des conditions expérimentales d'extraction identiques pour chaque élément non-linéaire. A partir de ces constatations, il est clair que l'intérêt de modéliser un transistor en vue de la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> par l'intermédiaire d'une analyse spectrale est très limité.

Pour avoir un modèle précis, valable sur une plage de fréquence importante et pour des fréquences de travail élevées, il est donc nécessaire d'envisager une autre méthode permettant l'extraction globale et précise de tous les éléments NL en même temps et sur une grande plage de fréquence.

En ce qui concerne la caractérisation et la modélisation des effets non-linéaires de pièges, il existe plusieurs références qui traitent de ce problème important que nous n'aborderons pas ici [77][81]

---

## **2.2. Méthodologie générale d'extraction**

La méthodologie générale d'extraction d'un modèle de transistor peut se résumer par la figure 31. Elle se décompose en 2 étapes distinctes et complémentaires que sont la modélisation des résultats de mesures et la validation du modèle résultant. La réalisation de chacune de ces étapes nécessitant des moyens matériels (bancs de mesures) spécifiques.

La technique de modélisation de transistor pour la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> que nous avons développée repose donc sur les performances de deux bancs de caractérisation :

- ▲ Un banc de caractérisation permettant à la fois l'acquisition des paramètres I/V et S pulsés d'un transistor: banc développé sur le site Xlim de Brive.
- ▲ Un banc de caractérisation source-pull et load pull 1 / 2 tons pour la validation du modèle de transistor: banc développé sur le site Xlim de Limoges.

Ce sont ces deux bancs de mesures que nous allons détailler à présent.

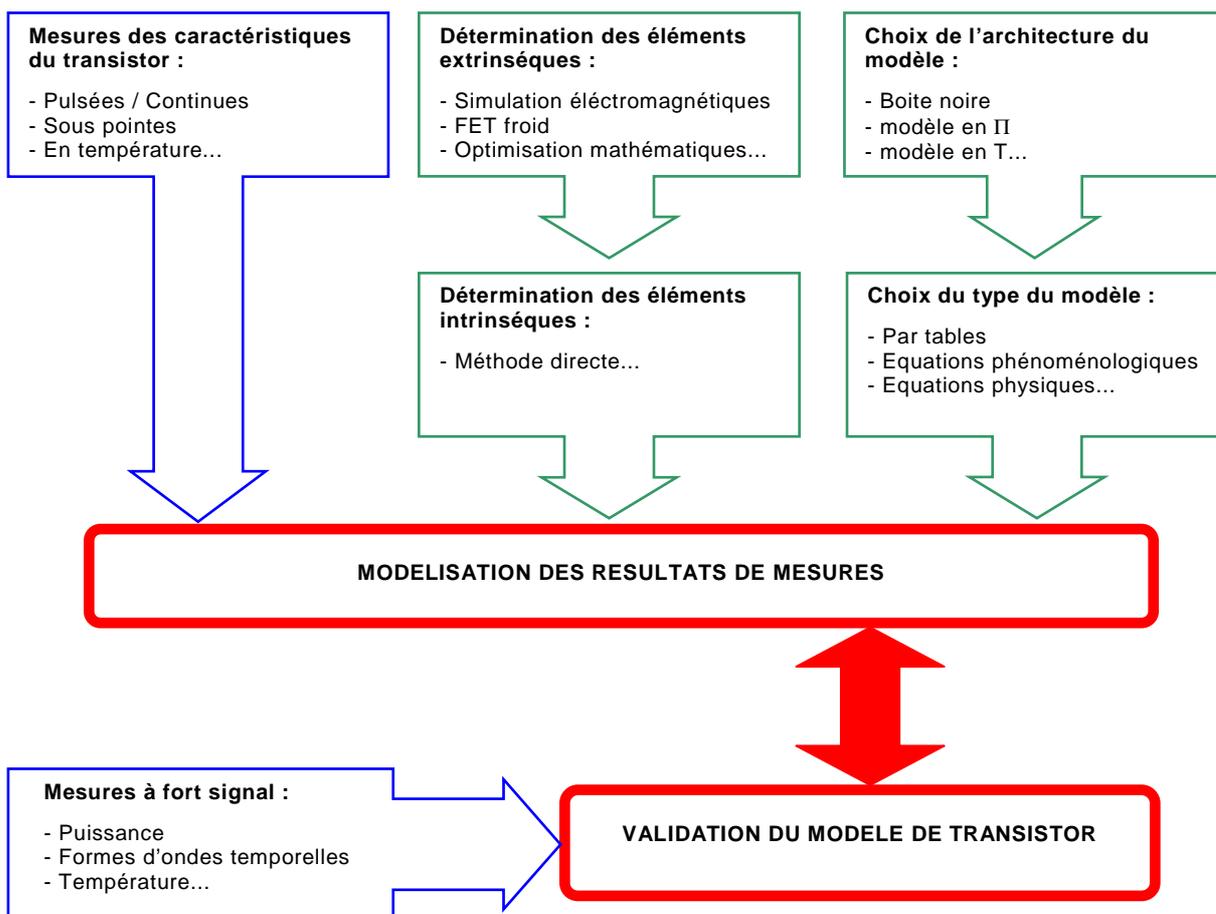


Figure. 31 - Etapes constitutives de l'extraction d'un modèle de transistor

## 3. Bancs de caractérisation des transistors

### 3.1. Historique

En 1991, M. Camiade, J. Obregon et Al. ont proposé les premiers d'extraire les modèles non-linéaires des transistors à partir de mesures de paramètre S en impulsions, superposées aux impulsions I/V d'alimentation. Cette technique permettant de caractériser le transistor

dans des conditions les plus proches possibles de son fonctionnement opérationnel. La méthode a été ensuite étendue, développée et automatisée au sein de l'IRCOM par messieurs R. Quéré, J-P. Teyssier et Al. Ce banc constitue aujourd'hui le cœur des caractérisations indispensables à la caractérisation des composants semi-conducteurs dans les domaines micro-ondes et aux ondes millimétriques [78]-[85]

Par ailleurs, et comme nous l'avons déjà dit, la modélisation comprend un second volet tout aussi indispensable que le premier : ce sont les mesures expérimentales de validation. A cet effet, un second banc de caractérisation, à la fois source-pull et load-pull, a été développé par J.P. Villotte, J.M.Nebus et Al., toujours au sein de l'IRCOM, puis étendu à des mesures temporelles par messieurs D.Barataud, T.Gasseling et Al.. Ce banc permet d'extraire avec précision les caractéristiques électriques : Zch, Pout, Gain, IM3, rendement... des transistors par une mesure 1 ton ou 2 tons aux bornes du transistor considéré [86]-[89].

Ces 2 bancs de caractérisation constituent les outils à partir desquels nous avons développé et validé une méthode de modélisation de transistor permettant de simuler précisément l'intermodulation d'ordre 3 (IM<sub>3</sub>) à bas niveau et à hautes fréquences.

---

### **3.2. Banc de mesure I-V et S pulsés**

[90]

La mesure en régime impulsionnel est un outil indispensable pour la caractérisation des transistors micro-ondes. En effet, elle permet de s'affranchir en grande partie des problèmes d'auto-échauffement du transistor, mais aussi dans le cas des transistors à effet de champ, de visualiser les effets parasites de pièges, et surtout de pouvoir séparer les deux phénomènes afin de pouvoir les analyser finement. De plus, il est souhaitable de pouvoir caractériser les transistors dans toutes les régions où ils sont susceptibles de fonctionner. Les zones d'avalanche et de forte conduction de grille sont mesurables en régime pulsé, mais sont impossibles à mesurer en continu sans éviter la détérioration ou la destruction du composant. Ainsi, grâce à ce banc IV et paramètres [S] en mode impulsionnel, des modèles très élaborés de transistors peuvent être réalisés.

### 3.2.1. Principe de la mesure

Le principe de la mesure des paramètres [S] en mode impulsionnel consiste à venir superposer une onde RF de faible signal sur l'état établi des impulsions I(V). Comme le représente la figure 32, une mesure de paramètres [S] correspond à chaque point de mesure des caractéristiques I(V). Typiquement, pour une impulsion DC de 400 ns, on choisit une impulsion RF de durée égale à 250 ns centrée dans l'impulsion DC de façon à être hors de la zone des « overshoots ».

Ces mesures nous permettent d'acquérir les paramètres petit signal autour d'un point de polarisation instantané ( $V_{gsi}$ ,  $V_{dsi}$ ) dans toute la zone d'utilisation possible du transistor, et ceci pour un état thermique et de pièges fixés par le point de repos. L'intérêt des paramètres [S] pulsés est bien sûr de connaître les valeurs exactes des paramètres petits signaux pour chaque point du réseau I(V) mesuré lui aussi en régime pulsé, mais aussi d'avoir ces données sur la totalité du domaine de fonctionnement du composant. Ces paramètres [S] ainsi mesurés permettront l'extraction des paramètres des modèles comme nous le verrons par la suite.

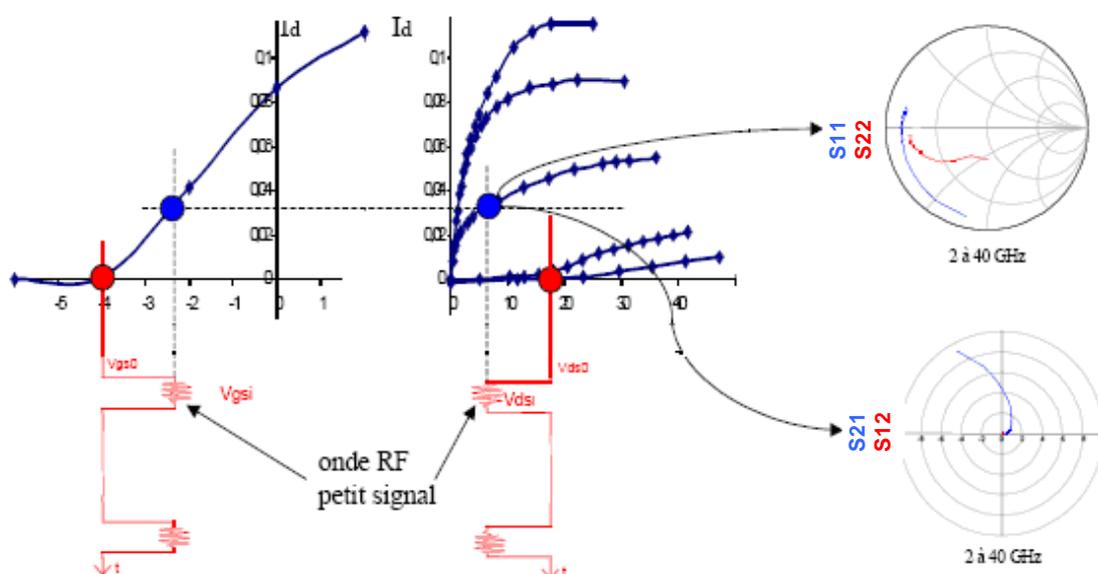


Figure. 32 - Principe des mesures I-V + paramètres [S] en régime impulsionnel

### 3.2.2. Description du banc de mesure

Le banc de mesures I(V) et paramètres [S] pulsés reprend l'architecture du banc I(V) pulsé où se greffe un analyseur de réseau vectoriel et des tés de polarisations spécifiques (Figure 33), le tout piloté par un logiciel dédié, développé par l'Xlim.

### 3.2.2.1. Analyseur de réseaux vectoriel (A.R.V.) en mode impulsionnel

L'analyseur de réseaux vectoriel fonctionnant en régime pulsé conserve la même structure qu'un analyseur de réseaux vectoriel standard avec une différence majeure au niveau de l'unité de test (mode récepteur). Cet ARV Wiltron 360B permet de faire des mesures petit signal dans la bande 0.5-40 GHz avec une dynamique de 65 dB. En effet, un analyseur de réseau vectoriel classique possède une dynamique de l'ordre de 95 à 100 dB, mais le fait de travailler en mode pulsé fait que cette dynamique chute en fonction du rapport cyclique de la manière suivante :

$$pertes\ dynamiques = -20 \cdot \log\left(\frac{recurrence}{durée\ de\ mesures}\right) \quad (2.1)$$

### 3.2.2.2. Etalonnage spécifique de l'analyseur de réseaux vectoriel en mode pulsé

L'analyseur de réseaux vectoriel, comme tout autre appareil de mesure travaillant dans les hautes fréquences, doit être étalonné avant d'entreprendre les mesures RF des dispositifs à caractériser. Dans le cas du fonctionnement en mode pulsé, le principe de l'étalonnage reste le même (SOLT, LRM, ...) qu'en mode CW, mais il se fait en mode impulsionnel avec des durées des signaux «*Stimulus*» et «*Profile*» fixées. En effet, si l'étalonnage s'effectuait en mode CW, ou si nous changions la période ou la durée des impulsions, l'étalonnage serait détérioré car la linéarité des mélangeurs n'est pas parfaite sur une grande plage de dynamique.

L'autre particularité de l'étalonnage provient du niveau de puissance RF à injecter sur les accès du composant. Cette seconde spécificité est propre à notre démarche d'étalonnage, car ceci peut très bien être appliqué à une procédure d'étalonnage en mode CW. Dans le cas de la mesure petit signal d'un transistor, il est impératif de conserver un niveau de puissance faible sur toute la bande de fréquence à analyser. Pour un niveau de puissance de source RF donné, la puissance RF dans les plans du D.U.T diminue avec la fréquence à cause des pertes dans le test-set, les câbles et les connecteurs.

Une puissance RF trop faible dans les plans du D.U.T. va affecter la précision des mesures en raison du plancher de bruit inhérent à tout appareil de mesure. Une puissance RF trop forte dans les plans du D.U.T. va générer des harmoniques lors de la mesure de dispositifs actifs, et nous sortons alors du formalisme des paramètres [S]. En conséquence, un réglage de la puissance RF est fait pour chaque fréquence, de façon à générer une table de correction du niveau de la source : nous disposons ainsi dans les plans du D.U.T. d'une

puissance constante sur l'ensemble de la bande de fréquence désirée (mesures au Power-meter).

### 3.2.2.3. Les tés de polarisation

La mesure des paramètres [S] pulsés devant être faite en chaque point du réseau I-V, le banc de mesure I-V est relié à l'analyseur de réseau vectoriel grâce aux tés de polarisation qui doivent laisser passer les impulsions DC. Les tés de polarisation (HP 11612A) permettent de réaliser cela car comme la plupart des tés de polarisation, ils sont spécifiés en bande passante RF, en taux d'ondes stationnaires, en courant/tension continu mais aussi en bande passante sur l'accès de polarisation [0-150 MHz].

### 3.2.3. Conclusion

Les mesures de caractéristiques I(V) et de paramètres [S] pulsés fournissent une caractérisation électrique assez complète du composant à modéliser, qui comprend toutes les régions susceptibles d'être parcourues par le transistor lors de son fonctionnement dans un circuit. De plus, cette caractérisation est isotherme : l'état thermique doit correspondre à celui que le transistor aura pendant une application particulière (amplification de puissance, ...). Enfin, l'état des pièges étant fixé par le point de polarisation continu, ce point définit le point de fonctionnement opérationnel du transistor.

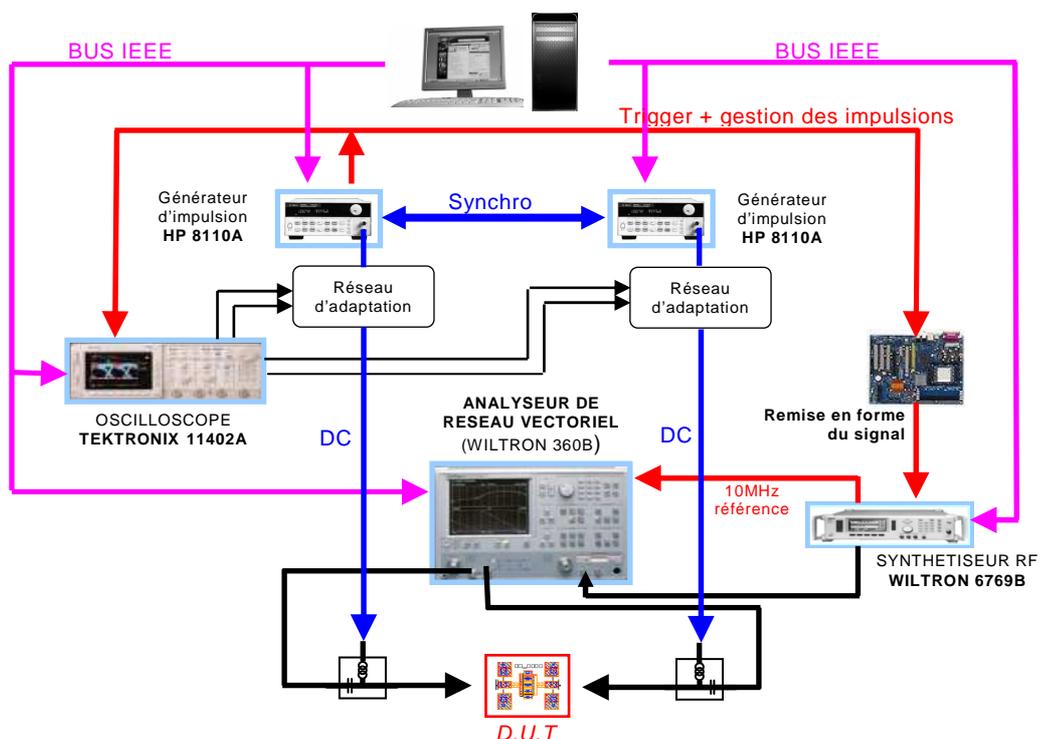


Figure. 33 - Architecture du banc de mesures I(V) + paramètres [S] en régime impulsif

### 3.3. Banc de mesure load-pull 2-tons

#### 3.3.1. Principe de la mesure

Le schéma du banc de mesure « load-pull » vectoriel d'Xlim est présenté à la figure 34. Ce banc est un système de caractérisation sous pointes qui permet de contrôler les conditions d'adaptation entrée / sortie d'un composant. Ainsi, il est possible d'effectuer des mesures de puissance étalonnées dans le plan des pointes et d'observer les performances du composant en fonction des impédances qui lui sont présentées et de la puissance du signal d'excitation. A partir de ces données, on peut alors définir certaines zones d'impédances optimales suivant des contraintes de puissance, de gain, de rendement et/ou de linéarité. Ce banc permet de mesurer précisément les coefficients de réflexion en entrée et en sortie du dispositif.

#### 3.3.2. Description du banc de mesure loadpull 2-tons

Le synoptique du banc de mesure loadpull 2-tons, qui nous a permis de faire les mesures nécessaires à la validation de notre modèle de transistor non-linéaire, est donné figure 34:

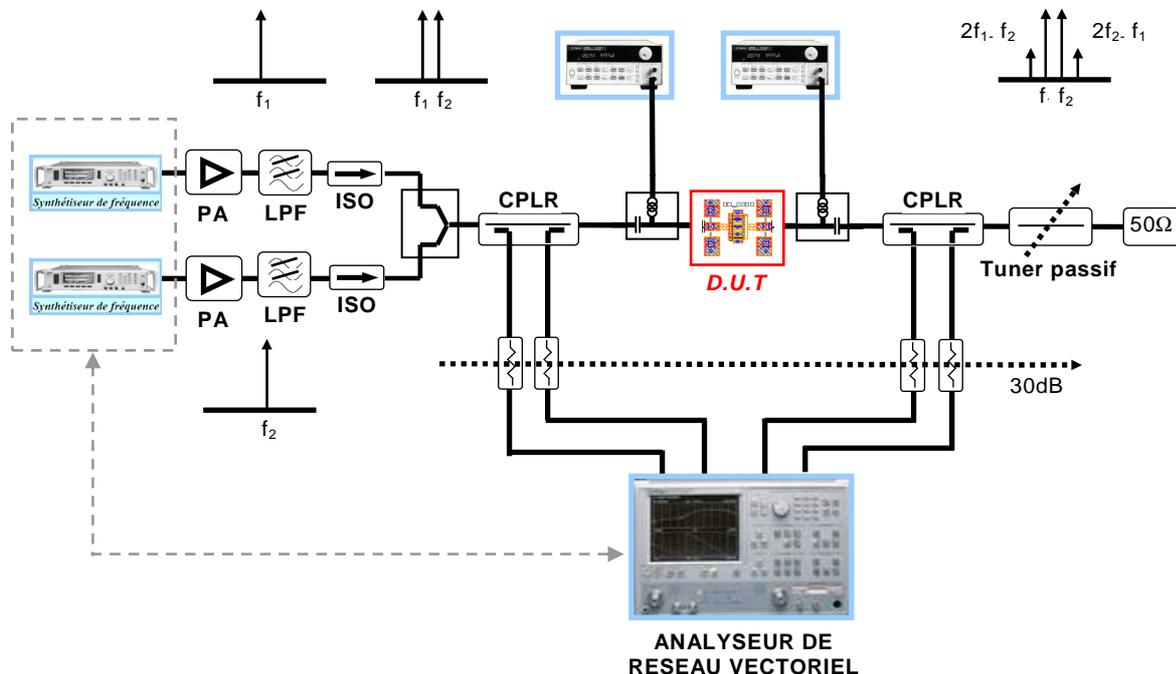


Figure. 34 - Architecture du banc de mesures load pull

Tout d'abord, le signal 2-tons est généré au moyen de deux synthétiseurs de fréquence. La combinaison des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  se fait alors grâce à un combineur de puissance. Ce

combineur permet, entre autre, d'isoler les deux sources RF entre elles et prévient du mélange des signaux RF,  $f_1$  et  $f_2$ , directement en sortie de leurs étages non linéaires.

Les erreurs de mesure engendrées par ce type d'intermodulation peuvent être importantes, et nuire considérablement à la qualité des mesures d'intermodulations. Il est alors nécessaire d'améliorer artificiellement l'isolation du combineur de puissance en plaçant un isolateur en sortie de chacune des sources RF.

De plus, les harmoniques des signaux générés peuvent aussi être mélangées avec les fréquences fondamentales et produire des distorsions résiduelles en sortie du D.S.T, des sources RF ou des deux à la fois. C'est pourquoi il est nécessaire de placer un filtre sélectif ou passe-bas en sortie de ces mêmes sources RF pour améliorer leur pureté spectrale.

Une fois le signal 2-tons mis en forme, on retrouve une configuration de banc loadpull classique. L'analyseur de réseau vectoriel permet l'acquisition des paramètres S à chaud par l'intermédiaire de coupleurs 4 ports. Le tuner passif, une fois étalonné, permet de présenter les impédances de charge souhaitées en sortie du dispositif sous test.

Finalement, les atténuateurs doivent être ajustés dans l'objectif d'un compromis entre la sensibilité de mesures et les niveaux de puissance de sortie maximum détectés. En effet, les niveaux de bruit qu'ils génèrent ne doivent pas masquer les très faibles niveaux d'intermodulation que l'on souhaite mesurer, tout en permettant la caractérisation du composant sur une plage de puissance prédéterminée.

### 3.3.3. Conclusion

---

Dans sa configuration « biporteuse », le banc load-pull permet d'obtenir les caractéristiques  $P_s=f(P_e)$  du transistor à la fois pour les raies aux fréquences fondamentales, mais aussi pour les raies d'intermodulations IM<sub>3</sub> et IM<sub>5</sub> générées pour des impédances contrôlées dans la bande utile.

Ces mesures 2 tons permettront de générer des contours d'impédances à puissance de sortie, à IM<sub>3</sub> et/ou CI<sub>3</sub> constants. La superposition de ces trois contours d'impédances mesurés sur les contours simulés démontrera la qualité de notre modèle pour la prédiction de l'intermodulation.

Notons que les impédances aux fréquences harmoniques ne peuvent pas être mesurées facilement. Cet inconvénient est préjudiciable pour la validation des performances de notre modèle pour la prédiction de distorsions dans la mesure où les niveaux de puissance présents

à ces fréquences peuvent jouer un rôle dans la génération d'IM<sub>3</sub>. C'est pourquoi, une attention particulière sera portée sur l'influence des impédances présentées aux fréquences harmoniques. Ces fréquences seront donc chargées successivement par des courts-circuits, des circuits ouverts ou une impédance de 50Ω lors des tests de validation.

## 4. Méthodologie d'extraction et de modélisation des éléments non-linéaires différentiels d'un transistor HEMT

### 4.1. Principe de base

La méthodologie de modélisation des transistors pour la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> que nous allons exposer dans cette partie repose sur la modélisation fine des éléments non-linéaires différentiels des transistors pour les conditions suivantes :

- ▲ Point de polarisation donné
- ▲ Mesures I/V pulsées
- ▲ Mesures de paramètres S pulsées

et ceci pour une excursion maximum donnée des variables Vgs et Vds. La figure suivante clarifie les limites de validité du modèle :

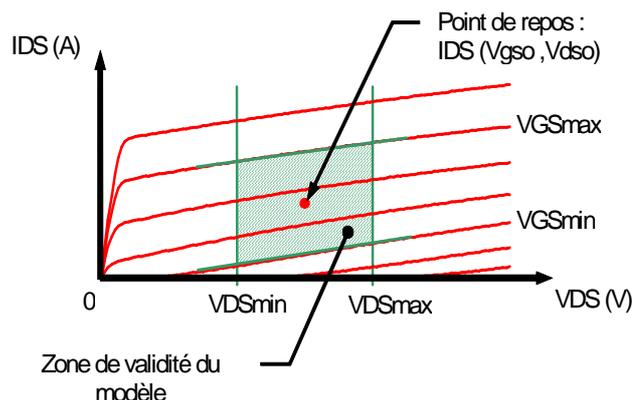


Figure. 35 - Zone d'extraction des ENLI et limites de validité du modèle

Ce principe de modélisation s'appuie sur la capacité du banc de mesures I/V et S pulsés à reproduire finement les caractéristiques différentielles des transistors en entachant celles-ci d'une erreur négligeable. Une fois cette condition remplie, les résultats de mesures [S] pulsés permettront d'extraire précisément les éléments  $G_m(V_{gs}, V_{ds})$ ,  $G_d(V_{gs}, V_{ds})$ ,  $C_{gs}(V_{gs}, V_{ds})$

et  $C_{gd}(V_{gs}, V_{ds})$ . L'intégration de  $G_m$  et de  $G_d$  nous permettra alors de modéliser la source de courant  $I_{ds}$  qui sera comparée aux mesures I/V pulsées, tandis que l'intégration de  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  permettra à ces capacités non-linéaires d'être représentées dans le modèle final sous forme de charges. Notons que ces capacités représentent en fait une charge totale distribuée sous la grille qui, dans une modélisation plus précise, devrait être représentée par des capacités distribuées le long du canal et ne dépendant que de la seule tension présente à leurs bornes.

La méthodologie que nous avons adoptée pour exploiter les résultats de mesures I/V et S pulsés peut être décomposée en deux étapes distinctes. Tout d'abord, nous réaliserons l'extraction « classique » des ENLI par les différentes méthodes développées et couramment utilisées au laboratoire XLIM, notamment en ce qui concerne la détermination des valeurs des éléments extrinsèques et intrinsèques des transistors à partir des mesures de paramètre S. Puis nous avons développée et intégré dans un logiciel de CAO des fonctions phénoménologiques spécifiquement dédiées à la modélisation très précise des résultats de mesure des ENLI.

---

## **4.2. Exploitation des résultats de mesures I/V et S pulsés**

### 4.2.1. Topologie du modèle petit signal

---

Le modèle générique que nous avons développé est basé sur une architecture de type «explosé», du même type que celle que nous avons présentée au paragraphe 4.1 dans la Partie 1 du manuscrit. Ce modèle, couramment utilisé au sein du laboratoire, permet un accès complet aux ENLI et leur modélisation indépendamment les uns des autres.

Ce modèle étant avant tout destiné à la simulation de l'IM<sub>3</sub> pour des puissances de sortie relativement faibles (5 à 10dB d'OBO par rapport au P1dB), il est alors possible, dans un premier temps, de ne pas prendre en compte la modélisation des phénomènes d'avalanche et de courant de fuite de grille. De plus, le rendement du transistor étant nul ou quasi nul sur tout le domaine de validité de notre modèle bas niveau, celui-ci ne nécessite pas la modélisation des effets thermiques présents à fort niveau. Le modèle a donc été développé simplement suivant la structure proposée figure 36. Toutefois, dans l'hypothèse d'une modélisation des ENLI dans une zone de mesures engendrant des niveaux de puissances élevés en sortie du transistor, proche de la saturation, il sera naturellement possible de rajouter la contribution de chacun de ces phénomènes par l'ajout d'éléments ou de blocs de description spécifiques.

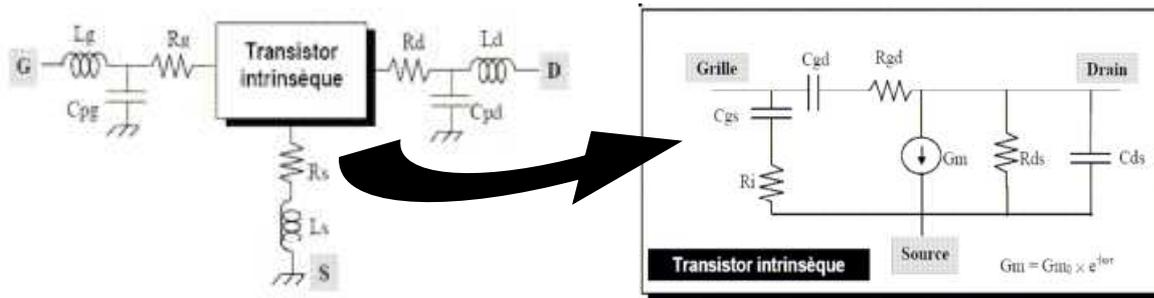


Figure. 36 - Topologie du modèle petit signal utilisé

#### 4.2.2. Extraction des éléments extrinsèques du transistor

L'extraction d'un modèle électrique consiste à déterminer les valeurs des éléments extrinsèques puis à en déduire les valeurs des éléments intrinsèques du transistor. La qualité finale du modèle dépend fortement de la précision avec laquelle sont estimés les éléments extrinsèques du circuit équivalent. Pour cela, nous utilisons une méthode par optimisation basée sur le fait qu'il n'existe qu'un seul jeu de paramètres extrinsèques ( $R_g, L_g, C_{pg}, R_d, L_d, C_{pd}, R_s, L_s$ ) pour lequel les paramètres intrinsèques ( $G_m, G_d, C_{gs}, C_{gd}, C_{ds}, R_i, R_{gd}, \tau$ ) sont indépendants de la fréquence [91]. L'algorithme d'optimisation utilise la méthode du « recuit simulé » afin de s'affranchir des minimums locaux [92]. Son principe est le suivant :

Pour un jeu de paramètres extrinsèques donnés, on extrait la matrice admittance intrinsèque  $[Y]_{int}$  à partir des paramètres  $[S]$  mesurés [93] (extraction directe). La matrice  $[Y]_{int}$  est obtenue par transformations successives de la matrice  $[S]$  mesurée (Figure 86).

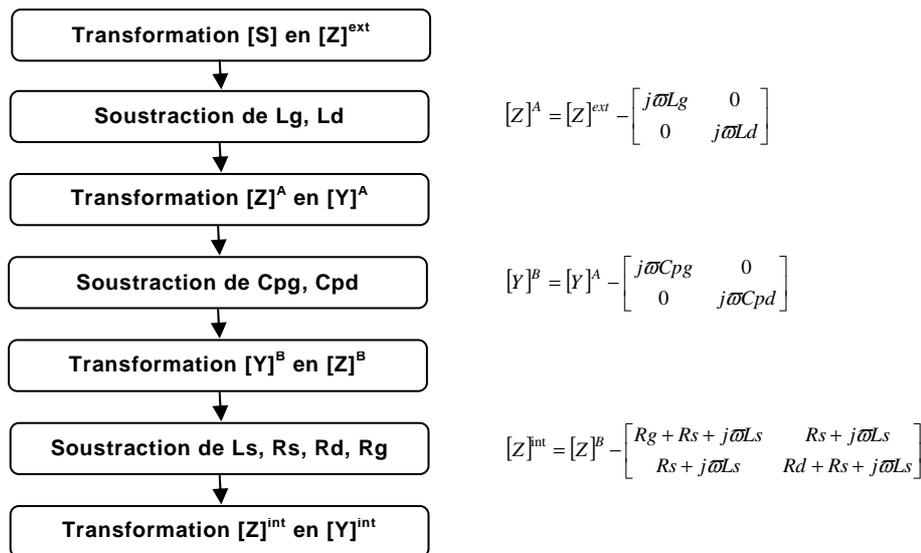


Figure. 37 - Détermination de la matrice admittance intrinsèque du transistor

### 4.2.3. Extraction des éléments intrinsèques du transistor

A partir de la matrice  $[Y]_{\text{int}}$ , on calcule analytiquement l'ensemble des paramètres intrinsèques du modèle. Cette méthode est utilisable car le nombre d'éléments du modèle correspond exactement au nombre des paramètres mesurés (8 paramètres).

$$C_{gd} = \frac{-\Im\{Y_{12}\}}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\Re\{Y_{12}\} + G_{dgd}}{\Im\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad (2.2)$$

$$R_{gd} = \frac{-\Re\{Y_{12}\} + G_{dgd}}{C_{gd}^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\Re\{Y_{12}\} + G_{dgd}}{\Im\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad (2.3)$$

$$C_{gs} = \frac{\Im\{Y_{11}\} + \Im\{Y_{12}\}}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\Re\{Y_{11}\} + \Re\{Y_{12}\} - G_{dgs}}{\Im\{Y_{11}\} + \Im\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad (2.4)$$

$$G_{ds} = \Re\{Y_{12}\} + \Re\{Y_{22}\} \quad (2.5)$$

$$C_{ds} = \frac{1}{\omega} (\Im\{Y_{12}\} + \Im\{Y_{22}\}) \quad (2.6)$$

$$R_i = \frac{\Re\{Y_{11}\} + \Re\{Y_{12}\} - G_{dgs}}{C_{gs}^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\Re\{Y_{11}\} + \Re\{Y_{12}\} - G_{dgs}}{\Im\{Y_{11}\} + \Im\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad (2.7)$$

L'équation de  $G_m$  peut, quant à elle, s'écrire de deux manières différentes, suivant que l'on prend la tension de commande  $V_{gs}$  aux bornes de  $(C_{gs} + R_i)$  ou aux bornes de  $C_{gs}$  seule. Dans ce dernier cas, que nous adopterons, nous aurons alors :

$$A = \Re\{Y_{21}\} - \Re\{Y_{21}\}, B = \Im\{Y_{21}\} - \Im\{Y_{21}\} \quad (2.8)$$

$$G_m = \sqrt{A^2 + B^2} \quad (2.9)$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \arctan\left(\frac{B}{A}\right) \quad (2.10)$$

Enfin, chaque élément est calculé pour chaque point de fréquence mesuré lors de la caractérisation du transistor. On obtient ainsi les dispersions des éléments intrinsèques avec la fréquence :  $C_{gs}(\omega)$ ,  $C_{ds}(\omega)$ ,  $C_{gd}(\omega)$ ,  $g_m(\omega)$ ,  $g_d(\omega)$ ,  $\tau(\omega)$ ,  $R_{gd}(\omega)$ ,  $R_i(\omega)$ . Les valeurs finales retenues pour les éléments intrinsèques du circuit résultent d'une moyenne fréquentielle dans la bande de mesure. L'optimisation des extrinsèques se poursuit jusqu'à l'obtention d'une dispersion fréquentielle minimale des éléments intrinsèques.

Pour déterminer les bornes de certains éléments extrinsèques à optimiser, nous polarisons le transistor à  $V_{ds} = 0V$  et  $V_{gs} \gg V_p$ . Pour une densité du courant de grille suffisamment importante, l'influence des capacités ( $C_{pd}$ ,  $C_{pg}$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{ds}$  et  $C_{gd}$ ) devient

négligeable. Les paramètres [S] du transistor se réduisent alors à des expressions dont les parties réelles sont indépendantes de la fréquence alors que les parties imaginaires varient linéairement. On obtient alors:

$$\Im\{Z_{11}\} = j\omega \cdot (L_s + L_g) \quad (2.11)$$

$$Z_{21} = Z_{12} = \left( R_s + \frac{R_c}{2} + jL_s\omega \right) \quad (2.12)$$

$$Z_{22} = R_d + R_s + R_c + j\omega(L_s + L_g) \quad (2.13)$$

$$\Re\{Z_{22}\} = R_d + R_s + R_c = R_{on} \quad (2.14)$$

L'équation (2.14) vérifie la cohérence du modèle entre les mesures I/V et paramètres S.

#### 4.2.4. Application à la filière technologique PP15-20

Pour illustrer les méthodes d'extraction précédemment exposées, nous allons prendre pour exemple un transistor 8x75µm de la filière PP15-20 de la fonderie WIN.

Filière	Longueur de grille	Ids @Gm max (mA/mm)	Gm max (mS/mm)	Vp (V)	VBDS (V)	Fmax (GHz)
W.I.N PP15-20	0.15 µm	300	480	-1.2	12	85

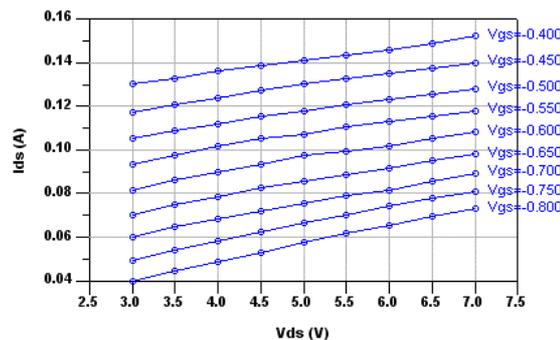
**Tableau 4 - Principales caractéristiques de la filière modélisée : WIN PP15-20**

Le point de polarisation du composant (Vdso , Idso) et les excursions des impulsions de tension Vgs et Vds, notée dVgo et dVdso, ont été choisies telle sorte que :

Vdso (V)	Idso (mA)	P <sub>DC</sub> (mW)	dVgo <sub>MAX</sub> (V)	Pas de dVgo (V)	dVdo <sub>MAX</sub> (V)	Pas de dVdo (V)
5	100	500	+/- 0.2	0.05	+/- 2	0.2

**Tableau 5 - Principales caractéristiques de la filière modélisée : WIN PP15-20**

La surface de points générée est alors suffisamment grande pour rendre compte des allures globales des non-linéarités différentielles et de leurs dérivées respectives tout en minimisant la sensibilité des mesures aux erreurs numériques. Dans cette configuration, la zone de modélisation peut être illustrée par les courbes I/V pulsées données figure 38 :



**Figure. 38 - Résultats de mesures I/V pulsés**

Le banc de caractérisation en mode impulsionnel permet d'obtenir un fichier de paramètres [S] pour chaque point de mesure I(V) pulsé. Une extraction multi-polarisations est pratiquée sur l'ensemble des points du réseau I(V) et permet ainsi d'obtenir les variations non-linéaires de chaque élément en fonction des tensions de polarisations instantanées. Le modèle grand signal sera obtenu par intégration de l'ensemble des modèles linéaires (petit signal) obtenus à chaque point du réseau I(V). Les paramètres S pulsés mesurés ont permis de déterminer les éléments extrinsèques du transistor :

Rg (Ω)	Rd (Ω)	Rs (Ω)	Lg (pH)	Ld (pH)	Ls (pH)	Cgp (fF)	Cdp (fF)
0.46	1.3	0.28	30	19	2.2	14.9	10.5

Tableau 6 - Résultats d'extraction des éléments extrinsèques du transistor PP15-20

Les résultats présentés figure 39, représentent l'extraction complète des éléments non-linéaires différentiels  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $C_{gs}$ , et  $C_{gd}$  du transistor sur toute sa zone de caractérisation :

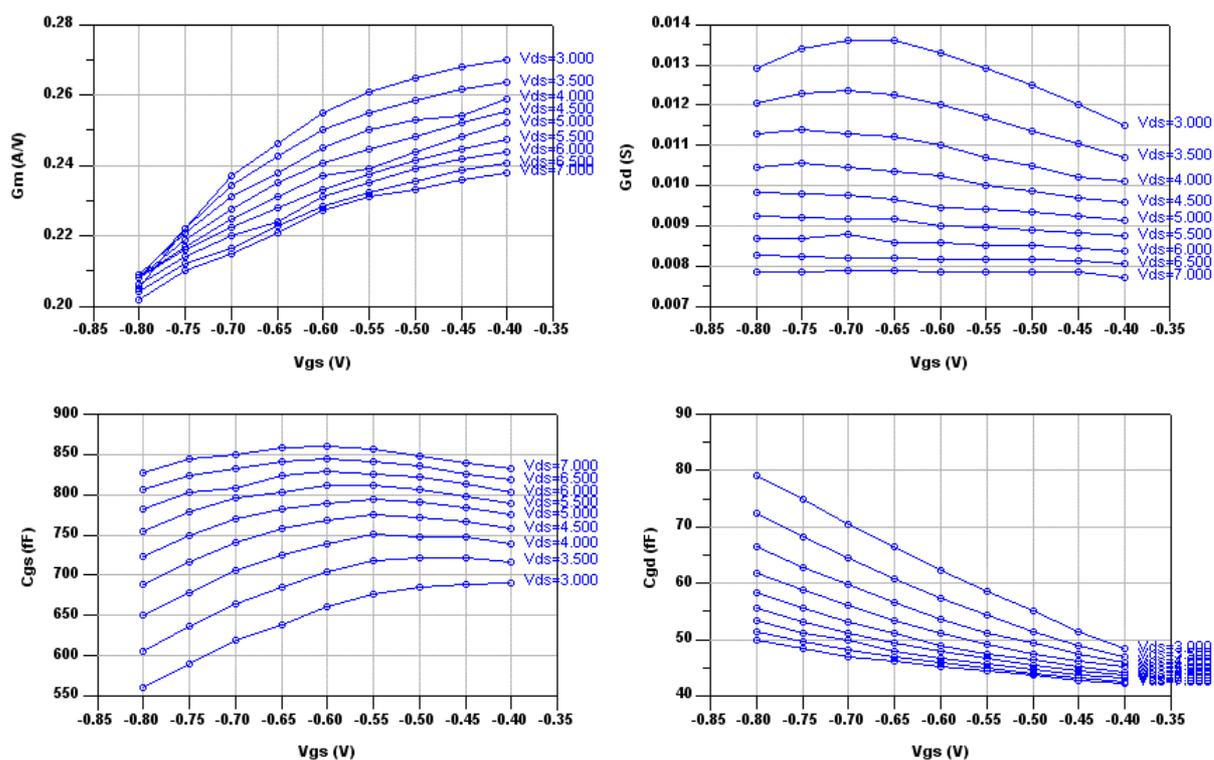


Figure. 39 - Résultats d'extraction des éléments non-linéaires différentiels:  $G_m$ ,  $G_d$ ,  $C_{gs}$ ,  $C_{gd}$

Les résistances  $R_i$  et  $R_{gd}$ , la capacité  $C_{ds}$  et le retard  $\tau$  seront considérés comme constants en première approche, ceci étant dû au fait qu'ils varient faiblement en fonction des tensions de polarisation. Les modèles « classiques » utilisés à UMS possèdent déjà des équations éprouvées qui permettent de prendre en compte l'évolution, même minime, de ces éléments en fonction de  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Par la suite, et seulement pour les filières UMS, nous remplacerons les valeurs de ces éléments, prises constantes, par ces équations.

#### 4.2.5. Conclusion

---

Cet exemple montre que l'extraction précise des éléments non-linéaires différentiels d'un transistor, autour d'un point de polarisation, peut tout à fait être envisagée et peut conduire à des résultats remarquables. En effet, on peut constater que toutes les courbes présentées sont très peu bruitées, ce qui montre à la fois une grande stabilité et une grande précision dans l'acquisition des mesures pulsées.

Il est à noter que les formes des non-linéarités observées figure 40 sont directement liées à la génération de l'IM<sub>3</sub>. Cette étape nous aura donc permis de générer les données « sources » auxquelles nous allons appliquer des équations phénoménologiques d'ajustements.

---

### 4.3. Ajustement des ENLI par des équations phénoménologiques

#### 4.3.1. Méthodologie spécifique pour la modélisation précise de distorsions

---

Dans le cadre de la modélisation des ENLI en vue d'une simulation précise de l'IM<sub>3</sub>, la recherche d'équations phénoménologiques capables de rendre compte précisément des ENLI extraits sur une large plage de mesure est une tâche compliquée.

Les modèles « locaux », comme ceux à base de séries de Volterra classiques, ont une zone de validité réduite mais peuvent se révéler très précis dans la prédiction de distorsion à très bas niveau dans la mesure où ils sont basés sur un développement en série de Taylor.

Les modèles « globaux », quant à eux, sont valides sur une plus grande plage de puissance et permettent une analyse fort signal du composant. Toutefois, pour qu'ils soient en mesure de simuler précisément les distorsions bas niveaux, ils doivent ajuster précisément les dérivées, au moins jusqu'à l'ordre (n+1) de la distorsion d'ordre la plus élevée.

Pour y parvenir, les équations développées doivent tout d'abord être continues et dérivables à l'ordre n. En effet, une fonction  $G_m$  discontinue, ou continue mais présentant des dérivées discontinues à l'ordre n,  $G_{mn}$ , est totalement inacceptable puisqu'elle générera un coefficient  $G_{m(n+1)}$  infini et, par conséquent, une prédiction erronée (non - physique) de la non-linéarité d'ordre (n+1).

Par ailleurs, la fonction d'erreur générée pour l'ajustement des équations et des mesures doit être optimisée avec les plus grandes précautions. En effet, il est tout à fait possible d'avoir une fonction d'erreur quasi-nulle au premier ordre qui ne mène pas nécessairement à la réalisation d'un modèle précis pour la modélisation de l'IM<sub>3</sub>.

En résumé, si l'on veut un modèle pour la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> valide sur toute une zone de mesure, les équations devront présenter une fonction d'erreur minimale au premier ordre tout en minimisant les fonctions d'erreurs associées à l'ajustement des dérivées. Par conséquent, la méthode la plus sûre pour réaliser un modèle non-linéaire précis pour l'analyse des distorsions serait celle qui consisterait en l'intégration mathématique d'une fonction permettant l'ajustement de la dérivée d'ordre le plus élevé possible.

#### 4.3.2. Méthodologies de modélisation appliquée

---

Nous avons désormais accès aux quatre éléments non-linéaires différentiels ( $G_m$ ,  $G_d$ ,  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ ), correspondant aux dérivées premières de  $I_{ds}$  et  $Q_g$  par rapport à  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Notre méthodologie de modélisation va donc se faire en deux étapes : La modélisation de la source de courant intrinsèque et la modélisation des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$ .

##### 4.3.2.1. *Modélisation « cohérente » de la source de courant*

La modélisation de la source de courant intrinsèque  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  est dite « cohérente » à partir du moment où la relation de base bas niveau  $I_{ds}(V_{gd}, V_{ds}) = G_m(V_{gs}, V_{ds}).v_{gs} + G_d(V_{gs}, V_{ds}).v_{ds}$  est aussi vérifiée. En outre, et compte tenu des recommandations du paragraphe précédent, cette cohérence est primordiale pour la modélisation précise des distorsions. La modélisation de  $I_{ds}$  s'est faite en adoptant la méthode suivante :

**Etape 1** : Une fonction phénoménologique  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  est ajustée aux mesures IV pulsées. Une fois cette condition remplie, cette fonction est dérivée suivant  $V_{gs}$ , respectivement  $V_{ds}$  afin de déterminer respectivement les fonctions  $G_m(V_{gs}, V_{ds})$  et  $G_d(V_{gs}, V_{ds})$ .

**Etape 2** : Une optimisation simultanée de l'ajustement de  $G_m$  et de  $I_{ds}$  par rapport aux résultats d'extraction doit alors permettre de converger vers une solution cohérente. L'ajustement de  $G_d$  ne devant être que la conséquence de cette optimisation.

**Etape 3** : Une seconde phase d'optimisation mettant en jeu  $I_{ds}$ ,  $G_m$  et  $G_d$  est mise en œuvre. Elle servira à affiner le résultat global de la modélisation « cohérente » de la source de courant.

Une technique de modélisation originale proposée par Wei [94] peut aussi être envisagée.

#### 4.3.2.2. Modélisation « cohérente » de la charge $Q_g$

Depuis longtemps, la modélisation des capacités non-linéaires pose le problème de la conservation de charge [95]. En effet, le meilleur moyen de modéliser ces capacités tout en maintenant la conservation des charges est de considérer la charge totale comme concentrée en un seul point et non plus distribuée le long du canal [96]. La charge totale sous la grille dépend alors des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  :

$$Q_g(V_{gs}, V_{ds}) \quad (2.15)$$

Les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont alors dérivées des équations :

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gs}} \right|_{V_{gd}=cste} \quad (2.16)$$

$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = \left. \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \right|_{V_{gs}=cste} \quad (2.17)$$

$C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont dérivées de la même expression de charge et sont interdépendantes. Dans ces conditions, la conservation de la charge  $Q_g$  ne sera effective que si [97] :

$$\frac{\partial C_{gd}}{\partial V_{gs}} = \frac{\partial^2 Q_g}{\partial V_{gs} \cdot \partial V_{gd}} = \frac{\partial^2 Q_g}{\partial V_{gd} \cdot \partial V_{gs}} = \frac{\partial C_{gs}}{\partial V_{gd}} \quad (2.18)$$

Cette condition est très difficile à remplir et dépend uniquement de l'expression de la fonction  $Q_g(V_{gs}, V_{ds})$ . De plus, lorsque la conservation de charge n'est pas vérifiée, elle donne lieu à un comportement non - physique des capacités non-linéaires. Dès lors, il y aura en simulation création d'un courant continu traversant les capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  pour une tension d'excitation suffisamment élevée.

Dans notre cas, nous avons modélisé  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  à partir d'équations indépendantes. On rappelle qu'une modélisation précise de la charge sous la grille devrait tenir compte du phénomène distribué le long du canal qui peut être représenté à l'aide de capacités locales ne dépendant que d'une seule tension à leurs bornes. Néanmoins, le problème numérique (et non physique) de conservation de charge a été contourné en se basant sur le travail de [98]. Un circuit LC approprié permet alors de court-circuiter le courant continu généré par les capacités. La conservation de charge est dite « forcée » dans le circuit extérieur.

### 4.3.3. Equations de modélisation développées

Différentes équations connues telles que les équations de Tajima, d'Angelov-Zirath ou encore de Chen ont tout d'abord été envisagées pour l'ajustement des résultats de mesures sur toute la zone de caractérisation. Cependant, ces équations ne nous ont pas permis d'obtenir des résultats d'ajustement suffisamment précis sur toute notre zone de modélisation, particulièrement concernant la modélisation de la source courant.

Finalement, en collaboration avec l'équipe « modélisation » d'UMS et grâce au travail de C. Chang en particulier, une équation phénoménologique particulièrement souple et efficace nous a permis de réaliser tous les ajustements des ENLI avec des résultats remarquables. Cette équation est donnée ci-dessous :

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}) = I_{do} \cdot FA(V_{gs}, V_{ds}) \cdot FB(V_{ds}) \cdot FC(V_{ds}) \cdot FD(V_{gs}, V_{ds}) \quad (2.19)$$

avec :

$$FA(V_{gs}, V_{ds}) = 1 + \tanh[\text{Alpha} \cdot (V_{ds} - FX(V_{gs}))] \quad (2.20)$$

$$FB(V_{ds}) = 1 + A \cdot V_{ds} \quad (2.21)$$

$$FC(V_{ds}) = \tanh[B \cdot V_{ds}] \quad (2.22)$$

$$FD(V_{gs}, V_{ds}) = 1 + \tanh[C \cdot (V_{gs} - FY(V_{ds}))] \quad (2.23)$$

et

$$FX(V_{gs}) = A_0 + A_1 \cdot [(1 - \exp(A_2 \cdot (V_{gs} + A_3))) - A_2 \cdot V_{gs}] \quad (2.24)$$

$$FY(V_{ds}) = V_m - D \cdot V_{ds} \quad (2.25)$$

$I_{do}$ ,  $\text{Alpha}$ ,  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$ ,  $V_m$ ,  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  étant des paramètres du modèle. Cette équation nous a permis de modéliser à la source de courant  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$ .

Les capacités non-linéaires ont-elles aussi été modélisées en utilisant la même équation que  $I_{ds}(V_{gs}, V_{ds})$  mais en optimisant d'autres jeux de paramètres tels que :

$$C_{gs}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gso} \cdot FA(V_{gs}, V_{ds}) \cdot FB(V_{ds}) \cdot FC(V_{ds}) \cdot FD(V_{gs}, V_{ds}) \quad (2.26)$$

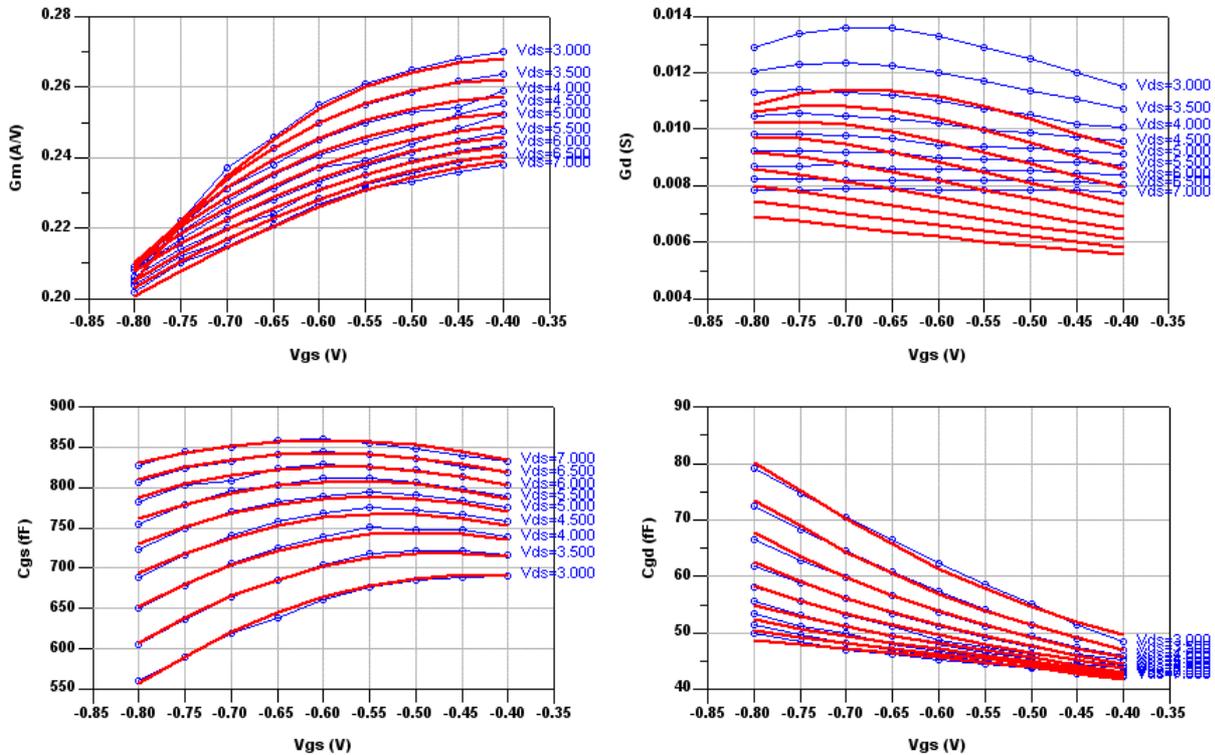
$$C_{gd}(V_{gs}, V_{ds}) = C_{gdo} \cdot FA(V_{gs}, V_{ds}) \cdot FB(V_{ds}) \cdot FC(V_{ds}) \cdot FD(V_{gs}, V_{ds}) \quad (2.27)$$

Toutefois en fonction des différentes technologies caractérisées, les variations et formes des ENLD peuvent être très différentes. Quelques variantes de cette équation ont donc été développées pour la modélisation de technologies spécifiques.

A titre d'exemple, montrant la difficulté de modélisation que l'on peut avoir à surmonter, on montre ci-après, figure 41, l'ajustement que l'on peut obtenir finement sur trois paramètres tout en obtenant un quatrième paramètre mal ajusté.

#### 4.3.4. Résultats d'ajustement des ENLI du transistor 8x75μm WIN PP15-20

En suivant la méthodologie exposée précédemment, nous avons ajusté les ENLI à partir de l'équation (2.19). Les résultats obtenus pour chacun des 4 éléments sont donnés ci-après :



**Figure. 40 - Résultats d'ajustement des ENLI : Gm, Gd, Cgs, Cgd**

Les résultats d'ajustement pour Ids, Gm, Cgs et Cgd sont très bons. Seul les résultats obtenus pour la modélisation de Gd sont moins bons. En effet, même si la tendance générale de la variation de Gd en fonction de Vgs est présente, sa valeur moyenne est décalée par rapport aux résultats des mesures. Ce décalage est attribué aux effets de pièges présents dans le composant à ce point de polarisation donné. Par la suite, un simple circuit RC en parallèle avec la source de courant permettra de les modéliser et de corriger le résultat trouvé précédemment pour Gd. Naturellement, la cohérence de la source de courant est vérifiée comme le montre la figure 41:

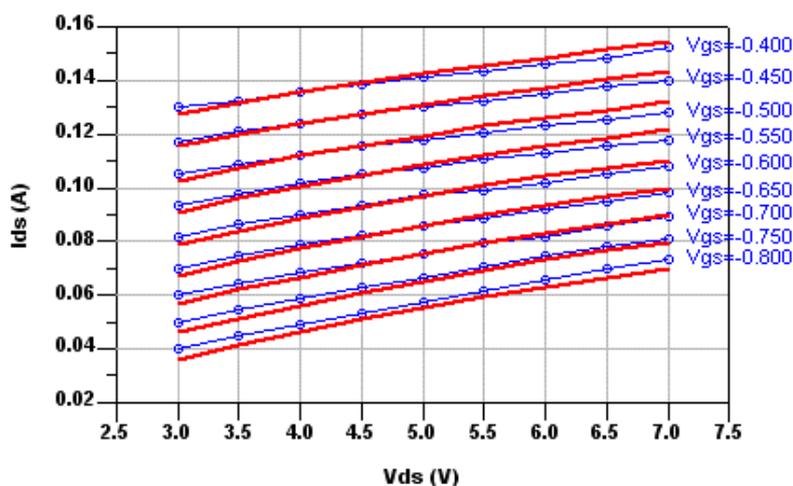


Figure. 41 - Résultats d'ajustement de la source de courant

## 5. Intégration du modèle dans un logiciel de simulation (A.D.S.)

### 5.1. Intégration des différents éléments

Le modèle non-linéaire a été intégré au logiciel de simulation A.D.S (Advance Design System) d'Agilent. Cet environnement permet l'intégration des fonctions non-linéaires à deux dimensions associées aux ENLD au moyen de blocs SDD (Symbolically Defined devices). Les équations sont alors facilement mises en œuvre et les ENLD facilement modélisés. Pour finaliser le modèle, quelques circuits annexes ont été ajoutés en accord avec les considérations des paragraphes précédents :

- ▲ Un circuit RC, calculé de façon à ajuster la valeur moyenne de Gd aux résultats de mesures, placé en parallèle avec la source de courant Ids. Il modélise le niveau de pièges du composant pour le point de repos fixé.
- ▲ Un circuit placé sur chaque capacité non-linéaire permet de forcer la conservation de charge de Cgs et Cgd en simulation.

### 5.2. Intégration du modèle non-linéaire complet

L'ensemble des différents processus d'extraction et de modélisation décrits tout au long de cette partie nous a permis d'obtenir un modèle non-linéaire complet pour un point de

polarisation donné. Le modèle complet du transistor pour la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub> est présenté à la figure 42 :

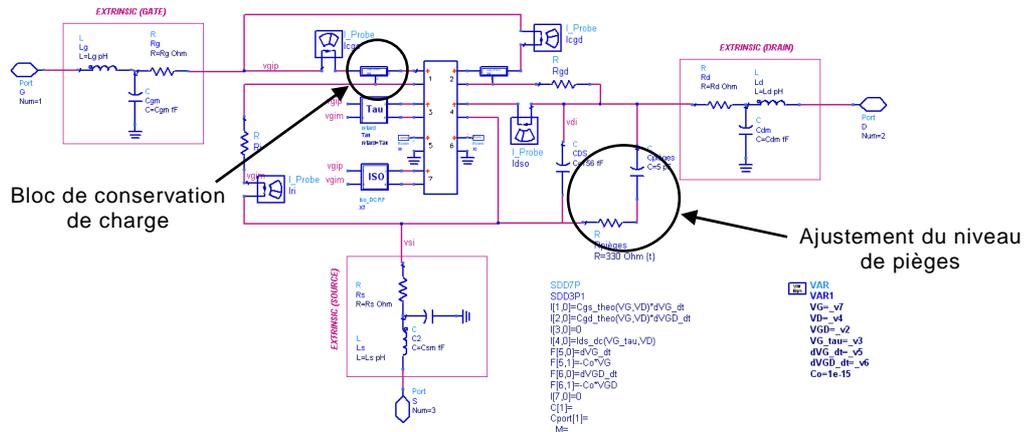


Figure. 42 - Modèle de transistor complet pour la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub>

Après l'implémentation du modèle, il reste à valider ses performances réelles par une série de comparaisons simulations - mesures.

## 6. Validation du modèle de transistor : filière PP15-20

### 6.1. Méthode de validation

La première étape de la modélisation étant remplie, il faut maintenant passer par l'étape de validation du modèle qui va se faire à partir de deux séries de mesures : une validation petit signal et une validation en puissance et en IM<sub>3</sub>.

La validation petit signal sera établie à partir des mesures en paramètres [S] qui ont été effectuées et qui ont servi dans les différentes étapes de la modélisation. La validation en puissance et en IM<sub>3</sub>, quant à elle, sera établie par la confrontation entre la simulation du transistor modélisé sous ADS par équilibrage harmonique et les résultats de mesures load-pull 2 tons de ce même transistor effectuées sur le banc XLIM précédemment décrit.

Une bonne corrélation des résultats de simulation et des résultats de mesure, à la fois en régime petit signal, en puissance et en IM<sub>3</sub>, permettra d'établir la qualité et les performances du modèle.

Différents transistors, issus de différentes filières technologiques, ont été caractérisés lors de campagnes de mesures IV + S pulsées et load-pull 2 tons. Le but de ces caractérisations « multi-filières » est double :

- ▲ Effectuer une analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> et une comparaison en terme de linéarité des différentes filières modélisées
- ▲ Permettre l'optimisation du compromis puissance / linéarité lors de la phase de conception d'un circuit pour différentes technologies.

Dans cette partie, nous allons seulement traiter la validation du modèle de transistor 8x75µm de la filière PP15-20 développé dans le chapitre précédent. Les résultats obtenus pour le transistor seul puis la rétrosimulation d'un amplificateur de puissance complet issu de cette technologie nous permettront finalement de conclure sur les performances globales de la méthode de modélisation proposée et sur la précision des simulations de l'IM<sub>3</sub>.

---

## **6.2. Comparaison entre les résultats de simulations et de mesures**

### **6.2.1. Paramètres S pulsés**

Pour la validation des paramètres S pulsés, plusieurs comparaisons « mesure-modèle » pour le même point de repos ( $V_{gs0} = -0.6V$ ,  $V_{ds0} = 5V$ ) et pour plusieurs polarisations instantanées<sup>1</sup> différentes ont été effectués. La corrélation « mesure-modèle » est illustrée pour trois points de la caractéristique IV :  $V_{gsi} = -0.6v / V_{dsi} = 5v$  ;  $V_{gsi} = -0.4v / V_{dsi} = 3v$  et  $V_{gsi} = -0.8v / V_{dsi} = 7v$ . Ces points ont été choisis afin de suivre une droite de charge réaliste, proche des conditions de fonctionnement opérationnel du transistor.

---

<sup>1</sup> On appellera polarisation instantanée la valeur des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  correspondant à la somme des tensions du point de repos et de celle de l'excursion de l'impulsion IV.

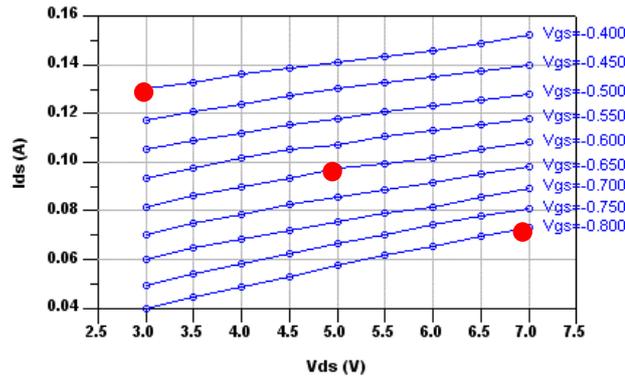


Figure. 43 - Points de polarisation pour la validation des paramètres S pulsés

La bande de fréquence d'analyse pour chacun de ces points de polarisation instantanée sera de 2.5 à 20 GHz.

6.2.1.1. Point de polarisation instantané :  $V_{gsi} = -0.6v / V_{dsi} = 5v$

C'est le point de repos du transistor modélisé. En ce point, les paramètres S simulés doivent être les plus proches possibles des mesures effectuées. La comparaison simulation – mesures est donnée figure 44.

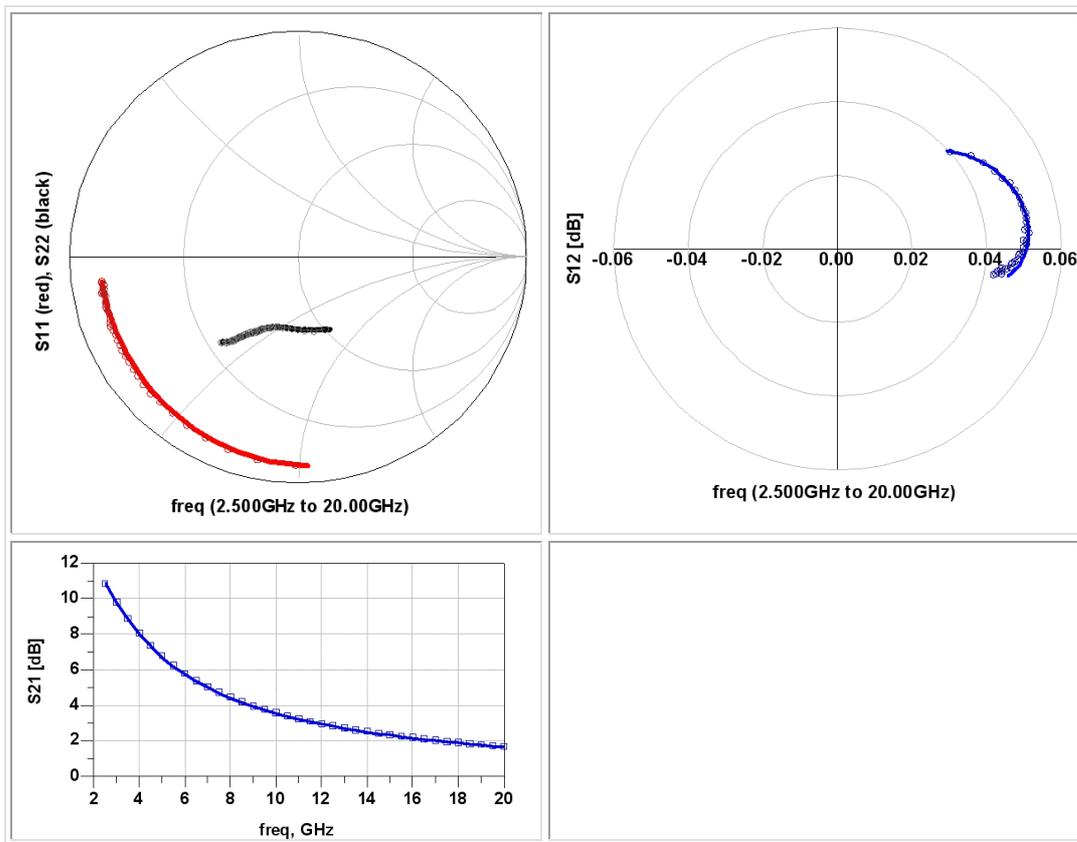


Figure. 44 - Comparaison « simulation – mesures » des paramètres S

Les résultats de simulation et les mesures sont quasiment confondus. Ceci montre la qualité de l'extraction des paramètres extrinsèques et la cohérence de notre modèle. La figure 45, quand à elle, montre la comparaison « simulation – mesure » des paramètres Y11 et Y22.

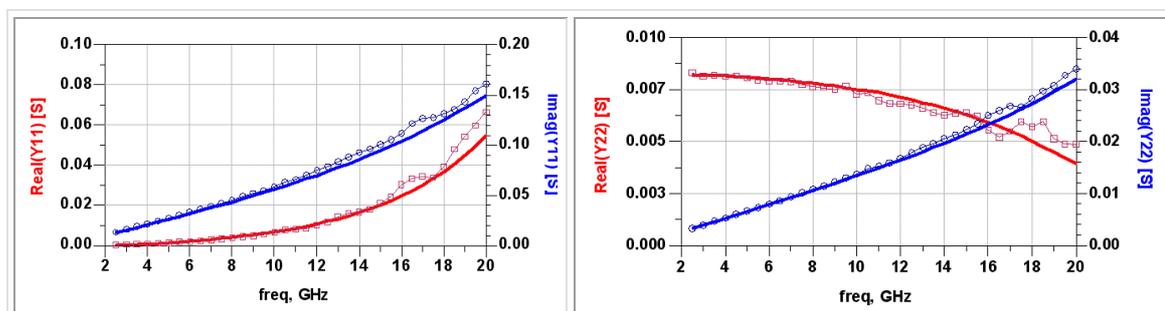


Figure. 45 - Comparaison « simulation – mesures » des paramètres Y11 et Y22

Ces paramètres représentent les admittances d'entrée et de sortie du transistor. La partie réelle du Y22, qui représente l'élément Gd du transistor en parallèle avec son circuit R-C associé (pièges), a été optimisée pour ce point de polarisation.

### 6.2.1.2. Point de polarisation instantané : $V_{gsi} = -0.4v / V_{dsi} = 3v$

Les résultats obtenus pour ce point de polarisation sont très bons et du même ordre que ceux mis en avant pour le point de repos. Ils sont donnés ci-dessous :

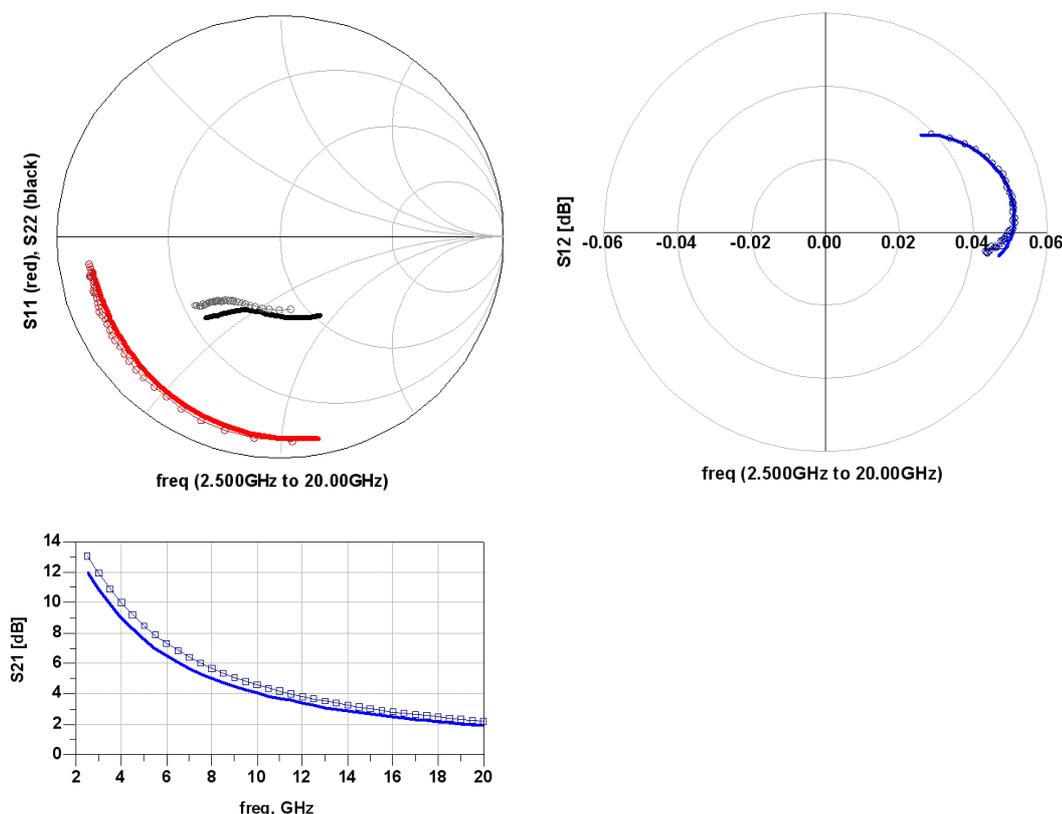


Figure. 46 - Comparaison « simulation – mesures » des paramètres S

En ce qui concerne la comparaison « simulation – mesure » des paramètres Y11 et Y22, figure 47, seule la simulation de la partie réelle du Y22 s'éloigne des résultats de mesures. Ce phénomène pourrait être attribué aux états de pièges différents qui existent entre ce point de polarisation et le point de repos du transistor. Le développement et l'intégration d'un modèle de piège spécifique remplaçant le circuit R-C actuel pourrait alors palier cette imprécision du modèle.

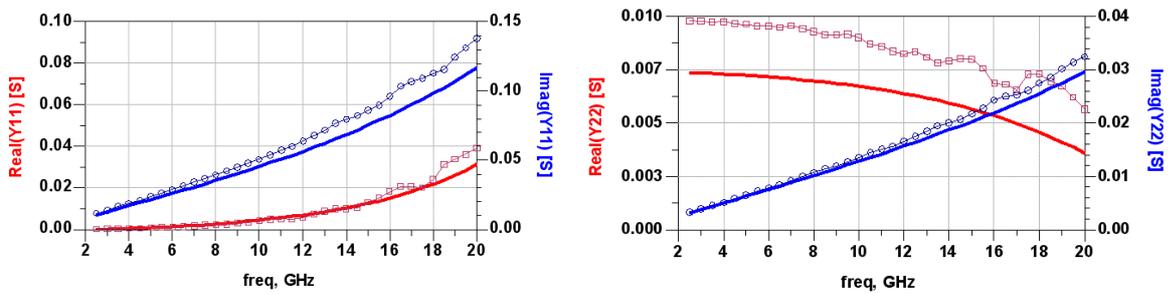


Figure. 47 - Comparaison « simulation – mesures » des paramètres Y11 et Y22

### 6.2.1.3. Point de polarisation instantané : $V_{gsi} = -0.8V$ / $V_{dsi} = 7V$

Ce dernier point de validation ne fait que confirmer les deux validations précédentes. Les paramètres S issus des résultats de simulation et de mesures sont toujours très proches les uns des autres (figure 48).

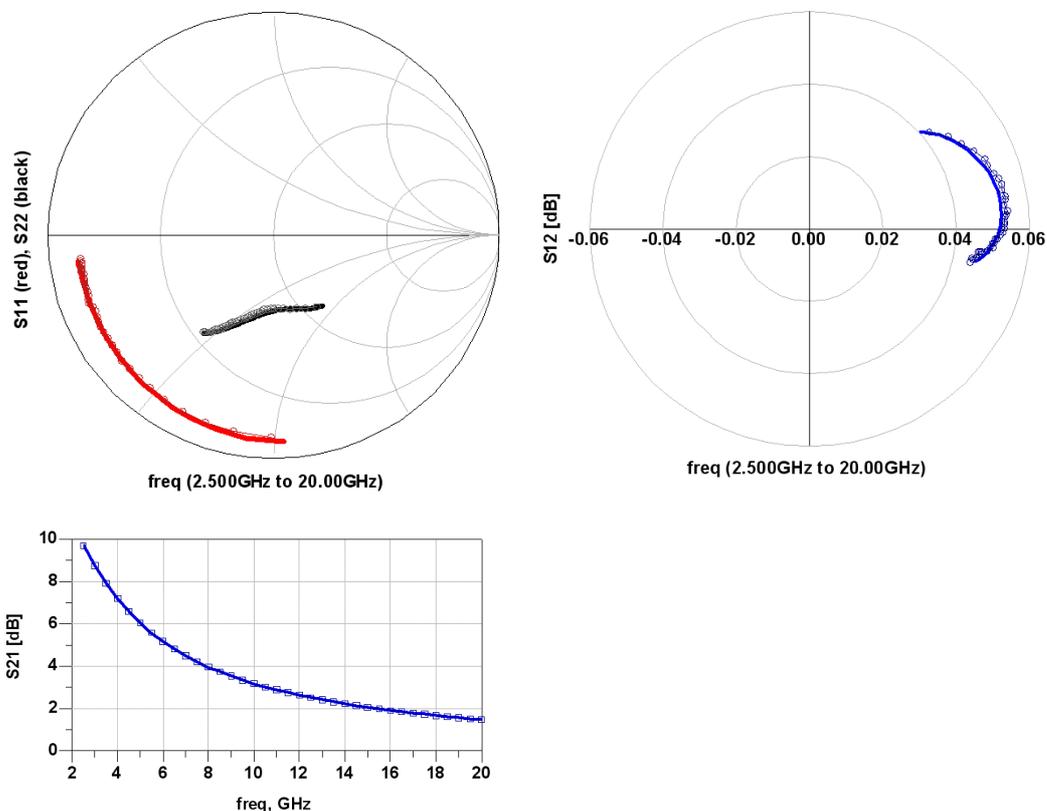


Figure. 48 - Paramètres S au point de polarisation instantané :  $V_{gsi} = 0.55V$  /  $V_{dsi} = 8V$

Les paramètres  $Y_{11}$  et  $Y_{22}$  sont donnés ci-dessous en figure 49. On peut noter que, comme on pouvait s'y attendre, l'écart entre les  $Y_{22}$  simulé et mesuré s'est réduit. L'effet des pièges étant d'autant moins visible lorsque le transistor fonctionne pour une tension  $V_{gs}$  forte.

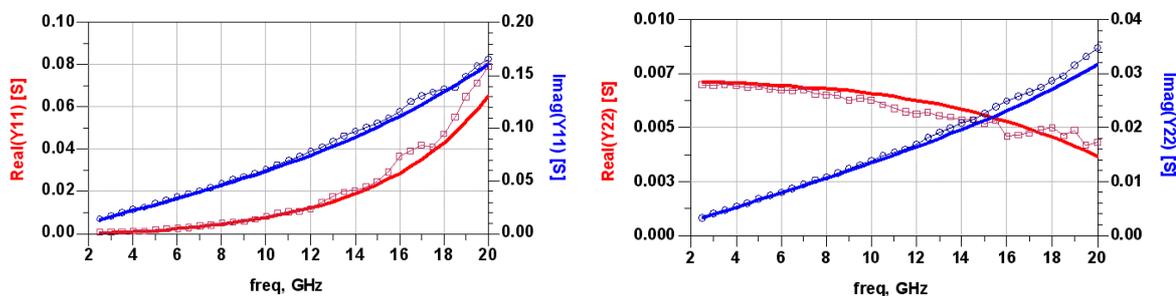


Figure. 49 - Paramètres  $Y_{11}$  et  $Y_{22}$  au point de polarisation instantané :  $V_{gsi}=0.55v / V_{dsi}=8v$

### 6.2.2. Load-pull 2 tons

La sensibilité du banc loadpull a été optimisée pour permettre une détection de l'IM<sub>3</sub> à très bas niveau de puissance incidente. Des mesures de CI<sub>3</sub> allant jusqu'à 80dBc de dynamique ont ainsi pu être réalisées.

Ces mesures ont été réalisées pour une fréquence de 10.24GHz avec une fréquence différence de 10 MHz entre les deux raies fondamentales. Le banc de mesure présentait une impédance de sortie en bande de base de  $1+0.2j$  ohms. La zone d'impédance caractérisée est représentée ci-dessous :

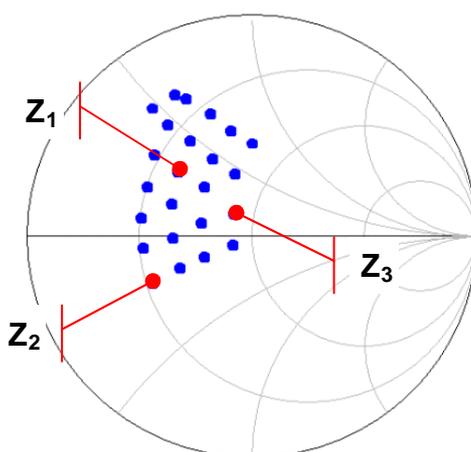


Figure. 50 - Zone d'impédances caractérisées par mesures load-pull 2 tons

Le point de repos est toujours le même pour le transistor considéré :  $V_{gs0} = -0.36V$ ,  $V_{ds0} = 6V$ . La corrélation « mesure-modèle » est illustrée ci-dessous pour trois impédances différentes :  $Z_1 = 21.8 + j 15.6$  ohms ;  $Z_2 = 18 - j 10$  ohms,  $Z_3 = 41.8 + j 8$  ohms ; Ces impédances sont localisées sur l'abaque de Smith (figure 50).

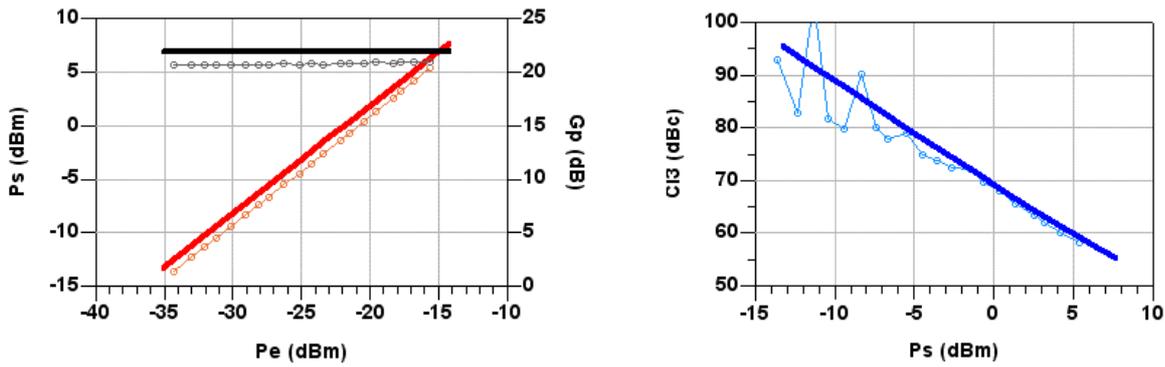


Figure. 51 - Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z1

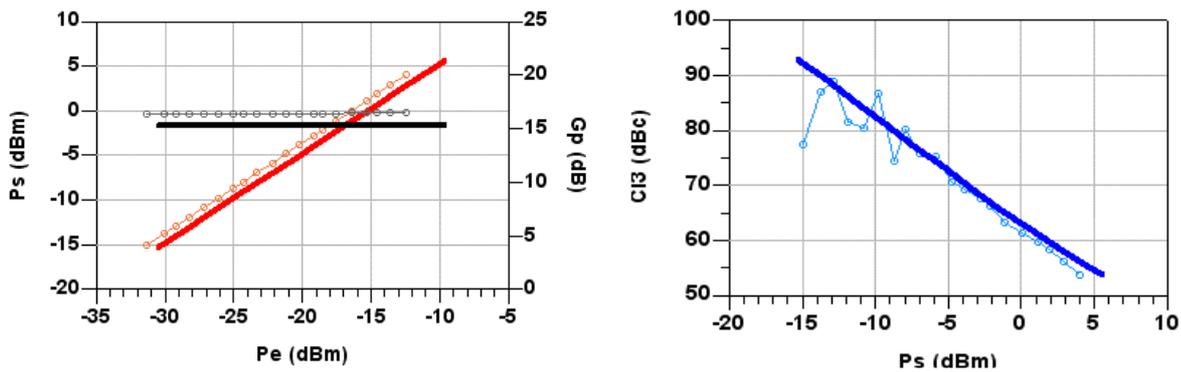


Figure. 52 - Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z2

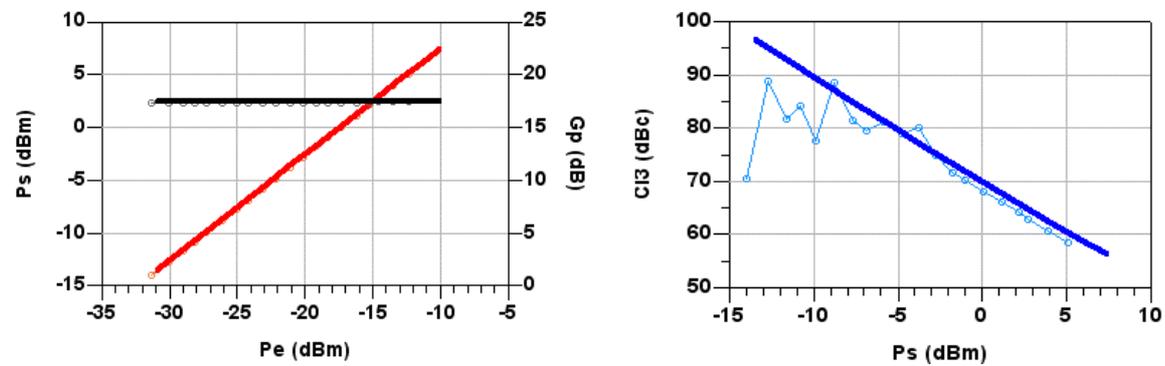


Figure. 53 - Confrontation simulation - mesure pour l'impédance de charge Z3

Les résultats obtenus montrent une très forte concordance entre les mesures et les simulations pour toutes les charges simulées que ce soit pour les caractéristiques de gain en puissance, de puissance de sortie ou de CI<sub>3</sub>.

Ceci permet d'affirmer que la méthode de modélisation de transistor HEMT, exposée et mise en oeuvre, est efficace et permet d'obtenir des performances remarquables quand à la prédiction de l'IM<sub>3</sub> à bas niveau pour des fréquences de travail aux longueurs d'ondes millimétriques. Ce type de modèle est donc recommandé dans le cadre de la conception d'un amplificateur de puissance optimisé sous contrainte de linéarité.

## 7. Rétro-simulation d'un amplificateur de puissance en bande Ku

---

### 7.1. Présentation de l'amplificateur de puissance

Dans le cadre de la conception d'amplificateurs linéaires, UMS a choisi d'évaluer et d'utiliser la filière technologique PP15-20 de la filière WIN. Avant même que le modèle qui vient d'être présenté ne soit disponible, plusieurs amplificateurs issus de cette filière ont été conçus et caractérisés. Cependant, les modèles « classiques » de transistor donnés par le fondeur W.I.N. et utilisés lors de la phase de conception n'étaient pas dédiés à la prédiction précise de l'IM<sub>3</sub>.

La rétro-simulation d'un de ces amplificateurs de puissance est donc idéale pour tester les performances de notre modèle dans des conditions de simulations réalistes et opérationnelles. Un modèle de transistor PP15-20 de taille 8x75µm, spécialement développé par C. Chang (ingénieur UMS) sur les bases de notre méthode de modélisation va être utilisé pour rétro-simuler un amplificateur de puissance large bande « 7-16GHz » en version « encapsulée ». Ce modèle a été réalisé sur la base de mesures [S] pulsées de transistors 8x75 issus de la même plaque que les circuits mesurés et extraites sur une plage de fréquences de 2 à 20GHz.

Cet amplificateur, dédié aux applications de télécommunication, est constitué de 3 étages et 4 transistors. Ces transistors sont de deux tailles différentes 8x75µm et 8x150µm qui sont polarisés respectivement à 5V/100mA et 5V/200mA. Le modèle 8x150µm que nous utiliserons pour la rétro-simulation étant simplement issu d'une mise à l'échelle d'un modèle 8x75µm. Le dessin du circuit se trouve en figure 54 :

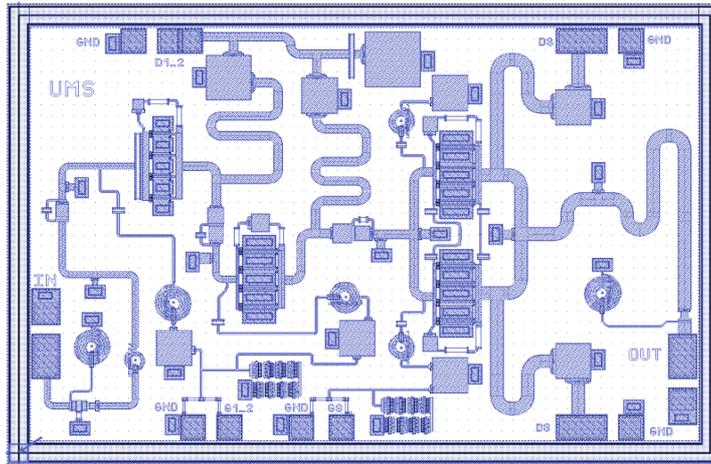


Figure. 54 - Dessin de l'amplificateur puissance 7-16GHz

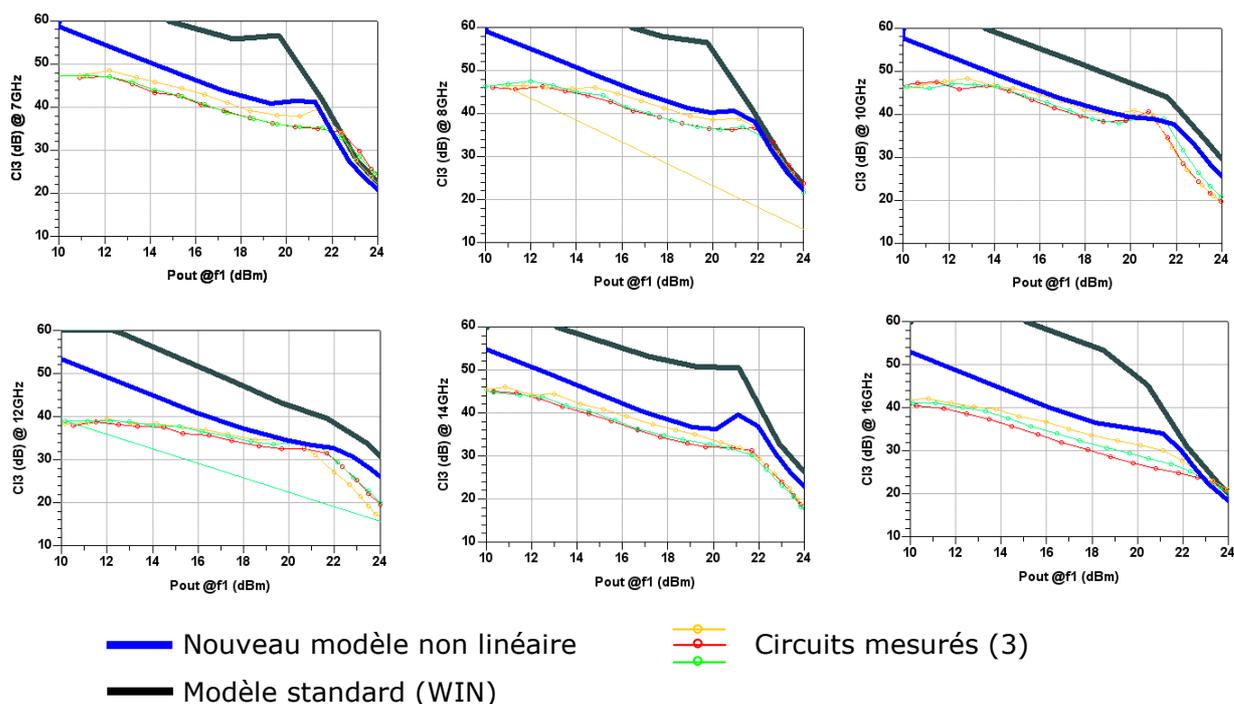
Les principales spécifications du cahier des charges de ce HPA sont données ci-dessous pour une température ambiante de 25°C et une tension de drain V<sub>ds</sub> de 5V appliquée à chaque étage:

Symbole	Paramètre	Min	Typ	Max	Unité
Fop	Bande de fréquence opérationnelle	7	-	16	GHz
Gp	Gain bas niveau	-	21	-	dB
P1dB	Puissance de sortie à 1dB de compression	-	29	-	dBm
Ids	Courant DC de polarisation	-	700	-	mA
IP3	Point d'interception d'ordre 3	-	37	-	dB

Tableau 7 - Principales spécifications de l'amplificateur de puissance 7-16GHz

## 7.2. Résultats de la rétro-simulation

L'amplificateur de puissance a été rétro-simulé sur toute sa plage de fréquences opérationnelles (7-16GHz). Les résultats de la comparaison mesures - simulation sont donnés ci-dessous:



**Figure. 55 - Caractéristiques  $CI_3 = f(Pout)$  rétro-simulés (amplificateur de puissance 7-16GHz)**

Les résultats obtenus sont très bons dans l'ensemble puisque sur trois étages d'amplification, l'erreur de  $CI_3$  maximal observée est d'environ 6dB pour une puissance de sortie de 16dBm (2dB/étage). Pour de faibles niveaux de puissance de sortie, on remarque tout de même une divergence entre les résultats de mesure et les résultats de simulations. Alors que la simulation prédit la pente théorique de -2dB/dB du  $CI_3$ , celui-ci semble saturer aux alentours de 40dB avec une pente plus faible (-1.5dB/dB). En pratique, les mesures de  $CI_3$  à très bas niveau de puissance doivent présenter une pente de -2dB/dB. Des problèmes liés à l'isolation des sources, utilisées pour générer le signal 2-tons appliqué à l'entrée du circuit mesuré, explique l'imprécision de mesures pour ces puissances de sortie faibles.

Si l'on compare les résultats de simulations issues du nouveau modèle non-linéaire à celles obtenus avec le modèle standard WIN (figure 55), l'intérêt de notre méthode de modélisation prennent alors tout son sens.

## 8. Conclusion

Nous venons de proposer une méthode de modélisation de transistor précis pour la prédiction de l'IM<sub>3</sub> à faible niveau de puissance et aux hautes fréquences. Cette méthode est basée sur la modélisation fine de chacun des éléments non-linéaires intrinsèques du transistor,

extraits uniquement à partir de mesures de paramètres S + IV pulsées, autour d'un point de polarisation donné. Le domaine de validité du modèle étant défini par les niveaux d'excursion maximum des tensions Vgs et Vds autour de ce point de polarisation.

La précision et l'efficacité des modèles de transistors, développés à partir de cette méthode, ont ensuite été démontrées par la comparaison de résultats de simulation en puissance, par équilibrage harmonique, et de résultats de mesures loadpull 2-tons pour différentes impédances de charge et pour de faibles niveaux de puissance.

La rétro-simulation d'un amplificateur de puissance complet en bande Ku, avec un modèle de transistor extrait sur une très large plage de tensions Vgs et Vds autour du point de polarisation, a permis de confirmer la capacité du modèle à simuler précisément l'IM<sub>3</sub> sur une plage de puissance allant du bas niveau jusqu'à 1dB de compression.

La principale limitation de cette technique de modélisation réside dans la difficulté de créer des fonctions à deux dimensions capables d'ajuster correctement les éléments non-linéaires pour de très grandes excursions des tensions Vgs et Vds autour du point de polarisation. La limitation en fréquence du modèle, quant à elle, est uniquement liée à la bande fréquence pour laquelle sont mesurés les paramètres S pulsés.

Ce type de modèle est donc recommandé dans le cadre de la conception d'amplificateurs de puissance optimisés sous contrainte de linéarité. C'est pour l'instant la seule méthode connue permettant une aussi grande précision dans la prédiction de l'IM<sub>3</sub> à faible niveau de puissance et pour des fréquences de travail aux longueurs d'ondes millimétriques.

Grâce à ces résultats, une analyse précise de l'influence des éléments non linéaires intrinsèques du transistor sur la génération de l'IM<sub>3</sub>, puis des différents ordres des ces non-linéarités, est envisageable. Ceci est l'objet de la troisième partie de ce manuscrit.



---

# Références bibliographiques

- [70] J.C.Pedro, J.Perez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distorsion Using a New Drain to Source Current Model", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.42, No.1, January 1994
- [71] S.A.Maas, A.Crosmun, "Modeling the Gate I/V Characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series Analysis", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.37, no.7, July 1989
- [72] R.pena, C.Gomez & J.A.Garcia, "A Measurement System for FET Derivative Extraction under Dynamic Operating Regime", 13<sup>th</sup> GAAS Symposium - Paris 2005
- [73] A.Raffo, A.Santarelli, P.A.Traverso, "Improvement of PHEMT Intermodulation Prediction Through the Accurate Modeling of Low-Frequency Dispersion Effects", IEEE MTT-S Digest, 2003
- [74] T.Fernandez, J.A.Garcia, A.Tazon, "Accurately Modeling the Drain to Source Current in Recessed Gate PHEMT Devices", IEEE Electron Device Letters, vol.20, no.11, November 1999
- [75] J.A.Garcia, A.M.Sanchez, J.C.Pedro et Al., « Characterizing the Gate-to-Source Nonlinear Capacitor Role on GaAs FET IMD Performance », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.46, No.12, December 1998
- [76] V.I.Cojocaru, T.J.Brazil, «Improved Prediction of the Intermodulation Distortion Characteristics of MESFETs and pHEMTs Via a Robust Nonlinear Device Model», IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques - Symposium, 1998
- [77] Y.Hasumi, N.Matsunaga, T.Oshima, "Characterization of the Frequency dispersion of Transconductance and Drain Conductance of GaAs MESFET", IEEE Transaction on electron devices, vol.50, No.10, Oct 2003
- [78] J.P. Teyssier, R. Quéré, J. Obregon, "Accurate Non-linear Characterization of Microwave Semi-Conductor Devices Using Pulse Measurement Technique", IEEE MTT Workshop, pp. 208-212, 1991
- [79] J.P Teyssier, "Caractérisation en impulsions des transistors micro-ondes : Application à la modélisation non-linéaire pour la C.A.O. des circuits", Thèse de doctorat, Université de Limoges, 1994
- [80] J.P. Teyssier, J.P. Viaud, R. Quéré, "A new Nonlinear I(V) model for FET devices including Breakdown Effects", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol 4 N°4, pp104-106, Avril 1994
- [81] Z. Ouarch, M. Perez, J.P. Teyssier et Al., "Banc de caractérisation sous pointes de composants actifs en régime impulsionnel dans la bande 1-40 GHz", JNM, Saint Malo, pp.510-511 Mai 1997
- [82] J.P. Teyssier, Ph. Bouysse, Z. Ouarch et Al., "40 GHz/150 ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization", IEEE Microwave Theory and Techniques, Dec. 1998
- [83] Z. Ouarch, "Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors a effet de champ sur AsGa : Application à la simulation de la dynamique lente des circuits nonlinéaires micro-ondes", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Janvier 1999

- [84] D. Sirieux, "*Modélisation non-linéaire des MESFETs sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance micro-ondes*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Janvier 2000
- [85] S. Augaudy, "*Caractérisation et modélisation des transistors micro-ondes, Application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mars 2002
- [86] D. Rytting, "*An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques.*", Proc. Hewlett Packard RF & Microwave Symposium, pp. 976-987, March 1982
- [87] A. Ferrero, U. Pisani, "*An improved calibration technique for on wafer large signal transistor characterization.*", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 42, N°2, pp. 360-364, (April 1993)
- [88] Denis Barataud, "*Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel de transistors de puissance radiofréquences et microondes*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Octobre 1998
- [89] Tony Gasseling, "*Caractérisation non-linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Novembre 2003.
- [90] C. Charbonniaud, "*Caractérisation et modélisation électrothermique de transistor à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-onde*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Oct. 2005
- [91] J.Portilla, M. Campovecchio, R. Quere, J. Obregon, "*A new coherent extraction method of FETs and HEMTs models for MMIC applications,*", GaAs Symposium, Torino, Avril 1994
- [92] J.J. Raoux, "*Modélisation non-linéaire des composants électronique : du modèle analytique au modèle tabulaire paramétré*", Thèse de doctorat, Université de Limoges, Mars 1995
- [93] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "*A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit*", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, no. 7, pp. 1151- 1159, July 1988
- [94] C.J. Wei, D. Bartle et A. Tkachenko, « *Novel Approach to a Consistent Large Signal and Small Signal modelling of Power HEMT* », Proceedings of APMC2001, IEEE 2001, Taiwan.
- [95] C. J. Wei, Y. A. Tkachenko, and D. Bartle, "*An accurate large-signal model of GaAs MESFET which accounts for charge conservation, dispersion, and self-heating,*" IEEE Trans Microwave Theory & Tech, vol.11, pp.1638-1644, 1998
- [96] A.Laloue, « *Modélisation non linéaire distribuée des transistors à effet de champ : application à l'analyse de la stabilité des transistors et des caractéristiques en bruit dans les circuits MMIC millimétriques* », thèse de doctorat, université de Limoges, 2001
- [97] B.O-hAnnaidh, T.J.Brazil, "*A Globally-Continuous, Charge Conservative, Non-linear Equivalent Circuit Model for RF MOSFETs*", 11<sup>th</sup> GAAS Symposium – Munich, 2003
- [98] R. Follmann, D. Kother; A.Lauer., « *Consistent large signal implementation of capacitances driven by two steering voltages for FET modeling* », European Microwave Conference, Vol. 2, Oct. 2005

---

## **Partie 3.**

# **Influence des éléments différentiels intrinsèques sur la génération d'IM<sub>3</sub>**



# 1. Introduction

Un modèle non-linéaire de transistor précis dans la prédiction de l'IM<sub>3</sub> à bas niveau a été développé. Il est donc maintenant intéressant d'étudier en détail les mécanismes de génération de l'IM<sub>3</sub> dans ce transistor [99].

Pour y parvenir, le modèle phénoménologique présenté dans la partie 2 a été modifié et transposé en un modèle polynomial. Chaque ENLI étant maintenant modélisée par un polynôme à deux dimensions, il devient alors possible d'activer et de désactiver tous les ordres de chaque non-linéarité du transistor, ce que l'équation phénoménologique ne permet pas.

Dans cette troisième partie, une étude de l'influence de chacun des éléments non-linéaires intrinsèques du transistor sur la génération d'IM<sub>3</sub> à bas niveau, suivie d'une étude approfondie de l'influence des ordres des non-linéarités de chaque ENLI, pris individuellement, vont être exposées et analysées. L'influence des impédances de charge, présentées en bande de base et à la fréquence harmonique 2, sur la génération d'IM<sub>3</sub> sera aussi discutée.

## 2. Méthode d'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub>

---

### 2.1. Modélisation polynomiale des équations phénoménologiques

La physique des composants montre que les éléments non-linéaires du modèle équivalent électrique d'un transistor ne sont pas indépendants les uns des autres. Compte tenu de cette corrélation, il est très difficile de conclure sur les éventuelles améliorations à apporter à un élément non linéaire précis pour une optimisation des performances en linéarité d'un composant. Cet aspect est intéressant dans la mesure où la discrimination possible de l'influence de ces éléments sur la linéarité permettrait d'orienter des améliorations d'ordre technologique sur les filières de transistor étudiées. Cependant, deux transistors issus de filières technologiques différentes, peuvent présenter des caractéristiques de puissance identiques et posséder des différences flagrantes concernant le niveau d'IM<sub>3</sub> qu'ils génèrent. Il

est donc très intéressant d'étudier l'influence des éléments non linéaires des transistors sur la génération d'IM<sub>3</sub>.

Pour analyser les mécanismes de génération de l'intermodulation d'ordre 3, il est nécessaire d'avoir un modèle complet de transistor permettant un accès total aux différents ordres des non-linéarités de chaque élément modélisé. L'activation ou la désactivation de tous les ordres des non-linéarités modélisées dans le transistor permet alors d'établir une procédure d'analyse spécifique de la génération d'IM<sub>3</sub> par un transistor.

Pour obtenir un tel modèle, il est possible de transposer le modèle phénoménologique existant du transistor en un modèle polynomial. Les équations analytiques des ENLI sont alors remplacées par des équations polynomiales « équivalentes » d'ordre n pour un point de polarisation prédéfini du transistor telles que :

$$Y_{phéno} = f_{phéno}(x, y) \Leftrightarrow Y_{poly} = f_{poly}(x, y) = a_{00} + a_{10}x + a_{11}xy + a_{01}y + a_{20}x^2 + \dots \quad (3.1)$$

La modélisation polynomiale des équations est basée sur un développement en série de Taylor. On donne, ci-dessous, le développement en série de Taylor d'une fonction  $f$  indéfiniment dérivable d'une variable réelle ( $x$ ) autour d'un point  $a$  :

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{f^{(n)}(a)}{n!} (x-a)^n = f(a) + \frac{f'(a)}{1!} \cdot (x-a) + \frac{f''(a)}{2!} \cdot (x-a)^2 \dots \quad (3.2)$$

Dans notre cas, les éléments non-linéaires intrinsèques du transistor, Ids, Cgs et Cgd, dépendent de deux tensions de contrôle : Vgs et Vds. Leurs développements en série de Taylor s'expriment alors sous la forme :

$$\begin{aligned} F(V_{GS}, V_{DS}) &= F(V_{GS}, V_{DS}) + \frac{\partial F}{\partial V_{GS}} \cdot vgs + \frac{\partial F}{\partial V_{DS}} \cdot vds + \frac{\partial F}{\partial V_{GS} \partial V_{DS}} \cdot vgs \cdot vds \\ &+ \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 F}{\partial V_{GS}^2} \cdot vgs^2 + \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 F}{\partial V_{DS}^2} \cdot vds^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^2 F}{\partial V_{GS}^2 \partial V_{DS}} \cdot vgs^2 \cdot vds \\ &+ \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^2 F}{\partial V_{GS} \partial V_{DS}^2} \cdot vgs \cdot vds^2 + \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 F}{\partial V_{GS}^3} \cdot vgs^3 + \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 F}{\partial V_{DS}^3} \cdot vds^3 + \dots \end{aligned} \quad (3.3)$$

où  $F(V_{GS}, V_{DS})$  est le point de repos du transistor;  $vgs$ ,  $vds$  sont les variations des tensions Vgs et Vds autour du point de repos ;  $vgs = Vgs - V_{GS}$ ,  $vds = Vds - V_{DS}$  ; et toutes les dérivées sont calculées au point de repos pour  $Vgs = V_{GSO}$  et  $Vds = V_{DSO}$ . L'équation 3.3 peut être réécrite sous la forme compacte :

$$\begin{aligned} F(V_{GS}, V_{DS}) &= A_{00} + A_{10} \cdot vgs + A_{01} \cdot vds + \\ &A_{11} \cdot vgs \cdot vds + A_{20} \cdot vgs^2 + A_{02} \cdot vds^2 + \\ &+ A_{21} \cdot vgs^2 \cdot vds + A_{12} \cdot vgs \cdot vds^2 + A_{30} \cdot vgs^3 + A_{03} \cdot vds^3 + \dots \end{aligned} \quad (3.4)$$

Sous cette forme, les différents ordres des non-linéarités de Ids, Cgs et Cgd sont totalement accessibles. L'activation et la désactivation des coefficients A<sub>XX</sub> permettent alors l'analyse complète de la génération de l'IM<sub>3</sub>, élément par élément, puis coefficient par coefficient, et l'étude des interactions entre ces différents éléments. Dans le cadre de l'analyse de l'IM<sub>3</sub>, les équations polynomiales issues des ENLI seront tronquées à l'ordre 3. Les ordres des non-linéarités seront donnés par les coefficients A<sub>xx</sub> tel que :

- ▲ A<sub>00</sub> représente la valeur de la fonction au point de repos (DC), ordre 0.
- ▲ A<sub>10</sub> et A<sub>01</sub> sont les coefficients d'ordre 1, linéaires.
- ▲ A<sub>11</sub>, A<sub>20</sub> et A<sub>02</sub> sont les coefficients représentant les non-linéarités d'ordre 2.
- ▲ A<sub>21</sub>, A<sub>12</sub>, A<sub>30</sub> et A<sub>03</sub> sont les coefficients représentant les non-linéarités d'ordre 3.

---

## **2.2. Intégration du modèle basé sur un développement en série de Taylor des ENLI.**

Les coefficients d'ordre n d'un développement en série de Taylor d'une fonction analytique sont donnés par le calcul des dérivées n-ième de cette fonction au point considéré. Les équations d'ajustement de Ids, Cgs et Cgd (cf. Partie 2) ont été dérivées jusqu'à l'ordre 3, permettant ainsi de définir les coefficients A<sub>xx</sub> relatifs à la génération directe de l'IM<sub>3</sub>.

Le modèle polynomial du transistor est obtenu simplement après la modélisation de chacun des ENLI. Une comparaison des résultats de simulation d'un transistor en puissance obtenus par le modèle polynomial complet et le modèle phénoménologique d'origine est donnée figure 56. Les conditions de simulation par équilibrage harmonique correspondant à cette figure sont : une impédance de charge aux fréquences fondamentales égale à  $30 + j 14 \Omega$  ; une fréquence centrale de 10.24GHz et une fréquence de battement dF égale à 10MHz.

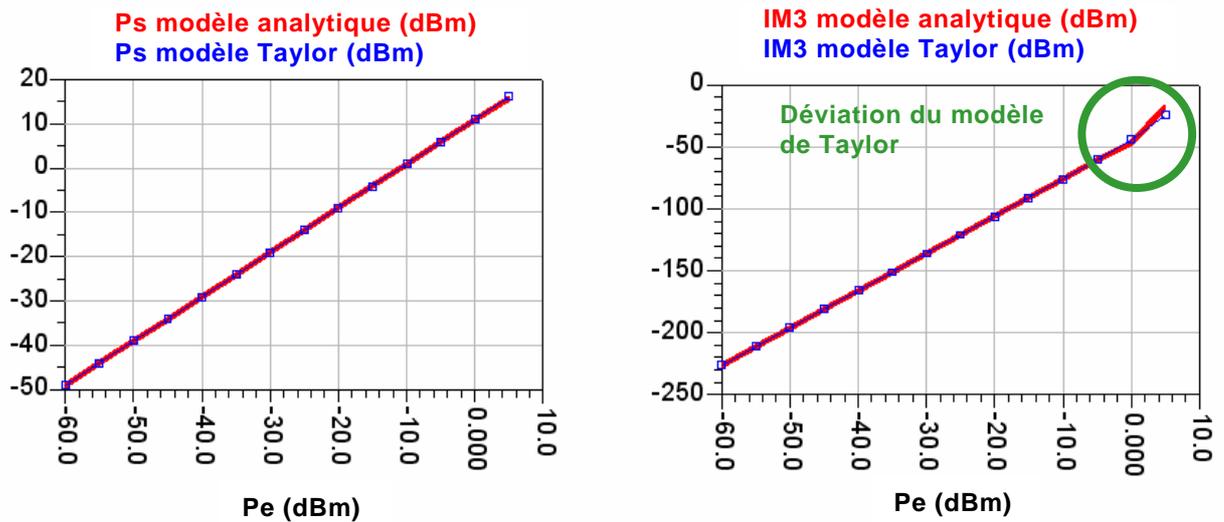


Figure. 56 - Comparaison modèle polynomial (Taylor) / modèle phénoménologique

### 3. Analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> dans un transistor HEMT

#### 3.1. Méthodologie

Les équations analytiques de  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont maintenant ajustées par des polynômes d'ordre 3 à 2 dimensions autour d'un point de polarisation prédéfini.

Dans un premier temps, nous allons étudier l'influence des éléments non-linéaires  $I_{ds}$ ,  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sur la génération de l'IM<sub>3</sub> à bas niveau lorsque ces éléments seront activés<sup>2</sup> ; 1 à 1, puis 2 à 2 ; pour une impédance de charge prédéfinie [100]. L'IM<sub>3</sub> généré dans ces conditions sera ensuite comparé au niveau d'IM<sub>3</sub> lorsque le modèle non-linéaire est complet.

Dans un second temps, une analyse plus poussée de la génération de l'IM<sub>3</sub> sera faite par désactivation / activation des coefficients polynomiaux  $A_{xx}$  de chaque élément non-linéaire.

<sup>2</sup> Lorsque qu'un élément non linéaire est dit « désactivé », seul son coefficient  $A_{00}$ , dans le cas des capacités, ou ses coefficients  $A_{00}$ ,  $A_{10}$  et  $A_{01}$  (effet transistor), dans le cas de la source de courant, sont pris en compte. Lorsqu'il est dit « activé », tous ses coefficients sont pris en compte.

Le niveau d'IM<sub>3</sub> générés pour chaque configuration sera comparé à celui que l'on obtient lorsque tous les coefficients de l'élément considéré seront activés<sup>3</sup>.

Pour la suite de l'analyse, nous utiliserons la terminologie spécifique suivante:

- ▲ Lorsqu'un élément ou un coefficient de Taylor sera activé (ou désactivé) seul, il « engendrera » un niveau d'IM<sub>3</sub> donné.
- ▲ Lorsque plusieurs éléments ou coefficients de Taylor seront activés (ou désactivés) simultanément, ils « engendreront » de l'IM<sub>3</sub>. Il y aura alors soit « amélioration » de l'IM<sub>3</sub> (phénomènes de compensation) soit, au contraire, « dégradation » de l'IM<sub>3</sub> (phénomènes d'accentuation). Rappelons par ailleurs que tous les éléments du modèle, qu'ils soient linéaires ou non-linéaires, participent au résultat final de l'intermodulation obtenue.

### 3.2. Résultats de l'analyse obtenue pour un composant

Nous nous sommes attachés à étudier le composant 8x75µm W.I.N PP15-20 précédemment modélisé. L'analyse que nous proposons a porté sur trois impédances de charge différentes dans la bande de la fréquence fondamentale :

Z <sub>PT1</sub>	Z <sub>PT2</sub>	Z <sub>PT3</sub>
43,5+74,7j	64,7+34,7j	26,9+6,9j

**Tableau 8 - Impédances de charge choisies pour l'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub>**

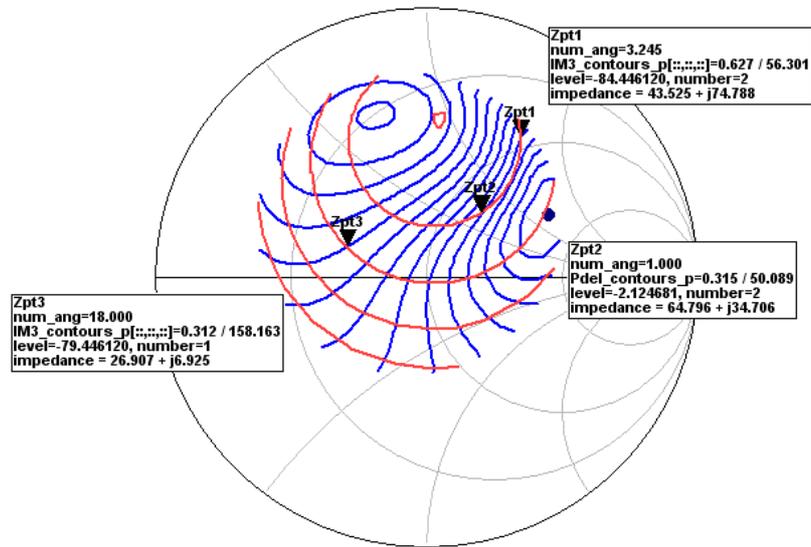
Deux de ces impédances ont été choisies les plus éloignées possibles tout en correspondant à des niveaux de puissance de sortie et d'IM<sub>3</sub> simulés identiques (Z<sub>PT1</sub>, Z<sub>PT2</sub>). Les conditions de simulation seront rigoureusement identiques pour toutes les impédances étudiées tel que :

F <sub>C</sub>	ΔF	Z <sub>BB</sub>	Z <sub>H2</sub>	Ps	OBO/P <sub>1dB</sub>
10.24 GHz	10 MHz	0.1 Ω	50 Ω	-2 à -3 dBm	40 dB

**Tableau 9 - Conditions de simulation pour l'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub>**

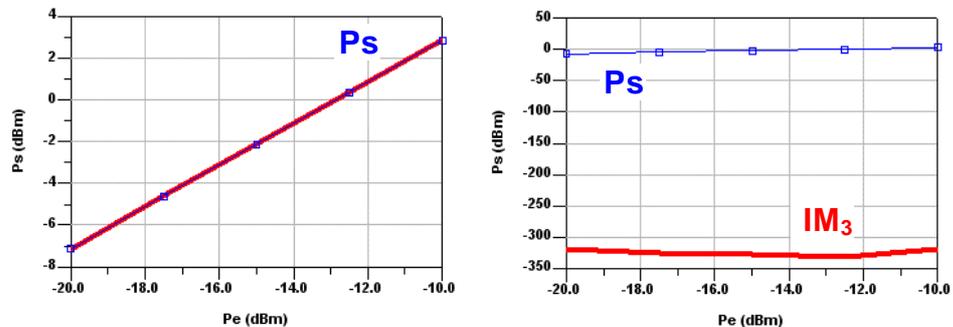
<sup>3</sup> Les niveaux de puissance d'IM<sub>3</sub> sont relatifs à des courant et des tensions d'IM<sub>3</sub>. Or, le courant s'exprime  $i=dQ/dt$  et les capacités non-linéaires, C<sub>gs</sub> et C<sub>gd</sub>, sont modélisées sous la forme de charge Q<sub>gs</sub> et Q<sub>gd</sub> avec  $Q=C*dV/dt$ . Par conséquent, les coefficients polynomiaux (activés/désactivés) d'une capacité, liés à des non-linéarités d'ordre n, correspondront à des courants d'intermodulation d'ordre n-1.

$F_c$  étant la fréquence centrale,  $\Delta f$  la fréquence différence,  $Z_{BB}$  l'impédance en bande de base et  $Z_{H2}$  l'impédance autour de la fréquence à l'harmonique 2.  $P_s$  est la puissance de sortie individuelle aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ . La localisation des trois impédances  $Z_{CH}$  est donnée sur l'abaque de Smith à la figure 57. On y trouve également les contours simulés à puissance de sortie et à  $IM_3$  constants.



**Figure. 57 - Localisation des impédances de charge sur l'abaque de Smith**

Avant toute analyse de l'IM<sub>3</sub>, une simulation du modèle polynomial réalisée en désactivant toute les non-linéarités de Ids, Cgs et Cgd est illustrée sur la figure suivante :



**Figure. 58 - Niveau d'IM<sub>3</sub> simulé lorsque toutes les non-linéarités sont désactivées**

Dès lors, comme nous pouvons nous y attendre la puissance d'IM<sub>3</sub> simulée est extrêmement faible et indique le niveau du bruit numérique dû au simulateur, tandis que la réponse du signal (puissance de sortie) est linéaire avec un gain en puissance de 13dB.

### 3.2.1. Analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> pour l'impédance Z<sub>PT1</sub>

Dans le cas de l'impédance de charge Z<sub>TP1</sub>, la contribution de chaque élément non-linéaire à la génération d'IM<sub>3</sub> ; activés un à un, puis deux à deux ; est donné ci-dessous et comparé au niveau total d'IM<sub>3</sub> :

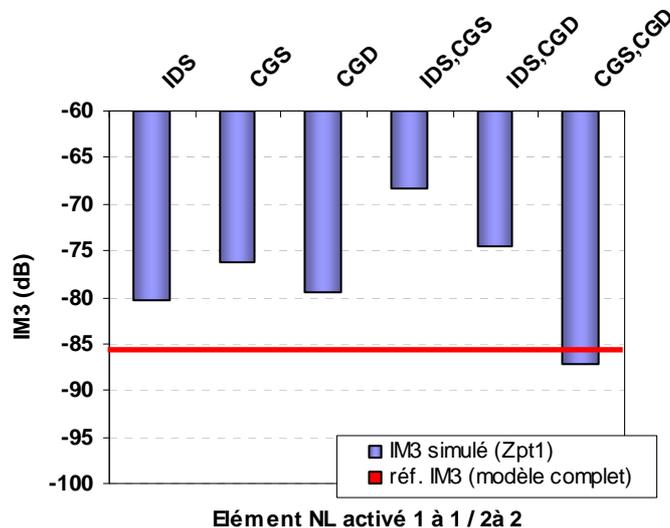


Figure. 59 - Dégradation de l'IM<sub>3</sub> en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2

Les résultats de la figure 59 montrent que les ENLI activés individuellement dégradent de 5 à 10dB le niveau d'IM<sub>3</sub> simulé avec le modèle complet. La capacité Cgs est l'élément dont l'activation traduit la plus forte dégradation. L'activation des ENLI deux à deux, montre que les phénomènes d'interactions entre ces trois éléments sont forts. Ici, la capacité Cgd joue un rôle central dans la compensation des non-linéarités de Ids et Cgs ainsi que son rôle dans la génération de l'IM<sub>3</sub>. En effet, la capacité Cgd est déterminante dans l'unilatéralité des phénomènes d'intermodulation et son rôle augmente avec la fréquence.

En prenant pour référence le niveau d'IM<sub>3</sub> simulé de chaque ENLI seul, il est alors possible de visualiser l'influence de leur ordre de non-linéarité sur la génération d'IM<sub>3</sub> éléments par éléments par désactivation, un à un, de leurs coefficients de Taylor respectifs.

#### 3.2.1.1. Influence de la source de courant IDS

En appliquant cette méthode d'analyse à la source de courant Ids, les résultats de la figure 60 sont obtenus pour chaque coefficient désactivé un à un :

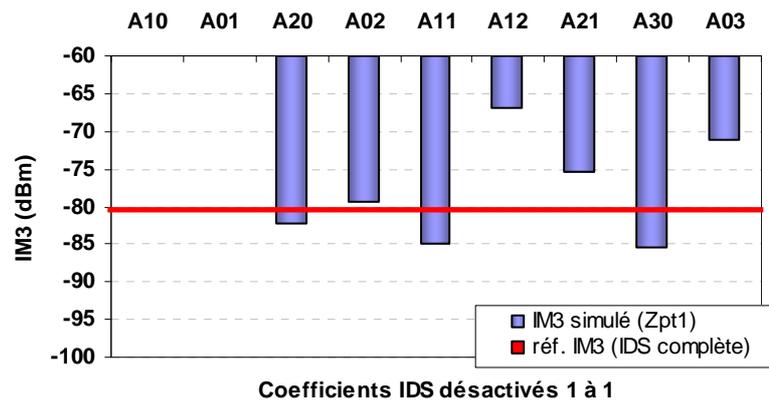


Figure. 60 - Influence des coefficients de TAYLOR de IDS sur la génération d'IM<sub>3</sub>

Dans le cas de Ids, il s'avère que les coefficients A<sub>20</sub>, A<sub>02</sub> ont peu d'impact sur la génération d'IM<sub>3</sub>. Les coefficients A<sub>12</sub>, A<sub>03</sub> et A<sub>21</sub>, par ordre d'importance, contribuent significativement à la génération d'IM<sub>3</sub> par un effet compensatoire sur le niveau de l'IM<sub>3</sub>. A<sub>11</sub> et A<sub>30</sub>, en revanche, sont des coefficients qui accentuent (dégradent) l'IM<sub>3</sub>.

### 3.2.1.2. Influence de la capacité Cgs

En appliquant cette même méthode d'analyse à Cgs, les résultats suivant sont obtenus :

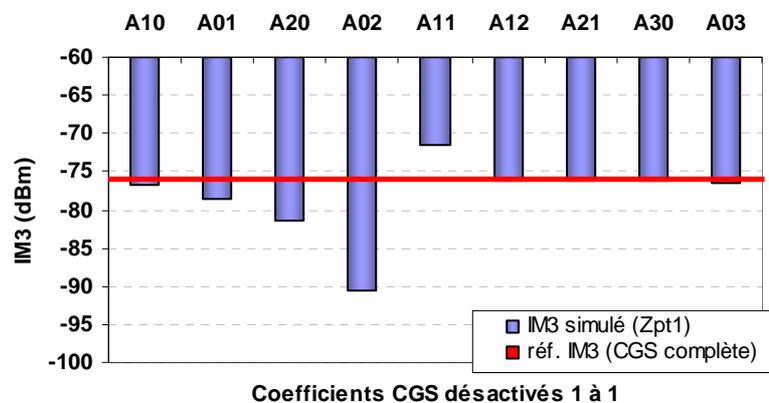


Figure. 61 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM<sub>3</sub>

Dans cette configuration, l'influence des coefficients polynomiaux est plus équilibrée. Le terme croisé A<sub>11</sub> est le seul à avoir un effet compensatoire tandis que A<sub>20</sub> et A<sub>02</sub> sont les seuls à accentuer significativement le niveau d'IM<sub>3</sub>. Les coefficients d'ordre 3 et A<sub>10</sub> n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>.

### 3.2.1.3. Influence de la capacité Cgd

Les résultats obtenus pour la capacité Cgd sont les suivants :

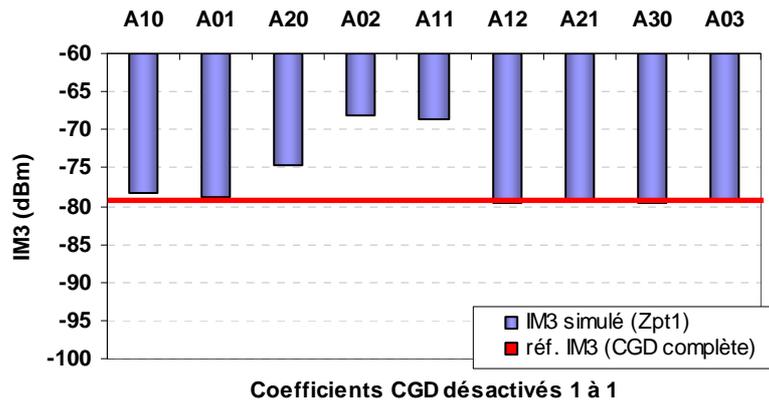


Figure. 62 - Influence des coefficients de TAYLOR de C<sub>GD</sub> sur la génération d'IM<sub>3</sub>

Ici, très clairement, seuls les termes d'ordre 2 contribuent à la génération d'intermodulation d'ordre 3 et tous par un effet compensatoire. Tous les autres coefficients n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>.

### 3.2.2. Analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> pour l'impédance Z<sub>PT2</sub>

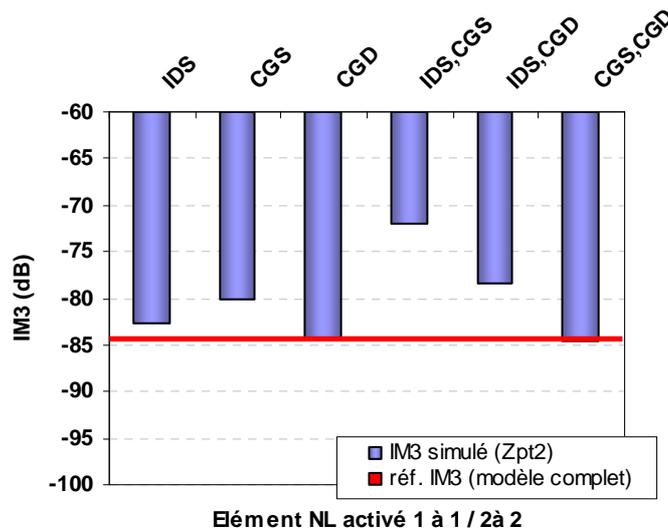


Figure. 63 - Dégradation de l'IM3 en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2

Les tendances de la figure 63 sont identiques à celles observées pour Z<sub>PT1</sub>. Les conclusions sur l'influence des ENLI sur la génération d'IM<sub>3</sub> faite précédemment pour Z<sub>PT1</sub> peuvent donc être étendues à l'impédance Z<sub>PT2</sub>. Néanmoins, les résultats observés pour Z<sub>pt2</sub>, donnés figure 63, montrent que l'IM<sub>3</sub> résultant des éléments non-linéaires différentiels activés individuellement n'est maintenant dégradé que de 5dB maximum par rapport à l'IM<sub>3</sub> simulé avec le modèle complet.

### 3.2.2.1. Influence de la source de courant Ids

L'influence des coefficients  $A_{XX}$  de la source de courant pour l'impédance de charge  $Z_{PT2}$  est donnée figure 64. Les coefficients  $A_{12}$  et  $A_{21}$  affichent les mêmes tendances que pour le cas de  $Z_{PT1}$  et sont les deux seuls à jouer un rôle important et compensatoire dans la génération de l'IM<sub>3</sub>. Le rôle de  $A_{03}$  est ici négligeable alors que ce coefficient avait une influence significative pour l'impédance de charge  $Z_{PT1}$ . Les termes d'ordre 2 ont peu d'influence sur l'IM<sub>3</sub>.

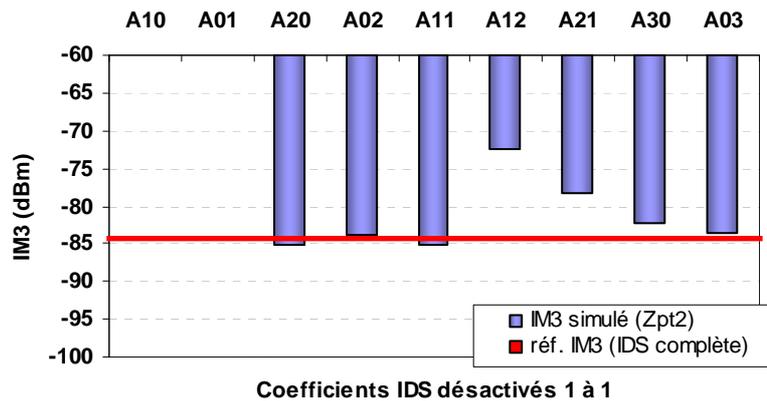


Figure. 64 - Influence des coefficients de TAYLOR de IDS sur la génération d'IM<sub>3</sub>

### 3.2.2.2. Influence de la capacité Cgs

L'influence des coefficients de  $C_{gs}$  est très claire dans cette configuration (figure 65). Seuls les coefficients d'ordre 2 ont un rôle dans la génération de l'IM<sub>3</sub>.  $A_{20}$  et  $A_{02}$  accentuent l'IM<sub>3</sub> alors que  $A_{11}$  à un effet compensatoire. Tous les autres termes n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>.

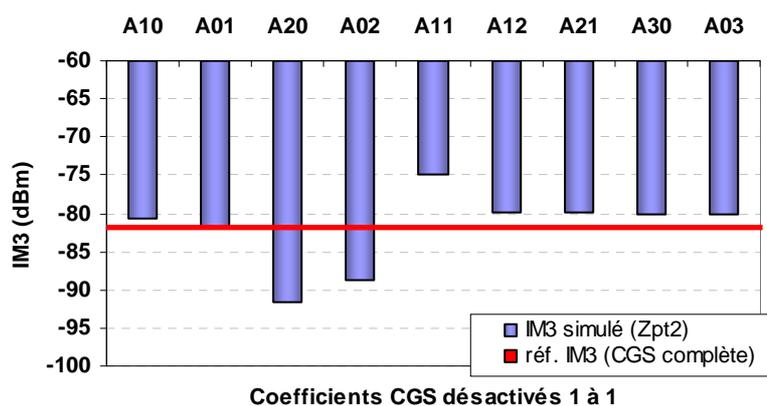


Figure. 65 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM<sub>3</sub>

### 3.2.2.3. Influence de la capacité Cgd

L'analyse de la capacité Cgd, quant à elle, permet d'obtenir les résultats présentés en figure 66. Ici, les coefficients d'ordre 3 et A<sub>01</sub> n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>. Les termes représentant les non-linéarités d'ordre 2 sont quant à eux les seuls à avoir un effet significatif et compensatoire sur la génération d'IM<sub>3</sub> tandis que A<sub>10</sub> est le seul coefficient ayant une tendance à une dégradation de l'IM<sub>3</sub>, même très faible.

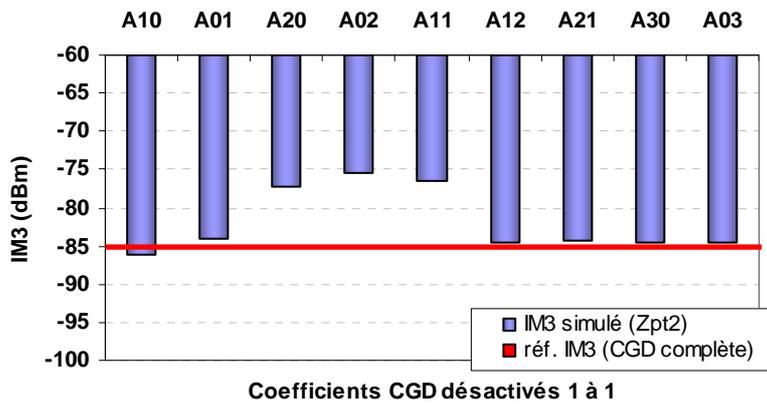


Figure. 66 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGD sur la génération d'IM<sub>3</sub>

### 3.2.3. Analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> pour l'impédance Z<sub>PT3</sub>

L'analyse de l'activation un à un, ou deux à deux, l'influence des éléments non-linéaires Ids, Cgs et Cgd est donnée ci-dessous (Figure 67) pour l'impédance Z<sub>pt3</sub>.

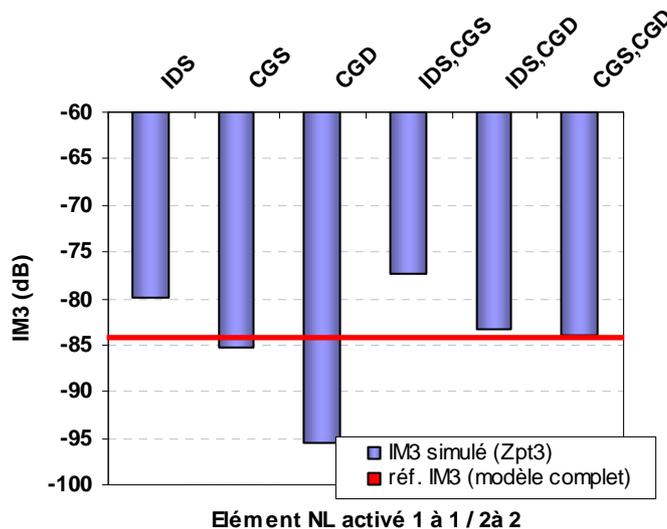


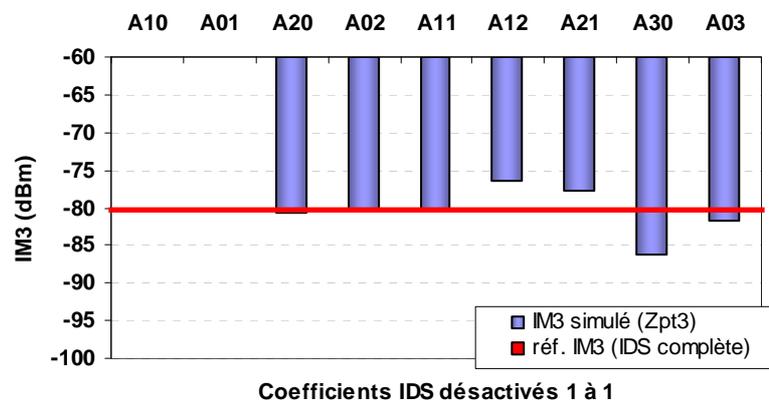
Figure. 67 - Dégradation de l'IM<sub>3</sub> en fonction des éléments NL activés 1 à 1 / 2 à 2

Il existe une différence flagrante entre les niveaux d'IM<sub>3</sub> générés par les éléments activés indépendamment les uns des autres. En effet, l'IM<sub>3</sub> générée par Cgd seule est très faible et les phénomènes de compensation / accentuation qui lui ont été attribués pour les

impédances précédentes sont donc beaucoup moins marqués dans le cas de Z<sub>PT3</sub>, montrant très clairement que toute conclusion sur l'influence de chacun des ENLI doit être précisée pour des conditions de charge données.

### 3.2.3.1. Influence de la source de courant Ids

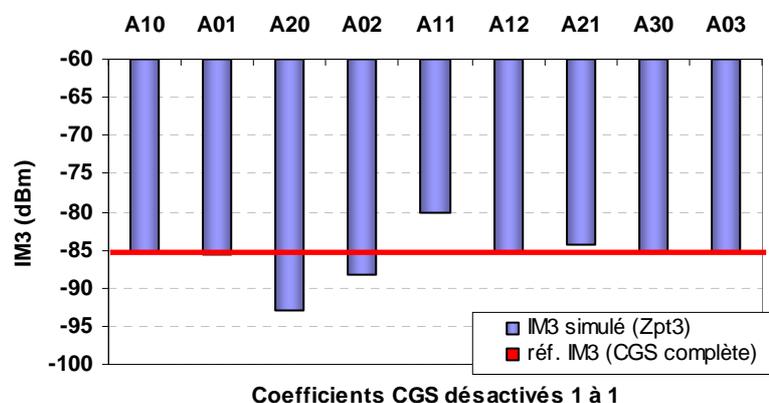
Les résultats de l'analyse des coefficients de la source de courant Ids sont présentés figure 72. Les coefficients d'ordre 3, sont les seuls à avoir un impact sur le niveau d'IM<sub>3</sub>. On peut conclure de la figure 68 que A<sub>30</sub>, A<sub>03</sub> et A<sub>12</sub>, A<sub>21</sub> ont des effets antagonistes. Les autres coefficients n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>.



**Figure. 68 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM<sub>3</sub>**

### 3.2.3.2. Influence de la capacité Cgs

La figure 69 donne les résultats obtenus pour l'analyse de l'influence des coefficients de Cgs seule. Les coefficients d'ordre 2 ; A<sub>20</sub>, A<sub>02</sub> et A<sub>11</sub>, sont les seuls à avoir un impact sur le niveau d'IM<sub>3</sub> généré. Dans le cas de Cgs, ce sont les coefficients A<sub>11</sub> seul et A<sub>20</sub>, A<sub>02</sub> qui ont des effets antagonistes. Les autres coefficients n'ont pas une influence significative sur la génération d'IM<sub>3</sub>.



**Figure. 69 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGS sur la génération d'IM<sub>3</sub>**

### 3.2.3.3. Influence de la capacité Cgd

La figure suivante représente les résultats obtenus pour l'analyse de Cgd. Les coefficients d'ordre A<sub>20</sub>, A<sub>02</sub> et A<sub>11</sub> ont un effet compensatoire significatif. A<sub>10</sub> est le seul à accentuer la génération d'IM<sub>3</sub>. Ces résultats sont à relativiser par rapport au niveau d'IM<sub>3</sub> de référence de Cgd seul qui est très inférieur à celui obtenu avec le modèle complet.

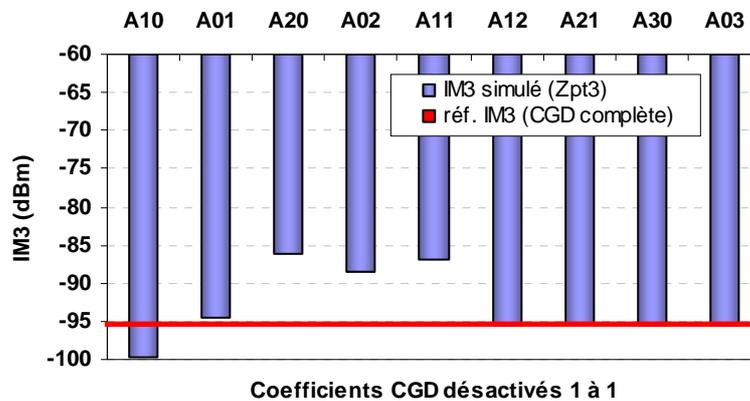


Figure. 70 - Influence des coefficients de TAYLOR de CGD sur la génération d'IM<sub>3</sub>

### 3.2.4. Influence de l'impédance de sortie présentée en bande de base et à l'harmonique 2

Plusieurs simulations complémentaires ont été réalisées en chargeant les fréquences en bande de base et autour de l'harmonique 2 par deux impédances différentes : 0.1 ohm ou 50 ohms. Cette analyse nous a permis d'évaluer l'impact de ces impédances sur la génération d'IM<sub>3</sub>. La figure 71, ci-dessous, illustre les résultats obtenus pour une impédance autour de la bande utile fixée à Zpt1.

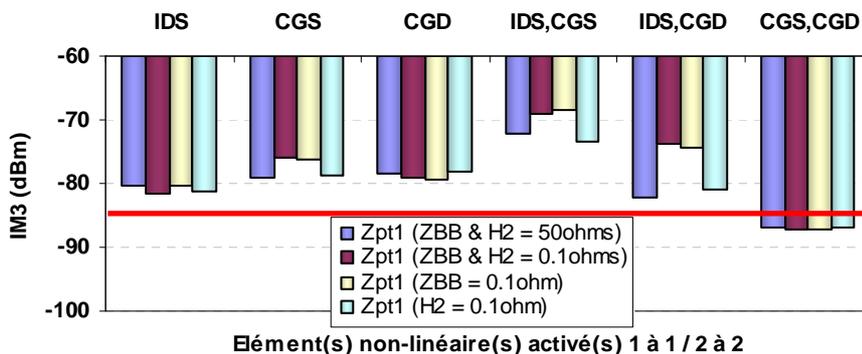


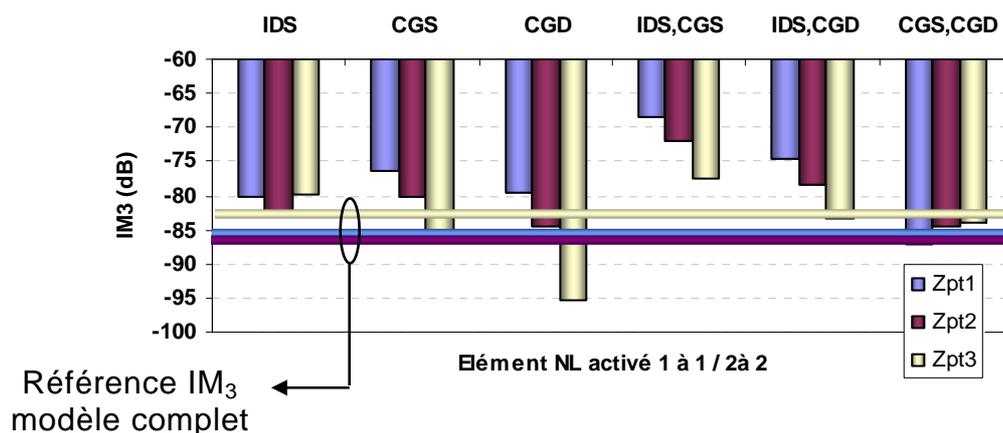
Figure. 71 - Effet de l'impédance présentée aux fréquences Z<sub>BB</sub> et H<sub>2</sub> sur la génération d'IM<sub>3</sub>

Ces résultats montrent que dans notre cas d'analyse (haute fréquence) les impédances présentées en bande de base et à l'harmonique 2 ne jouent pas de façon importante sur l'IM<sub>3</sub> à bas niveau, que ce soit pour Ids, Cgs ou Cgd.

## 4. Conclusion

Nous venons de présenter les résultats obtenus par une méthode spécifique d'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> dans le cas particulier d'une filière technologique pHEMT AsGa. Cette technique s'appuie sur la transposition du modèle phénoménologique du transistor en un modèle polynomial permettant de discriminer l'influence de chaque ENLI.

L'analyse de la génération d'IM<sub>3</sub> a été réalisée pour trois impédances de charge différentes à la fréquence fondamentale. Suivant ces impédances, les influences et interactions entre les éléments non-linéaires Ids, Cgs et Cgd ont été étudiées. Pour chaque élément non-linéaire pris individuellement, l'étude de l'influence des coefficients Axx de chaque élément a ensuite permis une analyse plus fine de la génération d'IM<sub>3</sub> pour le transistor considéré. La synthèse des résultats concernant l'influence des ENLI sur la génération d'IM<sub>3</sub> et pour les trois impédances étudiées est donnée sur la figure suivante :



**Figure. 72 - Synthèse des résultats sur l'influence des ENLI et de l'impédance de charge à fo sur la génération de l'IM<sub>3</sub>**

Néanmoins, même si cette méthode d'analyse est fonctionnelle, il est très difficile de faire une conclusion claire et tranchée sur le rôle et l'influence des ENLI entre eux. Comme nous avons pu le constater, les influences de Ids, Cgs et Cgd sur la génération d'IM<sub>3</sub> sont très variables en fonction de l'impédance de charge imposée au transistor. En effet, suivant l'allure du cycle de charge du transistor, le signal à amplifier sera plus ou moins altéré par les différentes non-linéarités auxquelles il sera soumis. A partir de ce raisonnement, on peut dire que chaque impédance de charge possède, a priori, un mécanisme de génération de distorsion qui lui est propre, et qui dépend des amplitudes relatives des excursions Vgs et/ou Vds associées aux différents coefficients.

Notons que l'influence des impédances présentées aux fréquences en bande de base et à l'harmonique 2 n'a pas été mise en évidence de manière très significative sur le niveau d'IM<sub>3</sub> à bas niveau.

La partie suivante va être dédiée à l'évaluation des performances en linéarité de différentes filières technologiques pHEMT AsGa. Cette évaluation, qui repose sur différentes mesures loadpull 2-tons réalisées successivement à très bas niveau de puissance puis à fort niveau de puissance (jusqu'à 1 dB de compression), permettra de définir à priori la filière technologique la plus appropriée pour la conception de circuit à forte linéarité en vue d'applications télécoms spécifiques en bande Ku.

## Références bibliographiques

- [99] I.S.Ahmad,V.S.Rao Gudimetla, “*Analytical expressions for intermodulation distortion of a MESFET small-signal amplifier using the nonlinear Volterra series*”, Solid State Electronics 46, 2002, [www.elsevier.com/locate/sse](http://www.elsevier.com/locate/sse)
- [100] R.Paulin. « *Etude thorique et optimisation des performances de linéarité des transistors bipolaires SiGe et SiGeC en vue de l'amélioration des compromis Gain / Bruit / Linéarité / Consommation des fonctions intégrées radiofréquence des récepteurs multi-modes de 3eme génération* », Thèse de doctorat, INPG, 2005.



---

## **Partie 4.**

# **Evaluation des performances en linéarité de filières p-HEMT AsGa**



# 1. Introduction

Dans le cadre du développement et de la conception d'amplificateurs de puissance optimisés en linéarité pour un niveau d'OBO donné, le choix de la technologie la plus appropriée devient d'une extrême importance. En effet, il est impératif de guider le choix de la technologie présentant le meilleur compromis puissance, rendement et linéarité pour une application donnée, dans le cadre économique imposé aux concepteurs.

C'est dans ce but qu'il a été décidé, en parallèle et de façon complémentaire avec les travaux de modélisation déjà présentés, d'entreprendre une campagne de caractérisation loadpull 2-tons, pour une fréquence centrale de 10.24GHz et une fréquence différence  $\Delta f$  égale à 10Mhz, pour différentes filières technologiques p-HEMT AsGa.

Les résultats de caractérisation serviront alors de base à une analyse et une comparaison des performances en linéarité de ces différentes filières pour la conception d'amplificateurs de puissance en bande Ku. Cette analyse comprendra deux étapes :

- ▲ Une comparaison à faibles niveaux de puissance de sortie qui permettra la comparaison des filières dans les zones de fonctionnement quasi-linéaire ( $OBO > 10dB / P_{1dB}$ ) où l' $IM_3$  mesuré présente une pente théorique de 3dB/dB
- ▲ Une comparaison à forts niveaux de puissance de sortie où les filières seront comparées dans des plages de puissance présentant des phénomènes de compensation d' $IM_3$ .

## 2. Conditions d'évaluation des filières

---

### 2.1. Présentation des filières caractérisées

Les filières qui ont été sélectionnées et caractérisées sont au nombre de 5, issues de deux fonderies différentes : la fonderie UMS et la fonderie WIN. Pour la fonderie UMS, ce sont les filières de puissance PPH15 et PPH25 ainsi que la filière de forte puissance PPH25-X qui ont été retenues. Pour la fonderie WIN, les filières de puissance PP15-20 et PP15-30, concurrentes directes des filières U.M.S, ont été sélectionnées. Le tableau 78 récapitule les performances électriques principales de ces filières :

Filière	PPH25	PPH25-X	PPH15	PP15-20	PP15-30
Longueur de grille	0.25 $\mu\text{m}$	0.25 $\mu\text{m}$	0.15 $\mu\text{m}$	0.15 $\mu\text{m}$	0.15 $\mu\text{m}$
Ids @Gm max (mA/mm)	200	230	300	300	300
Ids sat (mA/mm)	450	530	600	620	580
Gm max (mS/mm)	450	400	550	480	430
Vp (V)	-0.9	-0.9	-0.9	-1.2	-1.2
VBDS (V)	12	19	8	12	16
Fmax (GHz)	50	45	75	85	80

Tableau 10 - Principales caractéristiques des filières technologiques caractérisées.

## 2.2. Détermination des points de fonctionnement des transistors

Pour des raisons pratiques de conditionnement et d'intégration, la demande de circuits en version « encapsulée » est très forte et une nouvelle génération d'amplificateurs de puissance de ce type a été récemment développée par U.M.S.

Dans le cadre de notre étude, le choix du point de polarisation de chaque transistor de chaque filière technologique a donc été conditionné par le critère suivant, à savoir : la densité de puissance maximum d'un transistor que peut dissiper un boîtier de type QFN (Quad Flat package No lead). Ce critère est une condition limitative impérative lors de la conception d'amplificateurs de puissance en version « encapsulée ». La densité de puissance dissipée maximum a été fixée à 830mW/mm et les polarisations suivantes ont été déterminées :

Filière	PPH25	PPH25-X	PPH15	PP15-20	PP15-30
Développement de grille	600 $\mu\text{m}$				
Pdiss max (mW/mm)	830	830	830	830	830
Vds (V)	5	5	4	5	5
Ids (mA)	100	100	125	100	100
Classe de fonctionnement	AB légère				

Tableau 11 - Points de polarisations fixés pour toutes les filières caractérisées.

## 2.3. Zones d'impédances caractérisées

Pour chaque transistor de chaque filière, les zones d'impédances couvertes par les mesures loadpull 2-tons ont toutes été centrées autour de l'impédance présentant la puissance

de sortie à 1dB de compression la plus élevée. Ceci afin de mettre en avant le compromis puissance de sortie -  $CI_3$  de chaque transistor.

## 3. Exploitation des résultats de mesure load-pull 2-tons

---

### 3.1. Définition d'un standard de comparaison de la performance en linéarité

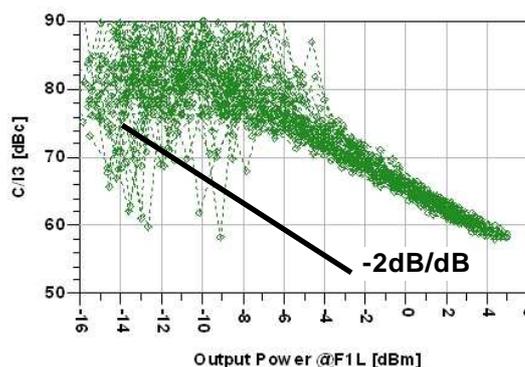
Une comparaison efficace de filières technologiques doit se faire à partir d'une représentation appropriée des paramètres fondamentaux que l'on souhaite étudier. Le compromis le plus critique pour les applications de télécommunication est le compromis puissance de sortie - linéarité.

Dans un premier temps, les tracés de caractéristiques  $CI_3 = f(P_s)$  seront donc les plus appropriés pour représenter et comparer les performances en linéarité des différentes filières des transistors.

---

### 3.2. Comparaison à faible niveau de puissance

Cette étude concerne la linéarité des transistors à faible niveau de puissance, pour un point de polarisation prédéfini, et pour différentes impédances de charge à la fréquence fondamentale. Dans ces conditions, l'évolution des niveaux de rejection de  $CI_3$  suit théoriquement une pente de -2dB/dB sur toute la zone d'impédances de charge, quelque soit la puissance de sortie obtenue, comme le montre l'exemple en figure 73 pour la technologie PPH15:



**Figure. 73 -  $CI_3$  mesuré pour différentes impédances de charge (PPH15)**

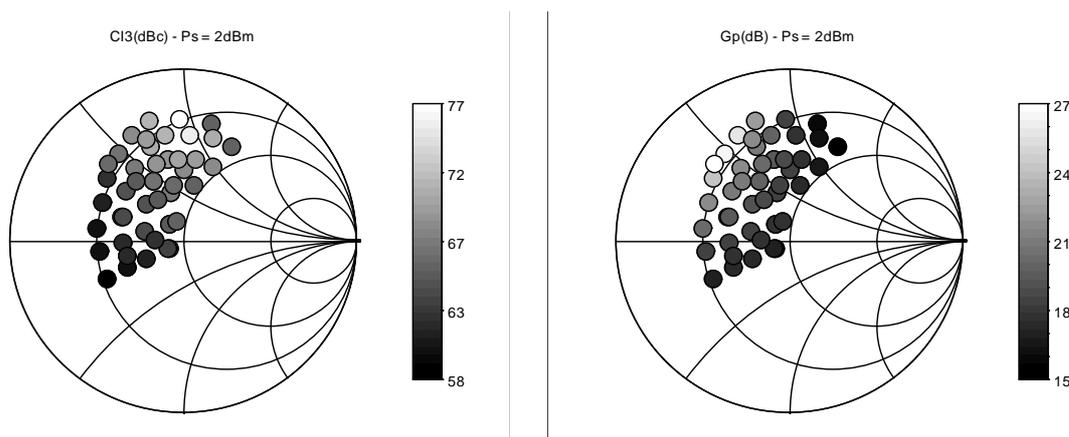
Par conséquent, l'évaluation des performances en linéarité à bas niveau des transistors se fera pour une seule puissance de sortie, fixée et commune à tous les composants. Deux critères principaux seront alors étudiés :

- ▲ La valeur absolue de  $CI_3$  pour le nuage d'impédances de charge.
- ▲ Les gradients de  $CI_3$  en fonction de l'impédance de charge.
- ▲ Le gain en puissance pour le nuage d'impédances de charge.

Pour la suite, la puissance de sortie de référence sera fixée à  $P_{out} = 2\text{dBm}$  pour une seule raie à la fréquence fondamentale qui correspond à un OBO d'environ 20dB.

### 3.2.1. Evaluation de la filière PP15-20 (5V / 100mA)

Les principales caractéristiques extraites à partir des résultats de mesures d'un transistor  $8 \times 75 \mu\text{m}$  de la filière WIN PP15-20 sont données sur la figure 74.



**Figure. 74 -  $CI_3$  (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PP15-20)**

La figure 74 permet de visualiser les zones d'impédances présentant respectivement un gain et un niveau de  $CI_3$  donné pour une puissance de sortie constante de 2 dBm.

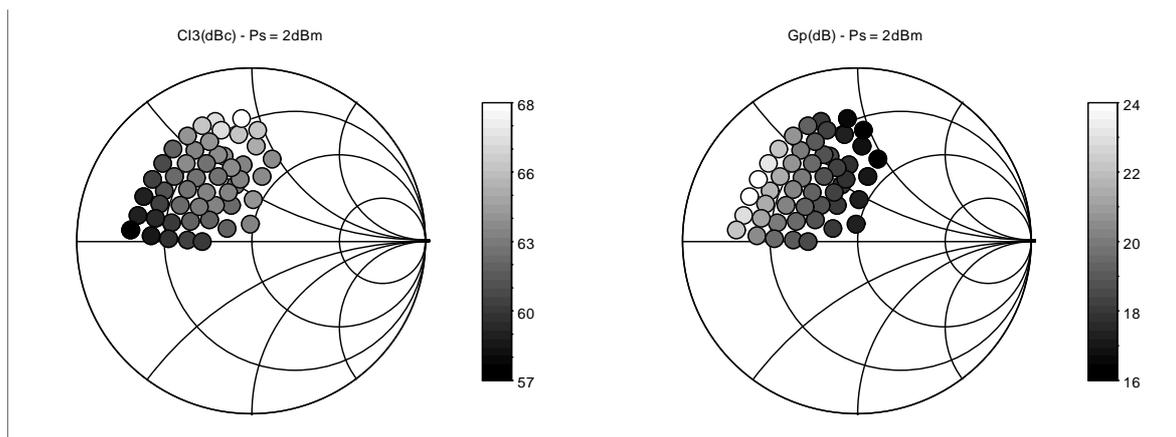
Sur la zone d'impédance caractérisée, on constate une dispersion des niveaux de  $CI_3$  mesurés d'environ 20dB. Pour une zone d'impédance donnée, plus cet écart sera élevé, plus les niveaux de  $CI_3$  varieront vite en fonction de l'impédance de charge. L'optimisation du compromis puissance de sortie -  $CI_3$  deviendra délicate, la sensibilité étant un facteur critique lors de la réalisation de MMIC. En combinant les informations des deux abaques ci-dessus, un compromis puissance / gain / linéarité pour de faibles puissances sortie peut être obtenu.

Ce compromis peut s'étendre aux applications fonctionnant avec un fort niveau de recul de la puissance de sortie, en repérant le point d'impédance pour lequel la puissance de sortie à 1dB de compression est maximale.

### 3.2.2. Evaluation de la filière PP15-30 (5V / 100mA)

La figure 75 montre les résultats de mesure obtenus pour le transistor 8x75µm de la filière WIN PP15-30. On remarque que les gradients des courbes de gain et de  $CI_3$  ainsi que les lieux d'impédance optimum mesurés pour ce transistor sont identiques à ceux obtenus pour la caractérisation de la filière PP15-20. Les seules différences notables concernent la dispersion des niveaux de  $CI_3$  mesurés pour une zone d'impédance identique :  $\Delta CI_3\text{-PP1530} = 10\text{dB}$  contre 14 dB pour la filière PP15-20.

Si l'on ne tient pas compte des points d'impédance proches des zones d'instabilités, les gains en puissance bas niveau des filières PP15-20 et PP15-30 sont très proches.



**Figure. 75 -  $CI_3$  (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PP15-30)**

### 3.2.3. Evaluation de la filière PPH15 (4V / 125mA)

La caractérisation d'un transistor 8x75µm de la filière UMS PPH15 (plaque ARKAOS) donne les résultats de mesure suivants :

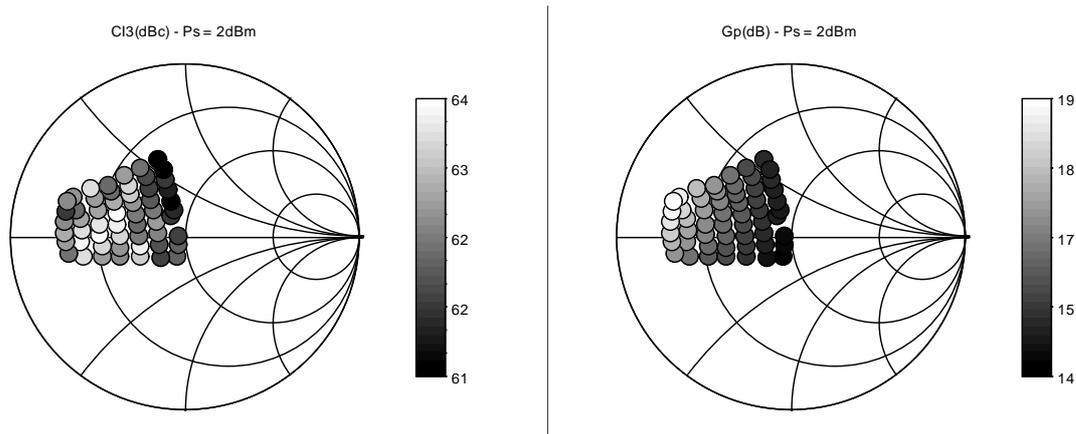


Figure. 76 -  $Cl_3$  (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH15)

La figure 76 montre, quant à elle, une dispersion très faible des niveaux de  $Cl_3$  ( $\Delta Cl_3$ -PPH15 = 4 dB) sur toute la zone d'impédance caractérisée. En outre, les valeurs absolues de  $Cl_3$  sont quasi-identiques à celles relevées précédemment pour les filières WIN, ce qui devrait permettre une optimisation de la linéarité a priori facile pour la filière PPH15. De plus, l'optimum de  $Cl_3$  est très proche de l'impédance de charge pour laquelle la puissance de sortie à 1dB de compression est maximale. On notera aussi que les niveaux de gains offerts sont inférieurs de 2 à 3 dB par rapport aux filières W.I.N.

### 3.2.4. Evaluation de la filière PPH25 (5V / 100mA)

Le transistor  $8 \times 75 \mu\text{m}$  de la filière PPH25, quant à lui, nous a donné les résultats de mesures présentés en figure 77 :

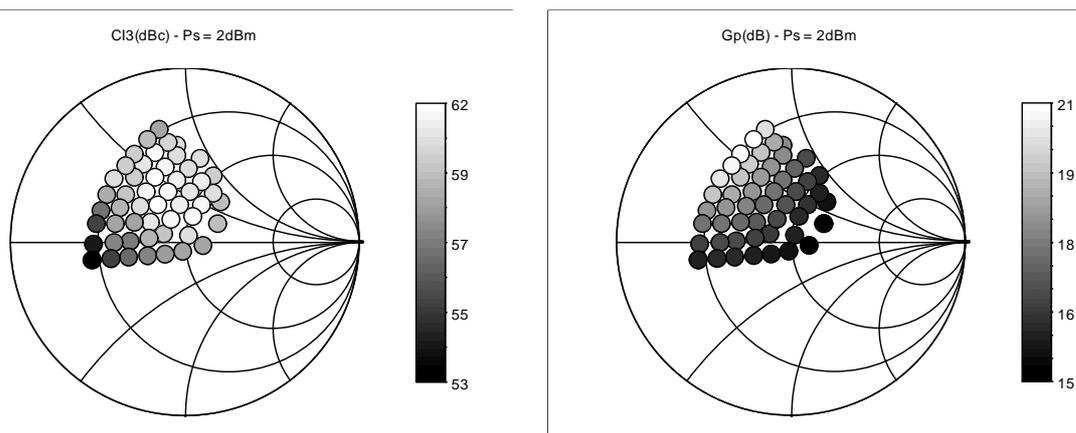


Figure. 77 -  $Cl_3$  (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH25)

Dans le cas du transistor PPH25, l'optimum de  $Cl_3$  ne correspond pas à l'impédance pour laquelle la puissance de sortie à 1dB de compression est maximale ( $Cl_3 @ Z_{P1dBmax} \sim 58\text{dB}$ ). Avec un maximum de  $Cl_3$  de 62dBc, ces performances en linéarité, à bas niveau, sont en retrait de 2 à 5dB par rapport à celle de PPH15, PP15-30 et PP15-20.

En ce qui concerne les valeurs de gain en puissance, elles sont du même ordre que celles des filières WIN autour du  $Z_{P1dBMAX}$  à savoir environs 18dB.

### 3.2.5. Evaluation de la filière PPH25-X (5V / 100 mA)

Les résultats de la caractérisation d'un transistor 8x75µm de la filière PPH25-X sont donnés ci-dessous (figure 78).

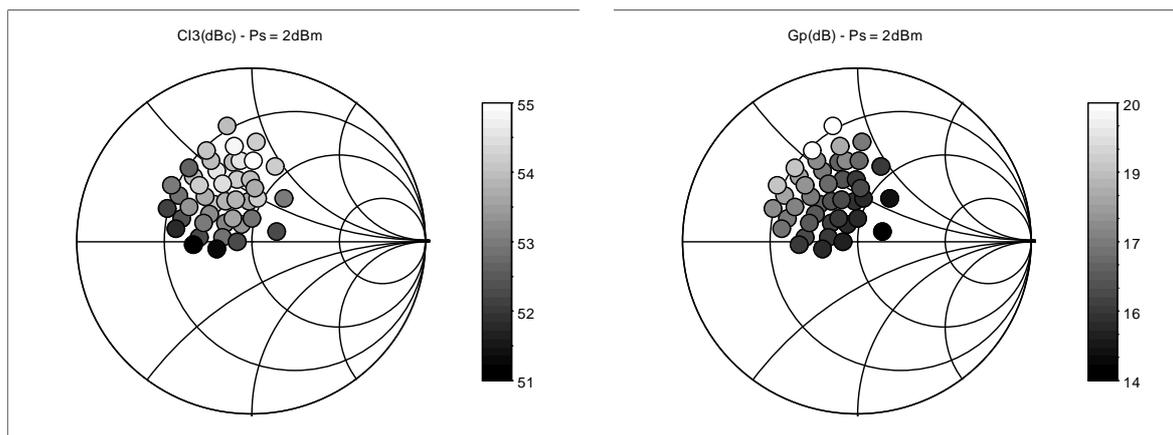
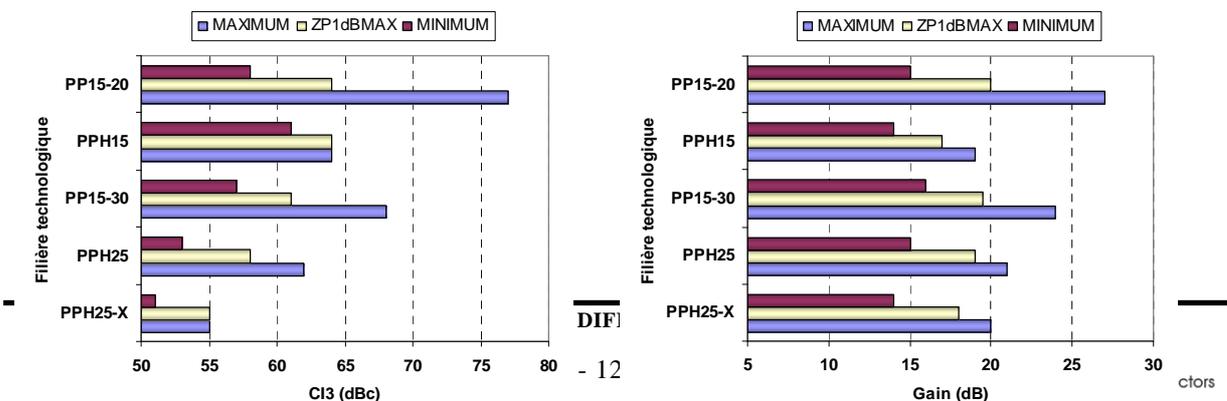


Figure. 78 -  $CI_3$  (à gauche) et Gain (à droite) à puissance de sortie constante (PPH25-X)

La conclusion relative aux performances en linéarité de cette filière est évidente. Alors, que toutes les filières précédentes permettent d'obtenir des niveaux de  $CI_3$  compris dans la majeure partie des cas entre 62 et 70 dBc, la filière PPH25-X permet au mieux d'obtenir un  $CI_3$  de 55dBc. Dans ces conditions, elle ne peut pas être retenue pour la conception d'applications à forte linéarité à faible niveau de puissance.

### 3.2.6. Synthèse des résultats

La synthèse des performance en linéarité des 5 filières PP15-20, PP15-30, PPH15, PPH25 et PPH25-X, suivant les critères de  $CI_3$  et de gain, est présentée ci-dessous :



**Figure. 79 - Synthèse des résultats de mesures à bas niveau de puissance**

L'analyse de ces résultats montre que trois filières se démarquent à première vue : PP15-20, PPH15 et PP15-30. Leurs performances en terme de linéarité pure à faibles niveaux de puissances sont très proches. En outre, elles offrent des niveaux de  $CI_3$  élevés et proche pour une impédance de charge optimale en puissance ( $Z_{P1dBMAX}$ ). Si l'on considère maintenant le critère de gain en puissance, la filière PPH15, accusant un gain en retrait de 2dB en moyenne, est alors devancée par PP15-20 et PP15-30.

Entre ces deux dernières filières, les performances sont quasi-identiques. On retiendra tout de même PP15-20 comme étant la plus linéaire à faible niveau de puissance de sortie pour ses performances en  $CI_3$  très légèrement supérieures.

---

### 3.3. Comparaison à fort niveau de puissance, $P_{1dB}$

Nous venons de conclure sur les performances en linéarité des filières caractérisées en régime quasi-linéaire (OBO ~ 20dB). Cette étude servira dans le cadre du développement de d'applications à très forte linéarité nécessitant un fonctionnement à fort recul de puissance de sortie.

Néanmoins, beaucoup d'applications actuelles requièrent aussi des performances en linéarité très élevées pour de faibles OBO (4 à 10dB). Dans ces conditions, les transistors fonctionnent dans des zones dites de « compensation » d'intermodulation où l'on peut observer des améliorations « locales » de l' $IM_3$  en fonction de la puissance de sortie. Ces phénomènes sont dus aux compensations de non-linéarités entre les différents ENLI du transistor pour une puissance donnée. Ils sont donc fortement dépendants du point de polarisation du transistor et peuvent varier significativement en fonction des dérives technologiques de la filière concernée [101]-[105].

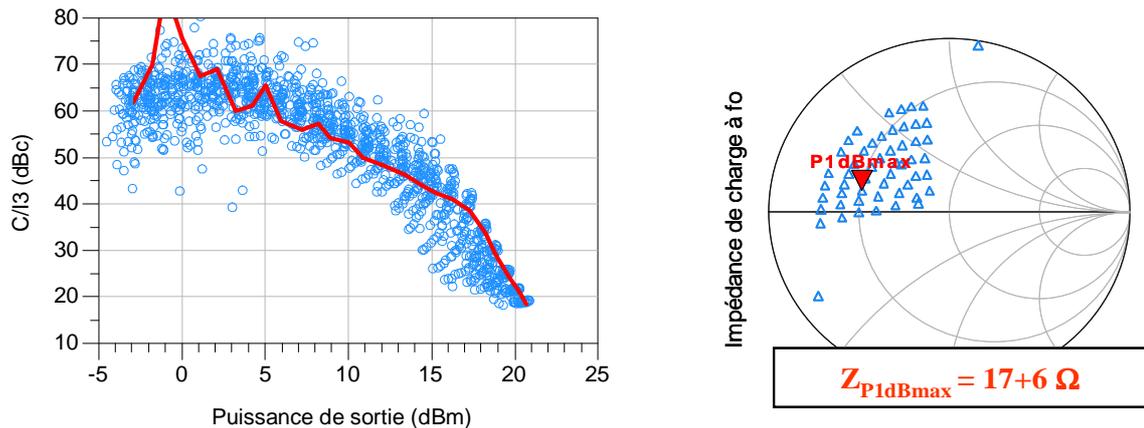
Dans l'absolu, ces phénomènes permettent donc d'envisager l'optimisation d'un compromis puissance de sortie, rendement, linéarité lors de la conception d'applications de télécommunications.

Nous allons maintenant présenter les résultats de mesure de  $CI_3$  sur toute une plage de puissance de sortie donnée. Ensuite, les niveaux de  $CI_3$  pour les zones d'impédances de charge mesurées seront tracés à puissance de sortie constante, respectivement à  $Z_{ch}=Z_{P1dBmax}$

et  $Z_{ch}=Z_{P1dBmax} -5dB$  d'OBO. Ceci permettra de visualiser les performances globales et les allures des phénomènes de compensation pour toutes les filières étudiées.

### 3.3.1. Evaluation de la filière PP15-20 (5V / 100mA)

Le nuage des courbes de  $CI_3$  mesurées à forts niveaux de puissance de sortie pour la filière WIN PP15-20 est donné ci-dessous en figure 80 :



**Figure. 80 -  $CI_3$  en fonction de  $P_s$  pour toutes les impédances de charge mesurées (PP15-20)**

Dans le cas de PP15-20, et sur la zone d'impédance caractérisée, les phénomènes de compensation sont peu marqués quelque soit les impédances de charge appliquées au transistor. Sur cette technologie, et pour nos conditions de test, l'impédance de charge pour laquelle la puissance à 1dB de compression de gain est la plus élevée et aussi celle qui présente les meilleurs niveaux de  $CI_3$  pour un OBO  $\leq 3dB$ . Un  $CI_3$  de 19dBc est obtenu au point d'impédance  $17+5.7j \Omega$  pour une puissance de sortie de 21dBm ( $P_{1dBmax}$ ).

Les niveaux de  $CI_3$  présentés sur la figure ci-dessous ont été tracés à puissance de sortie constante. Le premier abaque correspond à la puissance de sortie maximum à 1dB de compression, tandis que le second correspond à un OBO de 5dB par rapport au  $P_{1dBmax}$ .

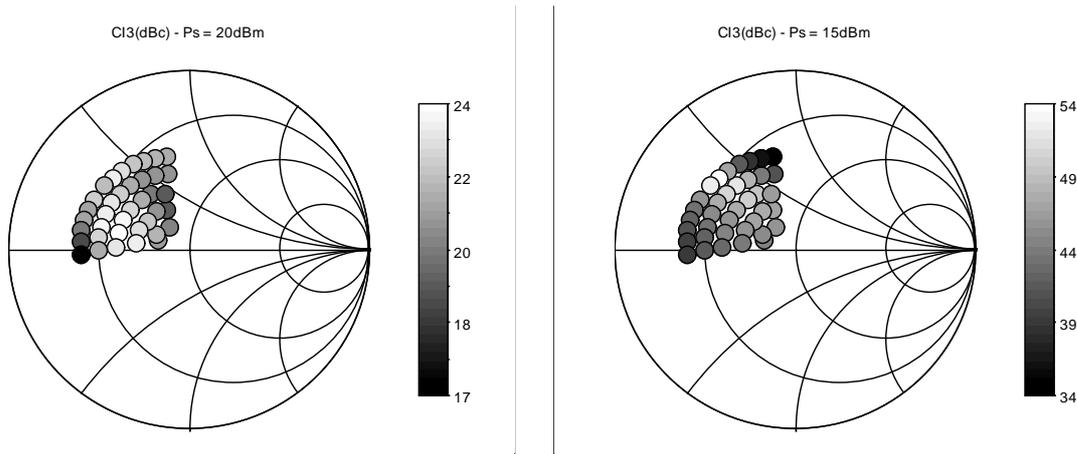


Figure. 81 -  $CI_3$  à  $Ps$  constante, filière PP15-20 :  $P_{1dBmax}$  (gauche) / 5dB d'OBO (droite)

On retrouve avec l'analyse des caractéristiques de  $CI_3$  à 5dB d'OBO par rapport au  $P_{1dBmax}$ , les mêmes tendances que les résultats présentés précédemment pour l'analyse à bas niveau. A 5dB d'OBO, l'impédance permettant d'obtenir un  $CI_3$  optimal s'éloigne progressivement de  $Z_{P_{1dBmax}}$  pour s'établir dans une zone proche de  $16+20j \Omega$ .

### 3.3.2. Evaluation de la filière PP15-30 (5V / 100mA)

Le nuage des courbes de  $CI_3$  mesurées à forts niveaux de puissance de sortie ainsi que la zone d'impédances caractérisée est donné sur la figure suivante :

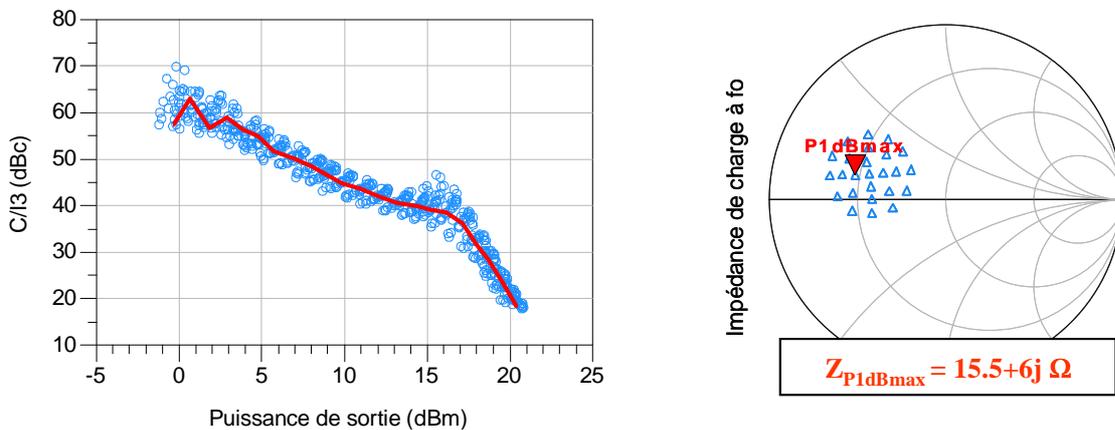


Figure. 82 -  $CI_3$  en fonction de  $Ps$  pour toutes les impédances de charge mesurées (PP15-30)

Dans le cas de PP15-30, des phénomènes de compensation peuvent apparaître sur une plage de puissance de sortie allant de 12 à 18 dBm. Une amélioration maximum de 6dB du  $CI_3$  par rapport à la pente théorique bas niveau de 2dB/dB peut être observée. On constate cependant que le maximum de puissance à 1dB de compression de gain et le maximum de  $CI_3$  ne sont pas obtenus pour la même impédance de sortie. Les niveaux de  $CI_3$  présentés sur la figure ci-dessous ont été tracés pour deux puissances de sortie constantes. Le premier abaque

correspondant à la puissance de sortie maximum à 1dB de compression ( $P_{1dBmax}$ ), tandis que le second correspond à un recul du  $P_{1dBmax}$  de 5dB.

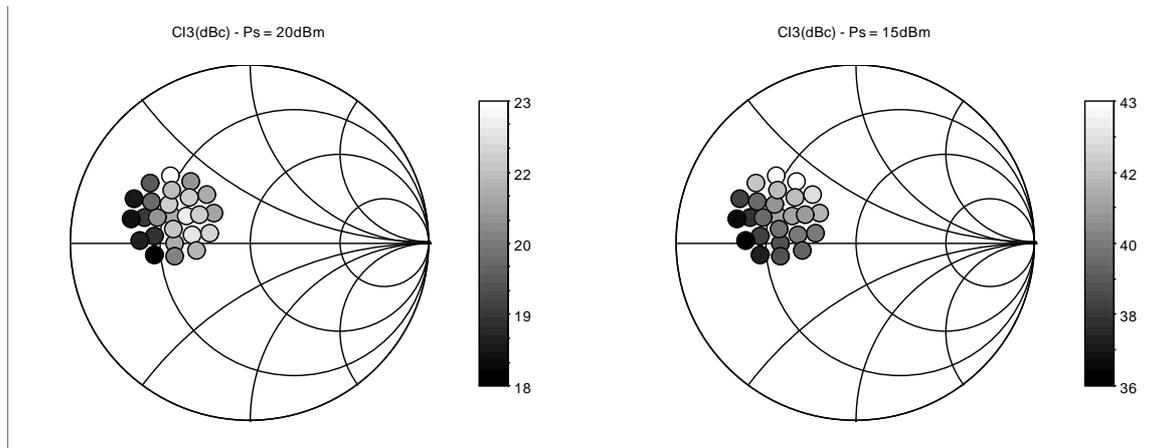


Figure. 83 -  $CI_3$  à  $Ps$  constante, filière PP15-30:  $P_{1dBmax}$  (gauche) / 5dB OBO (droite)

Pour une puissance de sortie à 5dB d'OBO par rapport au  $P_{1dBmax}$ , on se trouve au début de la zone de compensation. Les résultats montrent alors que les impédances pour lesquelles les phénomènes de compensation sont les plus forts correspondent à des impédances de charge tendant vers  $16+20j \Omega$ .

### 3.3.3. Evaluation de la filière PPH15 (4V / 125mA)

Le nuage des courbes de  $CI_3$  mesurées à forts niveaux de puissance de sortie est donné sur la figure suivante :

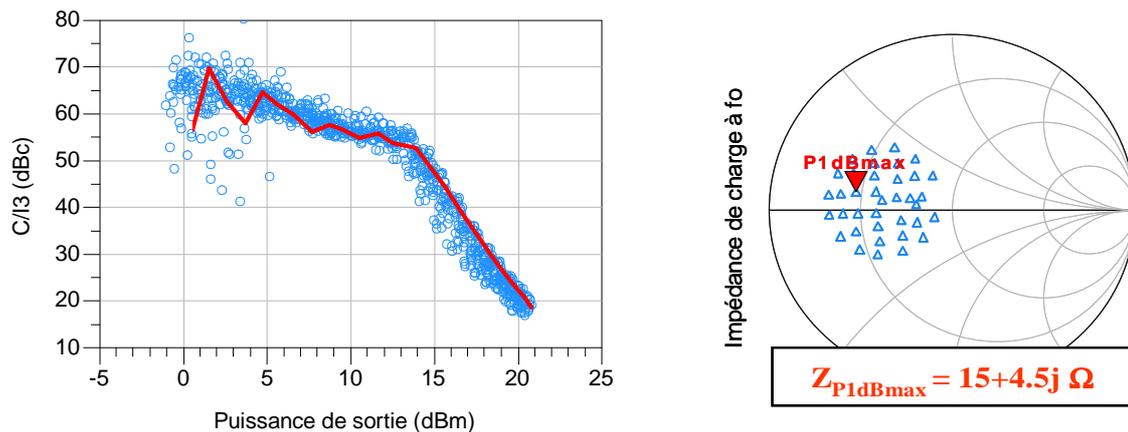


Figure. 84 -  $CI_3$  en fonction de  $Ps$  pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH15)

Dans le cas de PPH15, nous n'observons pas de phénomènes de compensation. Une nouvelle fois, sur cette technologie et pour nos conditions de test, l'impédance de charge pour laquelle la puissance à 1dB de compression de gain est la plus élevée et aussi celle qui présente quasiment les meilleurs niveaux de  $CI_3$  pour un OBO  $\leq 6$ dB. La figure ci-dessous

représente les niveaux de  $CI_3$  pour une puissance de sortie constante de respectivement 20dBm ( $P_{1dBmax}$ ) et 15dBm (5dB d'OBO /  $P_{1dBmax}$ ).

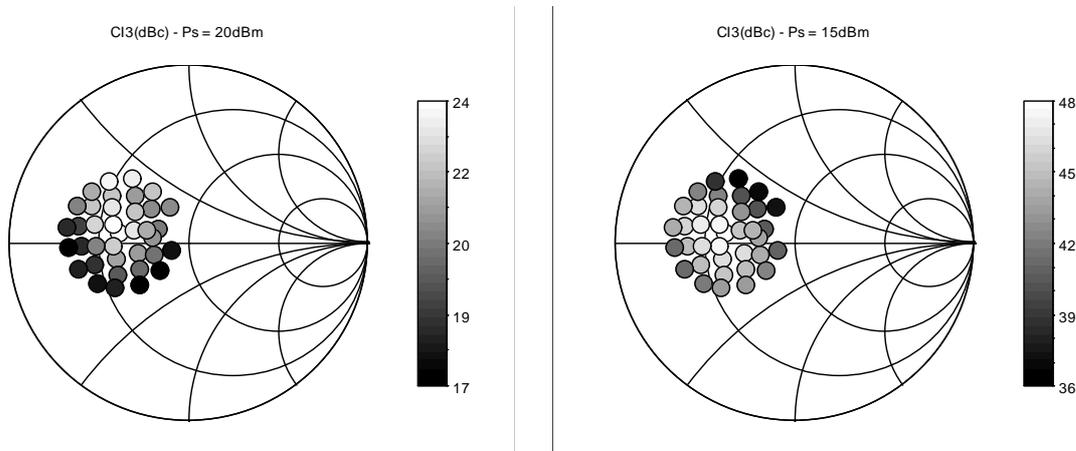


Figure. 85 -  $CI_3$  à  $Ps$  constante, filière PPH15 :  $P_{1dBmax}$  (gauche) / 5dB OBO (droite)

Lorsque l'analyse des caractéristiques de  $CI_3$  se fait à 5dB d'OBO par rapport au  $P_{1dBmax}$ , et compte tenu de la remarque précédente, on constate que l'impédance  $Z_{P_{1dBMAX}}$  permet toujours d'obtenir un niveau de  $CI_3$  maximal.

### 3.3.4. Evaluation de la filière PPH25 (5V / 100mA)

Le nuage des courbes de  $CI_3$  mesurées à forts niveaux de puissance de sortie est donné sur la figure suivante :

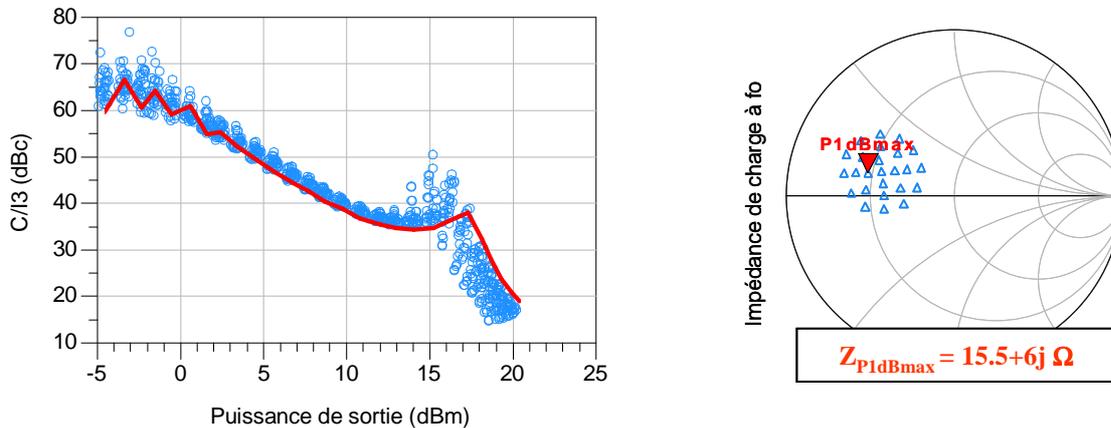


Figure. 86 -  $CI_3$  en fonction de  $Ps$  pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH25)

Des phénomènes de compensation apparaissent pour une plage de puissance de sortie allant de 12 à 18 dBm. Sur cette plage de puissance, il est possible d'obtenir des améliorations du  $CI_3$  de l'ordre de 7dB par rapport à la pente théorique bas niveau de 2dB/dB. L'impédance présentant le maximum de puissance au  $P_{1dB}$  correspond à l'impédance pour laquelle le  $CI_3$

est optimum ( $CI_3 = 19.5\text{dBc}$ ). Les tracés de  $CI_3$  à puissance de sortie constante ( $P_{1\text{dBmax}}$  puis pour un OBO de  $5\text{dB} / P_{1\text{dBmax}}$ ) sont donnés figure 87 :

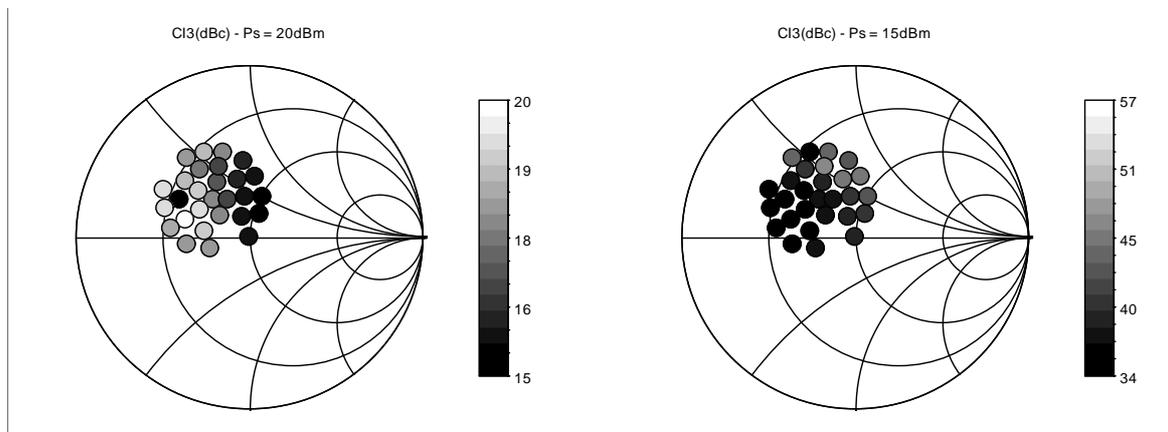


Figure. 87 -  $CI_3$  à  $Ps$  constante, filière PPH25 :  $P_{1\text{dBmax}}$  (gauche) /  $5\text{dB OBO}$  (droite)

Lorsque l'analyse des caractéristiques de  $CI_3$  se fait à  $5\text{dB}$  d'OBO par rapport au  $P_{1\text{dBmax}}$ , les tendances s'inversent complètement. L'impédance  $Z_{P_{1\text{dBmax}}}$  correspond au niveau de  $CI_3$  le plus faible toute la zone d'impédance caractérisée. Les phénomènes de compensation sont générés pour des impédances à partie réactive positive forte.

### 3.3.5. Evaluation de la filière PPH25-X (5V / 100mA)

Le nuage des courbes de  $CI_3$  mesurées à forts niveaux de puissance de sortie est donné sur la figure suivante :

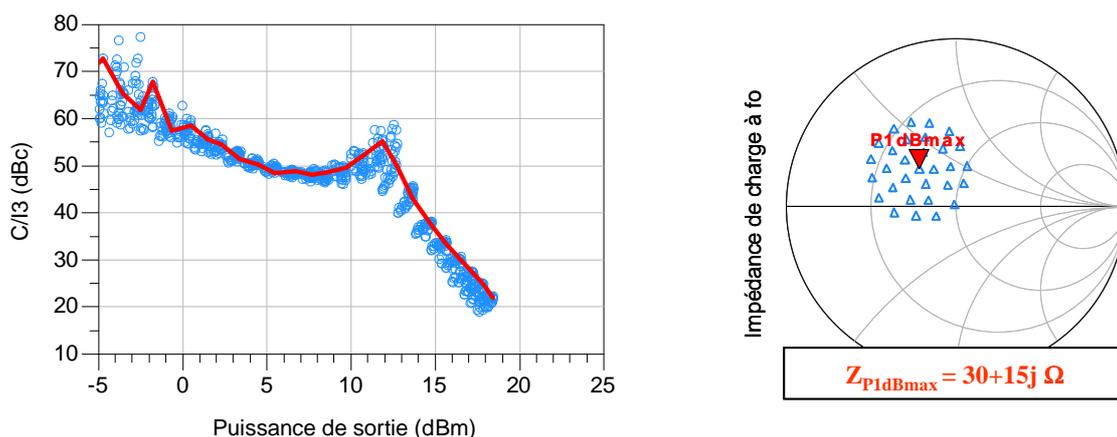


Figure. 88 -  $CI_3$  en fonction de  $Ps$  pour toutes les impédances de charge mesurées (PPH25-X)

Dans ce cas, les phénomènes de compensation apparaissent à partir d'une puissance de sortie de  $5\text{dBm}$  avec des maximums de  $CI_3$ . Sur cette plage de puissance, il est possible d'obtenir des améliorations de  $CI_3$  allant jusqu'à  $20\text{dB}$  ( $Ps = 13\text{dBm}$ ) par rapport à la pente théorique bas niveau de  $2\text{dB/dB}$ . Comme précédemment pour PPH25, le maximum de  $CI_3$

pour la filière PPH25-X est obtenu pour l'impédance correspondant au  $P_{1dBmax}$ . La figure ci-dessous représente les niveaux de  $CI_3$  pour une puissance de sortie constante de respectivement 20dBm ( $P_{1dBmax}$ ) et 15dBm (5dB d'OBO /  $P_{1dBmax}$ ).

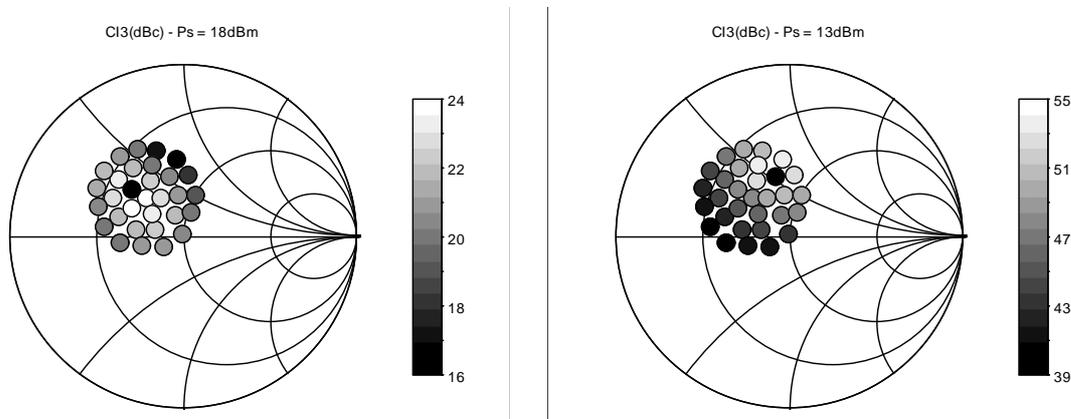


Figure. 89 -  $CI_3$  à  $Ps$  constante, filière PPH25-X :  $P_{1dBmax}$  (gauche) / 5dB OBO (droite)

Pour une puissance de sortie à 5dB d'OBO par rapport au  $P_{1dBmax}$ , les résultats montrent de l'impédance de charge  $Z_{P_{1dBmax}}$  reste proche de l'impédance présentant un  $CI_3$  maximal.

### 3.3.6. Synthèse des résultats

La figure 90 permet de synthétiser les performances en linéarité des différents transistors en prenant pour référence leur niveau de puissance de sortie maximum à 1dB de compression de puis en prenant 5 dB d'OBO par rapport à ce même  $P_{1dBmax}$ .

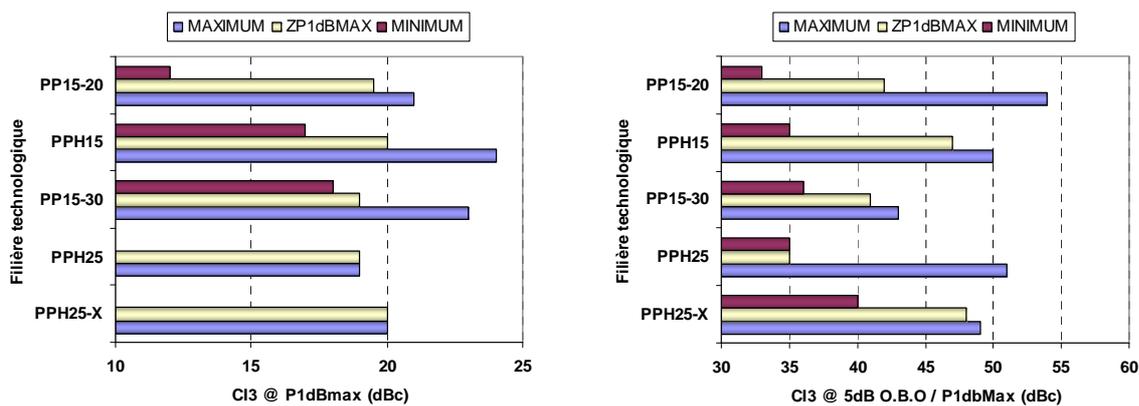


Figure. 90 - Synthèse des résultats de mesures à fort niveau de puissance

Afin d'évaluer au mieux l'intérêt de chaque filière en fonction du cahier des charges de différentes applications, notamment dans le cas de spécifications de  $CI_3$  pour une puissance de sortie donnée, une représentation des caractéristiques  $CI_3 = f(P_s)$  sur toute la plage de puissance mesurée, et pour les charges optimales  $Z_{P_{1dBmax}}$  de chaque composant, est judicieuse (cf. figure 91).

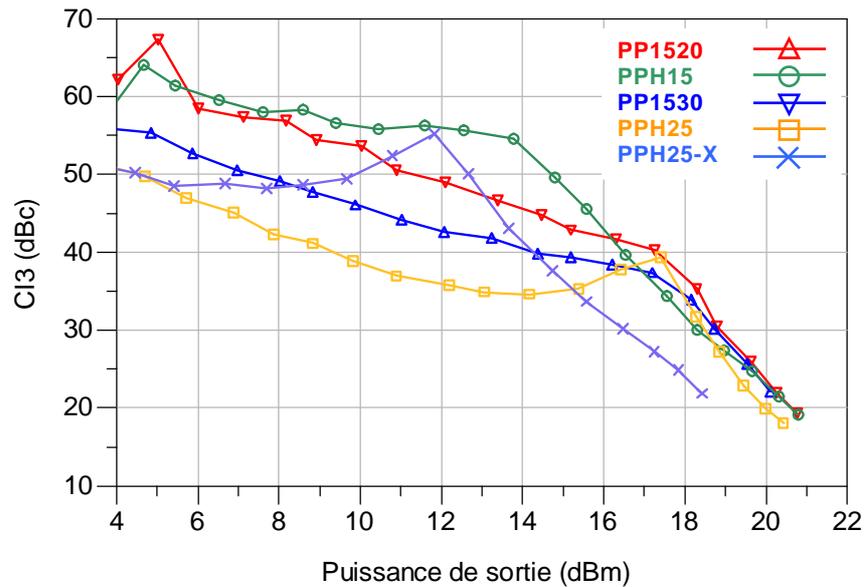


Figure. 91 -  $CI_3$  en fonction de  $P_s$  (1 raie): synthèse pour les 5 filières caractérisées

Il est alors possible de faire un choix technologique en fonction des contraintes de puissance de sortie pour un OBO donné dans le souci d'un compromis de  $CI_3 - P_s$  optimal.

Toutefois, ces conclusions sont à interpréter avec prudence. En effet, les phénomènes de compensation, à fort niveau de puissance, sont fortement dépendants des impédances de charges vues aux fréquences en bande de base en sortie du transistor. Les résultats peuvent aussi être différents en fonction de la fréquence différence  $\Delta f$  pour laquelle les mesures sont effectuées (effets mémoires).

## 4. Conclusion

L'évaluation des performances en linéarité de différentes filières technologiques (PPH15, PPH25, PPH25-X, PP15-20, PP15-30) a été réalisée à travers la mesure loadpull 2-tons de transistors de taille  $8 \times 75 \mu\text{m}$  pour une fréquence de 10.24GHz et une fréquence différence de  $\Delta f$  égale à 10MHz.

Le choix des points de polarisation de chacun de ces transistors a été déterminé pour une classe de fonctionnement AB « légère » et pour une densité de puissance consommée identique de 830 mW/mm imposée par la conception de circuit en version encapsulée.

Les résultats de mesure à bas niveau montrent que les filières PPH15, PP15-20 et PP15-30, ont des niveaux de  $CI_3$  proches et maximums autour de l'impédance de charge pour laquelle la puissance à 1dB de compression est maximum. Ces trois filières sont donc les plus

adaptées dans le cadre de la conception de circuit à forte linéarité et à faible niveau de puissance.

En revanche, les conclusions concernant les résultats de mesure à fort niveau de puissance ne peuvent pas être donnés de façon globale. En effet, à fort niveau de puissance ; des phénomènes de compensation d'IM<sub>3</sub> existent et sont différents suivant les filières technologiques caractérisées. Dès lors, le choix d'une filière technologique permettant des performances optimales en terme de linéarité doit être étudié au cas par cas dans le cadre d'applications fonctionnant à fort niveau de puissance de sortie et nécessitant un compromis puissance - rendement - linéarité optimum.

---

# Références bibliographiques

- [101] P.M.Cabral, N.B.Carvalho, J.C.Pedro, “*An Integrated View of Nonlinear Distortion Phenomena in Various Power Amplifier Technologies*”, 11<sup>th</sup> GAAS Symposium – Munich, 2003
- [102] A.Santarelli, R.P.Paganelli, A.Costantini, “*A Simplified Approach for Quasi-Linear Power Amplifier Distortion Evaluation*”, 11<sup>th</sup> GAAS Symposium – Munich, 2003
- [103] N.B.Carvalho, J.C.Pedro, “*two-tone IMD Asymmetry in Microwave Power Amplifiers*”, IEEE MTT-S Digest, 2000
- [104] N.B.Carvalho, J.C.Pedro, “*Large signal IMD Sweet Spots in Microwave Power Amplifiers*”, IEEE MTT-S Digest, 1999
- [105] N.B.Carvalho, J.C.Pedro, “*Large and Small Signal IMD Behavior of Microwave Power Amplifiers*”, IEEE MTT-S Digest, Vol.47, No.1, December 1999

---

# Conclusion générale

Aujourd'hui, les performances requises par les systèmes de télécommunications modernes en terme de linéarité sont de plus en plus cruciales. L'optimisation du compromis puissance – rendement – linéarité des amplificateurs de puissance (éléments clés de ces systèmes) est donc plus que jamais d'un intérêt majeur.

Malheureusement, les modèles non-linéaires de transistors actuels ne sont pas adaptés à la prédiction précise des niveaux d'intermodulation à faible niveau de puissance d'entrée et, plus particulièrement, de l'intermodulation d'ordre 3 ( $IM_3$ ). Cet état de fait peut alors conduire à des simulations d' $IM_3$  erronées, éloignées parfois de plus de 20dB des  $IM_3$  mesurées pour de faibles niveaux de puissance de sortie.

Par ailleurs, la majorité des modèles non-linéaires, dédiés spécifiquement à la simulation de l'intermodulation, s'appuient soit, sur une analyse spectrale de distorsions soit, sur une extraction de modèle pour différents points de polarisation statique et ce, aux basses fréquences micro-ondes. L'optimisation précise du compromis puissance - rendement - linéarité des amplificateurs de puissance fonctionnant aux micro-ondes et aux ondes millimétriques est donc difficilement envisageable avec des modèles extraits suivant cette méthodologie.

Nous avons donc développé une méthode de modélisation des transistors HEMT basée sur l'extraction fine des éléments non-linéaires différentiels intrinsèques du composant, à partir de mesures fines de paramètres  $S + I/V$  pulsées autour d'un point de polarisation donné. Cette méthode permet d'obtenir un modèle de transistor très précis pour la prédiction de l' $IM_3$ . Elle permet d'extraire des modèles valables pour de faibles niveaux de puissance, sur une plage de fréquence importante allant jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques. Nous avons appliqué avec succès cette méthode à différents transistors de différentes filières.

Par la suite, nous avons étendu cette méthode de modélisation à une plage de puissance de sortie plus importante allant du bas niveau jusqu'à 1dB de compression de gain. Par ailleurs, la rétro-simulation d'un amplificateur de puissance 7-16GHz, comprenant 3 étages, à l'aide de modèles de transistors extraits suivant la méthode proposée, montre une excellente corrélation avec les résultats de mesures obtenus.

Suite à ces validations, nous avons entrepris d'analyser les mécanismes de génération de l' $IM_3$  en étudiant l'apport de chaque non-linéarité prise en compte dans le modèle de

transistor. L'étude a porté sur les influences des interactions entre éléments non linéaires puis sur l'influence des ordres des non-linéarités de chacune des non-linéarités. Les résultats ont montré que les phénomènes d'interaction des éléments non-linéaires intrinsèques entre eux sont fonction de l'impédance de charge pour laquelle l'analyse est effectuée, comme un raisonnement simple permettait de le prévoir. Nous avons aussi montré que les impédances présentées aux fréquences en bande de base et autour de la fréquence à l'harmonique 2 n'ont pas un impact significatif sur les niveaux d' $IM_3$  à faible niveau de puissance.

La dernière partie du manuscrit concerne l'évaluation des performances en linéarité de 5 filières technologiques pHEMT AsGa issues de deux fonderies différentes. Elles ont été évaluées à partir de mesures load-pull 2tons pour une fréquence centrale de 10.24GHz et une fréquence différence de 10MHz. En raison de contraintes thermiques liées à la conception de circuits en version « encapsulée », les points de polarisation choisis pour chacun des transistors correspondent à une densité de puissance maximum dissipée de 830mW/mm. Les technologies PP15-20, PP15-30 et PPH15 ont alors été retenues comme étant les technologies les plus linéaires et conseillées pour la conception de circuits fortement linéaires à faible niveau de puissance. En régime fort signal, nous avons remarqué que les allures des phénomènes de compensation de non-linéarités « sweet spot » sont spécifiques à chaque filière. Les données extraites servent désormais de base pour le choix d'une filière appropriée en fonction de l'OBO (Output Back Off) retenu, pour chaque application à forte linéarité envisagée en bande Ku, dans cette plage de puissance.

En conclusion, la méthode de modélisation que nous avons développée est, à notre connaissance, la seule méthode connue permettant une aussi grande précision dans la prédiction de l' $IM_3$  à faible niveau de puissance et pour des fréquences de travail pouvant aller jusqu'aux longueurs d'ondes millimétriques (~40GHz).

Les modèles de transistors non-linéaires, développés à partir de notre méthode, permettent désormais une simulation prédictive des phénomènes d' $IM_3$  dans les amplificateurs de puissance. Ces modèles permettent donc d'optimiser de façon précise le compromis puissance – rendement – linéarité et sont donc recommandés dans le cadre de la conception d'amplificateurs de puissance optimisés sous contrainte de linéarité.

Par extension de cette méthode, la modélisation des transistors pour des puissances de sortie au-delà du  $P_{1dB}$  est en cours de développement. Ceci permettra à la fois l'optimisation du compromis puissance – rendement – linéarité pour des applications fonctionnant à faibles

OBO, mais également la comparaison et l'évaluation complète de filières technologiques sans avoir recours à des mesures lourdes et complexes comme le sont les mesures load-pull 2-tons.

La principale limitation de cette technique de modélisation réside dans la difficulté de créer des fonctions capables d'ajuster correctement les éléments non-linéaires pour de très grandes excursions des tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  autour du point de polarisation. Actuellement, de nouveaux modèles paramétrables sont en cours de développement à UMS pour les filières PPH15, PP15-30, PPH25 et PPH25X.





---

# Résumé

Aujourd'hui, la conception d'amplificateur de puissance intégrés hautes fréquences à forte linéarité, fonctionnant avec un fort recul de puissance par rapport à la puissance de saturation, est devenue un enjeu majeur pour les applications de télécommunications modernes. Malheureusement, aux hautes fréquences et pour de faibles puissances de sortie, la plupart des modèles de transistor HEMT actuels engendrent des simulations erronées. d'intermodulation car leurs non-linéarités sont issues, soit de mesures non pulsées de paramètres S en un point de polarisation DC donné, soit de mesures RF basses fréquences. Dans ce manuscrit, nous proposons une méthode de modélisation de transistor HEMT basée sur des mesures I/V pulsées et de paramètres S pulsées permettant la prédiction précise de l' $IM_3$  aux hautes fréquences et pour de faibles puissances de sortie.

Une étude approfondie de la génération de l' $IM_3$  aura aussi permis de mettre en avant les phénomènes d'interactions complexes existants entre les différents éléments non-linéaires intrinsèques d'un transistor de type HEMT et notamment le rôle prépondérant de la capacité  $C_{gd}$  sur les mécanismes de génération de l' $IM_3$ .

Finalement, une étude comparative détaillée de 6 filières de transistors pHEMT AsGa, issues de 3 fonderies différentes, basée sur des mesures load-pull 2 tons à 10GHz aura permis de sélectionner de deux filières de transistors (PPH15 et PP15-20) pour la réalisation d'applications de télécommunications fortement linéaires en bande Ku.

---

# Abstract

Today, confident design of highly linear high-frequency MMICs is of primary concern in modern telecommunication systems. Unfortunately, at high frequencies and low output power, accurate prediction of intermodulation distortions fails with most of the available HEMT models due to nonlinearity extractions based on CW S-parameter measurements at DC bias points or low RF frequency measurements. In this manuscript, we propose a suitable HEMT model, extracted from pulsed I/V and pulsed S-parameter measurements over a wide frequency range, which allows accurate intermodulation distortions prediction at both high frequencies range and for low output power.

Careful  $IM_3$  generation analysis has been undertaken. Complex interaction phenomenon involving each transistor's intrinsic non-linear elements have been demonstrated and the role of the capacitance  $C_{gd}$  have been shown to be of primary concern.

Finally, a comparison study of 6 different pHEMT GaAs foundry process based on 10GHz 2-tons load pull measurements is presented. This study have point out 2 foundry process (PPH15 and PP15-20) suitable for highly linear high frequency MMIC design.