

THESE

Présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

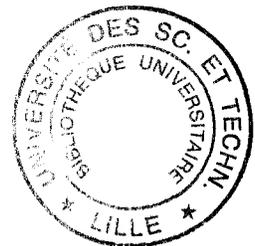
Pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Pascal DELEMOTTE



**REALISATION EXPERIMENTALE D'UN BANC
D'INTERMODULATION « NOISE POWER RATIO » : APPLICATION A
L'ANALYSE DE HEMTs ET DE MMICs DE PUISSANCE EN BANDE Ka**

Soutenue devant la commission d'examen le 08 Mars 2002

Membres du jury :

**MM. A. CAPPY
Y. CROSNIER
C. GAQUIERE
J.M. NEBUS
J.L. GAUTIER
S. TRANCHANT
G. DAMBRINE
E. ROGEAUX**

*Président
Directeur de thèse
Codirecteur de thèse
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur*

Remerciements

*Ce travail a été effectué à l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), au sein du Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (IEMN), dirigé par Monsieur le Professeur **A. CAPPY**.*

*Je tiens à remercier Monsieur le Professeur **A. CAPPY**, de me faire l'honneur de présider la commission d'examen.*

*La direction de ce travail a été assurée par Monsieur le Professeur **Y. CROSNIER** et Monsieur **C. GAQUIERE** à qui j'exprime mes vifs remerciements. Leurs compétences scientifiques et pédagogiques ainsi que leur disponibilité m'ont permis de mener à bien ce travail.*

*Monsieur **J.L. GAUTIER**, Professeur à l'E.N.S.E.A. de Cergy et Monsieur **J.M. NEBUS**, Professeur à l'Université de Limoges (I.R.C.O.M.), me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je leur exprime toute ma reconnaissance.*

*Mes remerciements s'adressent également à Monsieur **G. DAMBRINE**, Professeur à l'Université de Lille, Madame **S. TRANCHANT**, Ingénieur Conception-Lignes de Produits Hyperfréquences à « United Monolithic Semiconductors », U.M.S. et Monsieur **E. ROGEAUX**, Ingénieur à Alcatel Space Industries, qui me font le plaisir d'être examinateurs de ce travail.*

*Je remercie également la société UMS, pour son aide matérielle tout au long de la mise en œuvre de la partie expérimentale, et en particulier Monsieur **D. PONS** et Madame **S. TRANCHANT**.*

*J'exprime ma gratitude à Messieurs les Professeurs **J.P. STEEN**, **L. RACZY** et **A. CAPPY** pour la sympathie qu'ils m'ont toujours témoignée depuis mon recrutement au sein du Service Electronique de l'UFR d'IEEA de l'USTL, en charge technique du Pôle Lillois de Formation en Micro-électronique (PLFM). Leurs encouragements tout au long de mes travaux m'honorent.*

*Je tiens à remercier chaleureusement mes collègues de l'antenne formation du DHS, et en particulier **Michel** pour sa sympathie et sa grande disponibilité et **Andrée** pour son sourire et ses encouragements.*

La partie expérimentale de ce travail a fait appel, de nombreuses fois, aux compétences du personnel du DHS. Je tiens à leur exprimer toute ma gratitude et en particulier à :

*Messieurs **P. MICHON** et **J.C. ANDRIES** de l'atelier de mécanique pour leur compétence qui ont permis de mener à bien la réalisation mécanique de ce travail.*

***V.D.** et **Christophe** du service de Micro-électronique pour leur patience et les discussions enrichissantes qui ont permis de faire aboutir ce travail.*

***Babette, Sylvie** et **Damien** de la Centrale de Caractérisation, que je remercie pour leur patience lors de mes campagnes de mesures.*

***M. MIENS** et **A. CALLEWAERT** du service de DAO.*

*Monsieur **J.P. SOZANSKI** pour son aide logistique à l'élaboration de ce rapport.*

*Madame **J. LOUCHARD** du service de reprographie.*

Je ne saurais clore ce travail sans exprimer à mon épouse, à mes enfants et à toute ma famille ma reconnaissance pour leur patience et leur soutien moral durant ce travail.

Je remercie également très chaleureusement tous mes amis extérieurs au laboratoire.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

CHAPITRE I : LES NON LINEARITES DES DISPOSITIFS ACTIFS RADIOFREQUENCES

<u>I.1 : Amplificateurs à tube à ondes progressives et à état solide :</u>	5
<i>I.1.1. Non linéarités des A.T.O.P :</i>	5
<i>I.1.2. Non linéarités des transistors :</i>	8
I.1.2.1. Approche statique :	9
I.1.2.2. Approche dynamique :	11
<u>I.2 : Critères de distorsion et d'intermodulation :</u>	15
<i>I.2.1. Conversion AM/AM – AM/PM :</i>	15
<i>I.2.2. C / I biton :</i>	17
<i>I.2.3. ACPR et NPR multiton :</i>	19
<i>I.2.4. Incidence des effets mémoires :</i>	22
<u>I.3 : Méthodes de correction de linéarité :</u>	23
<i>I.3.1. La contre-réaction :</i>	24
<i>I.3.2. Compensation « Feedforward »:</i>	25
<i>I.3.3. Linéarisation par prédistorsion:</i>	27
<u>I.4 : Exemples typiques de performances en C/I₃, NPR et ACPR :</u>	29
<u>I.5 : Conclusion :</u>	34

CHAPITRE II : CHOIX D'UN OUTIL DE MODELISATION DU TEST NPR

<u>II.1 : Exposé des besoins :</u>	35
<u>II.2 : Les séries de Volterra :</u>	38
<i>II.2.1. Les séries de Volterra classiques:</i>	38
II.2.1.1 Forme temporelle des séries de Volterra classiques :	38
II.2.1.2 Forme fréquentielle des séries de Volterra classiques :	39
II.2.1.3 Extraction des paramètres de modélisation:.....	40
II.2.1.4 Méthode dite des courants non linéaires: Stephen MAAS :.....	41
<i>II.2.2. Séries de Volterra à noyaux dynamiques :</i>	43
II.2.1.1 Forme temporelle des séries de Volterra à noyaux dynamiques :	43
II.2.1.2 Forme fréquentielle des séries de Volterra à noyaux dynamiques:	44
<u>II.3 : Modélisations utilisant le gain complexe</u>	46

II.3.1. Formulation de base du gain complexe :	47
II.3.1.1 Cas d'une excitation monoton :	47
II.3.1.2 Cas d'une excitation biton :	47
II.3.1.3 Approximation du gain complexe :	48
II.3.1.4 Domaine de validité :	48
II.3.2. Formulation par un modèle quadratique I/Q :	49
II.3.2.1 Modèle quadratique :	49
II.3.2.2 Fonctions d'interpolations de $G_i[V(t)]$ et de $G_q[V(t)]$:	52
II.3.2.3 Domaine de validité du Modèle quadratique I/Q :	53
II.3.3. Nouvelle formulation du modèle quadratique I/Q :	55
II.3.4. OMNISYS : Logiciel système :	56
II.3.4.1 Introduction et but :	56
II.3.4.2 Mode d'utilisation du logiciel :	57
II.3.4.3 Modélisation des signaux multiporteuse dans OMNISYS :	58
II.3.4.4 Fonction de transfert IN/OUT et représentation sous OMNISYS:	60
II.3.4.5 Conclusions et limitations d'OMNISYS pour ce type de simulation:	63
<u>II.4 : Conclusion :</u>	64

CHAPITRE III : LE SYSTEME DE MESURE NPR EN BANDE DE BASE

<u>III.1 : Problématique de la mesure de NPR et systèmes existants :</u>	67
III.1.1. Traitement du NPR directement en bande Ka:	67
III.1.2. Traitement du NPR en bande de base et transposition en bande Ka: 68	
III.1.2.1 Etat des lieux des systèmes existants à ce jour:	69
III.1.2.2 Exemple du dispositif de Hewlett-Packard:	70
III.1.2.3 Méthode que nous avons retenue:	72
<u>III.2 : Traitement en bande de base :</u>	73
III.2.1. Approche préliminaire de la chaîne de mesure en bande de base:... 74	
III.2.2. Architecture finale de la chaîne de mesure NPR en bande de base:... 77	
III.2.2.1 Réalisation du stimulus NPR:	77
III.2.2.1.1 Génération du signal multiporteuses:	78
III.2.2.1.2 Pré-amplification du signal multiporteuses:	79
III.2.2.1.3 Les filtrages passe-bas 500MHz:	81
III.2.2.1.4 Le filtrage passe bande, centré sur 410MHz :	83
III.2.2.1.5 Le filtrage coupe bande, centré sur 410MHz:	85
III.2.2.2 Grandeurs relevées et étalonnage du banc:	88
III.2.2.2.1 Les grandeurs relevées:	88

III.2.2.2.2 Etalonnage du banc:.....	89
III.2.2.2.3 Précautions d'utilisation du banc:	91
III.2.3. Exemples de mesures de NPR en bande de base à 410MHz:	93
III.2.3.1 Mesures en banc de puissance monoton à 410MHz:	93
III.2.3.1.1 Synoptique du banc:	93
III.2.3.1.2 Relevés expérimentaux en monoton à 410MHz :	94
III.2.3.2 Mesures de l'intermodulation deux tons centré sur 410MHz :.....	95
III.2.3.2.1 Synoptique du banc:	95
III.2.3.2.2 Relevés expérimentaux :	97
III.2.3.2.3 Discussion sur les mesures :	99
III.2.3.3 Mesures du « Noise Power Ratio » à 410MHz:	103
III.2.3.3.1 Synoptique du banc:	103
III.2.3.3.2 Relevés expérimentaux sur les MAR :.....	105
III.2.3.3.3 Discussion sur les mesures:.....	108
III.2.3.3.3.1 Comparaison entre le NPR et le C/I3 :.....	108
III.2.3.3.3.2 Contraintes pratiques et limitations de cette mesure de NPR: 110	
III.2.3.3.3.3 Quelques voies de réflexion:.....	111
III.2.4. Validation du banc NPR par la simulation:	113
III.2.4.1 Rappel de la problématique:	113
III.2.4.2 Extraction des paramètres de conversion AM/AM et AM/PM:.....	113
III.2.4.2.1 Mesure sur l'analyseur HP8720B:.....	114
III.2.4.2.2 Mesure sur l'analyseur HP8753D:	115
III.2.4.2.3 Mesures comparatives sur les deux analyseurs :	115
III.2.4.3 Rappels sur la modélisation des non linéarités sous OMNISYS:	119
III.2.4.4 Mise en œuvre de la simulation:.....	120
III.2.4.4.1 La source de bruit « RF_COMB »:	120
III.2.4.4.2 Le filtre passe bande et le filtre coupe bande:.....	122
III.2.4.4.3 La modélisation de l'amplificateur non linéaire:.....	123
III.2.4.4.4 La simulation par « Signal FFT »:.....	123
III.2.4.4.5 Dispositif de mesure de puissance et de spectre:	124
III.2.4.4.6 Synoptique général de la simulation biton et NPR:.....	124
III.2.4.5 Comparaison des résultats mesurés et simulés:	127
III.2.4.5.1 Résultats de NPR à 947,5MHz:.....	128
III.2.4.5.2 Présentation des résultats biton et NPR à 410MHz:	129
III.2.4.6 Discussion sur l'influence de la distorsion de phase AM/PM:	131
III.2.4.7 Discussion sur l'influence du gabarit de stimulus :	132
III.2.4.7.1 Influence du filtrage coupe bande:	132
III.2.4.7.2 Influence du filtrage passe bande:	134

III.2.4.8 Discussion sur l'influence éventuelle d'effets mémoires:	135
<u>III.3 : Conclusion :</u>	136

CHAPITRE IV : LE SYSTEME DE MESURE NPR EN BANDE Ka

<u>IV.1 : Historique des travaux en bande Ka, au sein du laboratoire :</u>	137
<u>IV.2 : Mise en œuvre du banc de NPR à 26GHz :</u>	138
<i>IV.2.1. La philosophie du banc :</i>	<i>138</i>
<i>IV.2.2. Architecture des chaînes de mesure NPR à 26GHz:</i>	<i>139</i>
IV.2.2.1 Le stimulus en bande de base, centré sur 410MHz:	142
IV.2.2.2 La transposition de fréquence:	143
IV.2.2.3 Le filtre passe bande, centré sur 26GHz :	150
IV.2.2.4 La préamplification à 26GHz :	153
<i>IV.2.2.4.1 Amplification par un ATOP :</i>	<i>153</i>
<i>IV.2.2.4.2 Amplification par des SSPA :</i>	<i>156</i>
IV.2.2.4.2.1- Cellule de montage des MMIC :	157
IV.2.2.4.2.2- Etalonnage des cellules de test :	159
IV.2.2.4.2.3- Caractéristiques petit signal des MMIC:	160
IV.2.2.4.2.4- Mise en œuvre de la cascade de MMIC:	161
IV.2.2.5 Le circuit de charge:	164
<i>IV.2.2.5.1 Caractérisation des circuits MMIC:</i>	<i>164</i>
<i>IV.2.2.5.2 Caractérisation des composants sous pointes:</i>	<i>164</i>
<i>IV.2.3. Grandeurs relevées et étalonnage du banc:</i>	<i>166</i>
IV.2.3.1 Les grandeurs relevées:	166
IV.2.3.2 Etalonnage du banc:	168
<i>IV.2.4. Perspectives d'évolution du banc en vue d'études à d'autres fréquences de travail :</i>	<i>169</i>
<u>IV.3 : Conclusion :</u>	170

CHAPITRE V : APPLICATION DU BANC NPR AUX MMICs ET PHEMTs DISCRETS

<u>V.1 : Objectifs et contexte de ces mesures:</u>	171
<u>V.2 : Les mesures réalisées:</u>	172
<i>V.2.1. Relevés expérimentaux sur des MMIC d'UMS, montés en cellule K: ...</i>	<i>172</i>
V.2.1.1 Description des bancs de mesure des MMIC :	173
V.2.1.2 Descriptions et caractéristiques constructeur des MMIC :	175

V.2.1.3 Réponses en puissance, pour une excitation monoton, biton et NPR:	176
V.2.1.4 Mesures comparatives des intermodulations C/I_3 biton et NPR:	183
V.2.1.5 Discussion sur le paramétrage du banc de mesure biton:	190
V.2.1.6 Conclusions sur les mesures de MMIC:	192
<i>V.2.2. Relevés expérimentaux sur un PHEMT d'UMS:</i>	192
V.2.2.1 Description des bancs de mesure des PHEMTs :	193
V.2.2.2 Descriptions et caractéristiques constructeur du PHEMT-PPH25 : ...	196
V.2.2.3 Réponses en puissance, pour une excitation monoton, biton et NPR du PPH25:	196
V.2.2.4 Mesures comparatives des intermodulations C/I_3 biton et NPR du PPH25:	197
V.2.2.5 Optimisation du NPR du PPH25 avec l'impédance de charge:	200
V.2.2.6 Optimisation du NPR du PPH25 en fonction du niveau de puissance injectée:	203
V.2.2.7 Optimisation du NPR du PPH25 en fonction de la polarisation V_{DS} :	207
V.2.2.8 Puissance de sortie maximale et NPR associé en fonction de V_{DS} :	210
V.2.2.9 Discussion sur les mesures du PPH25:	212
<i>V.2.3. Approche d'une simulation du C/I_3 biton et du NPR avec le logiciel OMNISYS:</i>	213
<u>V.3 : Conclusion:</u>	216
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	217
BIBLIOGRAPHIE	223
ANNEXES	
A.1 : Les modes opératoires FFT et Discrete Time du logiciel OMNISYS:.....	235
A.2 : Le bruit :Quelques définitions et ses applications:.....	247
A.3 : Simulation de la distorsion d'intermodulation en présence d'effets mémoires:.....	255
A.4 : Caractéristiques du constructeur des MMIC d'UMS : CHA3093, CHA2098a, CHA5093 et CHA5295:.....	269

INTRODUCTION GENERALE

L'amplification de puissance de l'émetteur est une des pièces essentielles de tous systèmes micro-ondes et plus encore depuis une dizaine d'années avec l'explosion des applications civiles dans le domaine des hyperfréquences comme les radiocommunications sans fil, les télécommunications par satellite, les radars anti-collision et l'auto-péage pour l'automobile ou la distribution locale multicanal (LMDS). Ces applications, très souvent multicanal et à large spectre de modulation, connaissent une forte croissance accompagnée d'importants enjeux économiques. Elles nécessitent des amplificateurs de puissance de plus en plus performants en terme de puissance et/ou de rendement et/ou de linéarité et ce, à des fréquences toujours plus élevées pour pallier à l'encombrement du spectre fréquentiel. Le développement récent de ces applications dites grand public ouvre un champ très vaste aux circuits hyperfréquences.

Il y a une vingtaine d'années, cette fonction amplificatrice de puissance était essentiellement réalisée par des Amplificateurs à Tubes à Ondes Progressives (ATOP). Ceux-ci permettent d'amplifier des signaux jusqu'aux fréquences millimétriques avec des puissances élevées, pouvant encore atteindre quelques dizaines de watt en bande Ka, de forts gains, de hauts rendements et de larges bandes passantes. En contre partie, ils présentent un fonctionnement non linéaire particulièrement pénalisant pour les applications actuelles.

Aujourd'hui l'amélioration des techniques de réalisation des circuits à transistors en technologie hybride ou en technologie monolithique (MMIC) permet de remplacer progressivement les ATOP. En effet, la progression croissante des performances des transistors, soit bipolaires soit à effet de champ (TEC), utilisés dans ces circuits, en terme de puissance, de fréquence d'utilisation et de linéarité, confèrent de nombreux avantages. Les circuits ainsi réalisés offrent un gain de place, de poids, de fiabilité, de coût et surtout une linéarité supérieure par rapport aux ATOP.

C'est pour répondre à cette nécessité d'amélioration de performances que notre laboratoire, depuis de nombreuses années, apporte sa contribution par le biais de collaborations industrielles et de contrats nationaux ou européens, dans des études d'expertises portant sur le plan technologique et sur le plan de la caractérisation en puissance et en linéarité. Ces deux aspects constituent une voie de passage indispensable pour les concepteurs développant soit les filières technologies de composants, soit les circuits fonctionnels eux-mêmes.

La mise en œuvre de nouveaux systèmes de caractérisation permettant d'effectuer des analyses comportementales des composants ou circuits étudiés au laboratoire, avant un retour sur technologie (épitaxies, topologies, longueurs de grille, développement, etc...), est donc une préoccupation permanente. Pour répondre à ce besoin, l'équipe « puissance » a développé, dans la bande de fréquences 26-40GHz deux principaux systèmes de caractérisation : un banc à charge active pour le test de circuits en cellule [1] ou sous pointes [2] et, récemment, un banc de caractérisation d'intermodulation biton [3] pour le test en cellule ou sous pointes également.

Or la grande majorité des nouvelles applications susmentionnées transmettent des signaux multiporteuse avec modulations numériques. La recherche de la meilleure qualité de transmission, l'utilisation de signaux à bande délimitée et les transmissions à accès multiples (OFDM : « Orthogonal frequency division multiplexing », DMT : « digital multitone », FDMA : « frequency-division multiple access », CDMA : « code-division multiple access », etc...) imposent l'utilisation d'amplificateurs hautement linéaires.

Les concepteurs de circuits et systèmes doivent donc connaître les distorsions d'intermodulation (IMD) produites par les amplificateurs à cause des non linéarités des composants actifs. Pour les signaux à modulation complexe usuels, la caractérisation classique d'IMD biton ne suffit plus. Il a donc été nécessaire d'envisager d'utiliser de nouveaux facteurs de mérite, tel que l' « Adjacent Channel Power Ratio » (ACPR), le « Noise Power Ratio » (NPR), l' « Error Vector Magnitude » (EVM) et le « Bit Error Rate » (BER) pour permettre d'analyser ces distorsions et leurs répercussions en environnement multiporteuse.

Dans ce contexte d'aide à la conception des dispositifs de télécommunication et de caractérisation des amplificateurs de puissance en présence de signaux réels, avec ou sans modulation, nous avons entrepris la mise en œuvre d'un système de caractérisation multiporteuse par la technique du NPR. Conceptuellement, la mesure du NPR nécessite d'appliquer à l'entrée du dispositif un bruit blanc gaussien aléatoire de densité de puissance uniforme, limité en bande et dont une partie centrale est ôtée par un filtre coupe-bande. Le NPR se définit par le rapport entre la densité de puissance d'intermodulation tombant dans le trou, correspondant au filtre coupe-bande et la densité de puissance hors du trou en fonction de la puissance d'entrée.

Contrairement aux systèmes commerciaux existants qui utilisent une méthode numérique de synthèse par porteuses discrètes [4][5][6], notre banc analogique de caractérisation NPR est bâti sur une architecture relativement simple et, est capable de caractériser des composants sous pointes et des circuits en boîtier, en couvrant le spectre de fréquences jusqu'en bande Ka (1-40GHz) avec une dynamique supérieure à 40dBc. L'élaboration de ce banc passe par la mise en œuvre d'un stimulus NPR en bande de base autour de 410MHz, et un dispositif de transposition autour d'une fréquence quelconque dans la bande (1-40GHz).

L'ensemble de cette réalisation fait l'objet du présent mémoire qui s'articule suivant cinq chapitres.

Dans le premier chapitre, nous rappelons les principales origines physiques des non linéarités de fonctionnement des deux familles d'amplificateurs, que sont les ATOP et les amplificateurs état solide à base de transistors. Ensuite nous définissons les moyens actuels de caractérisation de la linéarité des composants et amplificateurs de puissance : d'abord en excitation monoton, puis en excitation biton et enfin en excitation multiton. Ensuite nous posons le problème de l'incidence d'effets mémoires sur ces caractérisations et la possibilité technique d'améliorer, par méthodes de correction, la linéarité. Nous terminons ce chapitre par un état des lieux des performances typiques en puissance et linéarité des différentes filières technologiques de transistors de puissance et d'ATOP.

Le deuxième chapitre est consacré aux outils de modélisation et de simulation qui permettent de traiter les non linéarités dans notre contexte de mesure NPR et qui nous ont aidés dans la réalisation de notre banc. Nous commençons par introduire les objectifs, les besoins et les limites de ces outils de modélisation. La présentation est focalisée sur deux outils particulièrement typiques. Le premier est d'un potentiel théorique élevé. Il s'agit de la modélisation par séries de Volterra, qui constitue une méthode très générale permettant la prise en compte des non linéarités en environnement multiporteuse et en présence d'effets mémoires. Le deuxième est de type empirique. C'est la modélisation par le concept du gain complexe étendue au modèle quadratique I/Q, basée sur l'extraction monoton des conversions AM-AM et AM-PM et qui permet la prise en compte éventuelle d'effets mémoires en ayant recours à une formulation modifiée. Une application sur le logiciel OMNISYS du modèle quadratique I/Q est présentée à la fin du chapitre.

Dans le troisième chapitre, nous présentons la mise en œuvre du système de mesure NPR en bande de base à 410MHz. Il commence par la justification de notre choix de réaliser

ce stimulus NPR en bande de base. Nous décrivons ensuite les éléments qui constituent le système en bande de base, en expliquant et justifiant leurs caractéristiques respectives, puis en démontrant leur fonctionnalité par des premières mesures sur des amplificateurs du commerce. Ensuite nous présentons une étude comparative de validation de notre banc à partir du logiciel OMNISYS utilisant les conversions monoton AM-AM et AM-PM comme grandeurs d'entrée. Des discussions relatives aux profils de stimulus NPR et à la présence éventuelle d'effets mémoires terminent ce chapitre.

Le quatrième chapitre a pour objet la mise au point du système de mesure de NPR en bande Ka, et en particulier à 26GHz. Tout d'abord, nous présentons sommairement les différentes études en bande Ka mises en œuvre au laboratoire. Ensuite nous décrivons les éléments qui constituent le système transposé, en justifiant leur choix en fonction des critères de performances du stimulus en bande de base. Enfin nous étudions les procédures d'étalonnage en puissance qui sont utilisées pour une mesure en cellule ou sous pointes, pour des analyses monoton, biton et NPR.

Dans le cinquième chapitre nous présentons les premiers résultats à 26GHz de mesures NPR de trois circuits monolithiques (MMIC) montés en cellule et de mesures sous pointes d'un composant PHEMT discret constitutif de ces MMIC. Ces mesures sont analysées en fonction du point de polarisation et de l'impédance de charge présentée au transistor. Des analyses en monoton et biton complètent l'étude. Ces études ont pour premier objectif d'apporter des explications sur les comportements en linéarité de ces dispositifs, très utiles pour les concepteurs de ces composants et circuits. Notre motivation principale, en développant ce banc, est de tenter de voir, tout d'abord les corrélations ou différences entre les résultats de NPR et les résultats obtenus sous une excitation biton, et ensuite d'observer comment se modifie le comportement en linéarité lorsque l'on passe du PHEMT discret au MMIC complet.

Nous concluons ce rapport par les perspectives de développement ultérieur de notre système de mesure pour élargir ses potentialités d'étude.

CHAPITRE I

LES NON LINEARITES DES DISPOSITIFS ACTIFS RADIOFREQUENCES

Ce chapitre a pour objectif de dresser succinctement un « état des lieux » concernant la question des non linéarités dans les dispositifs Radiofréquences amplificateurs, qu'ils soient sous forme de composant discret ou de circuit complet.

Il commence par un rappel concernant les tubes à ondes progressives et leurs concurrents, les transistors, montrant sur un plan physique les points clés auxquels on attribue l'origine de leurs non linéarités de fonctionnement.

Il se poursuit par un autre rappel portant cette fois sur les critères de caractérisation usuellement utilisés pour évaluer la linéarité des composants et amplificateurs, c'est-à-dire : conversion AM/AM et AM/PM en excitation monoton, rapport d'intermodulation du 3^{ème} ordre C/I_3 en excitation biton et rapport de bruit d'intermodulation NPR et ACPR en excitation multiton.

Il aborde ensuite les problèmes que posent les « effets mémoires » concernant la validité des caractérisations ci-dessus et, par répercussion, l'extraction de modèles non linéaires représentatifs.

Il donne un aperçu de ce que l'on peut attendre comme amélioration des techniques de correction de linéarité basées sur les circuits de contre-réaction, de « Feedforward » et de prédistorsion.

Il se termine, enfin, par la présentation d'exemples typiques de caractéristiques en puissance et linéarité, portant sur les différentes filières technologiques de transistors de puissance et sur les tubes à ondes progressives et permettant de voir la diversité des comportements.

I.1 : Amplificateurs à tube à ondes progressives et à état solide :

I.1.1. Non linéarités des A.T.O.P :

Les ATOPS ont pour principaux avantages de pouvoir fournir des puissances très élevées, allant du kilowatt en bandes S et L à quelques dizaines de watt en bande Ka, avec des gains atteignant 50 à 60dB, de hauts rendements et de larges bandes passantes. Mais en contre partie ils sont affectés d'une non linéarité particulièrement pénalisante.

L'amplification de puissance est obtenue en convertissant une partie de l'énergie cinétique d'un faisceau d'électrons en énergie hyperfréquence par interaction entre celui-ci et une onde hyperfréquence se propageant sur un guide hélicoïdal : « l'hélice ». (**figure I.1**)

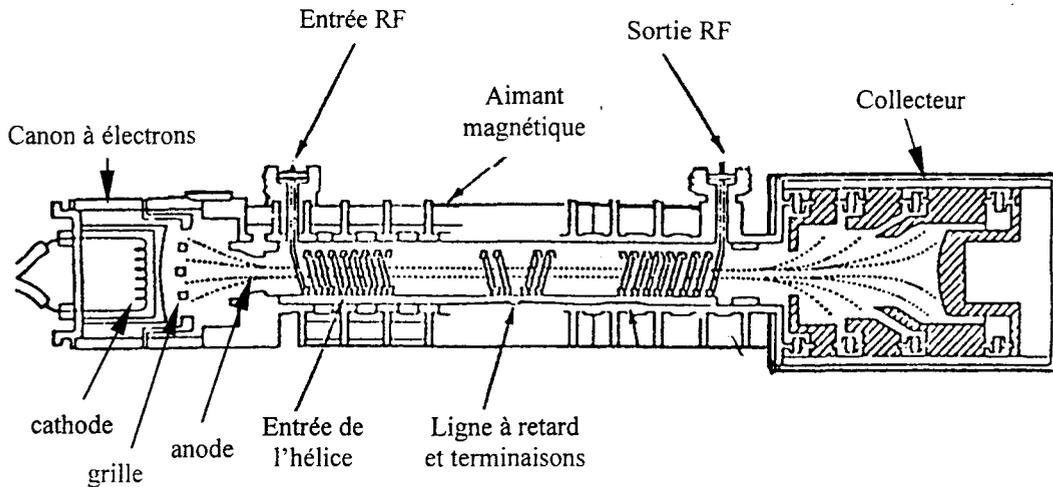


Figure I.1: Constitution d'un ATOP [7]

L'interaction entre l'onde RF et le faisceau d'électrons se fait sur une longueur relativement importante par l'intermédiaire du champ électrique axial généré par l'hélice et en imposant aux électrons du faisceau d'avoir une vitesse très proche de la vitesse axiale de l'onde RF (à titre indicatif, aux tensions de fonctionnement utilisées de quelques milliers de Volt, la vitesse des électrons est de 1/13 à 1/10 de la vitesse de la lumière).

Le faisceau d'électrons, émis par la cathode, est attiré par l'anode se trouvant à un potentiel positif. Ce faisceau entre ensuite dans l'hélice et la vitesse des électrons est alors légèrement supérieure à celle de l'onde RF devant être amplifiée. Le faisceau est focalisé de proche en proche dans l'hélice par un champ magnétique longitudinal produit par des aimants permanents entourant le tube et il rejoint finalement le collecteur (aussi à un potentiel positif).

Les électrons, en entrant dans l'hélice, subissent une modulation de vitesse selon la polarité instantanée du champ de l'onde RF. Ils sont donc alternativement accélérés ou décélérés et, en raison du synchronisme de vitesse entre le faisceau et l'onde RF, ce mécanisme est continu sur toute l'hélice, cumulatif et, par conséquent, amplificateur. Par contre, du fait que les électrons ralentis sont rattrapés par les électrons accélérés du cycle précédent, il y a formation de paquets le long de l'axe de l'hélice. Ce mécanisme de mise en paquets des électrons étant accompagné du mécanisme contraire de répulsion naturelle des

électrons entre eux, il en résulte les effets complexes dits de « charge d'espace » auxquels on doit les principales limitations du tube en termes de saturation et de non linéarité.

L'ATOP présente un gain constant tant que la puissance d'entrée est faible. Quand le niveau de puissance d'entrée augmente, l'énergie extraite du faisceau augmente également. Ceci jusqu'au moment où, contrarié par les effets de charge d'espace, le faisceau se désynchronise de l'onde RF. Le point où l'on obtient la puissance de sortie maximale correspond au maximum de transfert d'énergie du faisceau à l'onde. L'ATOP fonctionne alors à saturation (**figure I.2**). Le passage en régime de sursaturation (si la puissance d'entrée continue à augmenter) entraîne un plus grand nombre d'électrons dans les champs d'accélération, au détriment des champs de décélération, et on aboutit ainsi à une puissance totale décroissante [8].

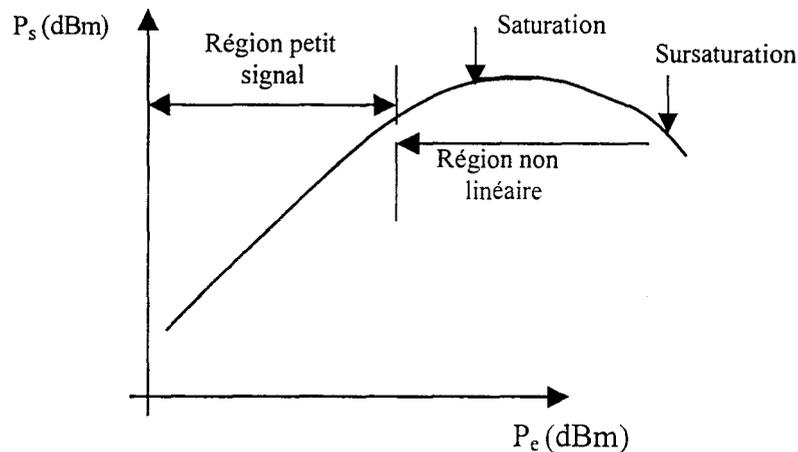


Figure I.2: Caractéristique typique de transfert P_{sortie} en fonction de $P_{\text{entrée}}$ d'un ATOP.

Comme il a été souligné ci-dessus, la non linéarité de la courbe « Puissance de sortie en fonction de la Puissance d'entrée », s'explique par le désynchronisme important entre le faisceau et l'onde RF, désynchronisme lui-même engendré par l'augmentation de la « charge d'espace ».

L'ATOP présente également une caractéristique de non linéarité en phase [9]. Le déphasage du signal de sortie par rapport à celui d'entrée est d'autant plus important que la puissance d'entrée est élevée. En effet, étant donné que l'onde RF extrait de plus en plus d'énergie du faisceau d'électrons, ceci entraîne une variation de la vitesse de phase de l'onde et, par conséquent, du déphasage entre les signaux RF de sortie et d'entrée.

En définitif, les ATOP sont des dispositifs très utiles lorsque l'on souhaite de fortes puissances, de grands gains, d'excellents rendements et sur de très larges bandes mais, par

contre, sont fortement non linéaires à la fois en amplitude et en phase. C'est ce qui explique pourquoi ils sont remplacés par les amplificateurs à état solide chaque fois que les niveaux de puissance et de rendement demandés ne sont pas trop élevés.

I.1.2. Non linéarités des transistors :

Contrairement à l'ATOP, l'amplificateur à état solide, quelque soit la technologie utilisée, ne permet pas d'obtenir de fortes puissances s'il est constitué d'une ou de quelques cellules unitaires à transistor. L'obtention d'un niveau de puissance compétitif impose la mise en parallèle de nombreuses cellules unitaires sous forme d'impressionnantes structures interdigitées.

Deux familles de matériaux sont principalement utilisées pour la réalisation de transistors en vue de la conception d'amplificateurs RF à l'état solide [10], il s'agit du *Silicium* et des matériaux III-V, avec, en particulier, l'*Arseniure de Gallium* (GaAs). Le *Silicium* présente d'excellentes propriétés de robustesse mécanique et de conductivité thermique, mais sa conductivité naturelle relativement élevée est un handicap pour la réalisation des isolations de substrat. Pour ce qui est de *GaAs*, son substrat semi-isolant est un atout de premier ordre et sa vitesse de saturation atteinte pour des champs électriques faibles lui confère une bonne aptitude à l'amplification à très haute fréquence.

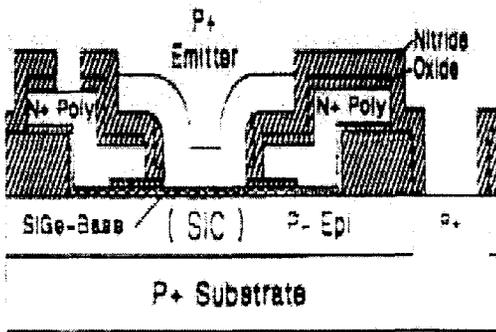
Les deux dispositifs de base, que sont le transistor *bipolaire* et le transistor à *effet de champ* (FET), diffèrent largement dans leurs principes de fonctionnement. Le premier est constitué de deux jonctions, une émetteur-base d'injection et de contrôle du courant et une collecteur-base de collection de celui-ci. Le deuxième utilise tout simplement le contrôle par "effet de champ" de la grille pour commander le passage du courant dans le canal entre source et drain.

Longtemps seuls sur le marché des amplificateurs à état solide RF de puissance, le transistor bipolaire et le transistor à effet de champ "MOSFET" (Metal-Oxide-Semiconductor FETS), tous deux à base de silicium, ont été relayés par le "LDMOS" (Laterally-diffused-metal-oxide-semiconductor), utilisant lui aussi le silicium et le "MESFET" (Metal-Semiconductor FETS) composé d'une couche active de GaAs. Le LDMOS s'est progressivement imposé comme composant des émetteurs de puissance en télévision, FM et dans les stations de base du téléphone cellulaire [11-14].

Toutefois l'avancée des techniques d'épitaxie a permis de développer des hétérostructures de plus en plus sophistiquées (**figure I.3**) et d'améliorer, souvent

simultanément, les performances en puissance et la linéarité. C'est ainsi que le HBT (Heterojunction Bipolaire Transistors) AlGaAs-GaAs, après une longue évolution de sa technologie, a trouvé une niche dans les divers circuits de puissance du téléphone mobile et des communications optiques. Sa haute densité de puissance jointe à un rendement et une linéarité [15] remarquables en font un composant de choix jusqu'en gamme millimétrique. D'autres filières, récemment développées, telles que le HBT GaInP-GaAs [16] et le HBT SiGe [17], s'annoncent comme des possibilités très attractives pour un futur relativement proche. Du côté des FETS, le HEMT (High Electron Mobility Transistors) pseudomorphique (pHEMT) [18-20] qui comporte un fin canal d'InGaAs s'est imposé comme composant de puissance particulièrement polyvalent, applicable de quelques GHz jusqu'à une quarantaine de GHz.

Structure HBT typique :



Structure pHEMT typique :

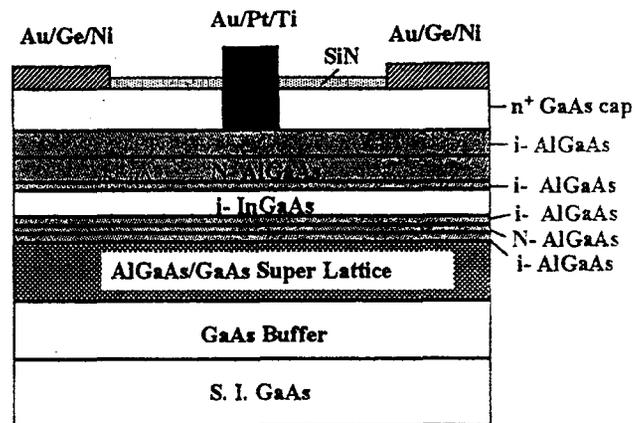


Figure I.3: Exemples typiques d'hétérostructures bipolaire [21] et à effet de champ [22]

I.1.2.1. Approche statique [10]

La première approche, qui peut-être faite concernant les potentialités de puissance et de linéarité d'un transistor, réside dans l'allure de son réseau de caractéristiques statiques (figure I.4).

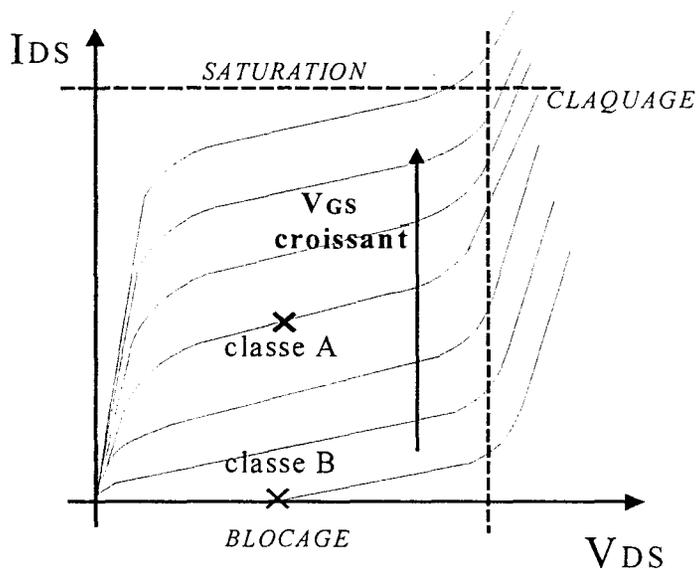


Figure I.4: Exemple de réseau de caractéristiques $I_D(V_{GS}, V_{DS})$ d'un MESFET.

Tout réseau de caractéristiques statiques de transistor montre comment varie son courant principale principal (collecteur pour les transistors bipolaires et drain pour les transistors à effet de champ) en fonction de la tension de collection (collecteur-émetteur ou drain-source) et en fonction de la grandeur électrique de commande (courant de base ou tension grille-source). Les possibilités en puissance sont immédiatement évaluables à l'examen des limites en cadran ce réseau, c'est-à-dire:

- La tension maximale de collection, liée aux phénomènes de claquage.
- L'annulation du courant par le blocage du composant.
- La saturation du courant fixant la valeur maximale de celui-ci.

De la surface délimitée par ces bornes dépend directement la puissance maximale que peut fournir le transistor. La linéarité du composant est d'emblée visible sur ce réseau de caractéristiques. Elle peut être estimée potentiellement bonne si les caractéristiques sont quasiment parallèles et présentent des intervalles régulièrement espacés en fonction de la grandeur électrique de commande (courant de base ou tension grille-source).

Ces informations sont nécessaires mais pas suffisantes pour décréter de l'intérêt d'un composant pour l'amplification de puissance. Elles doivent être complétées par une connaissance claire du comportement du composant en dynamique, en particulier concernant les éléments capacitifs qui, comme, on va le voir ci-après, présentent eux aussi des non linéarités.

Par ailleurs, l'évaluation complète des potentialités d'un transistor impose de se soucier en permanence de son rendement et, par conséquent, de limiter au maximum sa consommation statique. L'incidence, sur les performances en terme de linéarité, de rendement

et de puissance, du choix du fonctionnement, entre classes A, AB, B et C, dépend fortement du type de composant et des circuits d'adaptations qui lui sont associés, laissant passer la composante fondamentale et éliminant les composantes harmoniques. Par exemple, bien que la classe B ait un fonctionnement non linéaire par nature, un circuit push-pull, bien conçu, peut apporter toute satisfaction simultanément sur les trois plans de la puissance, du rendement et de la linéarité [23]. Une tendance, générale à l'ensemble des composants état solide actuels, indique que la classe AB constitue un bon compromis linéarité - rendement - puissance dans beaucoup d'applications.

I.1.2.2. Approche dynamique

La deuxième approche, basée sur ce qui se passe en dynamique autour du point de polarisation, permet de mieux appréhender les mécanismes de non linéarité qui interviennent. Cette approche passe par la connaissance du schéma équivalent non linéaire du composant pour chaque point de fonctionnement instantané.

A titre d'exemple, la **figure I.5** donne un schéma équivalent type dans le cas d'un transistor à effet de champ microondes. Les méthodes d'extraction relatives à un tel schéma ont été établies par de nombreux auteurs, notamment G. DAMBRINE [24], BENGTTSSON [25] et MEDIAVILLA [26].

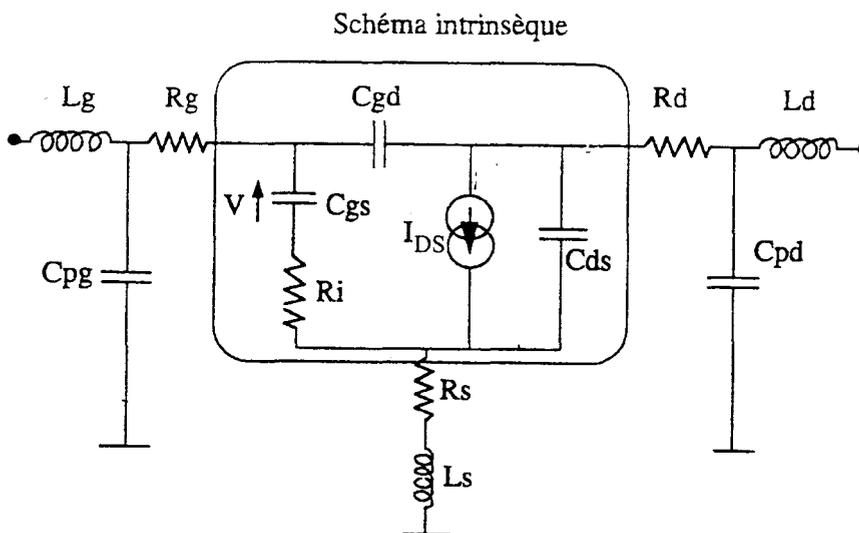


Figure I.5: Schéma équivalent d'un FET

La partie intrinsèque (encadrée sur la figure ci-dessus) représente la zone active du transistor et est directement fonction des effets physiques principaux. Les éléments extrinsèques sont liés à tous les effets parasites (zones d'accès, plots de métallisation ...).

Les non linéarités liées à ce schéma résultent de la variation des éléments intrinsèques avec les tensions instantanées au cours du fonctionnement dynamique.

De toutes les études effectuées à ce sujet [27-30], il ressort que :

* **Au premier ordre**, c'est la transconductance $g_m = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}}$ qui joue le rôle le plus

important dans les distorsions subies par le signal. En effet, pour 2 composants, à caractéristiques équivalentes sauf la transconductance, celui possédant la transconductance la plus élevée présente le meilleur gain et les meilleures performances fréquentielles. Par contre le profil de variation de g_m avec V_{gs} est primordial pour la linéarité et celle-ci est d'autant meilleure que ce profil est plus plat.

* **Au deuxième ordre** intervient la conductance de sortie drain-source $g_d = \left(\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}} \right)_{V_{GS}}$ qui

constitue une non linéarité du deuxième ordre vis à vis de la transconductance. Dans les filières MESFET et HEMT, en fonctionnement petit signal, g_d est classiquement au moins dix fois plus faible que g_m mais sa contribution à l'IMD peut être, par contre, non négligeable comparée à la contribution de g_m . [29].

* **Enfin au troisième ordre**, il faut tenir compte de la capacité $C_{GS} = \left(\frac{\partial Q}{\partial V_{GS}} \right)_{V_{DS}}$ qui

représente la variation de charge d'espace sous la grille, pour une variation donnée de V_{gs} à V_{ds} constante. La non linéarité de C_{gs} s'explique physiquement par la variation géométrique non uniforme de la zone déplétée quand V_{gs} varie.

Les variations de g_m , g_d et C_{gs} , avec le point de fonctionnement instantané dépendent étroitement des paramètres technologiques du composant et aussi de ses conditions d'environnement, en particulier la polarisation et l'impédance de charge.

Des études spécifiques sur l'influence de l'épitaxie constituant la couche active des FET ont été abordées très tôt [29] et ont été inlassablement poursuivies pas de nombreux chercheurs en particulier KUVAS [31], HUR [32] et aussi dans notre laboratoire [33]. A titre d'exemple, la **figure I.6** relate cette influence de l'épitaxie au cas d'un MESFET :

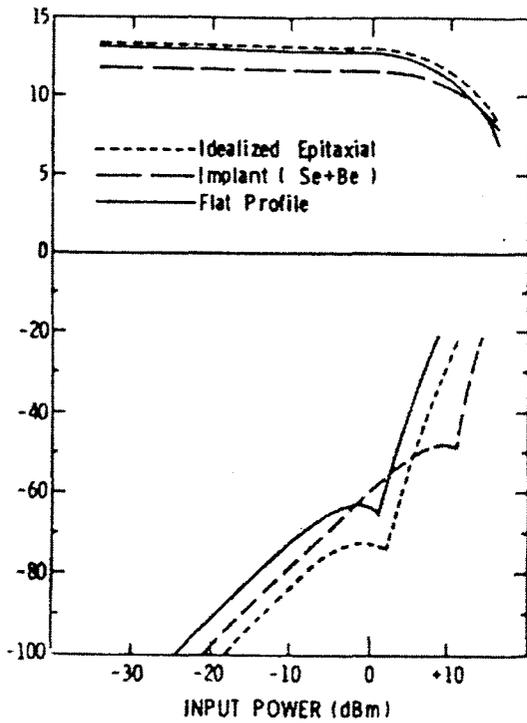


Figure I.6: Gain et réponse du 3^{ème} ordre, sous excitation biton, en fonction de la puissance d'entrée, paramétrés en fonction de l'épitaxie dans le cas d'un MESFET [29].

L'importance du point de polarisation a déjà été évoquée dans ce qui précède à propos des diverses classes de fonctionnement. Il est maintenant démontré que la tension drain source de repos a une importance de premier ordre sur la linéarité comme le montre, à titre d'exemple, la **figure I.7** relative au cas d'un MESFET:

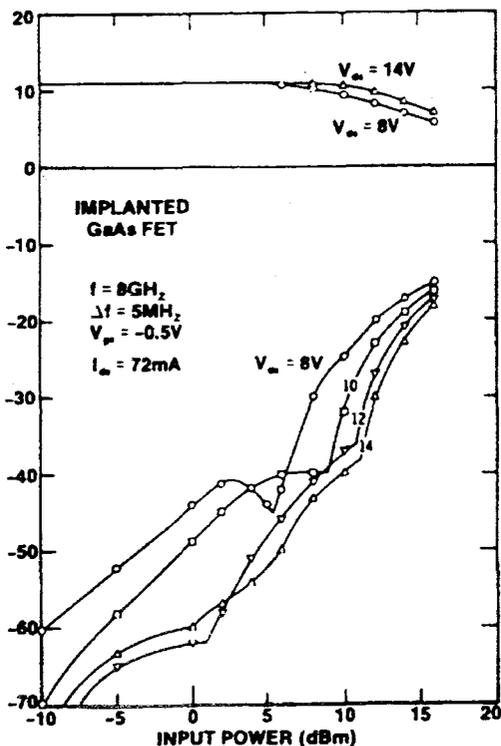


Figure I.7: Gain et réponse du 3^{ème} ordre, sous excitation biton, en fonction de la puissance d'entrée, paramétrés en V_{DS} , dans le cas d'un MESFET. [29]

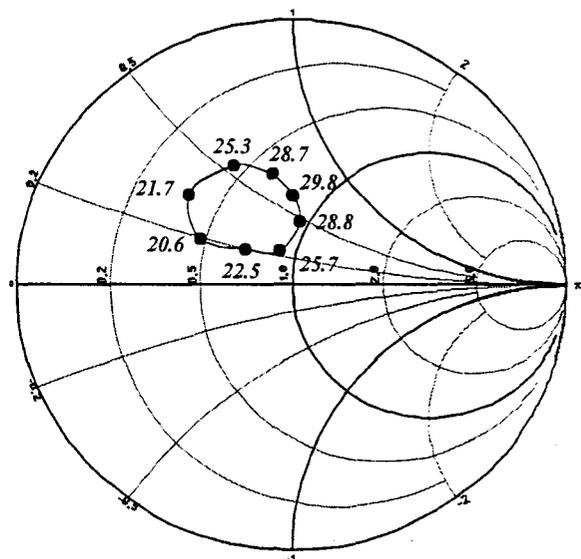
A puissance d'entrée donnée, on constate que le rapport des niveaux des raies porteuses sur les raies d'intermodulation du 3^{ème} ordre (C/I_3) augmente globalement avec la tension V_{ds} . En contrepartie de cette propriété il ne faut pas oublier que le rendement correspondant peut évoluer en sens inverse car la puissance continue fournie au composant est : $P_o = V_{ds} * I_{ds}$ et qu'un compromis doit être trouvé entre l'augmentation de puissance RF, l'augmentation de consommation et l'amélioration de la linéarité.

Une autre propriété relative à ces raies d'intermodulation du 3^{ème} ordre est la présence de « creux » sur les courbes représentant leurs évolutions en fonction du niveau de puissance. Ces « creux » sont, en règle générale, d'autant plus prononcés que la tension de polarisation V_{DS} est élevée. Cette propriété, à priori bénéfique puisqu'elle correspond ponctuellement à un meilleur rapport C/I_3 , a d'abord été attribuée à une compensation de la non linéarité du g_m par celle du g_d . Cette interprétation est supplantée maintenant par une autre interprétation reposant sur une compensation du terme de 3^{ème} ordre par le terme de 5^{ème} ordre de g_m . [29]

Enfin il ne faut pas perdre de vue le rôle très important incombant à l'impédance de charge. Celle-ci détermine l'excursion du courant en fonction de V_{ds} et V_{gs} . Par habitude, on a longtemps cherché à optimiser sa valeur pour avoir un maximum de puissance en sortie (adaptation d'impédance en puissance). Néanmoins ce réglage, s'il permet d'optimiser la puissance de sortie, ne conduit pas nécessairement à la meilleur linéarité de fonctionnement.

Le laboratoire a acquis une large expérience dans ce type d'investigation. La **figure I.8** en donne un exemple à propos d'un PHEMT actuel montrant que le C/I_3 biton du composant peut-être amélioré de plusieurs dB par un choix judicieux de l'impédance de charge au prix d'une perte de seulement 0,5 dB de puissance de sortie, à puissance d'entrée constante.

Figure I.8: Valeurs du C/I_3 (dBc) en fonction des impédances de charge isopuissance de sortie d'un PHEMT PPH25 (UMS). [3]



I.2 : Critères de distorsion et d'intermodulation :

Les critères retenus pour caractériser distorsion et intermodulation d'un amplificateur sont différents selon que l'excitation est monotone, bimon ou multiton.

I.2.1. Conversion AM/AM – AM/PM :

En excitation monotone, le critère de performance est la conversion amplitude / amplitude et amplitude / phase [34].

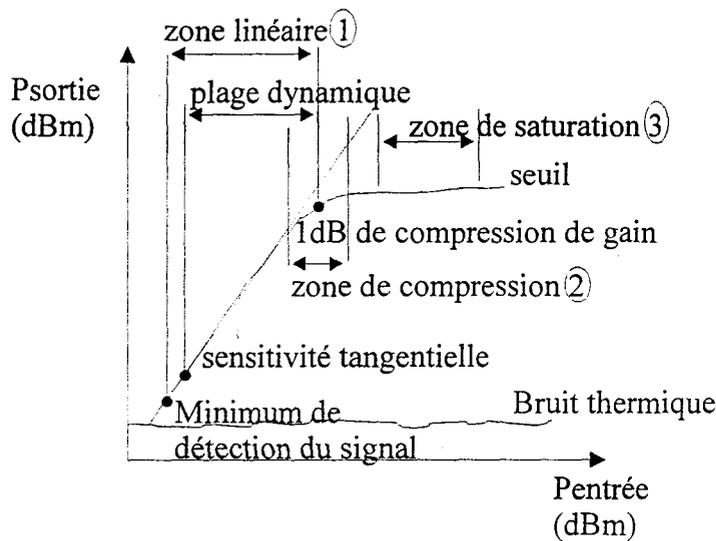


Figure I.9: Caractéristique typique de transfert de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée.

Sur la caractéristique de transfert de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée (figure I.9), trois zones essentielles d'utilisation du transistor (de l'amplificateur) se distinguent [30].

1°) La zone « linéaire » : lorsque le gain est constant en fonction de la puissance d'entrée et que le signal de sortie a une composante fréquentielle unique, celle du signal d'entrée. Dans cette zone, la distorsion produite par le transistor est extrêmement faible (en dessous du niveau de « bruit thermique » correspondant au minimum de détection du signal).

2°) La zone de « compression » : lorsque le gain décroît à puissance d'entrée croissante. Le paramètre caractéristique, utilisé comme limite supérieure de la zone linéaire de fonctionnement, est le dB de compression. Pour l'étude d'amplificateurs à l'état solide, de nombreux auteurs normalisent la puissance de sortie par rapport à ce point de compression de 1 dB. On parle alors de recul de sortie ou « Output backoff ». En ce qui concerne les ATOP, la définition est quelque peu différente car les « tubistes » ont pour usage de prendre ce recul par rapport à la saturation, c'est-à-dire généralement 2 à 3 dB au dessus du point de compression.

3°) La zone de « saturation » : lorsque le gain diminue au point de rendre constante la puissance de sortie du dispositif quand la puissance d'entrée continue d'augmenter. Cette zone de saturation est utilisée dans certaines applications. C'est le cas de l'amplificateur classe C d'émission des modules T/R des radars à balayage électronique [35]: la saturation est alors utilisée pour s'affranchir des variations de température. La contrepartie de ce mode de fonctionnement est une importante génération d'harmoniques essentiellement d'ordres impairs et contrôlées par les caractéristiques « passe-bande » de l'amplificateur.

Ces effets de compression et saturation traduisent le comportement non linéaire du composant. On le qualifie par les notions de conversion AM/AM et AM/PM, correspondant respectivement à la variation de l'amplitude et de la phase du signal de sortie en fonction de la variation de l'amplitude du signal d'entrée. L'AM/AM est donnée par la caractéristique de transfert $P_s = f(P_e)$ et l'AM/PM équivaut à une conversion de la modulation d'amplitude d'une porteuse en modulation de phase. [8][9]

La **figure I.10** représente vectoriellement la contribution du signal de distorsion dans le signal de sortie à la fréquence fondamentale.

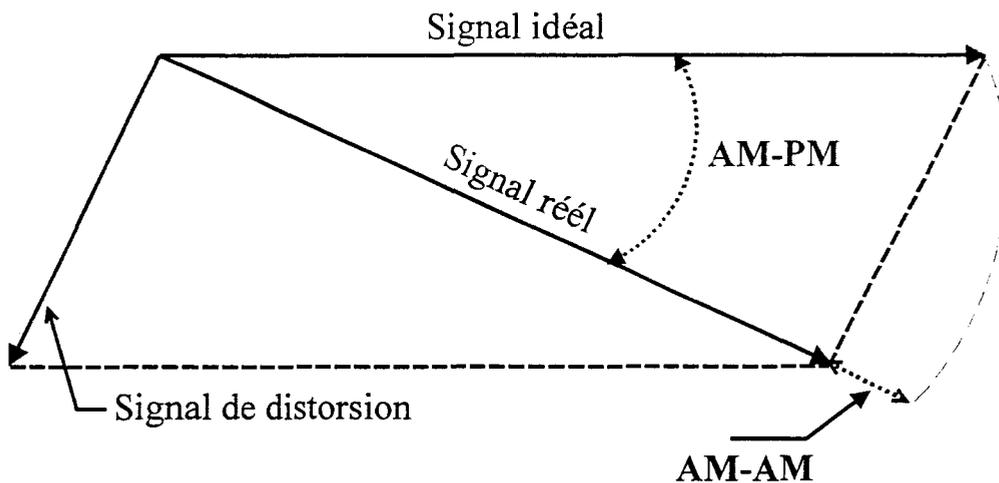


Figure I.10: Influence des conversions AM/AM et AM/PM à puissance d'entrée constante.

Le signal réel se compose de la somme du signal idéal et du signal de distorsion dont le module varie en fonction de la puissance d'entrée. Le signal réel subit une variation d'amplitude et de phase appelée respectivement AM/AM et AM/PM.

I.2.2. C / I biton :

En excitation biton, le critère de performance retenu est le rapport C / I.

Un dispositif non linéaire attaqué par un signal d'entrée composé de deux porteuses sinusoïdales de fréquence f_1 et f_2 , fait apparaître un spectre de sortie avec des raies parasites. On distingue particulièrement deux types de raies :

- **Les harmoniques** des porteuses f_1 et f_2 , déjà présentes pour l'excitation monoton.

- **Les raies d'intermodulation**, résultats de produits d'intermodulation (IM), apparaissant à la sortie de l'amplificateur, constituées de combinaisons linéaires des fréquences d'entrée f_1 et f_2 de la forme $(m.f_1 \pm n.f_2)$ avec m, n entiers. L'ordre du produit d'intermodulation est donnée par $k = |m| + |n|$.

Lorsque f_1 et f_2 sont proches ($f_2 - f_1 \ll f_1$), les produits tel que $|n+m|=1$ (ordres impairs) tombent à des fréquences proches qui se trouvent donc dans la bande passante du dispositif. (**figure I.11**).

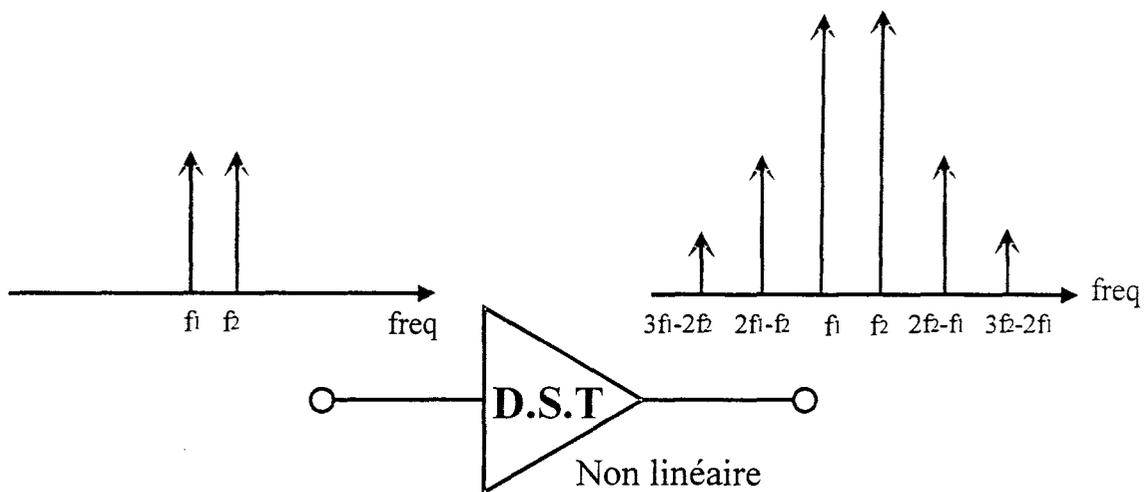


Figure I.11: Apparition des raies d'intermodulation.

En prenant la même amplitude pour f_1 et f_2 , on définit le rapport de la puissance de la porteuse sur la puissance de la raie d'intermodulation d'ordre 3 ou 5, etc... ou de la puissance de la sommation de toutes ces raies. On parle ainsi de C/I_3 , C/I_5 , ou C/I_{totale} .

Par exemple :

$$\frac{C}{I_3} = IM_3(dBc) = P_s(f_1)_{dBm} - P_s(2f_1 - f_2)_{dBm}$$

Même si $P_s(f_1)$ est égale à $P_s(f_2)$, il n'en est pas toujours de même pour les raies d'ordre 3, 5, etc... En effet, comme on le verra par la suite, en cas de présence d'effets mémoires dans le dispositif sous test il y a généralement asymétrie de ces raies.

Le relevé de la caractéristique en puissance : $P_s = f(P_e)$ donne classiquement les évolutions schématisées sur la **figure I.12**

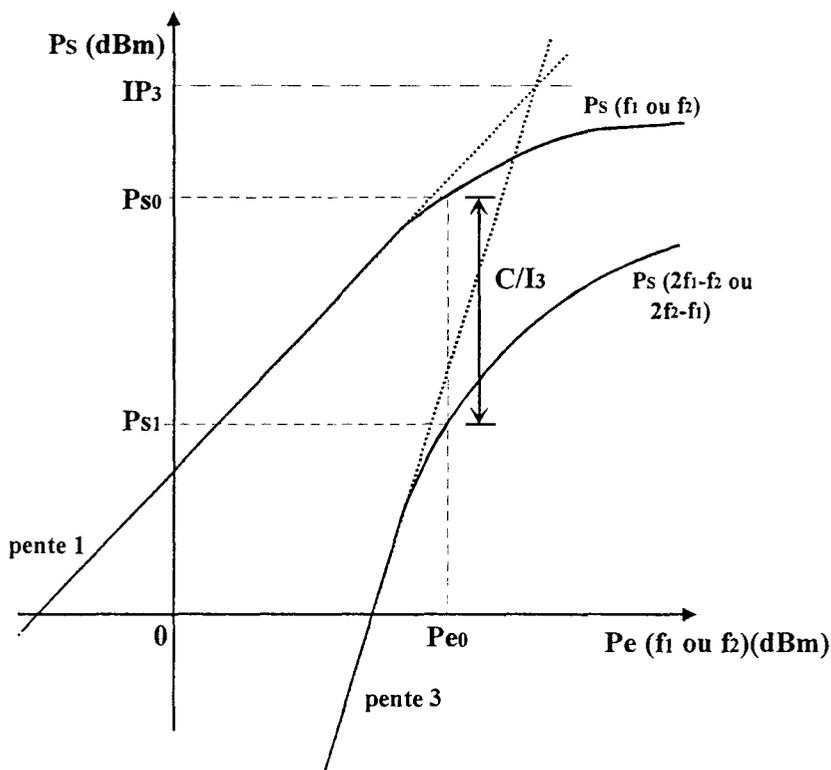


Figure I.12: Caractéristique classique $P_s = f(P_e)$ en biton

Un autre concept relatif à ce graphique concerne le point d'interception d'ordre 3 IP_3 comme étant le point où la puissance d'intermodulation d'ordre 3 serait égale à la puissance à la fréquence fondamentale (point de croisement, à fort niveau, entre les parties linéaires extrapolées des courbes aux ordres 1 et 3). Ce concept qui résulte d'une extrapolation d'un comportement obtenu en régime petit signal n'a qu'une valeur indicative. Il est, de ce fait, plutôt utilisable pour évaluer l'intermodulation dans les chaînes de réception, là où le niveau de signal demeure faible. A fort niveau, seul le relevé complet du type de la **figure I.12** permet une prédiction correcte. La notion retenue pour la caractérisation d'intermodulation est le C/I_3 donné à x dB de « Back-off ».

Une allure typique du rapport C/I_3 d'un transistor LDMOS, en fonction du « Back-off » de sortie (OBO) est donné sur la **figure I.13** :

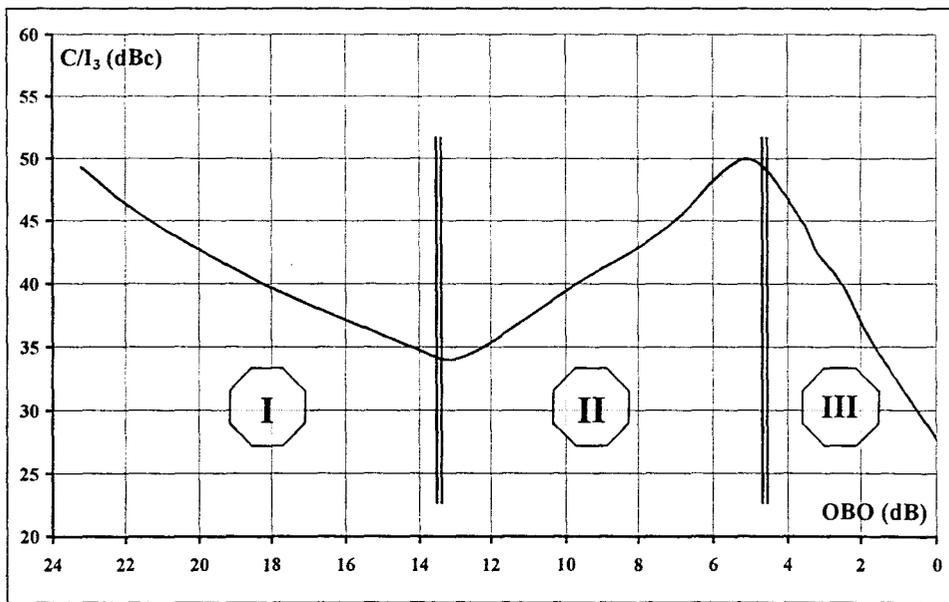


Figure I-13: Exemple d'évolution du C/I_3 en fonction de l'OBO, cas d'un LDMOS [11]

Cette évolution fait apparaître trois zones :

- **La zone I** correspondant au régime petit signal où le rapport C/I_3 présente classiquement, une évolution de 2dB/dB en fonction de l'OBO
- **En zone II**, quand le niveau d'entrée augmente, il apparaît souvent une réaugmentation du C/I_3 . Ce phénomène, que nous avons déjà abordé précédemment, est à attribuer à un mécanisme de compensation soit entre les non linéarités de g_m , g_d et C_{GS} , soit entre les 3^{ème} et 5^{ème} ordres des contributions relatives à la prédominance de g_m seul. Ceci n'est pas à généraliser et dépend étroitement de la technologie des composants et des conditions opératoires. On retrouve néanmoins cette évolution typique plus particulièrement sur les amplificateurs utilisant des transistors LDMOS (Laterally diffused metal oxide semi-conductor). [11] [13] [36]
- **En zone III**, constituant l'approche de la saturation, le C/I_3 présente, à nouveau, une décroissance, celle-ci pouvant être forte et atteindre 3 à 6dB/dB [37]

1.2.3. ACPR et NPR multiton :

On doit la pratique de ces critères de caractérisation d'intermodulation au développement depuis une quinzaine d'années de nouveaux systèmes de communication téléphonique ou satellite numériques, employant des signaux à modulations complexes et multiporteuse.

Dans le cas où l'on est en présence d'un grand nombre de porteuses, le signal résultant s'apparente à un bruit blanc gaussien. L'analyse qui consiste à évaluer le niveau relatif de chacune des raies d'intermodulation par rapport aux porteuses n'est plus possible. D'autres grandeurs d'analyse ont donc vu le jour, et ce, selon le type de signal d'excitation.

Lorsque l'excitation est un signal à modulation complexe [38-48], la caractérisation des non linéarités est faite par l'« *Adjacent Channel Power Ratio* » (A.C.P.R.), qui se définit par le rapport de la puissance totale dans la bande de signal utile (P_S) sur la puissance adjacente au canal (P_D) évaluée à différents « offset » de la fréquence centrale (figure I.14)

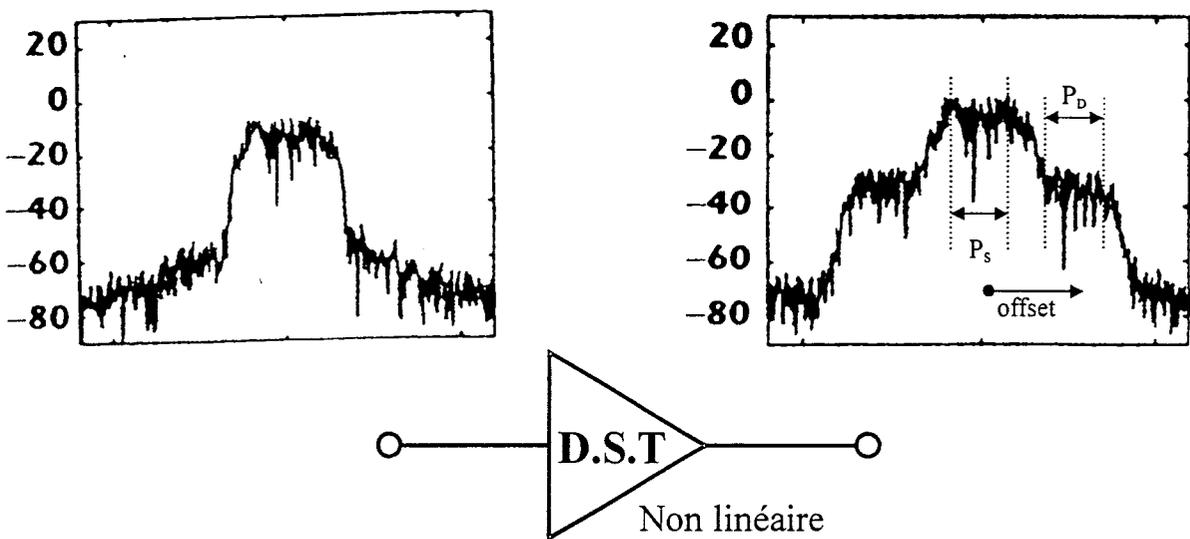


Figure I-14: Définition de la caractéristique ACPR [38]

$$(ACPR)_{dBc} = \left(\frac{P_S}{P_D} \right)_{dB}$$

pour un « offset » de x MHz

Lorsque l'excitation est un signal multiporteuse, classiquement apparenté à un bruit blanc gaussien, par exemple comme dans les systèmes transpondeur pour communications satellites [4][5][6][8][19][20][34][49-63], on emploie le « *Noise Power Ratio* » (N.P.R). Le signal d'entrée est constitué d'un grand nombre de porteuses à phase aléatoire occupant une bande passante BW_{bruit} , dans laquelle une partie du signal est supprimée par filtrage réjecteur avec une bande BW_{trou} (avec $BW_{trou} \ll BW_{bruit}$). Le signal

obtenu en sortie du dispositif non linéaire comportera toujours un « trou », mais moins profond, son remplissage caractérisant l'apparition de produits d'intermodulation.

Le NPR se définit par le rapport entre la densité spectrale de puissance du signal utile dans une bande de résolution BWR, avec ($BWR < BW_{\text{trou}}$) sur la densité spectrale de puissance du signal distordu dans le « trou » dans cette même bande de résolution fréquentielle (**figure I.15**) :

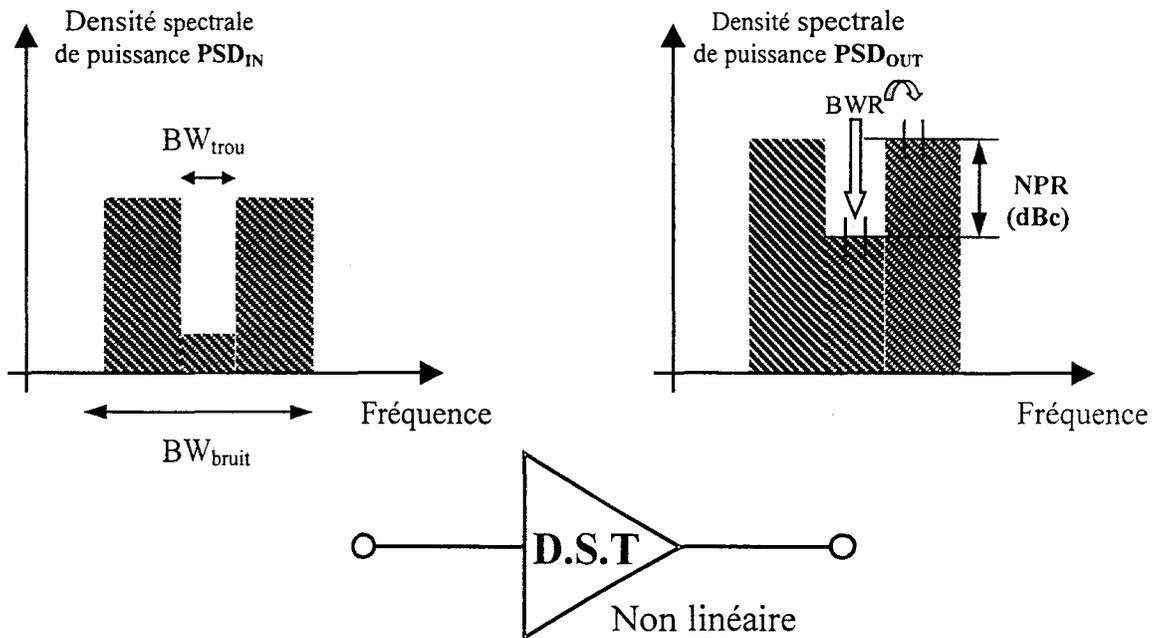


Figure I-15: Définition de la caractéristique NPR

$$(NPR)_{dBc} = \left(\frac{DSP_{\text{bruit}}}{DSP_{\text{trou}}} \right)_{\text{dans } BWR}$$

Les intérêts majeurs de l'évaluation du NPR sont :

- Paramètre qui remplace le C/I_{biton} pour le cas d'un signal multiporteuse. En effet, l'avantage de réaliser le trou est de permettre de distinguer les distorsions d'intermodulations indépendamment du signal utile
- Convient bien à la réalité de signaux modulés complexes.
- D'après notre expérience personnelle, le NPR permet un relevé plus fin en fonction de la puissance d'entrée en comparaison de l'ACPR. L'ACPR ne permet pas de différencier les distorsions d'intermodulations du signal utile.
- S'adapte bien aux études haute fréquence.

De nombreuses études de performances de composants en vue de leur utilisation en communication CDMA (Code Division Multiple Access) constituent une préoccupation essentielle des concepteurs. Elles aboutissent inmanquablement à l'établissement d'un compromis entre PAE, P_{out} et linéarité [12][40][41][42][44][45]

1.2.4. Incidence des effets mémoires :

Les trois critères de caractérisation de distorsion non linéaire que l'on vient de rappeler, peuvent avoir leur signification et leur applicabilité passablement faussées si le dispositif sous test comporte ce que l'on appelle des « effets mémoires ». Ce qui suit éclaire ce qu'il faut entendre par là et les conséquences qui en découlent.

Si à un instant donné les distorsions d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM d'un amplificateur dépendent uniquement du niveau de signal d'entrée à cet instant, on parle alors de dispositif sans effets mémoires. Dans ce cas, on peut modéliser le dispositif pour une application quelconque avec la seule connaissance de la caractéristique $P_s = f(P_e)$ [AM/AM] et éventuellement de sa dépendance en phase correspondante (AM/PM), si celle-ci est non négligeable.

Dans le cas contraire où les distorsions AM/AM et AM/PM ne dépendent pas uniquement du niveau du signal d'entrée de l'instant présent mais dépendent aussi de l'histoire du signal d'entrée dans les instants précédents, on parle alors de dispositif à effets mémoires. La modélisation du dispositif avec les caractéristiques AM/AM et AM/PM n'est alors pas utilisable sans risque pour une application quelconque

Ces effets mémoires proviennent aussi bien des paramètres intrinsèques du composant, que des conditions opératoires. Ils sont généralement sans importance pour une application à enveloppe constante. Par contre il faut en tenir compte avec vigilance dans les applications à enveloppe modulée au cours du temps ou pour des signaux transitoires.

Il est possible de les classer en trois catégories selon la durée sur laquelle s'exerce la mémoire :

- **Les effets de mémoire courte** : qui s'exercent sur une durée de l'ordre de la ps donc généralement très inférieure à l'inverse de la fréquence d'utilisation du dispositif. Ils sont dus aux effets intrinsèques du composant, tels que les temps de transit des porteurs et les constantes de temps liées aux capacités du

composant. Dans ce cas, la modélisation des non linéarités par les conversions AM/AM et AM/PM suffit.

- **Les effets de mémoire moyenne** : qui s'exercent sur une durée de l'ordre de la ns. Ils sont dus essentiellement au temps de groupe de l'amplificateur lié à sa bande passante et défini par :

$$\boxed{\tau_g = \frac{\Delta\varphi}{\Delta\omega}} \text{ avec } \begin{cases} \Delta\varphi : \text{variation du déphasage entrée/sortie d'une extrémité à} \\ \text{l'autre de la bande} \\ \Delta\omega : \text{bande passante en pulsation de l'amplificateur} \end{cases}$$

Ils peuvent aussi provenir des défauts de masse du circuit (fuites par le diélectrique).

- **Les effets de mémoire longue** : qui s'exercent sur une durée de l'ordre de la μs . Ils sont à rattacher aux effets thermiques du composant et aux constantes de temps des circuits de polarisation [66][67] (principalement pour le transistor bipolaire). Entrent aussi dans cette catégorie les constantes de temps inhérentes aux boucles de réaction telle que CAG (Contrôle Automatique de Gain) ou système linéariseur bouclé. [63]

Pour terminer ce bref aperçu sur les effets mémoires et souligner la vigilance qu'ils nécessitent, il convient d'avoir présent à l'esprit ce qu'il peut advenir à n'importe quel expérimentateur d'intermodulation biton s'il ne prend pas garde à vérifier que ses résultats ne varient pas avec l'écart de fréquence des deux porteuses. C'est pour éviter ce genre de mésaventure que diverses méthodes de caractérisation, prenant en compte implicitement l'éventualité d'effets mémoires, ont été proposées dans le passé ou plus récemment [63-68].

I.3 : Méthodes de correction de linéarité :

Comme nous venons de le voir précédemment les paramètres technologiques du composant et ses conditions d'utilisation, c'est à dire limitation par backoff, point de polarisation et impédance de charge, sont primordiaux pour obtenir une bonne linéarité d'un composant ou d'un amplificateur.

Malgré tout, les exigences des normes appliquées en télécommunications, en termes de linéarité à forte puissance et avec des modulations complexes, ont amené les

concepteurs à envisager des techniques spécifiques de linéarisation reposant sur l'ajout de circuits de correction.

Trois de ces techniques sont examinés ici. La première utilise un principe de rétroaction (Feed-back) sur l'entrée, à partir du signal de sortie de façon à éliminer ou réduire les produits d'intermodulation indésirables. La deuxième utilise une post-compensation de la distorsion de l'amplificateur consistant à isoler les raies d'intermodulation en sortie, à les amplifier et à les réinjecter plus en aval en opposition de phase (Feedforward). Enfin, la troisième consiste à ajouter un dispositif de linéarisation devant l'entrée de l'amplificateur pour générer des produits d'intermodulations, d'amplitudes identiques à celles de l'amplificateur à linéariser, mais en opposition de phase. C'est la méthode de la prédistorsion.

1.3.1. La contre-réaction

Cette technique consiste à réinjecter une partie du signal de sortie sur l'entrée de l'amplificateur de façon à réduire les produits d'intermodulation d'ordre 3. Le circuit de contre-réaction est soit linéaire, soit non linéaire.

La méthode de contre-réaction doit maîtriser le problème de la linéarisation tout en évitant le risque d'oscillations sur une bande passante la plus large possible.

En ce qui concerne la contre-réaction linéaire les solutions proposées dans la littérature sont très diverses [69-71]. Dans ce cas, on rétroagit sur l'enveloppe du signal d'entrée (en module et phase) à partir de l'enveloppe du signal de sortie. Cette rétroaction s'effectue généralement à l'aide d'atténuateurs et déphaseurs contrôlés par des signaux d'erreurs entre enveloppes d'entrée et de sortie . Une réduction de 14 dB des produits d'intermodulation d'ordre 3 a pu ainsi être obtenue à 2 GHz avec une bande passante de 5 MHz (soit 0,25 %) [72]. Dernièrement une variante basée sur une technique à deux boucles de contre-réaction des signaux d'enveloppe a été proposée [69] [70]. Une réduction de 5 dB des IMD_3 a pu être obtenue à 1,855 GHz pour une puissance de 4 W [70].

En ce qui concerne la contre-réaction non linéaire, utilisant un élément non linéaire en contre-réaction, des résultats ont montré une réduction de 10 dB des produits d'intermodulation d'ordre 3 à 1 GHz [73] et 6 dB à 900 MHz [74].

Enfin une dernière méthode, s'appliquant à un transistor, propose une contre-réaction en basse-fréquence, basée sur le principe de réduction des produits d'intermodulation d'ordre 3 en se servant des non linéarités d'ordre 2 [75] [76]. En effet lorsque l'on injecte à l'entrée du transistor deux fréquences f_1 et f_2 , on obtient en sortie l'ordre 3 ($2f_2-f_1$ et $2f_1-f_2$), que l'on souhaite réduire, ainsi que l'ordre 2 (f_2-f_1). Si l'on réinjecte cette basse fréquence sur l'entrée par l'intermédiaire de contre réaction, on recrée par mélange avec f_2 et f_1 les composantes aux fréquences $2f_2-f_1$ et $2f_1-f_2$. En ajustant les paramètres de phase et d'amplitude de la contre-réaction, il est possible de réduire le niveau des raies $2f_2-f_1$ et $2f_1-f_2$ en sortie et d'améliorer la linéarité du transistor. A titre d'exemples, une réduction de 12 dB des produits d'intermodulation d'ordre 3 a été obtenue à 10 GHz [75] et une réduction de 18 dB et 10 dB, respectivement en IMD_3 et ACPR à 2,15 GHz [76].

Un point commun essentiel à ces différentes techniques de linéarisation par contre-réaction concerne la condition de contre-réaction, imposant que le circuit considéré en boucle ouverte ait un déphasage de 180° . Or ce déphasage varie avec la fréquence et introduit un retard associé à cette boucle. Ce retard n'étant pas compensable, le maintien d'un déphasage constant de 180° ne peut être réalisé que pour des bandes de fréquence limitées. D'où l'application de cette méthode à des systèmes à faible retard, et de préférence, à un transistor plutôt qu'à un amplificateur [75] [77].

I.3.2. Compensation « Feedforward »:

L'idée du contrôle par post-compensation (Feedforward) pour linéariser les amplificateurs n'est pas nouvelle. En effet, une première description en a été faite en 1927 par H.S. BLACK. A l'époque cela était regardé comme une curiosité et les amplificateurs utilisant cette technologie se distinguaient par leur tailles et leurs complexités.

Cette technique permet, par comparaison des signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur, d'isoler la distorsion produite par celui-ci pour l'amplifier et la réinjecter en opposition de phase dans une sortie aval [78]. La **figure I.16** illustre ce principe:

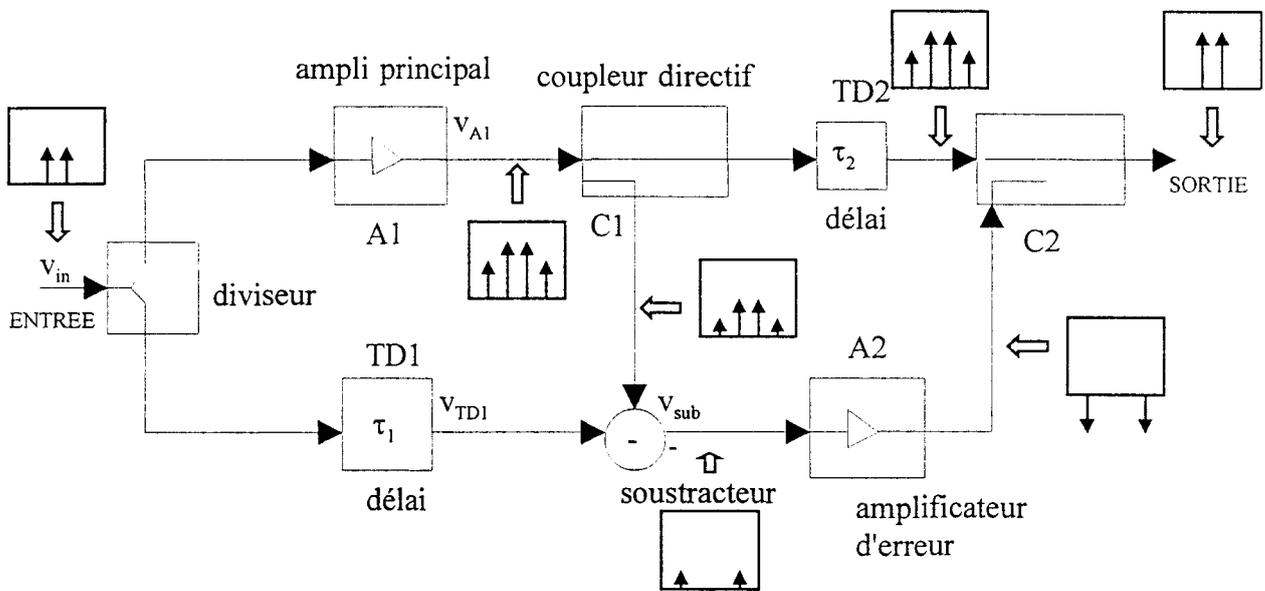


Figure I.16 : Principe de la boucle feedforward

La structure feedforward se compose de deux boucles :

- Une première avec l'amplificateur principal à corriger A1, ayant pour fonction l'extraction de la distorsion. On l'appelle « boucle d'extraction »
- Une deuxième avec l'amplificateur d'erreur A2, et la ré-injection sur la sortie principale d'une composante de distorsion en opposition de phase par rapport à celle venant de l'amplificateur principal. On l'appelle « boucle de compensation »

L'extraction de la distorsion produite par l'amplificateur principal et son isolation par rapport au signal utile dépend étroitement de la qualité de la première boucle.

De nombreux articles ont pu montrer l'application de la technique feedforward à des amplificateurs UHF, en améliorant de 40dB les produits d'intermodulation d'un amplificateur.

Au début des années 90 la préoccupation majeure des concepteurs était de permettre la réduction des IMD pour des environnements à nombre de porteuses donné [79]. Aujourd'hui, avec l'explosion des télécommunications qui utilisent des signaux à modulations complexes et à enveloppe constante ou non, les analyses qui concernent les linéariseurs par ré-injection d'amplificateurs de puissance RF sont devenues très nombreuses [80-83]. Certaines applications ont été réalisées pour des bandes de fréquence allant jusqu'à trois décades [84]. Une application large bande entre 6 et 18 GHz [85] a montré la faisabilité de l'extension de ce type de linéariseur vers les fréquences les plus hautes. Récemment,

C.CORDIER, au sein du laboratoire Philips [86], a réalisé un linéariseur à 39 GHz, avec une amélioration de 10 dB et 3 dBm, respectivement en intermodulation d'ordre 3 et puissance de sortie à la compression.

Le principal inconvénient de cette technique réside dans le fait qu'il est nécessaire d'utiliser un deuxième amplificateur, ainsi qu'un certain nombre de circuits passifs, introduisant d'importantes pertes dans les boucles, avec un coût croissant lorsque l'on monte en fréquence.

I.3.3. Linéarisation par prédistorsion:

Cette méthode consiste à placer un circuit en amont de l'amplificateur à linéariser, soit pour générer des courbes d' AM/AM et AM/PM inverses de celles de l'amplificateur [87], soit pour générer des produits d'intermodulation qui permettent d'annuler la distorsion créée par cet amplificateur, et ce quelque soit le niveau d'entrée et la fréquence dans la bande. La **figure I.17** illustre le principe de base du « prédistordeur » :

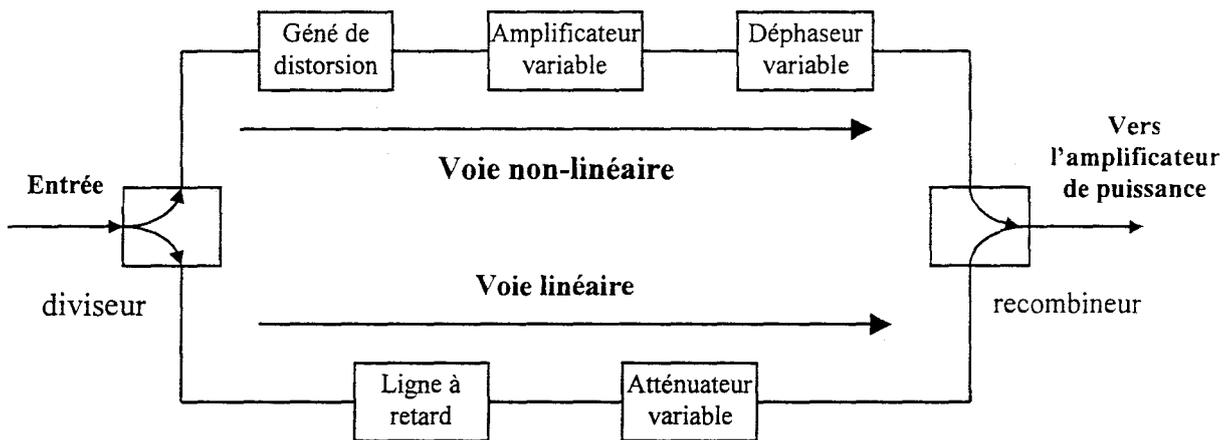


Figure I.17 : Topologie d'un prédistordeur

La structure d'un prédistordeur se compose de deux voies :

- Une première comportant souvent une ligne à retard (réglage de la vitesse de phase) et un atténuateur variable. Cette voie est appelée « chemin linéaire », et sert à transmettre l'information sans distorsion.

- Une deuxième, qui génère la distorsion d'ordre 3, constitue le chemin non linéaire. Elle comporte un élément non linéaire, un amplificateur et un déphaseur variable pour régler, respectivement, l'amplitude et la phase par rapport à la voie directe avant recombinaison finale avec celle-ci.

L'élément non linéaire repose sur l'utilisation de diodes ou de transistors :

- En ce qui concerne les circuits à base de diodes [88-92], des structures où deux diodes sont placées tête-bêche sont souvent proposées car elles garantissent la symétrie entre les deux alternances du signal. Des caractéristiques non linéaires des diodes en directe dépend étroitement la production de la distorsion.

- En ce qui concerne les circuits à base de transistors [87] [93] [94], des idées originales [167] ont été proposées. Il faut noter, en particulier, l'utilisation qui peut-être faite du développement du composant. En effet, comme le montre l'exemple de la **figure I.18**, la différence de développement entre les deux transistors permet de décaler leurs compressions et de modifier ainsi la génération d'harmoniques.

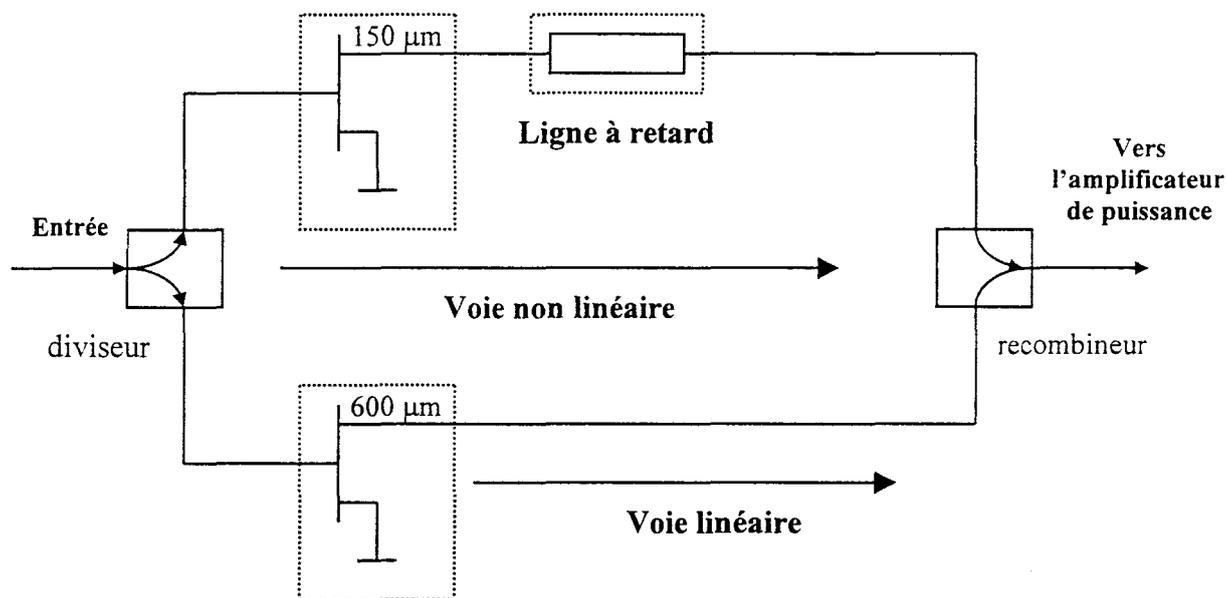


Figure I.18 : Exemple d'un prédistordeur à transistors [93]

L'ajustement d'autres paramètres tels que g_m , g_d et C_{gs} [87] est aussi envisageable pour obtenir les caractéristiques désirées d'AM/AM et AM/PM.

L'avantage principal de cette technique de linéarisation réside dans le fait que le système de correction apporte très peu de pertes, garantissant ainsi les performances en puissance. En revanche l'équilibrage entre la prédistorsion et la distorsion que l'on veut corriger est fonction non seulement du niveau de puissance en entrée mais aussi d'autres paramètres, en particulier la température : L'ajustement d'un prédistordeur constitue donc une opération délicate et donne lieu à la mise en œuvre de méthodes automatiques très élaborées [86] [88] [89]. Mais un inconvénient inhérent à ces structures automatisées est d'augmenter les pertes .

Cette méthode s'applique principalement à des amplificateurs ayant une croissance monotone de la réponse AM/AM. En effet, si plusieurs composants ou étages sont en présence, les produits d'intermodulation deviennent très complexes et il est alors très difficile de reproduire l'intermodulation résultante dans le prédistordeur.

Classiquement, ces méthodes ne permettent que l'annulation de l'ordre 3, sans se préoccuper des ordres supérieurs et des effets mémoires. De nouvelles configurations de prédistordeurs commencent, néanmoins, à apparaître [95] pour traiter à la fois l' IM_3 et l' IM_5 dans le cas des applications à modulations complexes, notamment pour les stations de base CDMA.

I.4 : Exemples typiques de performances en C/I_3 , NPR et ACPR :

Comme nous venons de le voir précédemment les méthodes de correction de linéarité sont très nombreuses mais ne peuvent être considérées que comme des solutions partielles et, vue leur complexité de mise en œuvre, avec des limites souvent étroites d'applicabilité. Elles trouvent leur principal intérêt pour la linéarisation des amplificateurs de station de base de télécommunications, utilisés en environnement de modulations complexes.

Ainsi, les paramètres technologiques du composant et ses conditions d'utilisation, c'est à dire limitation par backoff, point de polarisation et impédance de charge, restent les grandeurs primordiales pour l'obtention d'une bonne linéarité d'un composant ou d'un amplificateur.

Nous présentons ci-dessous des tableaux récapitulatifs de tout un ensemble d'exemples typiques de caractéristiques de performances en puissance, en rendement et en linéarité, portant sur les différentes filières technologiques de transistors de puissance et sur les tubes à ondes progressives. Sur ces tableaux, il est mentionné pour chaque exemple, le

type de transistor utilisé avec son développement total, la configuration de mesure, en circuit ou composant discret, les performances en puissance, en rendement et en linéarité biton et multiton. Ces grandeurs sont données pour un « backoff » de 3 et aussi de 10 dB.

Cette étude bibliographique des performances des différentes filières technologiques ne fait apparaître aucune tendance évidente, mais elle permet de mettre en valeur les objectifs actuels des fabricants.

La première constatation concerne les ATOPS, qui restent une excellente alternative lorsque l'on recherche un bon compromis puissance et rendement. En revanche, ils présentent des performances d'intermodulation très médiocres corrélées à un plancher de bruit important. Cette non linéarité devient très pénalisante à proximité de la saturation, là où le rendement est le plus élevé.

Concernant les MESFETS, les études de linéarité traitent, pour l'essentiel, de leur utilisation en téléphonie cellulaire (pour des fréquences inférieures à 2GHz). Et donc, ces structures, convenablement élaborées pour un minimum de consommation, permettent d'obtenir de bons rendements et une bonne linéarité, mais avec des densités de puissance modestes, et cela en particulier à 3dB d'OBO. Une linéarité de 30dBc en C/I_{biton} est obtenue à 3dB d'OBO et supérieure à 50dBc à 10dB d'OBO.

Une troisième filière concerne le bipolaire silicium. Il présente un très bon niveau de puissance de sortie et, dans certains cas il a la particularité d'un C/I_{biton} quasi constant dans la plage de puissance précédant la compression. Son applicabilité dans les systèmes hautements linéaires reste à démontrer, y compris pour des fréquences supérieures à 2GHz.

Aujourd'hui, la quatrième filière que constitue le LDMOS, permet de supplanter le MESFET et ce, principalement, pour les applications destinées aux émetteurs de puissance en télévision haute définition, du fait de son aptitude à des développements importants et à un gain élevé. Une autre voie de prospective d'évolution concerne son adaptation aux signaux modulés complexes, du fait de bonnes caractéristiques biton et multiton. De plus, l'allure typique du C/I_{biton} de ce composant fait apparaître une évolution avec une zone optimale avec une pente négative en fonction de la puissance d'entrée, ce qui permet de conserver une excellente linéarité à proximité de la compression.

La cinquième filière concerne l'hétérostructure bipolaire HBT GaAs ou SiGe, également utilisée pour les systèmes de communications mobiles de puissance car ce

composant possède une forte densité de puissance et une linéarité correcte . En revanche, pour des considérations d'effets thermiques, sa limite essentielle est son développement et par voie de conséquence sa puissance de sortie.

Une dernière filière possible concerne l'hétérostructure pHEMT. Celle-ci permet de supplanter les MESFETS, essentiellement pour permettre la montée en fréquence, toujours avec de bonnes densités de puissance et une linéarité légèrement améliorée. Mais, ici encore, le développement est réduit par l'apparition d'effets parasites importants lorsque l'on monte en fréquence. Le nombre important d'article le concernant montre l'aptitude de ce composant à l'amplification de puissance de quelques GHz à une quarantaine de GHz.

Au regard de ces exemples typiques de performances, il n'est pas possible d'établir une hiérarchie de performance puissance-linéarité claire. Cette difficulté n'a, cependant, rien de surprenant car la comparaison des différentes filières de composants se heurte au problème des conditions opératoires qui sont très diverses par : les classes de fonctionnement utilisées, les polarisations, les configurations de montage en circuit ou composant discret, les types de circuits d'adaptations, la gamme de fréquence des essais, etc...

1°) Relevé pour 3 dB d'OBO :

Type composant Fabricant	Développement	Configuration de mesure	P_{out} (dBm) ou (mW/mm)	PAE (%)	C/I_{biton} (dBc)	NPR (dBc)	ACPR (dBc)	Fréquence de mesure	Référence
ATOP 8010H HUGHES			33,5		24			33 GHz	[96]
ATOP 5525H HUGHES			57,5	41	24			2,32 GHz	[97]
PHEMT Raytheon	4,8 mm	MIC classe AB, 8V	29 (165mW/mm)	36		22,5		2,45 GHz	[19]
PHEMT Raytheon	600 μ m	MMIC Doherty classe B	20,7 (196mW/mm)	31,4		19		20 GHz	[20]
PHEMT Triquint	1,2 mm	MMIC Doherty	20,5 (93,5mW/mm)	26,5	24			17 GHz	[98]
PHEMT NEC	328 mm	MIC push-pull classe AB prof, 12V	48 (192mW/mm)	33	30			2,2 GHz	[23]
PHEMT (InGaAs) NEC	24,6 mm	Load Pull classe AB prof, 3,5V	26,4 (17.7mW/mm)	34	38		46 (BW=4,096MHz et 5MHz d'offset)	1,95 GHz	[18]
PHEMT LITTON	200 μ m	MIC 5V	20 (500mW/mm)		34,7			18 GHz	[99]
PHEMT PPH25 UMS	2,4 mm	MMIC 5093 classe AB, 6V	23 (83mW/mm)	5,4	34	31		26 GHz	[100]
PHEMT QPN-19 QUINSTAR		MMIC classe A, 15V	25	3	28			19 GHz	[101]
PHEMT NEC InGaP/AlGaAs/InGaAs	16,8 mm	MIC , 9V	36,8 (285mW/mm)	28	23			12 GHz	[102]
MESFET Télécom Corée	21 mm	Load Pull, classe B, 2.3V	26,4 (20mW/mm)	36	33			900 MHz	[103]
MESFET NEC	70 mm	MIC classe AB prof	39,3 121mW/mm	54		14,5		1,5 GHz	[36]
MESFET Alpha Industries	1 mm	Load Pull, 5.8V	18,6 72mW/mm	38	28			850 MHz	[104]
LDMOS MRF286 MOTOROLA	158 mm	MIC, classeAB, 26V	45 200mW/mm	28	42			2 GHz	[11] [12]
LDMOS BLF2022-90 PHILIPS		MMIC, 28V	45	28				2,14 GHz	[105]
HBT GaAs NEC	2400 μ m ²	Load Pull, classeAB, 3,6V	27,4 229W/mm ²	39			59	1,5 GHz	[106]
HBT SiGe MA/COM	1900 μ m ²	Load Pull, classeAB, 7V	24,2 138W/mm	26	31			1,88 GHz	[17]
BJT Si 20125 ERICSSON		MIC, classeAB, 26V PUSH-PULL	48,8		34,3			2 GHz	[107]

2°) Relevé pour 10 dB d'OBO :

Type composant Fabricant	Développement	Configuration de mesure	P_{out} (dBm) ou (mW/mm)	PAE (%)	C/I_{biton} (dBc)	NPR (dBc)	ACPR (dBc)	Fréquence de mesure	Référence
ATOP 8010H HUGHES			26,2		37			33 GHz	[96]
ATOP 5525H HUGHES			50,5	15	38			2,32 GHz	[97]
PHEMT Raytheon	4,8 mm	MIC classe AB, 8V	22 (33mW/mm)	16		29		2,45 GHz	[19]
PHEMT Raytheon	600 μ m	MMIC Doherty classe B	13,7 (39mW/mm)	13		25		20 GHz	[20]
PHEMT Triquint	1,2 mm	MMIC Doherty	13,5 (19mW/mm)	8	37			17 GHz	[98]
PHEMT NEC	328 μ m	MIC push-pull classe AB prof. 12V	40,5 (34mW/mm)	14	42			2,2 GHz	[23]
PHEMT (InGaAs) NEC	24,6 mm	Load Pull classe AB prof. 3.5V	19,4 (3,5mW/mm)	11	40		44 (BW=4,096MHz et 5MHz d'offset)	1,95 GHz	[18]
PHEMT LITTON	200 μ m	MIC 5V	13 (100mW/mm)		41			18 GHz	[99]
PHEMT PPH25 UMS	2,4 mm	MMIC 5093 classe AB, 6V	16 (16mW/mm)	1	55	46		26 GHz	[100]
PHEMT QPN-19 QUINSTAR		MMIC classe A, 15V	18	0,5	40			19 GHz	[101]
PHEMT NEC InGaP/AlGaAs/InGaAs	16,8 mm	MIC , 9V	29,8 (57mW/mm)	8				12 GHz	[102]
MESFET Télécom Corée	21 mm	Load Pull, classe B, 2.3V	19,4 (4,2mW/mm)	9	59			900 MHz	[103]
MESFET NEC	70 mm	MIC classe AB prof	32,3 24mW/mm	25		32		1,5 GHz	[36]
MESFET Alpha Industries	1 mm	Load Pull, 5.8V	11,6 14mW/mm	13				850 MHz	[104]
LD MOS MRF286 MOTOROLA	158 mm	MIC. classeAB, 26V	38 40mW/mm	15	47	36		2 GHz	[11] [12]
LD MOS BLF2022-90 PHILIPS		MMIC, 28V	38	12			47 BW=3,84MHz et 5MHz d'offset	2,14 GHz	[105]
HBT GaAs NEC	2400 μ m ²	Load Pull, classeAB, 3,6V	20,4 46W/mm ²	12,3			64,5	1,5 GHz	[106]
HBT SiGe MA/COM	1900 μ m ²	Load Pull, classeAB, 7V	17,2 27,6W/mm	11	31			1,88 GHz	[17]
BJT Si 20125 ERICSSON		MIC, classeAB, 26V PUSH-PULL	41.8		30			2 GHz	[107]

I.5 : Conclusion :

Nous avons, dans ce premier chapitre, étudié les deux familles d'amplificateurs de puissance : ATOP et SSPA.

Tout d'abord, sur un plan physique, nous avons rappelé les origines de leurs non linéarités et les répercussions de celles-ci sur les caractéristiques du dispositif amplificateur. Nous sommes ensuite passés aux principaux critères d'évaluation de la linéarité d'un amplificateur selon le type d'excitation appliqué. Puis nous avons passé en revue les techniques externes de correction de la linéarité. Nous avons terminé par une tentative de comparaison des caractéristiques en puissance et linéarité, portant sur les différentes filières technologiques de SSPA et d'ATOP.

La complexité révélée par toute cette approche montre que les interprétations de non linéarité ne peuvent pas être basées sur la technologie seule. Il convient donc de compléter cette approche en procédant à des études basées, cette fois, sur les outils de modélisation et simulation, études qui doivent, par ailleurs, nous apporter aussi une aide pour la réalisation du système de mesure NPR.

CHAPITRE II

CHOIX D'UN OUTIL DE MODELISATION DU TEST N.P.R.

Comme l'a souligné l'introduction générale du mémoire, ce chapitre a pour objet de passer en revue les outils de modélisation et simulation susceptibles de pouvoir nous apporter une aide dans la mise en œuvre du présent travail. Cette aide doit couvrir un double besoin. D'une part, dans la phase de réalisation de notre système de mesures NPR, elle doit nous faciliter la validation de la cohérence des résultats obtenus sur des composants « étalons ». D'autre part, dans la phase ultérieure d'exploitation de notre système de mesures NPR, elle doit permettre de conforter par des éléments d'analyse la compréhension des comportements des transistors discrets ou des amplificateurs complets que nous serons appelés à expertiser par caractérisation NPR.

II.1 : Exposé des besoins :

Afin de mieux cerner ces besoins de modélisation il importe d'abord de préciser l'environnement dans lequel doit se trouver le dispositif à tester (DUT), transistor discret ou amplificateur complet (**figure II.1**). Le transistor, sur tranche ou sur plaquette individuelle, est inséré entre deux sondes coplanaires, en standard 50Ω , d'une station sous pointe. L'amplificateur, usuellement en boîtier connectorisé, se trouve encadré par deux câbles coaxiaux, également en standard 50Ω . Côté entrée, la configuration de la source d'excitation NPR se présente sous une forme similaire pour le transistor ou l'amplificateur, son signal étant constitué par une bande très étroite de bruit quasi Gaussien et son impédance interne pouvant être assimilée au standard 50Ω en raison du niveau important de pertes d'insertion du circuit d'injection. C'est côté sortie que se situent les différences entre les deux cas de DUT. Pour l'amplificateur la charge usuellement présentée est 50Ω . Elle est simplement constituée par la connectique assurant la liaison avec l'analyseur de spectre et le mesureur de puissance placés en sortie finale. Pour le transistor l'impédance de charge doit pouvoir prendre n'importe quelle valeur, c'est-à-dire pouvoir présenter un coefficient de réflexion dont le module puisse varier de 0 à 1. Cette condition, très exigeante, impose l'utilisation d'un adaptateur d'impédance de haute qualité, c'est-à-dire ayant très peu de pertes, et impose que l'ensemble de la connectique entre sonde coplaire de sortie et cet adaptateur présente, également, le moins possible de pertes.

Néanmoins, mêmes très faibles ces pertes ne sont pas négligeables, surtout dans les cas d'impédance de charge souhaitée fortement réfléchive. Une modélisation de leur influence consiste [3], en première approximation, à utiliser une ligne à pertes en cascade avec un adaptateur idéal (sans pertes) comme le montre la **figure II.1**

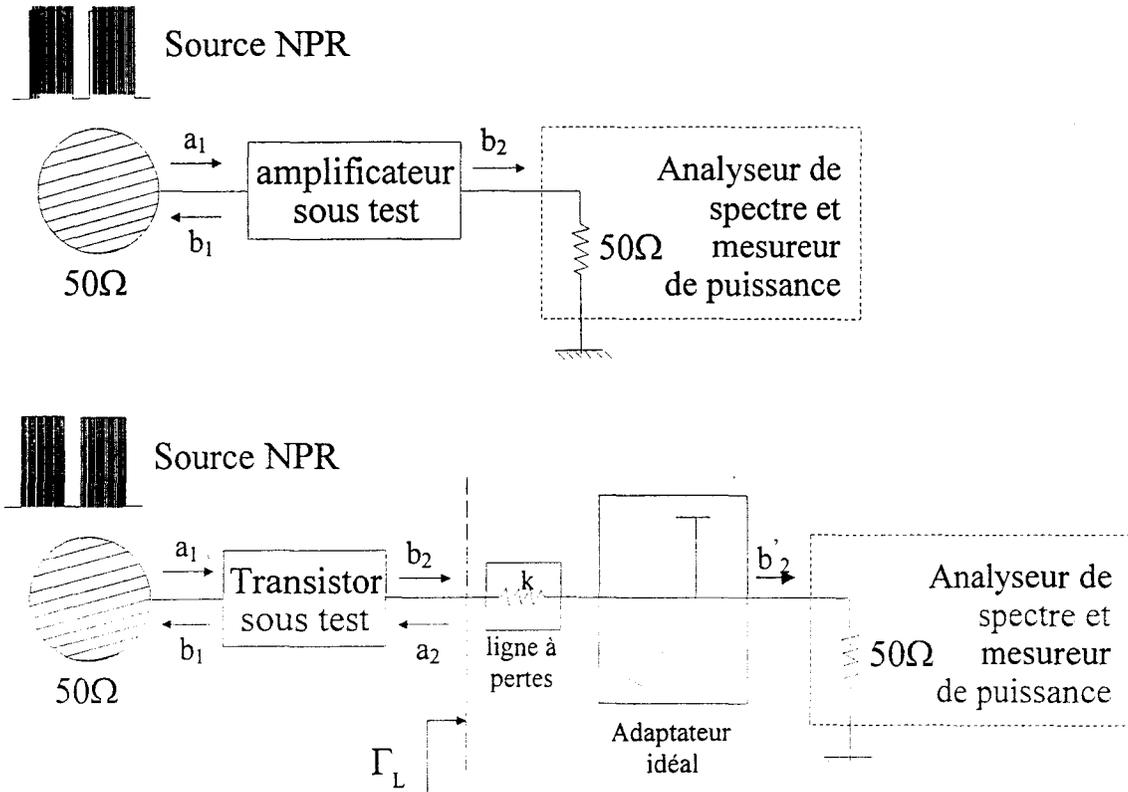


Figure II.1 : Représentation schématique des environnements de mesure NPR pour un amplificateur et un transistor

Sur le plan des ondes de bruit impliquées dans le test NPR, en faisant l'hypothèse que la bande de bruit de la source NPR est très étroite et en négligeant, par voie de conséquence, la dispersion fréquentielle des différents éléments de la configuration de mesure « amplificateur » ou de la configuration de mesure « transistor », on peut relier en première approximation le bruit de sortie de chacune des configurations au bruit d'excitation d'entrée par une relation simple.

Ainsi, dans le cas de l'amplificateur, on a :

$$b_2 = S_{21} \times a_1$$

S_{21} étant le paramètre transmission de l'amplificateur dans un environnement d'impédances de fermeture standard 50Ω .

Alors que, dans le cas du transistor, on a :

$$b_2' = \sqrt{1 - \frac{|\Gamma_L|^2}{k^4}} \times k \times S_{21}' \times a_1$$

S_{21}' étant le paramètre transmission du transistor avec une impédance de charge quelconque de coefficient de réflexion Γ_L et k étant le coefficient de transmission de la ligne à pertes entrant dans la modélisation de cette charge.

Dans les relations ci-dessus de b_2 et b_2' , a_1 représente les ondes de bruit fournies en entrée par la source d'excitation NPR, S_{21} et S_{21}' ont leurs modules et phases qui varient avec l'amplitude des ondes a_1 . L'évaluation théorique du NPR sur la base de cette approche suppose donc que les différents termes des relations ci-dessus soient connus. C'est parfaitement possible dès lors que l'on dispose d'un analyseur de réseaux grand signal et d'un banc de Load-pull, le premier permettant l'extraction en module et phase du S_{21} de l'amplificateur, le second l'extraction en module et phase du S_{21}' du transistor avec, simultanément, la détermination du coefficient de réflexion Γ_L de son impédance de charge. Outre ces informations sur les conversions AM/AM et AM/PM, ces deux appareils nous fourniront également d'autres informations sur les non linéarités d'entrée de l'amplificateur et du transistor avec les relevés, respectivement, de leurs S_{11} et S_{11}' en fonction du niveau d'entrée.

De cette présentation du contexte de la mesure NPR il semble découler que le choix naturel des outils de modélisation doit pencher vers ceux qui reposent sur le concept du gain complexe. Il faut, cependant, ne pas perdre de vue que ces modélisations, basées sur une extraction en excitation monoton, ne prennent pas en compte les effets mémoires, ceux-ci n'intervenant que dans les cas de signaux à modulation d'enveloppe. C'est pourquoi, dans ce qui suit, avant de développer les différents aspects relatifs aux modélisations utilisant le gain complexe, nous allons effectuer un rapide tour d'horizon sur les possibilités qu'offre actuellement l'autre grande famille d'outils de modélisation et simulation reposant sur les séries de Volterra.

Les critères sur lesquels nous nous baserons pour juger de l'efficacité opératoire de ces outils seront au nombre de trois, à savoir :

- Les facilités de réalisation d'une excitation multiton telle que celle du test NPR.

- La disponibilité de méthodes expérimentales d'extraction des paramètres clés de modélisation les plus directes possible et dans la meilleure adéquation possible avec le mode opératoire de simulation.
- Les possibilités de prise en compte des effets mémoires.

II.2 : Les séries de Volterra :

II.2.1. Les séries de Volterra classiques:

[108-114]

Pour satisfaire simultanément aux trois critères d'efficacité opératoire souhaités pour la modélisation, il faut pouvoir disposer d'une méthode très universelle. Historiquement, un traitement aussi général de systèmes pouvant être très non linéaires et avec présence éventuelle d'effets mémoire ne peut-être envisagé que par l'utilisation de séries de Volterra.

De nombreux auteurs [109] [115] [116] ont développé mathématiquement ce formalisme et sont arrivés aux formes temporelle et fréquentielle des séries de Volterra dites « classiques »:

II.2.1.1 Forme temporelle des séries de Volterra classiques :

De façon très générale, le signal de sortie $y(t)$ d'un système non linéaire avec mémoire est une fonction non linéaire du signal d'entrée $x(t)$, et peut s'écrire temporellement [116]:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) \quad (\text{II-1})$$

avec $y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 d\tau_2 \dots d\tau_n$

Cette série apparaît comme une sorte d'extension des séries de Taylor aux systèmes non linéaires avec mémoire, faisant intervenir une notion de réponse multi-impulsionnelle $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ associée à n impulsions d'entrée aux instants $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ précédant l'instant t .

Les fonctions $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ sont appelées noyaux de Volterra d'ordre n. On peut ainsi schématiser le circuit non linéaire de réponse $y(t)$ par la sommation de n réseaux partiels linéaires **figure II-2**

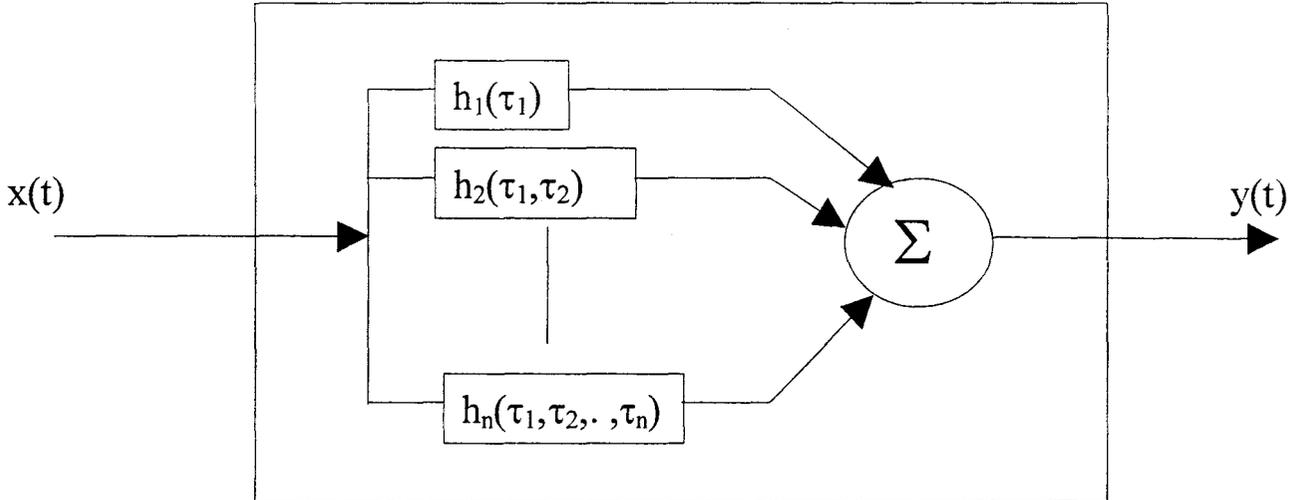


Figure II.2 : Schéma symbolique du circuit non linéaire par des noyaux de VOLTERRA

Bien évidemment la relation II-1, se réduit simplement au premier terme h_1 dans le cas où le système est linéaire, par exemple dans le cas d'un filtre, et devient :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau \quad (\text{II-2})$$

Cette formulation en série de Volterra classique est sur le plan théorique très puissante. Elle se heurte malheureusement à une difficulté pratique rédhibitoire qui est l'extraction des noyaux h_n [114] à partir de mesures multi-impulsionnelles. Pour cette raison, dans la majorité des applications, on doit substituer à cette formulation temporelle une autre formulation faisant intervenir la fréquence.

II.2.1.2 Forme fréquentielle des séries de Volterra classiques :

Moyennant un traitement mathématique dont on trouve les détails dans la littérature [116] la réponse $y(t)$ du système non linéaire peut être mise sous la forme :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2\pi)^n} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \prod_{i=1}^n [X(\omega_i) \times e^{j\omega_i t} d\omega_i] \quad (II-4)$$

Dans laquelle $H_n(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n)$ est la transformée de Fourier du noyau temporel de Volterra $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$. et $X(\omega)$ la description spectrale du signal d'entrée $x(t)$.

On peut ainsi, grâce à cette formulation représenter le système non linéaire avec mémoire comme sur la **figure II.2**.

$$\text{En substituant aux } \left\{ \begin{array}{l} h_1(\tau_1) \\ \vdots \\ h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \end{array} \right. \quad \text{les } \left\{ \begin{array}{l} H_1(\omega) \\ \vdots \\ H_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \end{array} \right.$$

II.2.1.3 Extraction des paramètres de modélisation:

La possibilité d'exprimer $y(t)$ dépend donc directement de la connaissance des fonctions de transfert H_n . L'obtention de ces dernières s'opère de manière récursive en recueillant les réponses fréquentielles du système à une excitation à une fréquence, puis deux fréquences, puis trois.... et ainsi de suite, en extrayant successivement H_1, H_2, H_3, \dots etc.

Des problèmes de séparation de noyaux existant en raison des phénomènes de recombinaison de fréquences, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de résolution matricielle et d'approximation par moindres carrés qui deviennent très lourdes dès que l'on monte dans l'ordre des noyaux. Dans la pratique, il est très difficile de pousser l'extraction au delà de l'ordre 3 ou 4.

Outre ce problème lié à l'extraction des noyaux au delà de quelques uns, un autre problème réside dans le fait que dès qu'un système présente des non linéarités assez marquées sa formulation par série de Volterra classique peut conduire à des situations de non convergence. Les séries de Volterra classiques sont donc restreintes au traitement des systèmes très faiblement non linéaires et utilisées essentiellement pour la prédiction de la distorsion d'amplificateurs faiblement non linéaires, la conception d'oscillateurs et l'analyse de boucles à verrouillage de phase.

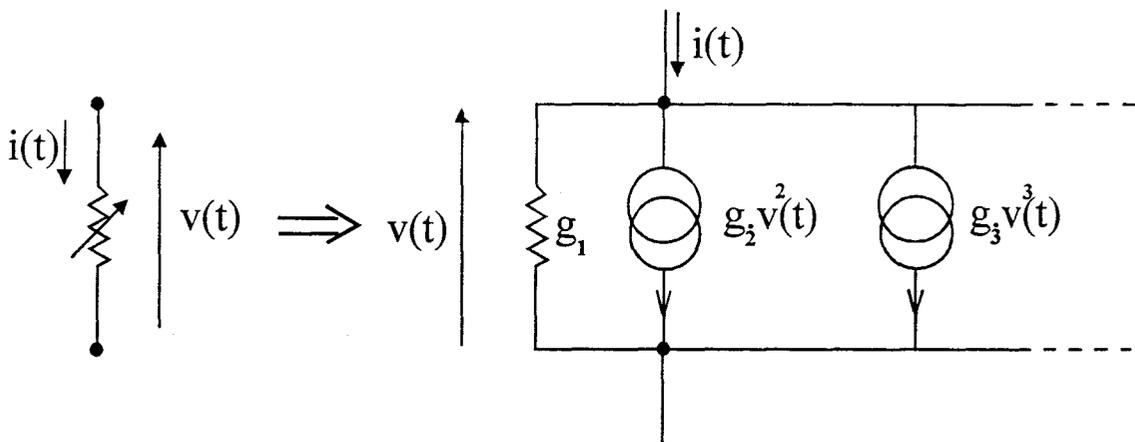
Stephen MAAS, dans son logiciel C/NL₂ puis, récemment, dans un nouveau logiciel commercialisé sous le nom de « Voltaire XL », a simplifié ce formalisme des séries de Volterra en employant la méthode dite des « courants non linéaires » [117-120]. Cette méthode contourne le problème posé par une véritable extraction des noyaux de Volterra mais au prix d'une moindre rigueur dans la représentation des effets non linéaires et de mémoire.

II.2.1.4 Méthode dite des courants non linéaires: Stephen MAAS

Cette méthode, développée par S. MAAS [117], consiste à remplacer chaque élément électrique non linéaire du circuit par une sommation de sources de courant dont chacune se rapporte à un ordre de produit de mélange.

Ainsi, par exemple [121], dans le cas d'une conductance non linéaire **figure II-3**, ce traitement consiste à relier le courant instantané $i(t)$ à la tension instantanée à ses bornes $v(t)$ selon les expressions :

$$\begin{cases} i(t) = g_1 \cdot v(t) + g_2 \cdot v^2(t) + g_3 \cdot v^3(t) + \dots \\ i(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) + \dots \\ v(t) = v_1(t) + v_2(t) + v_3(t) + \dots \end{cases} \quad \text{avec } v_1(t) \gg v_2(t) \gg v_3(t) \quad (\text{II-5})$$



Où les indices 1, 2, 3... se rapportent aux 1^{er}, 2^{ème}, 3^{ème} ... ordres de produits de mélange.

Figure II.3 : Représentation polynomiale d'une conductance non linéaire [121]

Cette représentation peut être réarrangée selon un schéma équivalent faisant explicitement apparaître les différents ordres du courant $i(t)$ **figure II-4**

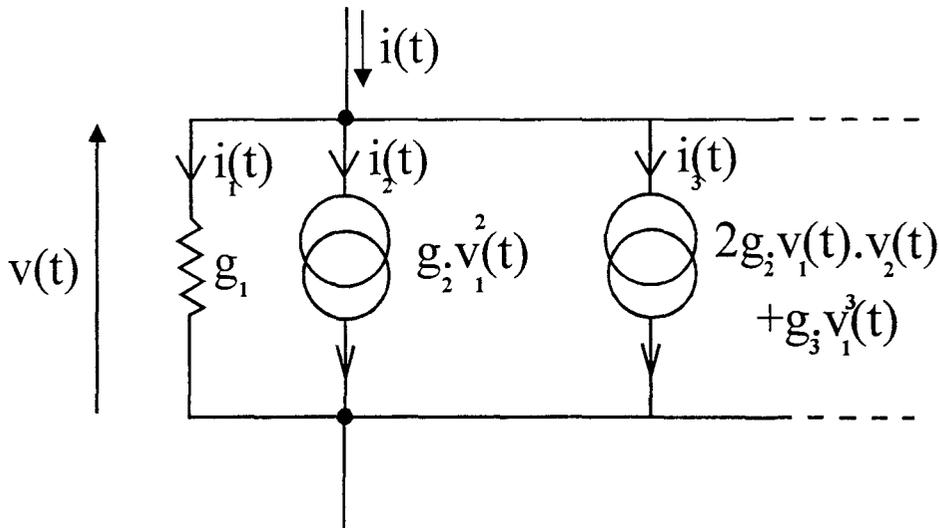


Figure II.4 : Circuit équivalent d'une conductance non linéaire selon la théorie des courants non linéaires (limitée ici au 3^{ème} ordre)

De cette dernière représentation du courant $i(t)$ il ressort que ses composantes d'ordre supérieur à 1 sont toujours des fonctions des composantes d'ordres inférieurs de la tension $v(t)$. C'est sur cette constatation que repose l'algorithme pilotant le logiciel « Voltaire XL » avec une méthode récursive consistant à déterminer, dans l'ordre croissant, les différentes composantes de $v(t)$ et $i(t)$.

Cette méthode est également utilisée pour modéliser les non linéarités de capacité (Q/V) ou de transconductance [117] [119] [120], à partir de mesures de caractéristiques I/V et Q/V, celles ci étant exprimées en séries de puissance par des courbes de tendance.

Il est clair que cette approche simplifiée des séries de Volterra est, avant tout, dédiée à des analyses de type circuit. Elle repose, en effet, essentiellement sur des caractérisations d'éléments individuels de circuit. Son application à la globalité d'un système, tel qu'un amplificateur, est difficilement envisageable.

II.2.2. Séries de Volterra à noyaux dynamiques : [116][124]

L'idée des Séries de Volterra à noyaux dynamiques remonte à plus de 25 ans [122] et s'est progressivement précisée [123] avant d'atteindre, ces dernières années, une phase de développement intense dans plusieurs équipes spécialisées en matière de logiciels de microélectronique non linéaire, notamment en France dans la mouvance de l'IRCOM [125-129]. Il est encore trop tôt pour connaître exactement l'étendue du domaine des applications qui peuvent être traitées par cette nouvelle approche, celle-ci étant, comme on va le voir, relativement simple car comportant un nombre de termes très réduit.

II.2.1.1 Forme temporelle des séries de Volterra à noyaux dynamiques :

La raison principale de non convergence des séries de Volterra classiques tenant au choix d'un « zéro absolu » comme origine du signal d'entrée $x(t)$ appliqué au système non linéaire, il a été proposé de changer cette origine et de la fixer à la valeur instantanée même du signal d'entrée. De cette modification résulte la formulation temporelle de la réponse de sortie :

$$y(t) = y_{dc}[x(t)] + \int_0^{\tau_m} \dots \int_0^{\tau_m} h_n[x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n] \prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t)) d\tau_i \quad (II-6)$$

Où $y_{dc}[x(t)]$ n'est autre que la réponse que devrait avoir le système s'il n'avait pas d'effet mémoire (correspondant à : $x(t - \tau_i) = x(t)$), c'est-à-dire la réponse AM/AM – AM/PM de celui-ci, et où les termes sous intégrales comportent d'une part les déviations du signal d'entrée aux différents instants ayant précédé l'instant t , sur la durée τ_m où s'exerce l'effet mémoire, et, d'autre part, les noyaux de Volterra dits « dynamiques » h_n qui dépendent alors non seulement du système sous étude mais aussi de la valeur instantanée du signal d'entrée $x(t)$.

De cette formulation il ressort que la convergence est nécessairement assurée si le produit des déviations $x(t - \tau_i) - x(t)$ tend vers 0 sur la durée mémoire τ_m . Dans l'hypothèse d'un signal d'entrée de la forme $x(t) = A \cdot \cos \omega t$ cela implique que la condition $\omega \cdot \tau_m \ll 1$ soit vérifiée, c'est-à-dire que la durée mémoire doit être courte devant la période du signal.

Si cette condition est vérifiée la série de Volterra dynamique peut être limitée au premier ordre, c'est-à-dire à :

$$y(t) = y_{dc}[x(t)] + \int_0^{\tau_m} h_1[x(t), \tau][x(t-\tau) - x(t)]d\tau \quad (\text{II-7})$$

C'est donc ce seul terme du 1^{er} ordre qui permet de prendre en compte l'effet mémoire du système et d'apporter la correction voulue au terme d'ordre zéro $y_{dc}[x(t)]$ qui, lui, est représentatif de ce qui se passerait si l'effet mémoire n'existait pas (réponse AM/AM – AM/PM seulement).

II.2.1.2 Forme fréquentielle des séries de Volterra à noyaux dynamiques :

Dans l'hypothèse, très fréquemment vérifiée, où le signal d'entrée $x(t)$ comporte un spectre de largeur BW centré sur la pulsation porteuse ω_0 , avec $\omega_0 \gg BW$, la formulation fréquentielle de la série de Volterra dynamique s'exprime par :

$$\begin{aligned} \hat{Y}(t) = \hat{Y}_{dc}[\hat{X}(t), \hat{X}^*(t)] + \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-BW/2}^{BW/2} \hat{H}_1[\hat{X}(t), \hat{X}^*(t), \Omega] \cdot \hat{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-BW/2}^{BW/2} \hat{H}_2[\hat{X}(t), \hat{X}^*(t), \Omega] \cdot \hat{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad (\text{II-8})$$

Où : $\hat{X}(t)$ et $\hat{Y}(t)$ sont, alors, les enveloppes complexes des signaux en entrée et sortie,

\hat{Y}_{dc} représente la réponse AM/AM – AM/PM du système relevée à la pulsation ω_0 ,

$\hat{X}(\Omega)$ est le spectre de l'enveloppe du signal d'entrée,

\hat{H}_1 et \hat{H}_2 sont deux fonctions de transfert, dites « noyaux dynamiques de Volterra », traduisant l'effet conjugué de la mémoire et de la distorsion du système.

Dans la pratique, \hat{H}_1 et \hat{H}_2 sont déterminées comme le montre la **figure II-5**, en appliquant en entrée du système non linéaire deux signaux sinusoïdaux de pulsations ω_0 et $\omega_0+\Omega$, le premier de grande amplitude faisant office de signal de pompe et le second, de faible amplitude, servant de signal de modulation.

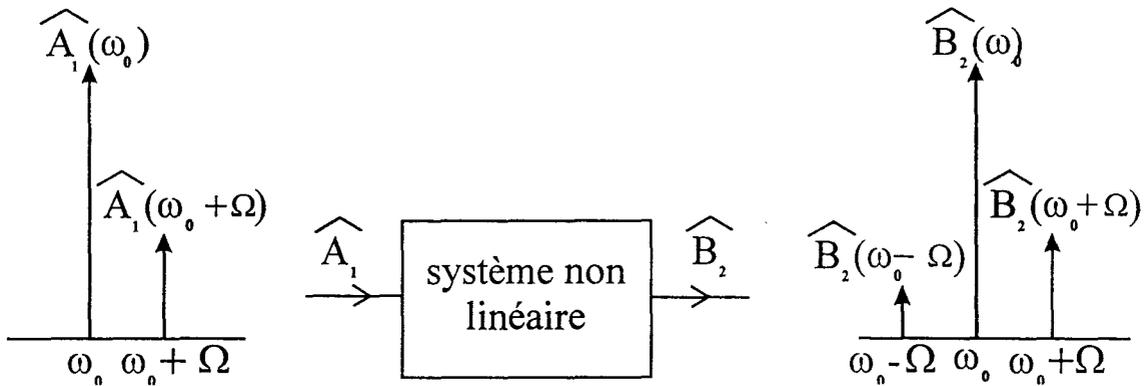


Figure II.5 : Principe de l'extraction des noyaux dynamiques de Volterra du 1^{er} ordre dans le domaine fréquentiel.[116]

\hat{H}_1 et \hat{H}_2 sont respectivement fournis par les rapports complexes :

$$\hat{H}_1 = \frac{\hat{B}_2(\omega_0 - \Omega)}{\hat{A}_1(\omega_0 + \Omega)} \qquad \hat{H}_2 = \frac{\hat{B}_2(\omega_0 + \Omega)}{\hat{A}_1(\omega_0 + \Omega)} \qquad (II-9)$$

Rapports qui sont relativement faciles à mesurer avec un banc de mesure comportant un analyseur de réseaux vectoriel, en fonction, d'une part, de l'amplitude du signal d'entrée et, d'autre part, de l'écart Ω de pulsation entre le signal de pompe et le signal de modulation.

Des premiers tests effectués sur des amplificateurs [125-129] ont montré la faisabilité et la pertinence de cette approche par noyaux dynamiques dans des cas opératoires simples. Il reste à voir jusqu'où la méthode peut être utilisée lorsque la bande passante du système étudié cesse d'être ultra étroite et lorsque le signal d'entrée comporte de brusques variations et, par conséquent, un spectre complexe.

II.3 : Modélisations utilisant le gain complexe :

Dans cette partie, nous examinons trois variantes de modélisation utilisant le principe du « gain complexe ». Ces méthodes, de type « boîte noire », sont basées sur les deux caractéristiques de non linéarité les plus aisément accessibles par la mesure :

- La caractéristique de gain en fonction de la puissance d'entrée ou conversion AM/AM : $|G(E)|$
- La caractéristique de phase entrée/sortie en fonction de la puissance d'entrée ou conversion AM/PM : $\theta(E)$

Ces deux caractéristiques sont communément mesurées en excitation monoton, et ce dans des conditions de fonctionnement données (fréquence de travail, polarisation et impédance de charge).

Dans un premier temps, nous allons développer la formulation de base du gain complexe, telle qu'elle découle des relevés en excitation monoton de l'AM-AM et de l'AM-PM. Dans un deuxième temps, nous montrerons comment l'extension au modèle quadratique I/Q, basée sur le même principe, permet de traiter le cas des signaux modulés numériques. Ces deux premiers formalismes, basés sur des caractérisations en excitation monoton, ne permettent pas la prise en compte d'effets mémoires.

Ensuite, nous passerons à une variante du modèle quadratique, récemment introduite [68], qui consiste à accéder à un pseudo gain complexe à partir de caractérisations d'intermodulation effectuées en excitation biton et, de ce fait, permet de prendre en compte certains effets mémoires.

Enfin, en dernier lieu, nous présenterons les grandes lignes du logiciel OMNISYS, sur lequel s'est fixé notre choix pour traiter l'analyse théorique du NPR en vue de la mise en œuvre pratique du banc. Ce logiciel utilise le formalisme quadratique I/Q pour traiter les non linéarités et possède, par ailleurs, d'autres commodités de simulation très adaptées à notre problème.

II.3.1. Formulation de base du gain complexe : [130-132]

La formulation du gain complexe consiste en une fonction non linéaire reliant les enveloppes complexes des signaux d'entrée et de sortie **figure II.6**:

$$G(E) = |G(E)| \cdot e^{j\theta(E)} \quad (\text{II-10})$$

Où $|G(E)|$ et $\theta(E)$ sont les caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM du dispositif.

Pour ce traitement le signal de sortie est supposé être une fonction instantanée du signal d'entrée, ce qui implique que l'on ne considère que des systèmes non linéaires sans effet mémoire.

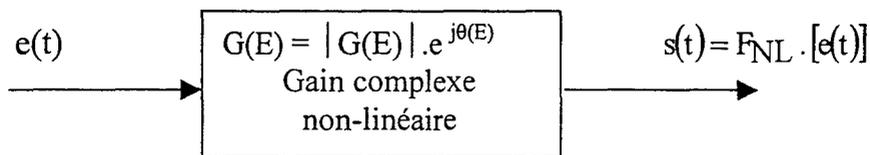


Figure II.6 : Modélisation du gain complexe par les effets combinés des non-linéarités d'amplitude (AM/AM) et de phase (AM/PM)

II.3.1.1 Cas d'une excitation monoton

Dans le cas simple du dispositif excité en entrée par un signal monoton:

$$e(t) = E \cdot \cos[\omega t + \varphi] \quad (\text{II-11}).$$

Le signal de sortie s'exprime par:

$$s(t) = \text{Ré}\{E \times |G(E)| \cdot e^{j\theta(E)} \cdot e^{j(\omega t + \varphi)}\} \quad (\text{II-12}).$$

II.3.1.2 Cas d'une excitation biton

En conservant l'hypothèse que l'excitation vérifie l'approximation bande étroite $[\Delta f = f_2 - f_1 \ll f_1 \text{ ou } f_2]$, et que, de ce fait, la fonction $G(E)$ peut être considérée identique dans la bande, alors, pour un signal d'entrée de la forme :

$$e(t) = E \{ \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \cos(\omega_2 t + \varphi_2) \} \quad (\text{II-13})$$

Soit, en notation complexe : $e(t) = \text{Ré} \left\{ E \left(e^{j(\omega_1 t + \varphi_1)} + e^{j(\omega_2 t + \varphi_2)} \right) \right\}$ (II-14)

Le signal de sortie s'exprime par:

$$s(t) = \text{Ré} \left\{ 2E \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \cdot G \left[2E \cdot \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right] \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)} \right\} \quad (\text{II-15})$$

$$\text{avec : } \omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} ; \Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2} ; \varphi_0 = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} ; \Delta\varphi = \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}$$

Une généralisation de ce formalisme à un signal d'entrée à N sinusoïdes est possible à condition que l'hypothèse d'approximation bande étroite soit toujours valable, pour garantir une enveloppe indépendante de la fréquence.

II.3.1.3 Approximation du gain complexe

A partir de la mesure monotone des caractéristiques de transfert AM/AM et AM/PM à impédance de charge constante, on peut approximer le gain complexe $G(E)$ par de multiples fonctions d'interpolations telle que les séries polynomiales à coefficients complexes, les fonctions de Bessel, les fonctions en séries de Fourier ou les fonctions Spline. Nous y reviendrons par la suite.

De nombreuses études concernant ces méthodes d'approximation ont été faites. L'une d'entre elles [130], portant sur la stabilité des fonctions de Bessel par rapport aux séries polynomiales, est particulièrement instructive.

II.3.1.4 Domaine de validité

Cette modélisation, où nous introduisons globalement les phénomènes de non linéarité d'amplitude et de phase du dispositif par un gain complexe $G(E) = |G(E)| \cdot e^{j\theta(E)}$, reste une bonne méthode tant que les hypothèses suivantes sont respectées :

- Absence d'effet mémoire ou effets mémoires très courts, pour avoir $G(E)$ en module et phase indépendant de la fréquence et dépendant uniquement du niveau de signal d'entrée instantané.

- Validité de l'approximation bande étroite.
- Simultanéité des distorsions d'amplitude et de phase et, par conséquent, corrélation des conversions AM/AM et AM/PM.

Les conditions ci dessus prennent toute leur importance lorsque les signaux d'entrée et de sortie correspondent à des applications à enveloppe modulée au cours du temps ou avec des signaux transitoires.

II.3.2. Formulation par un modèle quadratique I/Q :

[131] [133-138]

Le concept de modèle quadratique I/Q est basé sur le développement en séries de fonctions de transfert en phase (I) et en quadrature (Q) relatives à l'enveloppe en tension des signaux d'entrée et de sortie du dispositif. Comme le concept de base du gain complexe, ce modèle dérive aussi des caractéristiques monoton de gain de conversion AM/AM et AM/PM et constitue une représentation comportementale.

Cette technique relie, aussi, par une relation fonctionnelle les enveloppes complexes instantanées en tension de l'entrée et de la sortie, et ce indépendamment de la fréquence centrale de travail (Analyse en bande de base), ce qui donne à cette méthode son caractère de simulateur d'enveloppe.

II.3.2.1 Modèle quadratique

Historiquement, KAYE [134] fut l'un des pionniers du formalisme du modèle quadratique, qui s'applique à l'étude des dispositifs non linéaire dont l'excitation d'entrée est à bande étroite, vis à vis de celle du dispositif lui-même.

Aujourd'hui, cette méthode est choisie, par exemple, pour l'étude de critères de performances des applications numériques cellulaires [138], sous excitation par des signaux en bande étroite d'enveloppe variant dans le temps.

Le développement du modèle [134] [138] consiste, dans un premier temps, à exprimer le signal d'entrée sous forme d'une porteuse pouvant être modulée en amplitude et en phase, cette éventualité étant assurée par une transformation I/Q passe-bas :

$$\boxed{v_{in}(t) = V(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \phi(t))} \quad (\text{II-16}) \quad \text{avec: } \begin{cases} V(t): \text{enveloppe en tension passe bas} \\ \phi(t): \text{caractéristique en phase} \\ \omega_0: \text{fréquence de la porteuse} \end{cases}$$

En terme de composantes I/Q, $v_{in}(t)$ peut aussi s'écrire :

$$\boxed{v_{in}(t) = \text{Ré} \left[(V_i(t) + jV_q(t)) e^{j\omega_0 t} \right]} \quad (\text{II-17}) \quad \text{avec: } \begin{cases} V_i(t) = V(t) \cdot \cos \Phi(t) \\ V_q(t) = V(t) \cdot \sin \Phi(t) \end{cases}$$

En sortie, le signal sera de la forme :

$$\boxed{V_{out}(t) = \text{Ré} \left\{ V(t) \cdot G(V(t)) \cdot e^{j\{\phi(t) + \varphi(V(t)) + \omega_0 t\}} \right\}} \quad (\text{II-18})$$

avec: $\begin{cases} G(V(t)): \text{enveloppe (entrée - sortie) instantanée du gain en tension} \\ \varphi(V(t)): \text{caractéristiques de phase de la non linéarité} \end{cases}$

En décomposant dans (II-18), les fonctions $G(V(t))$ et $\varphi(V(t))$ sous forme I/Q, $V_{out}(t)$ devient :

$$\boxed{V_{out}(t) = \text{Ré} \left\{ G_i[V(t)] \{V_i(t) + j \cdot V_q(t)\} + jG_q[V(t)] \{V_i(t) + j \cdot V_q(t)\} \right\} \cdot e^{j\omega_0 t}} \quad (\text{II-19})$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} G_i[V(t)] = G(V(t)) \cdot \cos \varphi(V(t)) \\ G_q[V(t)] = G(V(t)) \cdot \sin \varphi(V(t)) \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

Sous les formes (II-19) et (II-20), on peut constater que les non linéarités en phase (I) et en quadrature (Q) sont définies uniquement par des distorsions non linéaires d'amplitude $G_i[V(t)]$ et $G_q[V(t)]$. La porteuse f_0 dans ces expressions devenant formelle, cela permet le traitement d'une enveloppe complexe passe-bas, sans porteuse, et allège les calculs numériques (classiquement la bande passante du dispositif est très inférieure à f_0). La modélisation quadratique peut ainsi se schématiser par la **figure II.7** :

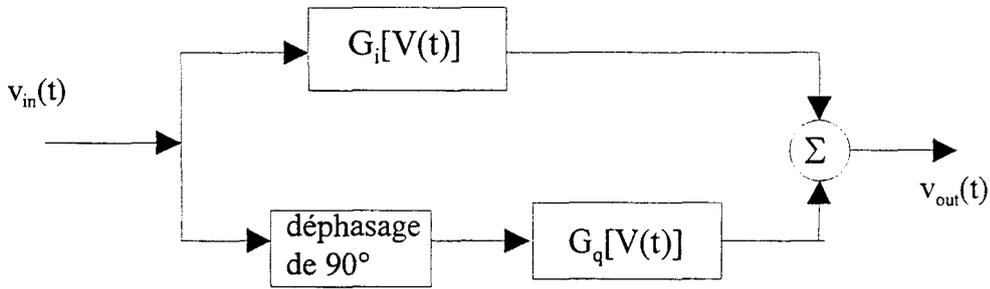


Figure II.7 : Modèle quadratique I/Q traitant les enveloppes des signaux d'entrée et de sortie d'un dispositif passe-bande. [134]

La validité de ce modèle est assurée par l'hypothèse de signaux en « bande étroite » qui, du fait que les non linéarités en phase et en quadrature n'ont aucun effet sur la phase ($\omega_0 t + \phi(t)$) des signaux traversant le dispositif, permet de garantir que les signaux de sortie soient des composantes quadratiques linéairement indépendantes du processus aléatoire d'entrée, et ainsi leurs spectres pourront s'additionner.

L'expression (II-19) peut se simplifier dans les cas suivants:

- En l'absence de conversion de phase (AM/PM) => L'effet de la voie **en quadrature** disparaît.
- En présence d'une faible conversion de phase=> La voie **en phase** est décrite par la non linéarité d'amplitude $G[V(t)]$ et la voie **en quadrature** est décrite par $\{G[V(t)].\phi[V(t)]\}$.

En présence des deux conversions : cas général => Les voies **en phase** et **en quadrature** sont décrites par les équations (II-20).

Cette méthode de modélisation constitue un outil de simulation de dispositif non linéaire incomplet. En effet, un certain nombre de paramètres RF typiques ne sont pas pris en considération, tels que les coefficients de réflexion entrée et sortie mais également les effets mémoires longs. Il s'agit essentiellement d'un traitement de fonctions de transfert. Nous allons voir, dans ce qui suit, les techniques utilisées pour obtenir la meilleure représentation possible à partir des données fournies par les mesures AM/AM et AM/PM.

II.3.2.2 Fonctions d'interpolations de $G_i[V(t)]$ et de $G_q[V(t)]$

Ces fonctions sont, typiquement, obtenues à partir de simulations circuit ou de mesures en monoton du dispositif, ce qui est relativement simple à mettre en œuvre. En ce qui concerne les simulations circuit, une analyse d'un modèle large-bande sous « Harmonique Balance » ou « Volterra » permet de déterminer les réponses AM/AM et AM/PM. La complémentarité de ce type de simulateur avec la méthode quadratique permet une analyse complète, en fonction de l'impédance de charge, de la polarisation et des paramètres du circuit, des grandeurs essentielles tels que la puissance, le rendement, la linéarité, etc...

Pour appliquer la modélisation quadratique, il est essentiel d'exprimer sous une forme analytique les caractéristiques de transfert de gain en phase $G_i[V(t)]$ et en quadrature $G_q[V(t)]$ des expressions (II-19) et (II-20).

Plusieurs possibilités sont mises à notre disposition, telles que les polynômes de Tchebychev[136], les fonctions sinusoïdales[139][140], les fonctions de Bessel[134][138] ou les Splines cubiques[138], c'est-à-dire :

$$(II-21) \quad G(A) = \sum_{k=\text{impair}}^{2M+1} a_k \cdot T_k(k.A.\xi) \Rightarrow \text{fonction de polynômes de Tchebychev}$$

$$(II-22) \quad G(A) = \sum_{k=\text{impair}}^{2M+1} a_k \cdot J_1(k.A.\xi) \Rightarrow \text{fonction du premier ordre de Bessel}$$

$$(II-23) \quad G(A) = \sum_{k=\text{impair}}^{2M+1} a_k \cdot \sin(k.A.\xi) \Rightarrow \text{fonction en séries de Fourier (sinusoïdale)}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} a_k : \text{coefficients des séries} \\ \xi : \text{fonction de normalisation} \\ A : \text{Amplitude de l'enveloppe d'entrée en tension} \\ T_k : \text{Polynômes de Tchebychev} \\ J_1 : \text{Fonction du premier ordre de Bessel} \end{cases}$$

La forme analytique choisie, doit tenir compte d'un certain nombre de critères :

- Trouver un compromis raisonnable de complexité pour la série choisie (type de série, nombre de termes, importance de la non linéarité modélisée, convergence

de cette série) pour permettre la faisabilité du problème. A cette fin, toutes les expressions sont une sommation de termes d'ordre impair pour favoriser la convergence.

- Dupliquer la procédure avec deux fonctions à coefficients a_k pour résoudre le modèle quadratique ($G_i[V(t)]$ et $G_q[V(t)]$).
- Permettre une introduction simple dans un logiciel commercial, et ce, en tenant compte des limites de calcul numérique.

Dans la littérature, lorsque l'on souhaite analyser l'intermodulation d'un dispositif non linéaire excité par un processus GAUSSIEN ou par un nombre important de porteuses, les formes analytiques les plus utilisées sont des représentations comportant un mélange de fonctions sinusoïdales de Fourier et de fonctions de Bessel ou les fonctions Splines cubiques [133][134][138-140]

L'obtention des coefficients a_k des séries $G_i [V(t)]$ et $G_q[V(t)]$ se fait en appliquant une procédure numérique, telle que la méthode des moindres carrés ou les intégrales inverses de la transformée de Tchebychev du premier ordre. Classiquement, on retient la technique simple et bien maîtrisée des moindres carrés dans la plupart des cas, consistant à minimiser les résiduels r_i et r_q , qui représentent la différence entre les valeurs mesurées et les valeurs de prédiction de la série, telle que :

$$r_{i,q} = G_{i,q} (A) - G_{i,q \text{ mesurées}} (A) \quad (\text{II-24})$$

II.3.2.3 Domaine de validité du Modèle quadratique I/Q :

Cette modélisation fonctionnelle par modèle quadratique permet, en théorie, de traiter des dispositifs non linéaires excités par n'importe quel signal, tant qu'il peut s'écrire analytiquement sous la forme d'une enveloppe complexe I/Q (II-17). Dans ce cas l'enveloppe complexe de sortie $V_{out}(t)$ s'exprime par (II-19) :

Le processus de modélisation s'articule autour de quatre étapes :

- ① Représenter le signal d'entrée sous une forme I/Q.
- ② Mesurer ou simuler en monoton les conversions AM/AM et AM/PM

- ③ Déterminer les fonctions de transfert en phase $G_1[V(t)]$ et en quadrature $G_q[V(t)]$ utilisées par le modèle, et ce par interpolation de fonctions polynomiales, de Tchebychev, sinusoïdales, de Bessel ou autres. La détermination des coefficients a_k des séries s'effectuent par la technique des moindres carrés.
- ④ Mesurer les paramètres caractéristiques de distorsion du dispositif sous test et les confronter aux résultats obtenus en simulation afin de valider le modèle quadratique

Les limitations s'articulent autour des hypothèses précédemment définies de faible bande (réponse du dispositif invariant en fréquence dans la bande) et de conditions d'effets mémoires courts, ces deux conditions résultant du fait que l'on utilise une extraction en excitation monoton pour avoir les paramètres du modèle.

Les avantages sont que cette modélisation, nous le verrons par la suite, s'intègre assez facilement dans les logiciels commerciaux (MathCAD, OMNISYS), avec des temps de simulation considérablement réduits par rapport aux simulations circuits classiques du fait que l'on traite les problèmes de non linéarité en bande de base par un modèle comportemental équivalent passe-bas de l'enveloppe complexe, contrairement à ce qui est fait avec les méthodes conventionnelles temporelle ou fréquentielle.

A titre d'exemple, une analyse d'intermodulation biton par une modélisation quadratique du gain [138] utilisant les séries Splines cubiques et Bessel, nécessite un temps de simulation 5 à 10 fois plus faible qu'avec la méthode de l'équilibrage harmonique que l'on trouve dans de nombreux logiciels commerciaux.

Nous verrons plus loin, comment, dans le cadre de la mise en œuvre de notre banc, à partir de ce concept de « modèle quadratique » et de combinaison de signaux I/Q, nous avons pu effectuer une approche de l'influence que pourrait avoir la présence d'effets mémoires sur nos résultats. Cette approche est, malgré tout, assez rudimentaire.

Des propositions récentes [68] sont parues dans la littérature pour affiner la modélisation quadratique I/Q en prenant en compte implicitement les effets de mémoires longues. Cette nouvelle méthode ne repose plus sur une excitation monoton mais sur une excitation biton. Nous allons en voir les principaux aspects dans ce qui suit.

II.3.3. Nouvelle formulation du modèle quadratique I/Q :

Une nouvelle formulation du modèle quadratique I/Q, développée à partir des caractéristiques de transfert biton, en module et phase, du fondamental et des ordres 3 et 5 d'intermodulation, laisse entrevoir une avancée intéressante pour la prise en compte d'effets mémoires et de non linéarités importants.

Les caractéristiques de transfert biton sont modélisées par une formulation non linéaire quadratique AM/AM et AM/PM particulière (II-18). A titre d'exemple, YANG[68] représente la fonction de distorsion AM/AM par une série sinusoïdale modifiée (II-25)[133] et la fonction de distorsion AM/PM par une série polynomiale rationnelle (II-26).

$$G(V(t)) = a_0 \times V(t) + \sum_{n=1,2,3\dots} a_n \times \sin[(2n-1) \times \xi \times V(t)] \quad (\text{II-25})$$

$$\varphi(V(t)) = \frac{\sum_{n=0,1,2\dots} b_n \times V(t)^n}{1 + c_0 \times V(t)^2 + c_1 \times V(t)^4} \quad (\text{II-26})$$

$$\text{avec : } \begin{cases} a_n : \text{paramètres des séries (AM/AM)} \\ \xi : \text{fonction de normalisation} \\ A : \text{Amplitude de l'enveloppe d'entrée en tension} \\ b_n, c_0 \text{ et } c_1 : \text{Paramètres des séries (AM/PM)} \end{cases}$$

Les principales difficultés de ce type de formalisme sont :

- D'une part, la mesure très précise des caractéristiques de transfert biton en module et en phase, pierre angulaire de ce formalisme.
- D'autre part, l'extraction des nombreux paramètres du modèle quadratique AM/AM et AM/PM, et leur ajustement pour permettre la correspondance avec les mesures en module et en phase du fondamental, de l'IM₃ et de l'IM₅ simultanément.
- Et enfin, la capacité mémoire de l'équipement de simulation qui, compte tenu du nombre important de paramètres à interpoler, croît avec la précision recherchée.

Le grand avantage de cette modélisation est qu'elle peut être introduite facilement dans un logiciel commercial. C'est ce qu'à fait YANG en utilisant « Advanced Design System » (ADS), avec d'excellents résultats. Cette modélisation s'adapte parfaitement aux études multiton et en particulier aux analyses de systèmes excités par une modulation numérique. Et enfin, compte tenu du concept de mesure, cette modélisation laisse entrevoir de grandes potentialités dans l'analyse des effets mémoires.

II.3.4. OMNISYS : Logiciel système [134] [141-146]

Compte tenu de la problématique posée par la mise en œuvre de notre banc NPR il nous fallait prendre, parmi les différentes méthodes de modélisation exposées dans ce qui précède, celle qui nous entraîne dans le moins possible de développements annexes tout en permettant l'essentiel de la compréhension de nos travaux.

Ce que l'on cherche à connaître du dispositif, ce sont ses paramètres caractéristiques « système », telles que les impédances de charge, les courbes de gain, les courbes de puissance, etc..., dans un environnement multiporteuse et numérique éventuellement.

La méthode qui nous a paru la plus immédiatement opérationnelle est celle du « modèle quadratique » d'autant plus qu'elle est usuellement implantée dans les logiciels de simulation commerciaux et, en particulier, lorsque nous avons commencé l'étude, c'était le cas pour le logiciel système « OMNISYS » de Hewlett-Packard dont nous disposions au laboratoire.

II.3.4.1 Introduction et but :

OMNISYS, développé par Hewlett-Packard, est destiné à la conception et l'analyse de systèmes RF. Son objectif général est de permettre la simulation de systèmes comme ceux que l'on peut mettre en œuvre pour réaliser une fonction de télécommunication ou un banc de mesure avec traitement de signaux modulés, numériques ou analogiques.

La particularité de ce logiciel système est qu'il fonctionne essentiellement par « boîte noire », tout en proposant le recours à d'autres simulateurs de type « circuit » disponibles dans le pack SERIES IV de Hewlett-Packard.

Ainsi, globalement, il offre la possibilité de conjuguer tout un ensemble de méthodes d'analyse (à partir de schémas équivalents) et de modélisations type « boîte noire ».

OMNISYS a été conçu en un premier lieu pour étudier les systèmes d'émission et de réception (analogiques et numériques). Il met en œuvre des techniques de cascades d'éléments définis en paramètres dispersion et de bruit, en valeur de gain, puissance, TOS, rapport signal à bruit, bande passante. Il permet l'introduction ensuite d'un certain nombre d'imperfections, telles que le point de compression, la saturation, le bruit de phase, l'intermodulation...etc

Il permet, en second lieu, d'étudier le lien RF, les antennes et les modèles de propagation pour les analyses de multi trajet et ce, toujours à partir de grandeurs mesurables, telles que gain, puissance, TOS, diagramme de rayonnement.

Enfin, en dernier lieu, il peut traiter des informations relatives à un fonctionnement numérique en modulateur/démodulateur, et ce, en introduisant les notions de codage, diagramme de l'œil, modulation I/Q, taux d'erreur binaire, encombrement spectral ou débit de transmission, etc...

Dans notre cas, l'utilisation du logiciel doit permettre de modéliser les distorsions produites par un élément non linéaire, et ce, en introduisant comme grandeurs d'entrée : les paramètres dispersion, l'évolution du gain en module et phase (AM/AM et AM/PM), une source d'entrée multiporteuse (bruit gaussien éventuellement), et les conditions d'adaptations. Le but visé est de permettre l'étude des distorsions du spectre de sortie et les grandeurs classiques de distorsion.

II.3.4.2 Mode d'utilisation du logiciel :

OMNISYS s'articule autour de cinq fenêtres de travail : les fenêtres « schematic », « test », « graph », « layout » et « default ».

- **La fenêtre « schematic »**, comme son nom l'indique, sert à constituer le schéma du dispositif (composant, amplificateur ou chaîne complète). Elle fait appel à l'ensemble des bibliothèques d'éléments (électriques ou fonctionnels) avec la prise en compte des phénomènes de non linéarité.

- **La fenêtre « test »**, quant à elle, constitue le laboratoire de mesure. Elle comporte la reprise de la schématique ci-dessus, sous forme de DST, l'introduction des sources

et les appareils de mesure adéquats. La spécificité d'un « test bench » dépend des signaux à véhiculer et du type de mesure désiré. Un choix judicieux de celui-ci améliore les temps de calcul et éventuellement les résultats (méthodes numériques différentes)

Les deux « test benches » essentiels, permettant de traiter les systèmes véhiculant des signaux arbitraires en bande de base ou modulé RF, sont le « *signal FFT* » et « *discrete time* » : Le premier traite les signaux périodiques en régime permanent dans le domaine fréquentiel ou temporel. Pour les signaux non périodiques et transitoires, seul l'analyse temporelle du « *discrete time* » permet leur traitement en transformant tout élément électrique et comportemental en sa réponse impulsionnelle unidirectionnel. Ces « test benches » traitent tous les problèmes relatifs à des imperfections introduites dans les modèles. On trouvera dans l'**annexe I** une description détaillée des modes opératoires utilisés dans ces deux « test benches ».

Quatre autres « test benches » sont disponibles.

- * le « *Small-signal sweep* » qui permet de travailler en balayage fréquentiel à l'aide d'une source petit signal (n'analyse pas les non linéarités)

- * le « *Large-signal sweep* » qui permet d'analyser les systèmes en grand signal (ne permet pas, malgré tout, le calcul des raies de mélange fréquentiel)

- * le « *Budget small-signal* » et « *Budget large-signal* » qui permettent l'étude de cascades d'éléments 2 ports

II.3.4.3 Modélisation des signaux multiporteuse dans OMNISYS :

De par la conception du logiciel, tout signal RF est représenté selon l'écriture des équations (II-17) et (II-19) par ses enveloppes (I et Q), associées à l'information de bande passante, et est localisé autour d'une porteuse f_0 . Ceci permet de représenter les signaux indépendamment de f_0 .

Ainsi les signaux sont mis sous forme d'onde complexe en bande de base (passe-bande) [143].

Dans le domaine temporel, dans le cas d'une porteuse modulée en phase, le signal a la forme :

$$V(t) = A.\cos(\omega_0 t + \Phi_M + \Phi_{ref}) \quad (II-27)$$

- ⎧ Φ_M étant l'état de phase de modulation
- ⎩ Φ_{ref} étant une phase arbitraire, généralement traduisant un "offset" à l'origine

Cette expression (II-27) devient en écriture I/Q :

$$\left\{ \begin{array}{l} V(t) = \text{Ré} \left\{ \left[v_i(t) + j v_q(t) \right] \cdot e^{j\omega_0 t + \phi_{ref}} \right\} \\ V(t) = V_i(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi_{ref}) - V_q(t) \cdot \sin(2\pi f_0 t + \phi_{ref}) \end{array} \right. \quad (\text{II-28})$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} V_i = A \cdot \cos \Phi_M : \text{enveloppe en phase I} \\ V_q = A \cdot \sin \Phi_M : \text{enveloppe en quadrature Q} \\ f_0 : \text{fréquence de la porteuse} \\ \Phi_{ref} : \text{phase à l'origine} \end{array} \right.$$

$V_i(t)$ et $V_q(t)$ sont appelés les signaux en bande de base, et modulant respectivement la porteuse en phase [$\cos(\omega_0 t)$] et en quadrature de phase [$\sin(\omega_0 t)$].

Dans le cas d'un signal multiporteuse à phase aléatoire l'expression (II-27) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_n(t) = \sum_{k=-K}^K A_{nk} \cdot \cos(\omega_{nk} t + \phi_{nk}) \end{array} \right. \quad (\text{II-29})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_n(t) = \sum_{k=-K}^K A_{nk} \cdot \cos[(\omega_0 + k\Delta\omega)t + \phi_{nk}] \end{array} \right. \quad (\text{II-30})$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{nk} : \text{phase aléatoire de la } k^{\text{ème}} \text{ porteuse sinusoïdale RF} \\ \Delta\omega : \text{résolution en fréquence du signal} \end{array} \right.$$

Cette expression (II-30) devient en écriture I/Q :

$$V_n(t) = \text{Ré} \left\{ \left[V_{n_i}(t) + j V_{n_q}(t) \right] e^{j\omega_0 t} \right\} = V_{n_i}(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - V_{n_q}(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (\text{II-31})$$

avec

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{n_i}(t) = \sum_{k=0}^K A_{nk_i} \cdot \cos(k \Delta\omega t + \Phi_{nk_i}) \end{array} \right. \quad (\text{II-32})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{n_q}(t) = \sum_{k=0}^K A_{nk_q} \cdot \sin(k \Delta\omega t + \Phi_{nk_q}) \end{array} \right. \quad (\text{II-33})$$

Un tel signal, appelé « RF_COMB » sous OMNISYS, devient équivalent à une source de bruit Gaussien pour un très grand nombre de porteuses.

Une autre manière (**figure II-8**) de synthétiser dans OMNISYS une source de bruit Gaussienne est d'utiliser un modèle s'appelant « NOISE » qui produit un signal de la forme :

$$N(t) = \text{Ré} \left\{ [N_i(t) + jN_q(t)] \cdot e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (\text{II-34})$$

$N_i(t)$ et $N_q(t)$ étant les enveloppes en phase I et en quadrature Q respectivement. Ces enveloppes sont définies statistiquement par une fonction de densité de probabilité Gaussienne avec un spectre qui est limité par la fréquence de tirage aléatoire (échantillonnage) que fixe l'utilisateur. Ces enveloppes seront en général définies, dans le domaine temporel, en signaux passe-bande RF ou en bande de base (dans l'expression (II-34), pour $\omega_0 = 0$ et $N_q(t) = 0$).

C'est le modèle de source « RF_COMB » que nous avons utilisé dans nos simulations.

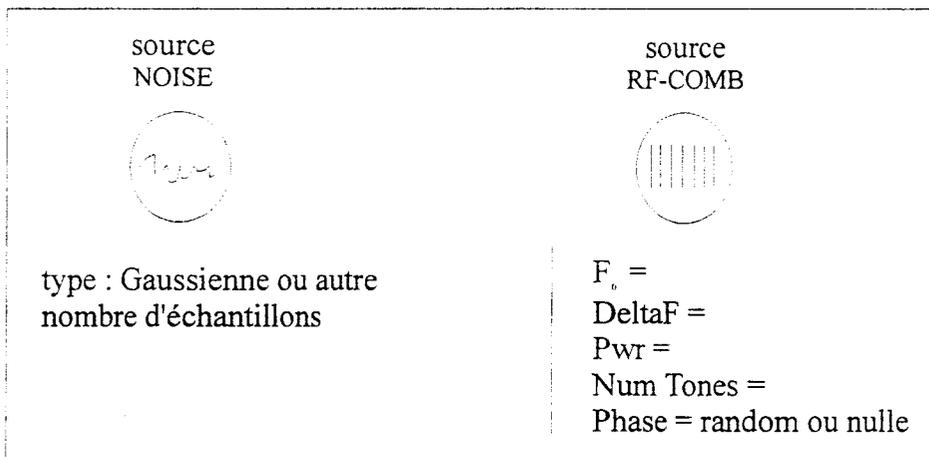


Figure II.8 : Les deux sources multiporteuse aléatoires dans OMNISYS

II.3.4.4 Fonction de transfert IN/OUT et représentation sous OMNISYS:

[134] [142-145]

Dans OMNISYS les éléments dont est extraite la fonction de transfert, se divisent en deux types : éléments électriques et éléments comportementaux. Selon l'un ou l'autre type, la modélisation mathématique diffère. Ils sont utilisables en traitement « bande de base » ou RF.

- Tout d'abord en ce qui concerne **les éléments électriques**, on se base sur une théorie des circuits en paramètres S_{ij} et ondes de bruit définies dans le domaine fréquentiel. Pour ce qui est des modèles d'éléments électriques linéaires, ils sont définis par une matrice ($N \times N$) de paramètres S (si N ports) et une matrice ($N \times N$) de paramètres de bruit (éléments bidirectionnels). Quant aux modèles d'éléments électriques non linéaires, on ne traite que les 2 ports avec un modèle mathématique défini par une matrice (2×2) de paramètres S et de bruit (en condition petit signal), et on utilise généralement l'expression des variations de S_{21} en fonction de la puissance incidente au port 1.
- Pour ce qui est des **éléments comportementaux**, on se base sur les théories des circuits en paramètres S_{ij} et du traitement des signaux et du bruit. Tous les éléments dans ce cas sont unidirectionnels. Les modèles purement linéaires sont traités en fréquence, et pour ce qui est des modèles non linéaires, ils sont traités en temporel (que l'on soit en fenêtre de test « Discrete time » ou « Signal FFT »).

Pour ce qui constitue notre étude du banc NPR, il s'agit exclusivement d'éléments électriques. La caractéristique du dispositif à caractériser est telle que :

$$V_{out}(V_{in}(t)) = G(A) \cdot V_{in}(t) \quad (II-35)$$

$$\text{avec} \quad G(A) = \text{MAG}[G(A)] \cdot e^{j\Phi(A)}$$

Sous OMNISYS, les caractéristiques de compression du gain $G(A)$ sont modélisées jusqu'à la puissance de saturation en utilisant, la plupart du temps, une expression polynomiale. Au delà de cette saturation, le gain reste maintenu constant. Des formes polynomiales de compression sont utilisées pour les modèles OMNISYS appelées G_{comp1} à G_{comp6} . Ces modèles ne prennent en compte que les notions de P_{1dB} ; IP_3 ; P_{sat} . Dans ce cas, la caractéristique d'amplitude non linéaire est définie de la façon suivante :

$$V_{out}(V_{in}(t)) = a_1 \cdot V_{in}(t) + a_3 \cdot V_{in}^3(t) + a_5 \cdot V_{in}^5(t) + \dots \quad (II-36)$$

Le déphasage sortie/entrée est maintenu constant et égal à sa valeur petit signal. Les a_1 , a_3 , a_5 sont, respectivement, le gain petit signal, le coefficient d'ordre 3 du gain et le coefficient d'ordre 5. Ce type de modélisation s'articule selon le modèle des séries de puissance.

Un autre modèle OMNISYS, Gcomp7, présente une expression de la compression du gain qui permet d'avoir des valeurs d'amplitude et de phase du gain qui varient lorsque P_{IN} croît. Ces variations de module et de phase de S21 constituent les données d'entrée du modèle. Cette caractéristique non linéaire (entrée/sortie) est modélisée en utilisant la technique de la non linéarité quadratique.

Le modèle mathématique de gain Gcomp7 est le suivant : [144]

En entrée, l'expression du signal est :

$$\begin{cases} V_{in} = V_i(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - V_q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \end{cases} \quad (II-37)$$

$$\begin{cases} V_{in} = \text{Ré} \left[\left(V_i(t) + j \cdot V_q(t) \right) \cdot e^{j\omega_0 t} \right] \end{cases} \quad (II-38)$$

avec $\begin{cases} V_i(t) = \text{composante en phase de l'enveloppe du signal d'entrée} \\ V_q(t) = \text{composante en quadrature de l'enveloppe du signal d'entrée} \end{cases}$

$$\text{Le module du signal d'entrée est : } |V_{in}(t)| = \sqrt{(V_i(t))^2 + (V_q(t))^2} = A(t) \quad (II-39)$$

On peut ainsi définir un modèle quadratique du gain en introduisant que des distorsions non linéaires d'amplitude $G_i[A]$ et $G_q[A]$ tel que :

$$\begin{cases} G_i[A] = \text{Modèle du gain en phase} \\ \quad = \text{MAG}[G(A)] \cdot \cos \phi(A) \end{cases} \quad (II-40)$$

$$\begin{cases} G_i[A] = g_{i1} \cdot A + g_{i3} \cdot A^3 + g_{i5} \cdot A^5 + \dots \end{cases} \quad (II-41)$$

$$\begin{cases} G_q[A] = \text{Modèle du gain en quadrature} \\ \quad = \text{MAG}[G(A)] \cdot \sin \phi(A) \end{cases} \quad (II-42)$$

$$\begin{cases} G_q[A] = g_{q1} \cdot A + g_{q3} \cdot A^3 + g_{q5} \cdot A^5 + \dots \end{cases} \quad (II-43)$$

Les caractéristiques (II-41) et (II-43) polynomiales, d'ordre impair en phase et quadrature sont résolues en utilisant une technique d'ajustement de l'erreur par la méthode des moindres carrés [142].

En sortie, l'expression du signal est :

$$V_{out}(V_{in}(t)) = \text{Ré} \left[G(A(t)) \cdot (V_i(t) + j \cdot V_q(t)) e^{j\omega_0 t} \right] \quad (\text{II-44})$$

$$V_{out}(t) = \text{Ré} \left\{ G_i[A(t)] \cdot [V_i(t) + jV_q(t)] + j \cdot G_q[A(t)] [V_i(t) + j \cdot V_q(t)] e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (\text{II-45})$$

Ainsi sous les formes (II-40), (II-42) et (II-45), les non linéarités en phase et en quadrature sont introduites par des distorsions non linéaires d'amplitude $G_i[A(t)]$ et $G_q[A(t)]$ (figure II.9). La porteuse f_0 (fréquence centrale dans le cas multiporteuse), dans ces expressions, est formelle.

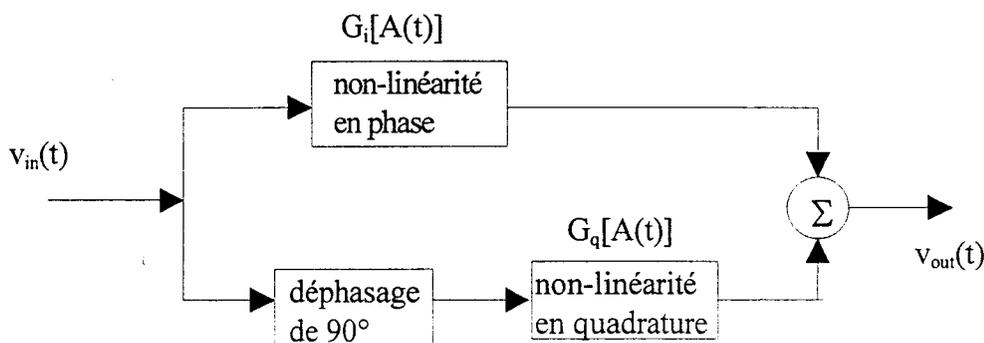


Figure II.9 : Modèle quadratique I/Q d'OMNISYS

Le passage dans le domaine fréquentiel se fait par une FFT

II.3.4.5 Conclusions et limitations d'OMNISYS pour ce type de simulation

On a pu constater sur ce qui précède, que le traitement des non linéarités utilise la technique du modèle quadratique. Il est applicable aussi bien sur des éléments non linéaires en bande de base (Basse fréquence), qu'aux fréquences RF. Le traitement de ces éléments non linéaires se fait toujours dans le domaine temporel (contrairement aux éléments linéaires).

Les simulations utilisent comme paramètres d'entrée l'évolution des conversions AM/AM et AM/PM, tout en tenant compte des paramètres dispersion petit signal.

Les limitations et hypothèses de validité de la simulation tiennent d'abord au fait que les signaux (et donc les non linéarités) sont supposés à bande étroite et que les harmoniques RF ne sont pas traitées. Une autre hypothèse de travail est que les dispositifs

restent à effet mémoire court. Nous verrons, néanmoins, dans la suite de ce mémoire, comment nous avons pu faire une approche des effets mémoire en construisant une nouvelle modélisation basée sur les divers modèles OMNISYS : modèles d'éléments électriques et comportementaux. Une troisième limitation concerne l'interpolation des gains $G_i[A(t)]$ et $G_q[A(t)]$ qui est réalisée par des polynômes relativement simples et ne permettant pas des études aussi poussées qu'avec les fonctions de Bessel, Splines, etc... En contre partie, le fait de traiter les signaux à bande étroite a permis de simplifier encore ces polynômes aux termes d'ordres impairs.

Les avantages sont malgré tout appréciables. En effet, comme nous l'avons déjà vu, la technique du modèle quadratique reste l'une des méthodes les plus adaptées aux analyses de dispositifs non linéaires en environnement multiporteuse. Elle permet en outre de traiter exclusivement l'information en bande limitée autour d'une porteuse et ce par l'analyse des enveloppes I et Q associées. Comme on ne traite plus directement l'information RF, la rapidité et la capacité de calcul en sont d'autant améliorées, permettant ainsi l'exploitation des dispositifs en environnement numérique. Ceci constitue un atout essentiel pour nos simulations.

En dernier lieu, il faut noter que ce concept reste relativement simple à mettre en œuvre et, donc, que des simulations similaires peuvent être entreprises avec d'autres logiciels, notamment MATHCAD [138].

II.4 : Conclusion : [133] [147] [148]

Dans ce deuxième chapitre, nous avons examiné les deux principales modélisations permettant de caractériser les non linéarités dans notre contexte de mesure NPR.

La première méthode, qui s'avère la plus générale, est celle reposant sur les séries de VOLTERRA. Elle permet de gérer les cas des non linéarités à environnement multiporteuse et à mémoire. Dans leur forme classique les séries de VOLTERRA s'avèrent très difficiles à mettre en œuvre, particulièrement gourmandes en calcul et, sont de plus, peu adaptées au cas des fortes non linéarités. Les séries de VOLTERRA à noyaux dynamiques constituent un progrès très appréciable. Cependant les applications auxquelles elles ont donné lieu, jusqu'à maintenant, ne sont pas encore suffisamment probantes pour que l'on puisse considérer qu'il s'agit d'une méthode appelée à supplanter toutes les autres approches.

La deuxième méthode repose sur le concept du gain complexe, basée sur une extraction, en excitation monoton, des conversions AM/AM et AM/PM en fonction du niveau appliqué en entrée, grandeurs mesurables relativement simplement. Cette modélisation ne prend pas en compte les éventuels effets mémoires. L'extension du gain complexe à l'écriture quadratique I/Q, qui lie les enveloppes en tension des signaux d'entrée et de sortie du dispositif, permet le traitement des signaux modulés numériques ou analogiques et l'analyse en bande de base du problème. Enfin comme l'ont montré des travaux très récents, le modèle quadratique I/Q peut être, malgré tout, utilisé en présence d'effets mémoires en ayant recours à une formulation modifiée et à une procédure d'extraction ne reposant plus uniquement sur les conversions AM/AM et AM/PM en excitation monoton.

Ce chapitre s'est terminé sur une brève présentation du logiciel commercial OMNYSIS et nous avons montré que ce logiciel, utilisant le modèle quadratique I/Q, convient bien aux analyses multiporteuses RF de dispositifs à bande étroite. Grâce à sa flexibilité et à sa convivialité, il permet d'effectuer au moins une approche des effets mémoires à défaut d'un traitement rigoureux de ceux-ci.

CHAPITRE III

LE SYSTEME DE MESURE NPR EN BANDE DE BASE

Ce troisième chapitre présente la partie « bande de base » du dispositif mis en œuvre pour nos études de Noise Power Ratio en bande Ka.

Il commence par la présentation de la problématique de cette mesure de NPR avec une analyse des difficultés de réalisation directe de celle-ci en bande Ka, et indique les raisons du choix d'une étape intermédiaire. Il dresse succinctement un « état des lieux » concernant les systèmes existants : numériques et analogiques, en terme de bande de fréquence, de dynamique et de gabarits de spectres.

Il se poursuit par la mise en œuvre de la chaîne de mesure NPR en bande de base, en présentant les difficultés et contraintes rencontrées. Des résultats sur des amplificateurs du commerce sont donnés et discutés ensuite, en mesure monoton, biton et multiton NPR.

Il aborde ensuite une étude de validation de ce banc par la simulation avec le logiciel OMNISYS, qui a été introduit dans le chapitre précédent. Cela conduit à une discussion de la méthode d'extraction des conversions AM/AM et AM/PM, avant la mise en œuvre de cette simulation, paramètres utilisées pour la modélisation de la « boîte noire » amplificateur. Une comparaison avec les mesures est ainsi faite.

Il se termine, enfin, par les discussions relatives aux influences du profil de stimulus choisi et à une présence éventuelle d'effets mémoires.

III.1 : Problématique de la mesure de NPR et systèmes existants :

III.1.1. Traitement du NPR directement en bande Ka:

Le traitement du NPR dans ce domaine de fréquence constitue une première, encore à ce jour, malgré la disponibilité de dispositifs commerciaux clé en mains. Ceux-ci sont, en effet, destinés essentiellement à des mesures aux gammes de fréquences inférieures. La mise en œuvre d'un tel dispositif amène à beaucoup d'interrogations. En premier lieu, est-il possible de manière analogique ou numérique, d'élaborer directement ce type de chaîne de caractérisation en bande Ka? En deuxième lieu, quelle méthode est-elle la plus propice pour cette étude, compte tenu de l'expérience apportée par les systèmes existants?

Ce qui distingue le banc analogique du banc numérique, c'est la source de bruit. En effet, dans le premier cas, on utilise une diode à avalanche pour produire le bruit désiré. Dans le deuxième cas, la génération de ce bruit s'effectue numériquement par synthèse arbitraire, avec le plus souvent la création conjointe des filtres passe-bande et coupe bande.

Après de nombreuses investigations sur la faisabilité de cette chaîne directement en bande Ka, nous sommes arrivés aux constatations suivantes :

- L'obtention d'un bruit numérique en bande Ka impose des fréquences d'horloge beaucoup trop élevées, rendant cette solution irréalisable. En revanche, des sources de bruit analogique large bande (2-40GHz) existent mais leurs prix sont relativement élevés (30 à 40 kF) et leurs niveaux de densité spectrale de puissance sont faibles.

- Dans le cas de la chaîne analogique, les filtres passe-bande et coupe bande sont réalisables en structure YIG (voire en guide d'onde pour le passe-bande), mais ils restent de réalisation complexe, d'un prix relativement élevé (20 à 30kF chacun) et sont très limités au regard des contraintes de bande passante et de réjection imposées par le critère de bande étroite [3].

- Il y a une incidence directe des deux points précédents sur la post-amplification qu'il est nécessaire de réaliser pour atteindre un niveau suffisant de puissance à l'entrée du dispositif sous test. En effet, à titre d'exemple, un générateur de bruit large bande (2-40GHz) classique du commerce, que l'on filtre pour ne conserver que 10MHz de la bande de bruit, permet un niveau maximal de puissance d'entrée de 0dBm lorsque le gain de l'amplification est au moins égal à 60dB. A cette difficulté d'avoir une valeur très élevée de gain s'ajoutent inévitablement les problèmes de non linéarités et d'instabilité des cascades d'amplificateurs à mettre en œuvre.

- Cette analyse directe en bande Ka ne permet aucune flexibilité fréquentielle dans l'étude sans des changements essentiels de la chaîne. En effet, seule la source de bruit est maintenue lorsqu'on envisage de changer de fréquence d'analyse.

Ces constatations nous ont incités à envisager une autre solution, qui est d'élaborer le stimulus de NPR bas en fréquence et ensuite de le transposer en bande Ka.

III.1.2. Traitement du NPR en bande de base et transposition en bande Ka:

Cette technique de traitement des signaux, très souvent utilisé dans les systèmes d'émission réception, permet de fabriquer le stimulus NPR en bande de base (source de bruit, filtrage et post-amplification), pour ensuite le transposer à la fréquence désirée.

III.1.2.1 Etat des lieux des systèmes existants à ce jour:

Industriellement, la mesure du « Noise Power Ratio » a été introduite dans les années 70 par MARCONI [50-53] qui a développé un système analogique semi-automatique de caractérisation NPR, le « White Noise Test Set : OA2090B » utilisant un générateur de bruit limité à 12MHz de bande passante de bruit. Il s'agissait ainsi de réaliser une mesure objective en vue d'évaluer des distorsions d'intermodulations dans les circuits actifs pour application aux systèmes téléphoniques multi-canaux FDM (Frequency division multiplex).

L'intérêt pour ces études pratiques connut ensuite, durant près de vingt ans, une mise aux oubliettes. En effet, seules les applications radio pouvaient être étudiées avec ce type d'équipement, alors que les besoins d'analyse NPR en hyperfréquences devenaient inéluctables.

Ce ne fût que dans les années 90, que NOISE/COM [19][61][149] avec « l' UFX-NPR » et HEWLETT PACKARD [4-6][20][60] avec « le MCSS : MULTI-FORMAT COMMUNICATIONS SIGNAL SIMULATOR » entreprirent la commercialisation de nouveaux systèmes basés sur la génération d'un signal de bruit analogique (NOISE/COM) ou numérique (HEWLETT PACKARD), avec transposition, suite à une conversion numérique analogique pour le deuxième système. D'après ce que nous connaissons par la parution de publications, l'utilisation de ces deux systèmes est restée relativement confidentielle. Nous avons trouvé comme exemples notables :

- Pour le dispositif NOISE/COM, des études en bande Ku sur des ATOPS (THOMSON TUBES) [150] et en bande S sur des SSPAS (RAYTHEON-MASSACHUSETTS) [19]
- Pour le dispositif HEWLETT-PACKARD, des études en bande Ku sur des SSPAS (RAYTHEON-MASSACHUSETTS) [20]

Les performances de ces deux systèmes commerciaux sont données **tableau III-1**.

Dispositif	Bande d'utilisation	Source de bruit en bande de base	GABARIT DE SPECTRE			Puissance de bruit en sortie
			BRUIT	« NOTCH »	Réjection	
NOISE/COM UFX-NPR	300Hz à 40GHz	Analogique	(10 à 40MHz)	Fixe à 50kHz	40dBc	-60dBm à 0dBm
Hewlett-Packard MCSS	10MHz à 26,5GHz	Numérique	10kHz à 50MHz	jusqu'à dix notch: 480Hz à 25MHz	0 à 80dBc	0dBm max

Tableau III-1 : Performances des systèmes de mesure NPR commercialisés.

Sur le plan français, il semble que les premières études aient été entreprises par ALCATEL ESPACE, avec la mise en œuvre d'un banc analogique de mesure du NPR pour dispositifs en bande L [151]. Par la suite, une collaboration entre l'IRCOM, le CNES de Toulouse et ALCATEL ESPACE, a conduit à la conception d'un banc de NPR numérique destiné à caractériser des amplificateurs de puissance, initialement pour les bandes L et S [59][152], avec extension aux bandes X et Ku [153]. Pour principe ce système réalise la synthèse numérique d'un signal multiporteuse NPR en bande de base (typiquement 0-250MHz) à l'aide du générateur de signaux TEKTRONIX AWG520, avec, ensuite, une transposition en bande L ou S par un modulateur IQ. Le signal résultant est amplifié linéairement puis envoyé à l'entrée de l'amplificateur sous test. Le signal de sortie est démodulé, et l'enveloppe résultante en bande de base est mesurée à l'oscilloscope à échantillonnage TEKTRONIX TDS784D. Une FFT permet le calcul du NPR.

Notre étude en bande Ka constitue ainsi une première à si haute fréquence, donnant un intérêt tout particulier au développement de ce banc.

III.1.2.2 Exemple du dispositif de Hewlett-Packard:

Conscient de l'intérêt grandissant en matière de test industriel du NPR et bien au faite des problèmes liés à une mise en œuvre analogique, HEWLETT-PACKARD a choisi de développer le système numérique de caractérisation, dont l'architecture est donnée **figure III-1** :

Ce système comprend quatre éléments principaux :

- Un générateur de signaux arbitraires HP8648C.
- Le « multi-format communications signal simulator MCCA » HP-E2508A qui permet la conversion numérique / analogique du signal de bruit, ainsi que la mise en œuvre des filtrages spécifiques et la transposition.
- L'appareil de mesure : analyseur de spectres ou de signaux vectoriels.
- L'ordinateur de pilotage des équipements ci-dessus.

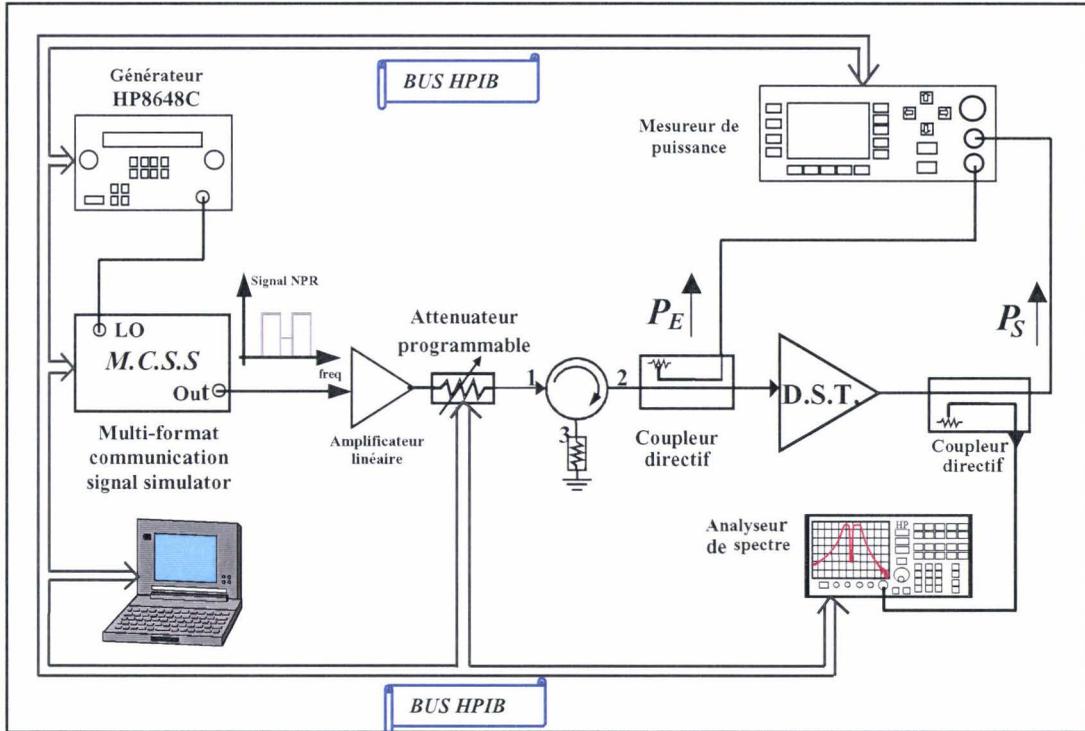


Figure III-1 : Système numérique de caractérisation NPR de HEWLETT-PACKARD [4]

Le dispositif MCSS a été mis en œuvre pour permettre d’améliorer la précision, la rapidité de mise en forme et la reproductibilité de signaux d’excitation complexe : CDMA, NPR.

Son principe est le suivant : On crée, tout d’abord, une séquence périodique pseudo aléatoire avec le générateur HP8648C, que l’on injecte dans le MCSS. Là on effectue une transformée de Fourier inverse pour obtenir un spectre discret dans la bande DC-50MHz. Les espaces entre les porteuses et la bande totale sont contrôlés, respectivement, par la durée de la séquence pseudo aléatoire et le débit binaire correspondant. Les variations importantes de l’amplitude du signal dans le domaine temporel permettent d’avoir une évolution aléatoire des phases des porteuses du spectre.

L’information de fréquence, de phase et de puissance étant connue pour chaque raie, il ne reste plus qu’à annuler l’amplitude des fréquences qui formeront le trou. Ce spectre est alors converti analogiquement par un DAC ultra linéaire. Le signal en bande de base ainsi obtenu est ensuite transposé.

Le logiciel de gestion du MCSS permet d’adapter le profil stimulus avec 5 degrés de liberté : la fréquence centrale f_0 , la bande de bruit BW_{bruit} , la profondeur et la largeur du trou, ainsi que la puissance totale P_{totale} . Pour des considérations de traitement numérique, il y a dépendance entre la largeur et la profondeur du trou.

Concernant l'analyse du signal de sortie, classiquement elle s'effectue à l'analyseur de spectres. Mais en vue d'améliorer la vitesse d'acquisition et la flexibilité de mesure, celui-ci a été remplacé par un analyseur de signaux vectoriels [6], de type 89441A dont le principe de mesure par « markers » de bande de puissance permet d'évaluer des niveaux de puissance moyenne.

III.1.2.3 Méthode que nous avons retenue:

Au regard des publications, les études comparatives entre les dispositifs analogiques et numériques donnent des résultats comparables. Or, les avantages et les inconvénients de chacun d'eux ne sont pas les mêmes. Le **tableau III-2** en donne un aperçu.

DISPOSITIF	AVANTAGES	INCONVENIENTS
ANALOGIQUE	* Adapté aux études de faisabilité	* Stimulus fixe et non rectangulaire
	* Méthode peu coûteuse	* Méthode totalement manuelle
	* Pas de limite en fréquence	* Influence de la durée de vie de la source
	* Adapté aux études large bande	* Répétabilité qui reste à démontrer
	* Résultats corrects	
	* Simple à mettre en œuvre	
NUMERIQUE	* Flexibilité de création du stimulus	* Bande passante maximale de 40MHz
	* Adapté pour la production	* Résultat dépendant du choix des paramètres de bruit
	* Reproductibilité et rapidité du relevé	* Largeur et profondeur inter-dépendantes
	* Adapté pour tout signal modulé	* Limité à des fréquences de 26,5GHz
		* Méthode très coûteuse

Tableau III-2 : Avantages et inconvénients des méthodes analogique et numérique de mesure NPR

Compte tenu de la nouveauté de cette technique de caractérisation au sein du laboratoire, il a semblé raisonnable de l'aborder avec la méthode analogique pour mieux et progressivement percevoir les importances relatives des différentes parties de la chaîne de synthèse du gabarit NPR, à savoir : filtrage, amplification, transposition, et aussi pour conserver un coût modéré à sa réalisation.

III.2 : Traitement en bande de base :

Ayant choisi d'effectuer l'étude de façon analogique, la première étape est d'élaborer le stimulus de bruit limité en bande et dont une partie du spectre est ôtée par filtrage coupe bande.

Pour cela, nous sommes confrontés à plusieurs impératifs:

- Tout d'abord, il faut choisir la fréquence centrale de cette bande de base, en ayant à l'esprit les conséquences qui en découleront. D'une part concernant la transposition car il faut pouvoir rejeter la fréquence porteuse et la bande image résultant de cette opération. D'autre part il faut s'assurer que les filtres passe bande et coupe bande sont réalisables.
- Ensuite se pose la question du choix du générateur de bruit : doit-il être faible ou large bande, et réalisé avec une diode élémentaire ou un module de bruit, et avec quel niveau de puissance disponible en entrée du DST ?
- De plus, pour permettre la mesure de transistors, l'hypothèse de bande étroite du signal d'excitation s'impose et implique l'usage de filtres très étroits.
- Enfin se pose le problème d'élaborer la méthode de mesure du NPR à l'analyseur de spectres.

Néanmoins on bénéficie des avantages suivants :

- Tout d'abord, il est certainement possible de trouver les filtres passe bande et coupe bande dans le commerce. En effet, de nombreuses applications de télécommunications emploient des filtres à bande étroite pour des fréquences inférieures à 2GHz.
- Ensuite, l'apport de la transposition par mélangeur extérieur nous autorise une certaine souplesse quant à la fréquence centrale du gabarit de bande de base.
- Enfin, cette étape de notre travail en basse fréquence permet une mise au point plus facile des simulations que l'on développera sous OMNISYS.

Ce sont ces différents points que l'on se propose de discuter dans les paragraphes suivants.

III.2.1. Approche préliminaire de la chaîne de mesure en bande de base:

Suite à nos investigations en matière de source de bruit, il est apparu souhaitable que cette fréquence centrale se situe entre le continu et 2GHz, bande passante de certaines sources de bruit très intéressantes en performance et prix.

Il faut s’assurer qu’après transposition en bande Ka, la porteuse de transposition et la bande image sont correctement rejetées. Une autre limitation, relative à la transposition, concerne la bande passante du signal d’IF du mélangeur qu’il est possible d’obtenir, celle-ci est rarement supérieure à 1,5GHz.

Initialement, le choix des filtres passe bande et coupe bande s’est effectué de façon arbitraire en cherchant à préserver la condition d’un signal d’excitation en bande étroite. Ainsi, dans l’hypothèse d’une fréquence centrale de 1GHz, la bande passante à -1dBc du filtre passe bande a été fixée proche de 1% de cette fréquence. La réjection du filtrage coupe bande à -40dBc aura une bande passante inférieure à 10% de celle du filtre passe bande. Les pentes de réjection, de chaque filtre, seront les plus abruptes possible : on a choisi 5dB/MHz pour le filtre passe bande et 50dB/MHz pour le filtre coupe bande, limitant le retrait du signal de bruit à 25% de la bande totale. Les autres grandeurs (TOS, pertes) sont fixées arbitrairement. Le **tableau III-3** donne les caractéristiques essentielles ainsi obtenues.

	Bande à $-1\text{dBc}@f_0$	Bande à $40\text{dBc}@f_0$	Réjection dans la bande	Pertes d’insertion	TOS	Atténuation hors bande
FILTRE PASSE BANDE	< 10MHz	< 25MHz		< 1dB	< 1,5:1	< -40dB à $f_0 \pm 12,5\text{MHz}$
FILTRE COUPE BANDE	< 2,5MHz	< 1MHz	< 40dBc	< 1dB	< 1,5:1	

Tableau III-3 : Paramètres des filtres passe bande et coupe bande à envisager.

Une première étude prospective nous amena à envisager l’emploi de filtres à ondes de surface pour applications GSM à 947,5MHz (« SAW ») [154-158]. Ceux-ci présentent d’excellentes performances en terme de réjection abrupte hors bande, d’étroitesse de bande passante, de faible « ripple » dans la bande et de faibles dimensions. Une première version du gabarit NPR fut donc constituée à partir de ce type de filtre et avec un filtre coupe bande à cavité de DELTA MICROWAVE. Le synoptique du banc de caractérisation NPR ainsi réalisé et les spectres obtenus en entrée du DST, correspondant à une puissance maximale de $-4,4\text{dBm}$ sont donnés en

figures III-2 et III-3. Le tableau III-4 donne les caractéristiques en terme de bandes passantes obtenues avec cette première chaîne.

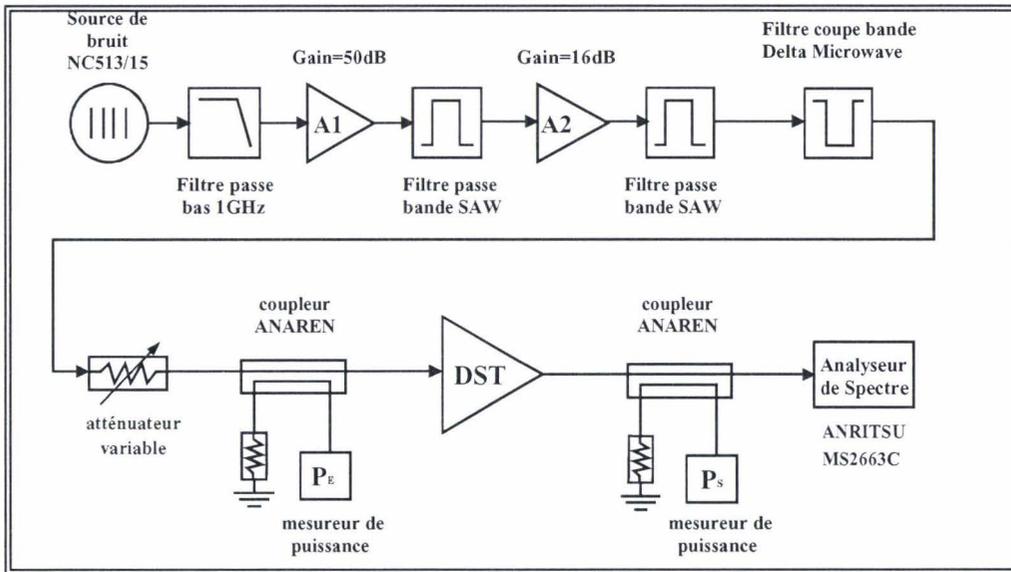


Figure III-2 : Synoptique du banc de caractérisation NPR en bande de base n°1 à 947,5MHz

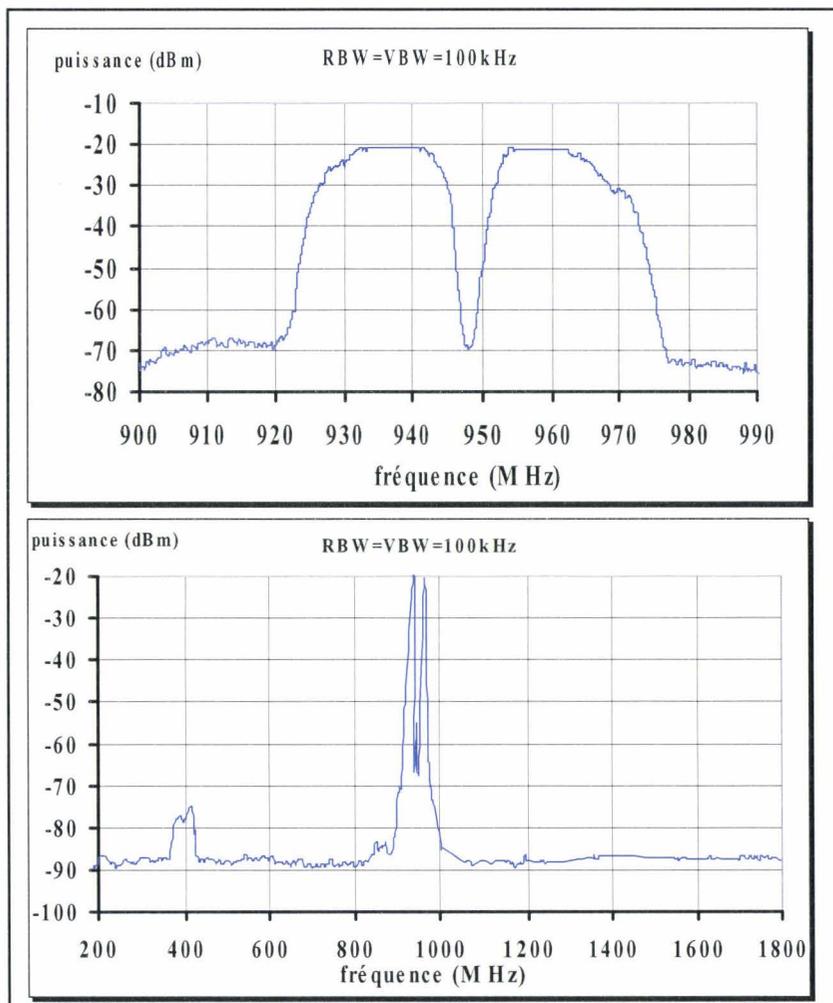


Figure III-3 : Spectres NPR pour une puissance d'entrée au DST de $P_e = -4,4\text{dBm}$.

Version préliminaire du banc NPR à 947,5MHz.

	Bande à 1dBc@f ₀	Bande à 3dBc@f ₀	Bande à 10dBc@f ₀	Bande à 20dBc@f ₀	Bande à 30dBc@f ₀	Bande à 40dBc@f ₀	Réjection
FILTRAGE PASSE BANDE	27 MHz	32 MHz	41 MHz	48 MHz		52 MHz	hors bande: > 60dBc
FILTRAGE COUPE BANDE	13 MHz	10 MHz	6,9 MHz	5,1 MHz	3,7 MHz	2,6 MHz	dans la bande: = 50 dBc

Tableau III-4 : Performances de filtrage obtenues avec la chaîne n°1 à 947,5MHz.

Ce banc de caractérisation NPR à 947,5MHz, nous a permis de faire des caractérisations de modules amplificateurs du commerce pour des niveaux de puissance incidente compris entre $-45dBm$ et $-4,4dBm$, avec une dynamique NPR de l'ordre de 50dBc.

A l'issue de ce premier essai, les constatations suivantes ont pu être faites :

- Tout d'abord, le banc final doit permettre de caractériser des transistors. Or il s'avère que, d'après les études réalisées par F.BUE [3] concernant la bande maximale du signal d'entrée sur laquelle on peut considérer les caractéristiques du composant quasi invariantes, les bandes des filtres doivent être réduites d'au moins un rapport 3.

- Ensuite, les filtres doivent présenter des caractéristiques plus abruptes pour conserver la définition originelle de la mesure NPR et avec une ondulation dans la bande la plus faible possible pour garantir l'estimation de la puissance de bruit.

- Enfin, à ce stade de l'étude, nous étant enquis des dispositifs capables d'effectuer la transposition de fréquence, nous avons opté pour un synthétiseur de fréquence 1-40GHz possédant un module de conversion à fréquence intermédiaire, allant du continu à 700MHz. Ceci nous incita à élaborer une nouvelle chaîne de caractérisation NPR en bande de base, de fréquence centrale inférieure à 700MHz.

La partie qui suit traite, dans le détail, de la mise en œuvre de cette chaîne de mesure finalement retenue pour le traitement NPR en bande de base. Cette deuxième version de gabarit NPR fut constituée à partir d'un filtre passe bande standard de la société WAINWRIGHT, de fréquence centrale 410MHz. Un filtre coupe bande correspondant fut élaboré.

III.2.2. Architecture finale de la chaîne de mesure NPR en bande de base:

III.2.2.1 Réalisation du stimulus NPR:

La structure de cette chaîne stimulus présentée en **figure III-4** est calquée sur celle réalisée à 947,5MHz, étudiée en préliminaires.

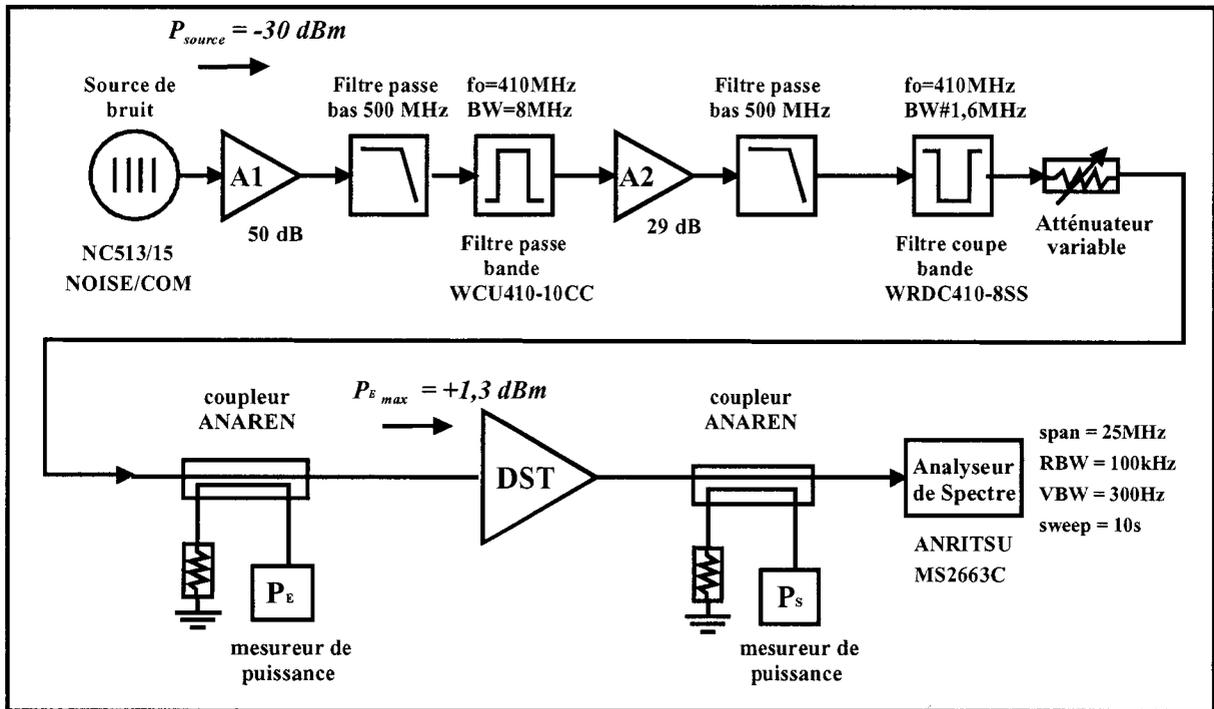


Figure III-4 : Banc de caractérisation NPR en bande de base à 410MHz

L'évaluation de la mesure du NPR d'un composant, circuit ou système, nécessite l'emploi de quatre sous-ensembles:

- Le stimulus source qui est pré-amplifié et génère l'environnement multiporteuse.
- Les filtres passe bande et coupe bande qui façonnent le gabarit voulu.
- Le dispositif sous test qui constitue l'élément à mesurer.
- Le dispositif de mesure qui est constitué de l'analyseur de spectres et des mesureurs de puissance.

III.2.2.1.1 Génération du signal multiporteuses:

La source d'excitation est le module de bruit NC513/15, de chez NOISE/COM. Le bruit blanc à distribution gaussienne est généré par une diode à avalanche, qui a pour principales caractéristiques : une bande de fréquence s'étendant de 0,2 à 2GHz, un « Excess Noise Ratio » (ENR) de 51dB et un « ripple » dans la bande de +/-2dB à 25°C.

L'annexe II rappelle les quelques définitions et formulations simples du traitement du bruit qui permettent d'obtenir le niveau effectif de densité spectrale de puissance de cette source et la puissance de bruit totale correspondante à la bande utile, soit :

$$\begin{aligned} \text{Densité spectrale de puissance de bruit} &= \eta_{NC513/15} = -174 + 51 = -123 \text{dBm/Hz} \\ \text{Puissance totale de bruit dans la bande} &= P_{\text{bruit}} = -123 + 10 \cdot \log(2 \cdot 10^9 - 0,2 \cdot 10^6) = -30 \text{dBm} \end{aligned}$$

Le relevé spectral, **figure III-5**, donne respectivement le bruit intrinsèque de l'analyseur de spectres TEKTRONIX 492BP, initialement disponible lors des études préliminaires, et le bruit de la source NC513/15 de densité spectrale de puissance de bruit $\eta_{NC513/15} \cong -123 \text{dBm/Hz}$. La puissance de bruit dans la bande P_{bruit} correspondante, indique le niveau de puissance totale que pourra fournir cette source, si l'on considère sa bande passante totale. D'après les premières études réalisées à 947,5MHz, il est souhaitable d'avoir une bande de bruit proche de 10MHz. Ainsi le niveau réel maximal que peut fournir cette source pour cette bande de 10MHz est :

$$P_{\text{bruit}} = -123 + 10 \cdot \log(10 \cdot 10^6) = -53 \text{dBm}$$

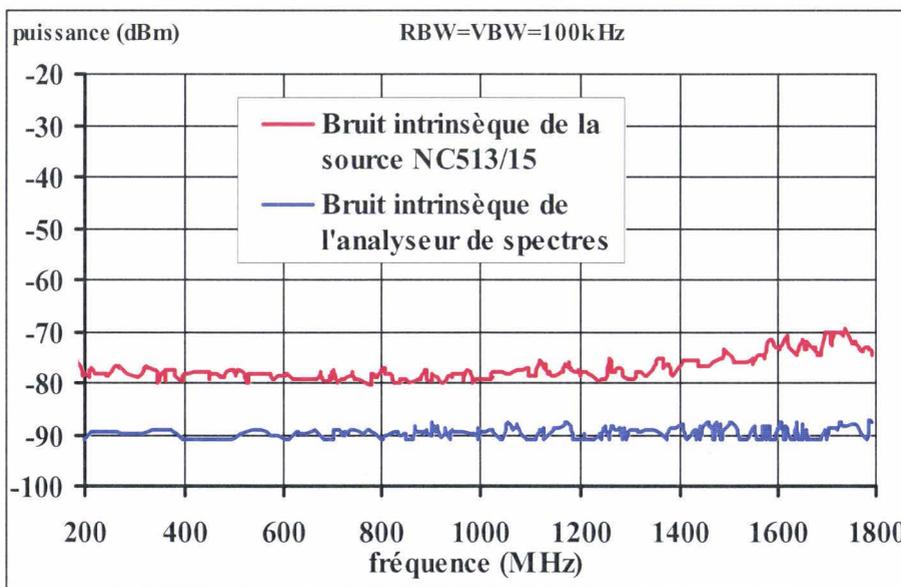


Figure III-5 : Bruit intrinsèque de la source de bruit et de l'analyseur de spectres (TEKTRONIX 492BP)

III.2.2.1.2 Pré-amplification du signal multiporteuses:

Compte tenu du niveau très faible délivré par la source, l'étape suivante consiste à réaliser des amplificateurs linéaires pour permettre d'obtenir un niveau de puissance maximal à l'entrée du DST.

Nous avons utilisé, pour cela, des amplificateurs en boîtier de Mini-Circuit, dans les bandes de fréquence DC-1GHz et DC-2GHz. Leurs caractérisations en paramètres de dispersion et en relevé de puissance monoton ont permis d'établir la mise en cascade la mieux adaptée. Le **tableau III-5** reprend l'ensemble de ses relevés pour les modules MAR1, MAR2, MAR3, MAR4 et MAR7.

MAR	Bande de fréquence	[S _{ij}] petit signal à 410MHz	Polarisation	Compression: P _{S1dBm}
1	DC-1GHz	$\begin{bmatrix} -20dB^{68,5^\circ} & 17,9dB^{102,7^\circ} \\ -22dB^{-28^\circ} & -21,8dB^{-82^\circ} \end{bmatrix}$	9,5V & 17mA	0,8dBm
2	DC-2GHz	$\begin{bmatrix} -17,9dB^{121^\circ} & 12,1dB^{112,4^\circ} \\ -18dB^{-38,8^\circ} & -20,1dB^{-90^\circ} \end{bmatrix}$	9,5V & 25mA	2,8dBm
3	DC-2GHz	$\begin{bmatrix} -17,9dB^{121^\circ} & 12,1dB^{112,5^\circ} \\ -17,9dB^{-38^\circ} & -20,5dB^{-92^\circ} \end{bmatrix}$	10,25V & 38mA	11,5dBm
4	DC-1GHz	$\begin{bmatrix} -15,8dB^{129,3^\circ} & 8,2dB^{-93^\circ} \\ -16,6dB^{111,2^\circ} & -16,9dB^{-150^\circ} \end{bmatrix}$	10,25V & 52mA	13,2dBm
7	DC-2GHz	$\begin{bmatrix} -29dB^{10^\circ} & 13,9dB^{113,1^\circ} \\ -18,8dB^{-37^\circ} & -15,5dB^{-82^\circ} \end{bmatrix}$	10V & 23mA	6,4dBm

Tableau III-5 : Caractéristiques de dispersion et de puissance des amplificateurs MAR de Mini-Circuit.

Le relevé des paramètres de dispersion a été réalisé en mode CW sur l'analyseur de réseau HP8753D, avec un niveau de puissance émis sur les ports de -30dBm pour garantir un fonctionnement linéaire de l'amplificateur.

Les relevés en puissance de chacun des MAR ont pour principal intérêt de permettre d'adapter, de façon judicieuse, les cascades d'amplificateurs tout en maintenant chacun d'eux dans sa zone de fonctionnement linéaire.

Il nous est apparu judicieux de réaliser la pré-amplification en deux cascades de trois amplificateurs. La première cascade A1 est constituée de deux MAR1 et d'un MAR4 et a un gain total de 44dB. La deuxième cascade A2 est constituée d'un MAR3 et de deux MAR4 et son gain total est de 29dB. Ces cascades d'amplificateurs ont été montées en structure microruban, sur verre téflon TLX8 de permittivité $\epsilon_r=2,54$, d'épaisseur 762 μm et recouvert d'une couche de 35 μm de cuivre sur chaque face.

La source de bruit étant large bande (0,2MHz à 2GHz), nous avons choisi de placer deux MAR1 en premier afin, compte tenu de leur bande utile, d'éliminer en grande partie le bruit aux fréquences supérieures à 1GHz.

La **figure III-6** donne les spectres, correspondant respectivement à l'amont et à l'aval du MAR4 de la cascade A1. Il est clair, à l'examen de ceux-ci, que cet amplificateur reste bien linéaire sur la bande totale de bruit.

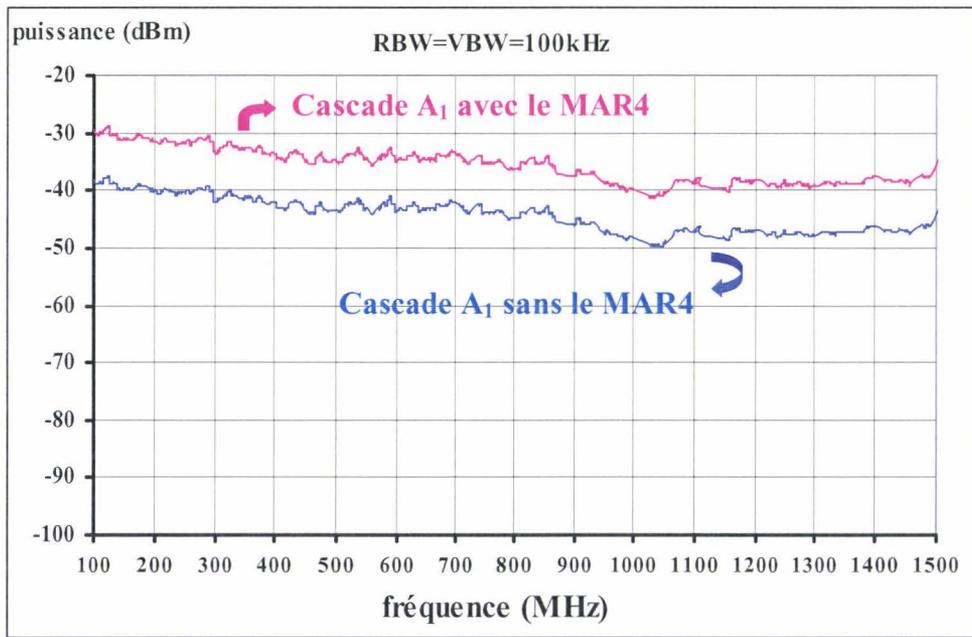


Figure III-6 : Spectres obtenus en amont et en aval du MAR4 de la cascade amplificatrice A1.

La conception de la cascade A2 a été faite de la même manière, en s'attachant à préserver la linéarité de ces amplificateurs, tout en assurant un niveau maximum en bout de chaîne. C'est pourquoi notre choix s'est porté sur les MAR3 et MAR4 qui présentent les meilleurs caractéristiques en puissance.

III.2.2.1.3 Les filtrages passe-bas 500MHz:

La source de bruit et les amplificateurs étant large bande, nous avons donc réalisé des filtres passe-bas, de fréquence de coupure 500MHz. Leur but est de réduire la bande de bruit en sorte que l'amplification soit optimale en linéarité et niveau de puissance.

Il s'agit de filtres passe-bas elliptiques de Tchebychev, d'ordre 5, dont la topologie et les caractéristiques sont donnés, respectivement, **figures III-7** et **figure III-8**.

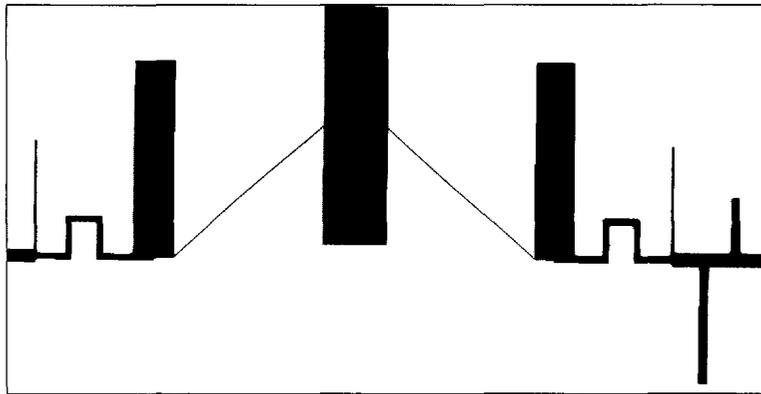


Figure III-7 : Topologie du filtre passe-bas 500MHz

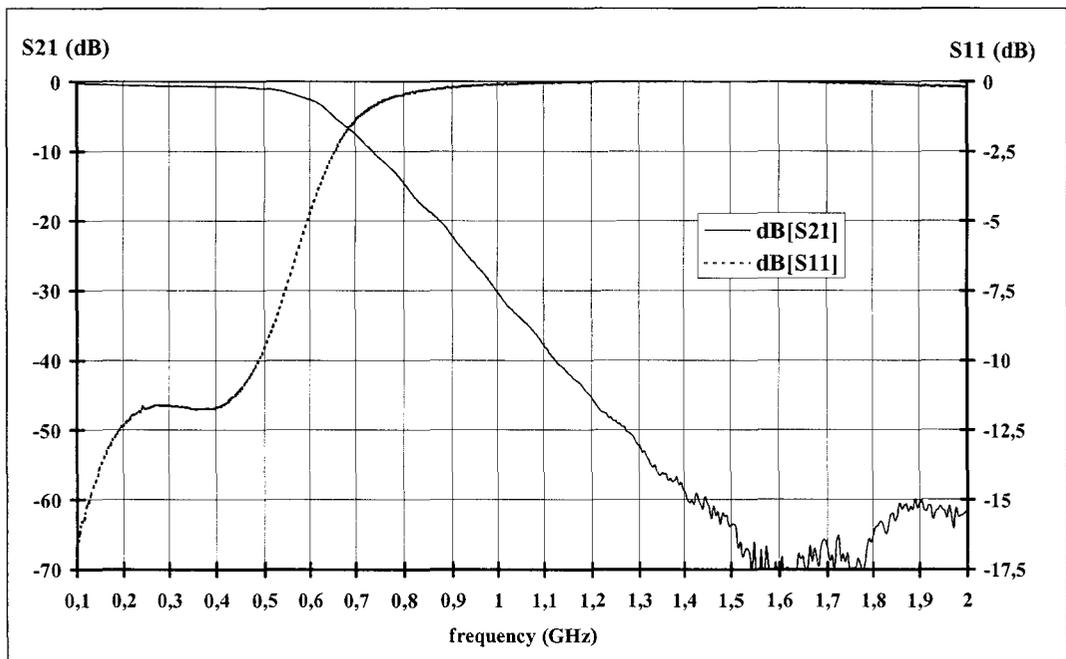


Figure III-8 : Réponse de ce filtre à l'analyseur de réseau HP8753D.

Ces filtres ont été réalisés en structure micro ruban, sur verre téflon RT5880, de permittivité $\epsilon_r=2,2$, d'épaisseur $510\mu\text{m}$ et recouvert d'une couche de $17,5\mu\text{m}$ de cuivre sur chaque face.

Leurs places respectives dans la chaîne de NPR en bande de base de la **figure III-4** se justifient de la façon suivante :

1^{er} filtre : Il est placé derrière la cascade amplificatrice A1. En limitant la transmission de puissance à la bande DC-500MHz et en assurant une réjection correcte aux fréquences supérieures. Il réduit au maximum la bande de bruit autour de 410MHz. Une solution alternative est de placer ce filtre juste après la source de bruit. Mais l'étude comparative (**figure III-9**) de ces deux solutions montre très nettement que le fait d'amplifier avant le filtrage passe-bas permet, compte tenu de la bande passante des MAR1 de cette cascade (DC-1GHz), d'utiliser le filtrage naturel de ces amplificateurs.

De plus, le pré filtrage de cette cascade amplificatrice A1 permet une amélioration du plancher de bruit de l'ordre de 5dB. Une autre explication de cette amélioration du plancher de bruit peut être donnée en faisant l'hypothèse que les bruits intrinsèques respectifs de la cascade A1 et du filtre passe-bas sont différents, et que celui de la cascade A1 est vraisemblablement supérieur à celui de l'analyseur de spectre.

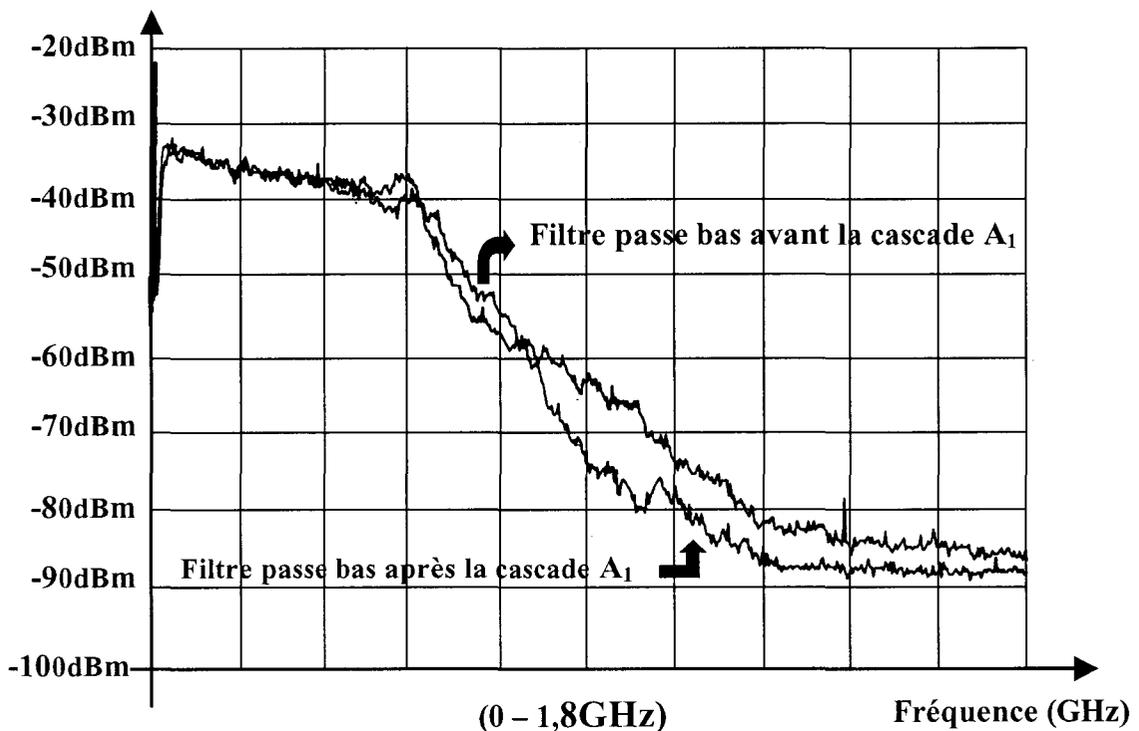


Figure III-9 : Relevé spectral selon la position du premier filtre passe-bas par rapport à la cascade amplificatrice A1.

2ème filtre : Il est placé derrière la cascade amplificatrice A2 qui, elle même, suit le filtre passe bande centré sur 410MHz. Son but est de réduire les harmoniques, autour de 820 et 1230MHz, du signal en bande de base mis en forme par le filtre passe-bande. En effet, comme le montre la **figure III-10**, l'adjonction de la cascade amplificatrice A2 produit une remontée de l'harmonique 2 au dessus du bruit plancher. L'efficacité du filtrage passe-bas a permis d'améliorer la réjection de près de 10dB de l'harmonique 2 (45dBc).

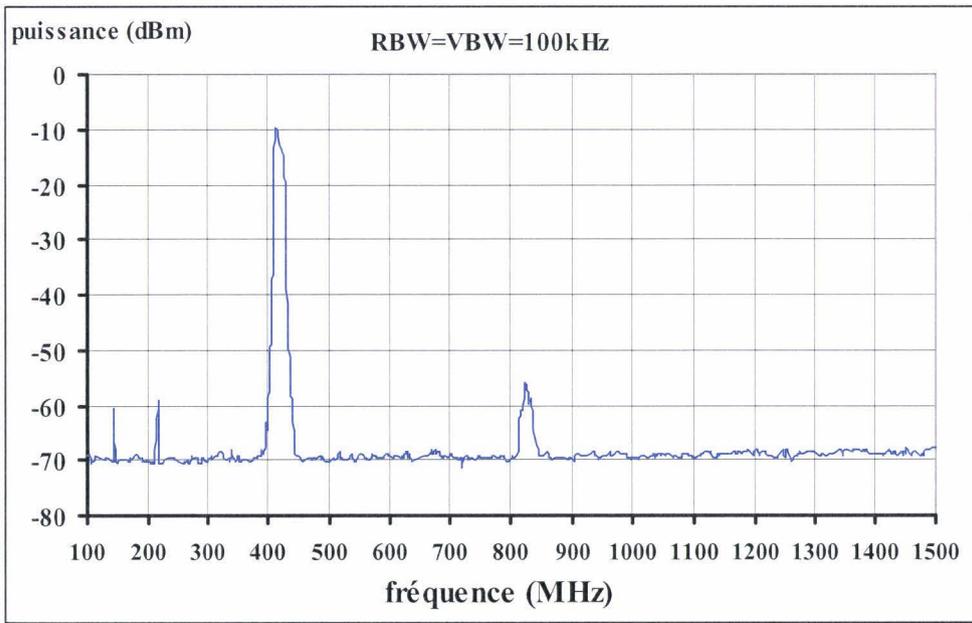


Figure III-10 : Spectre obtenu derrière la cascade amplificatrice A2.

III.2.2.1.4 Le filtrage passe bande, centré sur 410MHz:

Notre choix s'est porté sur un filtre passe bande WAINWRIGHT WCU410-10-5CC. C'est un filtre d'ordre 5 à cavités résonantes, centré sur 410MHz, de bande passante 10 MHz à -3dBc . La **figure III-11** donne les caractéristiques de ce filtre en transmission $|S_{21}|$ et en réflexion $|S_{11}|$, résumées par :

- Des pertes d'insertion dans la bande = 1,24dB
- $BW_{-1\text{dBc}} \cong 8\text{MHz}$ et $BW_{-3\text{dBc}} \cong 10\text{MHz}$
- $BW_{-40\text{dBc}} \cong 22\text{MHz}$
- Une réjection hors bande supérieure à 50dBc.
- Des pertes en retour d'entrée et de sortie inférieures à -15dB .

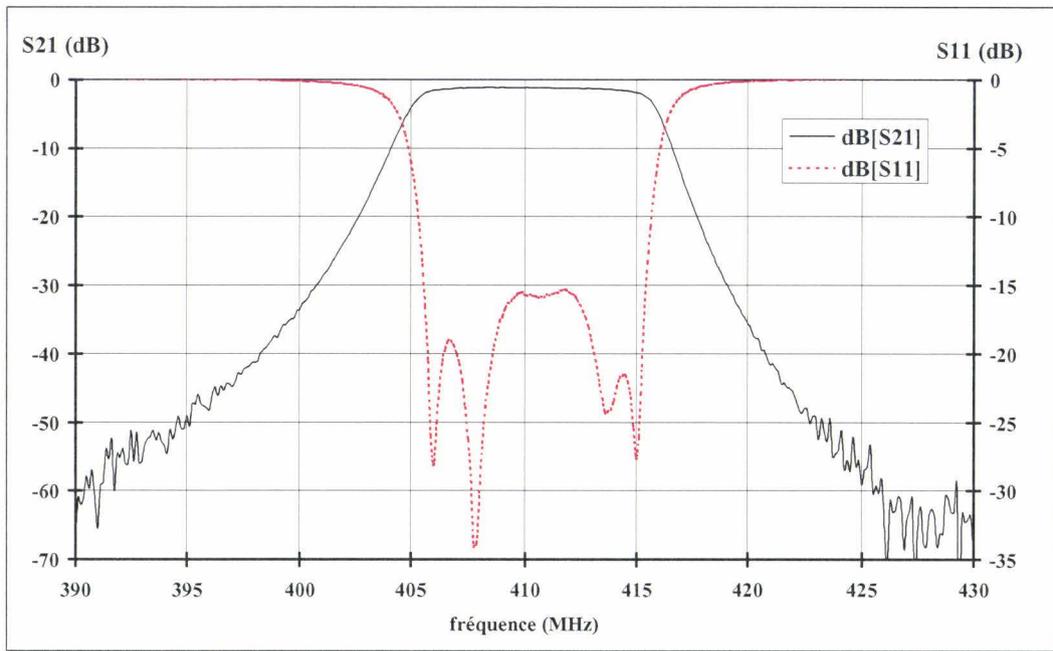


Figure III-11 : Caractéristiques du filtre passe-bande WAINWRIGHT WCU410-10-5CC.

L'insertion de ce filtre derrière le premier filtre passe-bas, nous donne spectralement les relevés de la **figure III-12**. Les courbes A et B étant obtenues respectivement sans et avec ce filtre passe-bande. Les remontées d'harmoniques sont à des niveaux inférieurs à 50dBc.

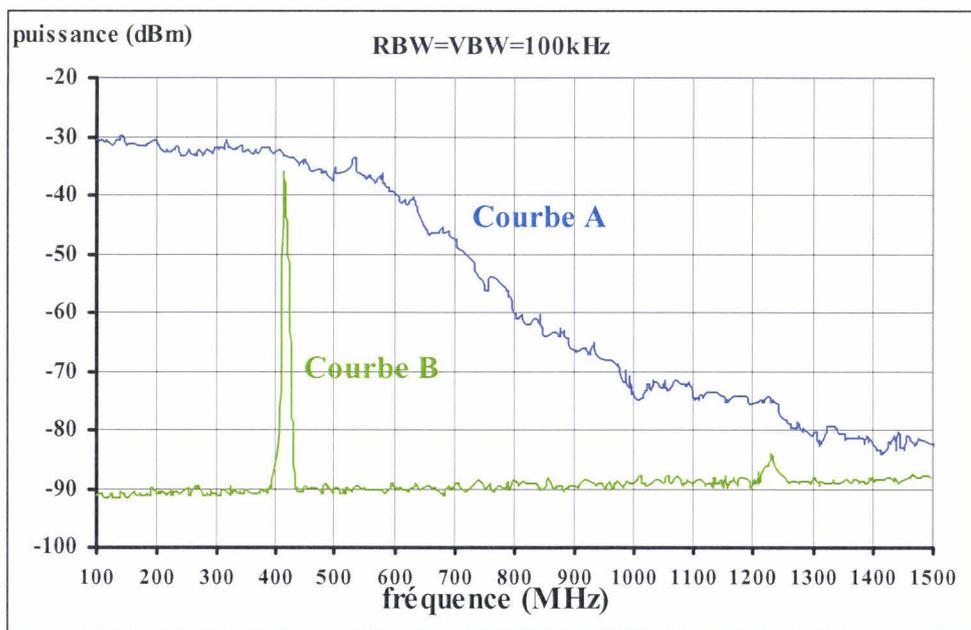


Figure III-12 : Spectres obtenus en amont et en aval du filtre passe-bande WCU410-10-5CC.

Un bilan de puissance, effectué après ce filtre passe-bande, donne un niveau de puissance totale égal à -22dBm . Compte tenu des dispositifs à caractériser ce niveau est encore très insuffisant. C'est ce qui justifie la mise en œuvre de la deuxième cascade amplificatrice A2.

III.2.2.1.5 Le filtrage coupe bande, centré sur 410MHz:

Le choix de ce filtre constitue un critère très important dans la perspective de l'étude NPR. En effet, les caractéristiques de ce filtre, telles que la largeur de réjection BW_{notch} , la profondeur de réjection et la position de cette réjection dans la bande utile, sont susceptibles de modifier le résultat final.

A la lumière des études théoriques de l'évaluation de l'influence des filtrages sur la mesure du NPR [34][55][56][57] il ressort que :

- ① Les dispositifs, étudiés selon le critère de la bande étroite, doivent vérifier les conditions suivantes pour les bandes passantes respectives des filtres passe bande et coupe bande :

$$BW_{\text{notch}} \leq 10\% \text{ de } BW_{\text{dispositif}} \Rightarrow BW_{\text{notch}} \leq 10\% \text{ de } BW_{\text{filtre passe-bande}}$$

- ② La mesure du NPR en fonction de la puissance d'entrée a une sensibilité maximale lorsque le filtre coupe bande est placé au centre de la bande utile de bruit. En effet, c'est à cet endroit que l'on retrouve le maximum de mélanges fréquentiels.
- ③ La forme du filtre passe-bande, rectangulaire ou non, n'influence que très peu le résultat final du NPR, et ce, tant que l'on ne place par le filtrage coupe bande trop près des flancs de la bande utile.
- ④ Des analyses avec des profils de filtrage passe bande non plat et de filtrage coupe bande non idéalement rectangulaire attestent d'une influence limitée de ceux-ci, tant que la condition ① est vérifiée.

Récemment, TAKAGI [57] a présenté une étude prenant en compte l'influences des largeurs des bandes de bruit et de coupure sur le résultat final du NPR en fonction de la

puissance d'entrée. La source, dans ce cas, est un bruit à distribution gaussienne. Une variation de 5% sur le NPR a été constatée lorsque ces bandes passent du simple au triple.

Fort des enseignements fournis par le développement de la première chaîne à 947,5MHz et par les éléments bibliographiques mentionnés ci-dessus, nous nous sommes fixés les critères de choix suivants pour le filtre coupe bande (**figure III-13**) :

- Des pertes d'insertion minimales en dehors de la bande.
 - Une fréquence centrale de fonctionnement à 410MHz.
 - $BW_{-40dBc} \cong 1MHz \cong 10\%$ de $BW_{\text{filtre passe-bande}}$
 - $BW_{-3dBc} < 2MHz$
- } \Rightarrow { Pour un profil le plus rectangulaire possible
- Une profondeur de réjection supérieure à 40dBc à 410MHz.

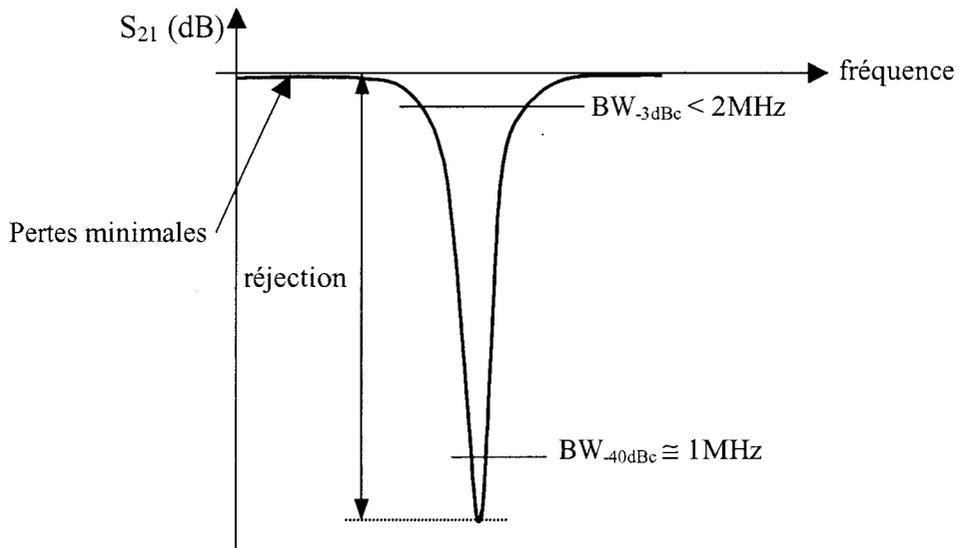


Figure III-13 : Profil du filtre coupe bande à envisager.

Notre choix s'est donc porté sur le filtre coupe bande WAINWRIGHT WRCD409.5/410.5-408/412-8SS. C'est un filtre d'ordre 8 à cavités résonantes, centré sur 410MHz, de coupure de bande 1MHz à -40dBc et de pertes d'insertion, hors bande coupée, inférieures à 1dB. La **figure III-14** montre la réponse de ce filtre en transmission $|S_{21}|$ et en réflexion $|S_{11}|$.

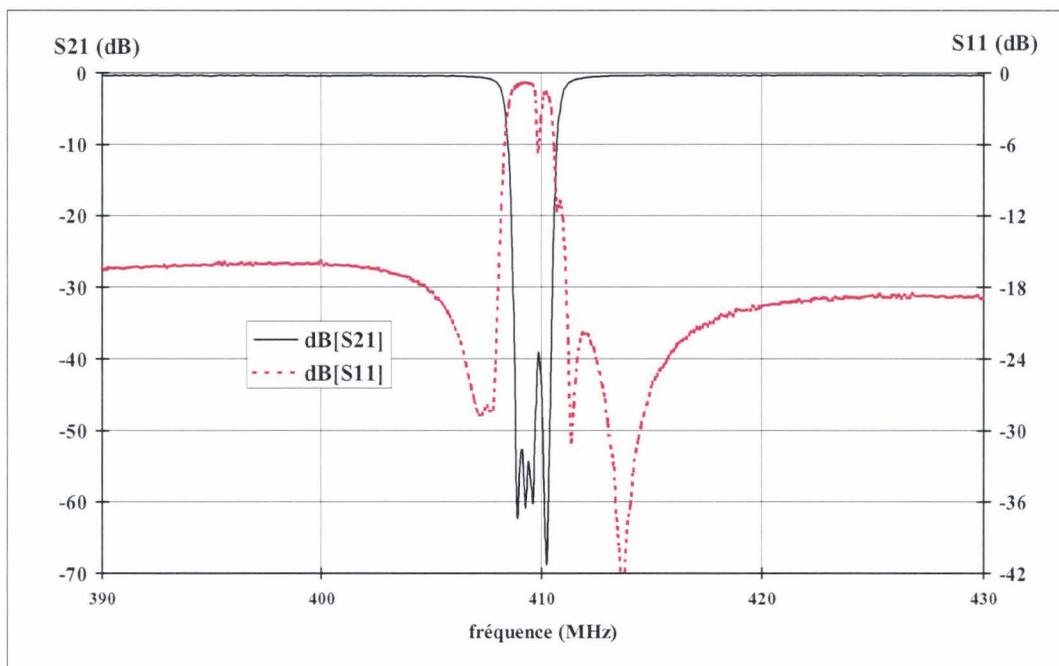


Figure III-14 : Réponse du filtre coupe bande WAINWRIGHT WRCD410-8SS.

L'insertion de ce filtre derrière le deuxième filtre passe-bas, nous donne spectralement le relevé de la **figure III-15**. Nous pouvons constater, comme pour la réponse du filtre seul, une remontée à un niveau de l'ordre de -60dBm dans la bande passante coupée pour une fréquence de $410,9\text{MHz}$.

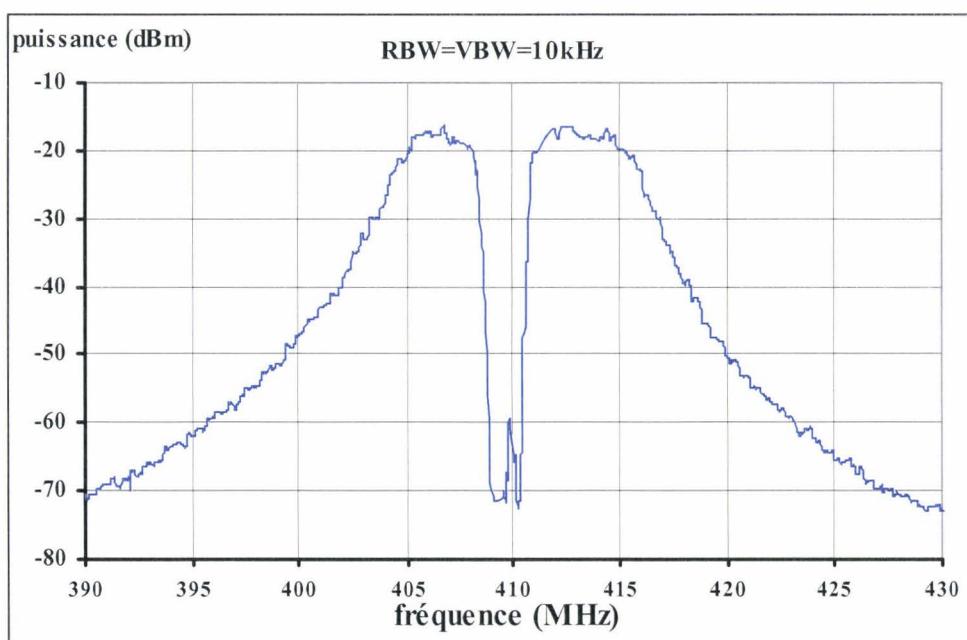


Figure III-15 : Spectre obtenu en sortie du filtre coupe bande WRCD410-8SS.

Un bilan de puissance effectué après ce filtre coupe bande donne un niveau de puissance totale égal à $+4\text{dBm}$ avec une dynamique de mesure du NPR d'environ 54dBc . Ce niveau est suffisant pour tester la plupart des dispositifs.

L'observation du spectre large bande, nous a permis de constater que les harmoniques du signal en bande base sont rejetées, comme pour l'étude à $947,5\text{MHz}$, à mieux que 45dBc .

III.2.2.2 Grandeurs relevées et étalonnage du banc:

III.2.2.2.1 Les grandeurs relevées:

Le stimulus de NPR, ainsi réalisé, doit nous permettre d'évaluer la courbe de NPR en fonction de la puissance incidente appliquée au DST. Pour cela, nous avons utilisé des coupleurs, des atténuateurs variables, des mesureurs de puissance et un analyseur de spectres.

Les atténuateurs variables permettent l'incrémentation de la puissance incidente appliquée au DST. Les coupleurs directifs et les mesureurs de puissances permettent d'évaluer les puissances d'entrée et de sortie. Et enfin, l'analyseur de spectres permet le relevé effectif du NPR.

Pour chaque pas d'atténuation (de 0dB à 81dB par pas de 1dB), la procédure est la suivante :

- On relève les puissances incidente et de sortie relatives au DST.
- On en déduit le gain en puissance ou gain en transducteur.
- On mesure le NPR.
- On évalue d'autres grandeurs telles que les courants de polarisation, le rendement, la compression, etc...

Avec l'adjonction des divers composants de mesure on obtient à l'entrée du DST, lorsque l'atténuateur est placé sur la valeur nulle, un niveau de puissance totale égal à $+1,3\text{dBm}$ avec une dynamique de mesure du NPR d'environ 54dBc .

La photographie de cette chaîne complète de caractérisation de NPR en bande de base est donnée sur la **figure III-16** :

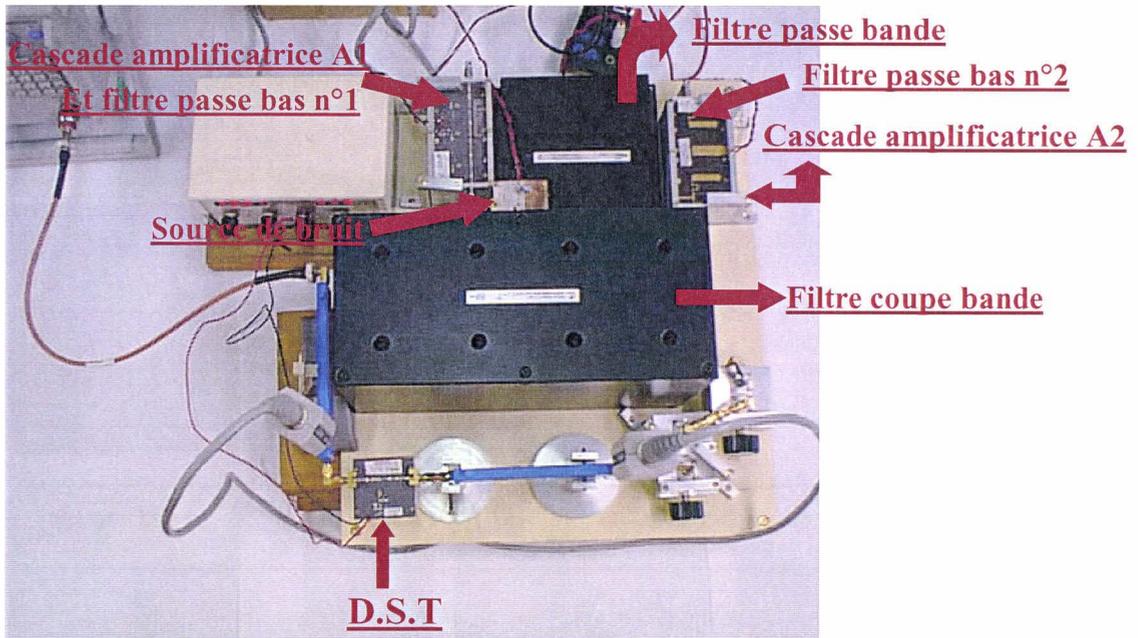


Figure III-16 : Photographie du système réalisant la mesure de NPR en bande de base à 410MHz.

III.2.2.2.2 Etalonnage du banc:

L'étude précédente de mise en œuvre du stimulus de NPR, nous a permis de connaître précisément le profil de bruit injecté dans le DST, en bande étroite et en large bande et cela sans étalonnage particulier. Il reste, maintenant, à prendre en compte les éléments ajoutés pour l'analyse : atténuateur variable, dispositif de mesure de puissance et analyseur de spectres, et à établir un étalonnage définitif.

** Les atténuateurs variables :*

L'étude, compte tenu de la largeur de bande du signal utile (de l'ordre de 10MHz), reste dans l'hypothèse d'un signal en bande étroite. Ainsi, on garantit l'identité du comportement, dans toute la bande, des atténuateurs variables utilisés.

L'étalonnage des atténuateurs a été effectué à l'analyseur de réseau HP8720B, en réalisant la mesure en module et phase du paramètre de transmission S_{21} pour les pas d'atténuation allant de 0dB à 39dB. Les résultats obtenus sont reportés sur la **figure III-17** :

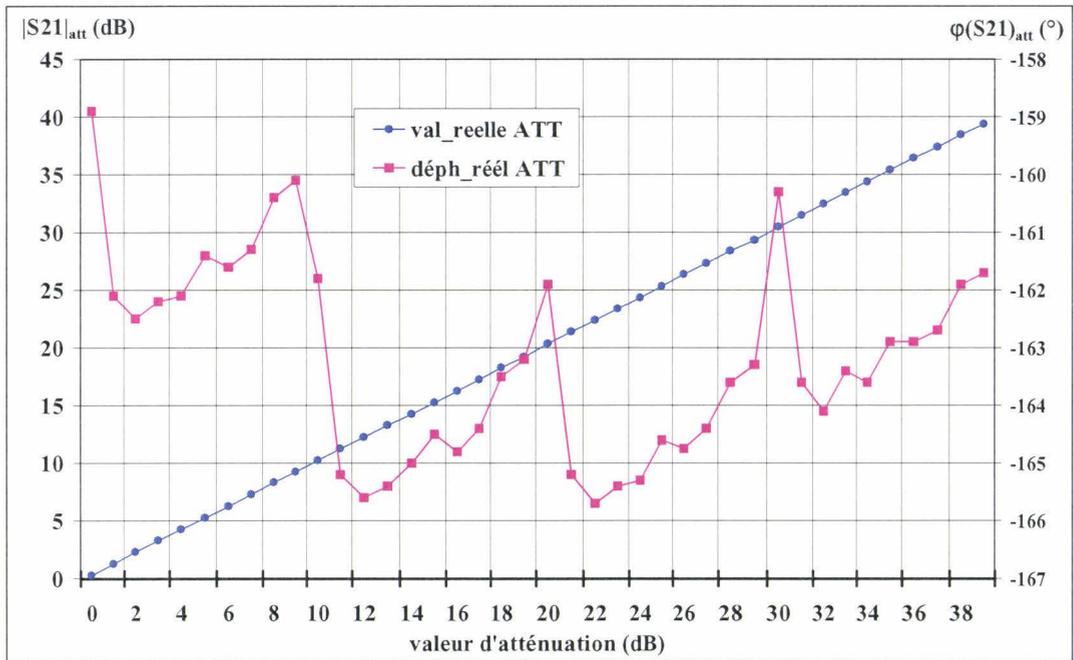


Figure III-17 : Relevé des courbes d'étalonnage, en module et phase, des atténuateurs.

Le relevé en module atteste d'une bonne linéarité de $|S_{21}|_{\text{atténuateur}}$ en fonction du pas d'atténuation. Pour ce qui concerne la phase, l'apparition de sauts de phase correspond à l'incrémentación par pas de 10dB sur l'atténuateur variable de 0 à 70dB.

** L'étalonnage en puissance :*

Celui-ci consiste à déterminer les « offsets » des wattmètres mesurant les puissances d'entrée et de sortie du dispositif sous test.

Pour l'étalonnage de la puissance d'entrée, on déconnecte le DST du coupleur directif d'entrée, que l'on remplace par un wattmètre. On relève alors la différence entre la puissance relevée avec ce wattmètre et celle lue sur le wattmètre de contrôle permanent « P_E » placé en amont du dispositif à tester (**figure III-4**).

Pour l'étalonnage de la puissance de sortie, on réunit directement les coupleurs d'entrée et de sortie, ce dernier étant chargé par une terminaison 50Ω . Dans ces conditions $P_S = P_E$, on établit ainsi la relation liant les deux wattmètres de contrôle (puissances d'entrée et de sortie).

** L'étalonnage de l'analyseur de spectres :*

L'analyseur de spectres ne nécessite pas un étalonnage en valeur absolue de puissance à proprement parler car, compte tenu de la définition du NPR, on procède à une mesure en valeur relative.

Il faut tenir compte du fait que le signal étudié n'est pas constitué de raies discrètes mais d'un signal de bruit large bande. Aussi le paramétrage caractéristique de l'analyseur de spectres en bande de résolution fréquentielle et vidéo, bande d'analyse, etc..., doit être modifié pour garantir sa signification.

Le caractère bruyant du signal, sa large bande, le niveau de puissance totale mis en jeu, la grande dynamique de mesure souhaitée de 54dBc et la recherche d'une bonne précision, nécessitent d'optimiser tous les paramètres de réglage de l'analyseur, tels que le SPAN, les bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW, le temps de balayage, l'atténuation RF et l'emplacement des pointeurs de mesure, le critère étant que le gabarit du signal ne soit pas déformé.

Les relevés, sur deux analyseurs de spectres différents : TEKTRONIC 492BP et ANRITSU MS2663C, ont permis de valider cette méthodologie. Les réglages usuels, pour les études à 410MHz, sont donnés dans le **tableau III-6** :

Type d'analyseur	Fréquence centrale	SPAN (MHz)	RBW (kHz)	VBW (kHz)	SWEEP (s)	REF LEV et ATT	marqueurs de mesure
Tektronic 492BP	410MHz	50	100	100	10	AUTO	409,5MHz
Anritsu MS2663C	410MHz	25	100	0,3	10	AUTO	et 412,5MHz

Tableau III-6 : Réglages des analyseurs de spectre utilisés pour les mesures à 410MHz.

III.2.2.2.3 Précautions d'utilisation du banc:

L'analyse du signal de sortie NPR à l'aide de l'analyseur de spectres, nécessite les précautions d'utilisation suivantes [60][62]:

1°) Il est souhaitable d'avoir un signal d'entrée avec un NPR d'au moins 10dB supérieur au NPR à mesurer. Cette contrainte permet de négliger les effets des imperfections du signal de test lors de la mesure. Tout dispositif non linéaire, placé

devant le DST (préamplificateurs – mélangeurs – etc...), introduit des distorsions et cause la diminution du NPR.

2°) Il faut s'assurer que l'analyseur de spectres n'est pas, lui même, en compression, c'est à dire qu'il est bien utilisé dans sa plage de fonctionnement linéaire. En effet, même si en apparence, l'analyseur fonctionne correctement, il faut garder à l'esprit que l'on fait une sommation d'une infinité de raies (bruit blanc en entrée). Ainsi, pour une bande de résolution en fréquence de 10kHz, si la bande de signal utile est de 10MHz avec un niveau de puissance de -40dBm, cela donne en réalité une puissance totale injectée à l'entrée de l'analyseur de -10dBm. La solution est donc d'avoir recours à l'atténuateur d'entrée de l'analyseur de spectres pour limiter le signal effectivement reçu.

3°) L'analyseur de spectres peut mesurer une puissance absolue de bruit moyennant l'utilisation de facteurs de correction qui sont pré-réglés. Pour la mesure du NPR on effectue un rapport de deux niveaux de puissance, et donc cette préoccupation n'a pas lieu d'être.

4°) Le choix des réglages des bandes de résolution fréquentielle « RBW » et vidéo « VBW » est crucial pour l'obtention de résultats précis et répétitifs. Notre expérience nous conduit à prendre une $RBW_{ANAL} < BW_{NOTCH}$ pour assurer une bonne mesure de la profondeur du trou. En revanche pour la bande de résolution vidéo « VBW », Hewlett Packard préconise de prendre une valeur inférieure à $\frac{RBW}{100}$, pour obtenir la moyenne correcte du bruit. Dans la pratique, nous nous sommes limité à $RBW=VBW$.

5°) De plus, il est toujours indispensable de s'assurer que la bande de résolution RBW n'affecte pas trop la réponse réelle du filtrage coupe bande. En effet à l'intérieur du « Notch », la valeur du filtre de résolution RBW apparaît plus étroite que la forme réelle de celui-ci, ce qui provoque une élévation de la puissance moyenne dans le « notch ». Ce phénomène s'accroît fortement lorsque la mesure est faite sur le bord du filtrage coupe bande.

La précision de mesure sera ainsi garantie si les mesures de puissance dans le « notch » sont effectuées en s'écartant d'un « offset » en fréquence de 5 fois RBW du flanc de ce trou, et ce, afin de minimiser l'effet du filtre de résolution.

On a schématisé cet effet sur la **figure III-18** :

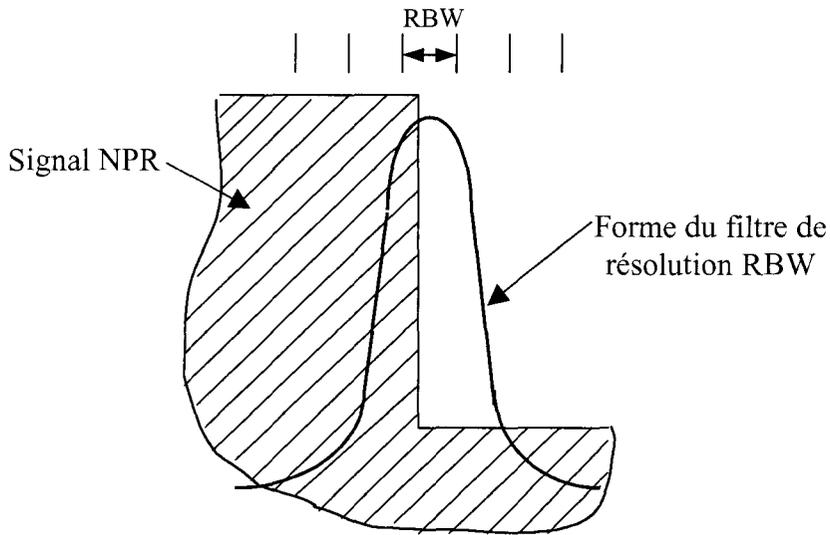


Figure III-18: Effets de la RBW sur une mesure du NPR trop proche du flanc du « NOTCH ».

III.2.3. Exemples de mesures de NPR en bande de base à 410MHz:

III.2.3.1 Mesures en banc de puissance monoton à 410MHz:

III.2.3.1.1 Synoptique du banc:

Cette étude consiste à analyser l'amplificateur en excitation monoton à 410MHz.

Le synoptique du banc de mesure correspondant est donné **figure III-19** :

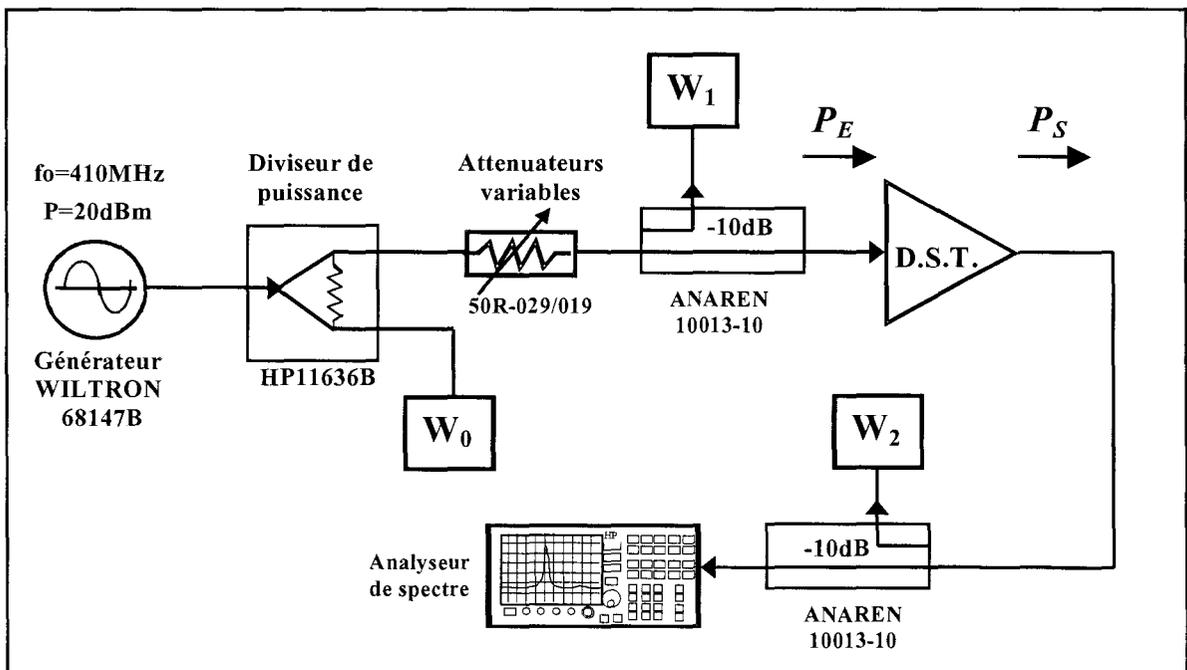


Figure III-19: Banc de puissance monoton à 410MHz.

L'étalonnage de ce banc consiste à déterminer les « offsets » des mesureurs de puissance W_1 et W_2 pour permettre la mesure des puissances incidente P_E et de sortie P_S respectivement. Le choix de coupleurs à bande étroite (250MHz – 500MHz), permet ainsi de filtrer d'éventuelles harmoniques de la porteuse à 410MHz. Les atténuateurs variables permettent de faire évoluer la puissance incidente appliquée au DST.

En injectant une puissance de +20dBm au niveau du générateur, on obtient un niveau maximal pour P_E de 12,9dBm, compte tenu des pertes inhérentes à la chaîne de mesure.

Les études sont réalisées sur des amplificateurs relativement bien adaptés, ce qui permet d'évaluer les puissances absorbées.

III.2.3.1.2 Relevés expérimentaux en monoton à 410MHz :

Les relevés en puissance, à 410MHz, sur des amplificateurs du commerce MINICIRCUIT MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7 sont donnés sur la **figure III-20**:

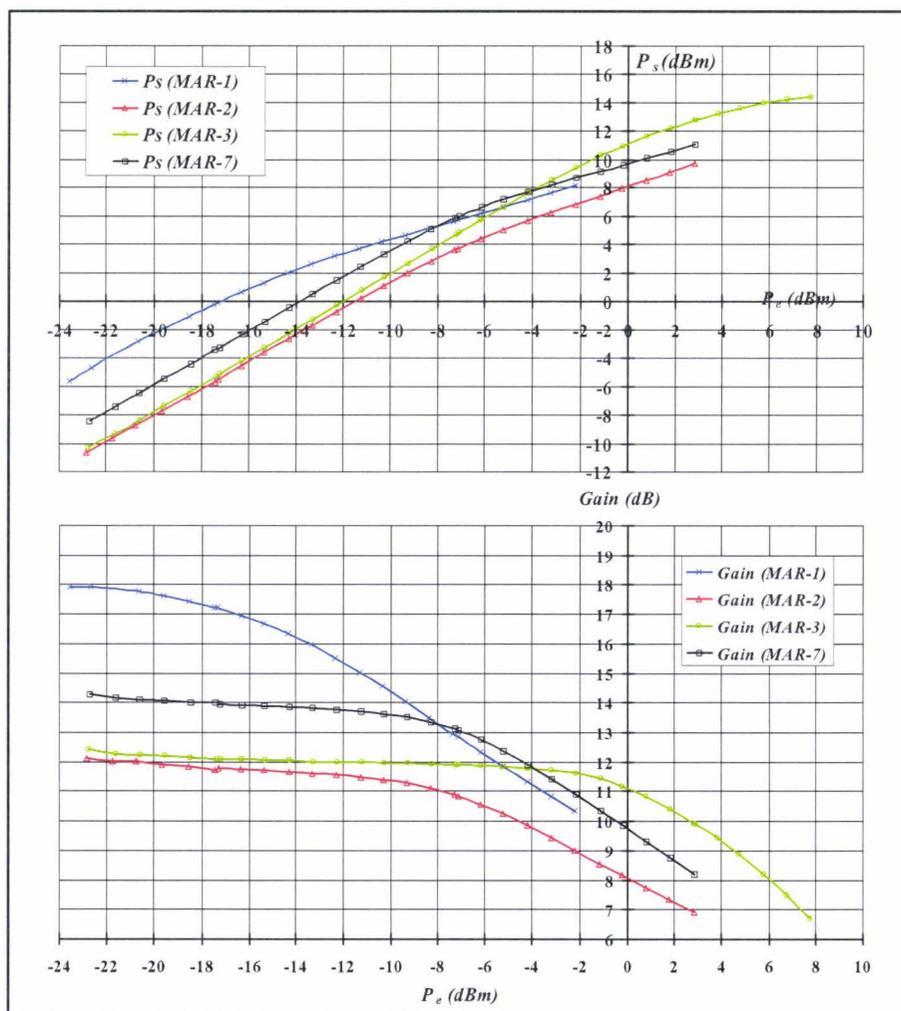


Figure III-20: Réponses en puissance des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7 à 410MHz.

Pour des niveaux de puissance d'entrée inférieurs à -16dBm , les relevés font apparaître un léger écart des amplificateurs par rapport à la linéarité idéale. Celle-ci est, en fait, produite par une perte de sensibilité sur la valeur relevée au mesureur de puissance découplé W_1 .

Nous avons reporté dans le **tableau III-7**, pour les quatre MAR étudiés, d'une part, la valeur du gain et, d'autre part, la puissance de sortie correspondant au point de compression à 1dB en sortie, l'un et l'autre étant mesurés par le module de S_{21} à l'analyseur de réseaux HP8753D et au banc de puissance.

MAR	GAIN (dB)		Compression à $P_{s-1\text{dB}}$	
	Paramètre $ S_{21} _{\text{ps}}$	Caractéristique $P_s = f(P_e)$	Mesure de l' AM/AM	Caractéristique $P_s = f(P_e)$
1	17,9	17,9	$P_s = +1,4\text{dBm}$	$P_s = +0,9\text{dBm}$
2	12,1	11,9	$P_s = +4,8\text{dBm}$	$P_s = +4,4\text{dBm}$
3	12,1	12	$P_s = +11,6\text{dBm}$	$P_s = +11,3\text{dBm}$
7	13,9	13,9	$P_s = +6,4\text{dBm}$	$P_s = +6,4\text{dBm}$

Tableau III-7 : Comparaison de la mesure du gain et du point de compression à 1dB des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7, par une mesure à l'analyseur de réseau et au banc de puissance.

L'observation de ce tableau fait apparaître une bonne concordance des deux types de mesure. L'adéquation de ces résultats atteste que la détermination de la compression est indépendante de la méthode de mesure, cela étant d'autant plus vrai que l'amplificateur mesuré est convenablement adapté.

III.2.3.2 Mesures de l'intermodulation deux tons centré sur 410MHz:

III.2.3.2.1 Synoptique du banc:

Cette étude consiste à analyser l'amplificateur en excitation biton avec des fréquences porteuses $f_1=409,5\text{MHz}$ et $f_2=410,5\text{MHz}$. La contribution des non linéarités, produites par le dispositif sous test, induit l'apparition de composantes fréquentielles supplémentaires aux fréquences : $2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$, $3f_1-2f_2$, $3f_2-2f_1, \dots$

Le choix d'un écart en fréquence de 1MHz entre les deux porteuses doit permettre de garantir l'hypothèse d'une étude en bande étroite. La mesure du paramètre de transmission en module et phase de chacun des amplificateurs montre la quasi invariance de celui-ci sur une plage de fréquence d'environ 50MHz autour de la fréquence centrale.

Le synoptique du banc de mesure est donnée **figure III-21** :

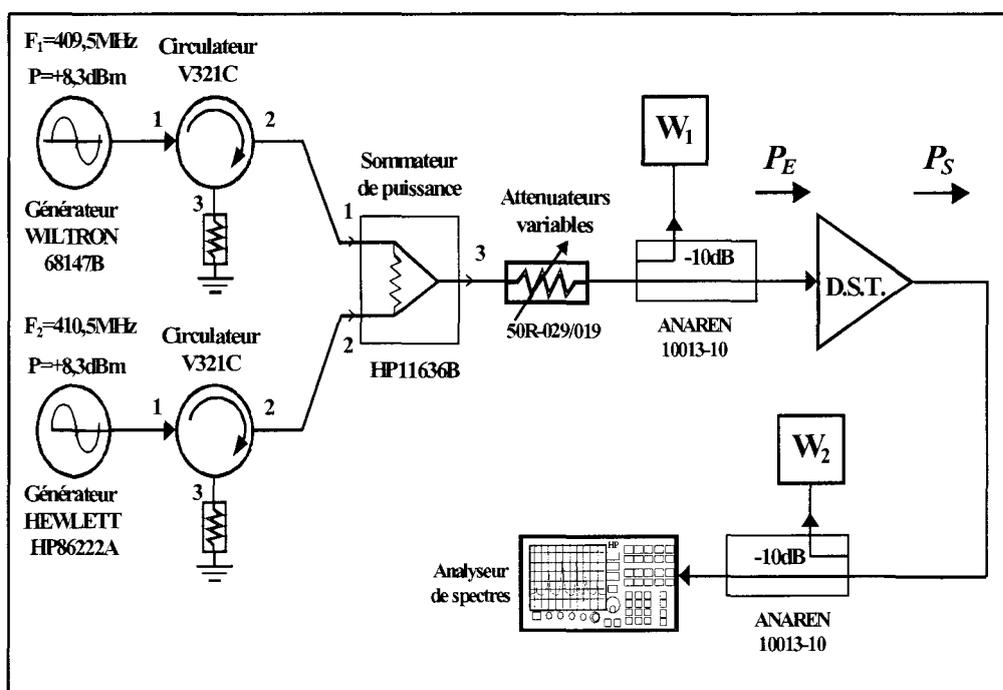


Figure III-21: Banc d'intermodulation deux tons à 410MHz.

Les circulateurs V321C présentent une isolation de 35dB, permettant d'éviter l'apparition de produits d'intermodulation entre les deux générateurs d'entrée. Ainsi, à puissance maximale de générateur, on observe un niveau d'intermodulation de 63dBc, ce qui correspond au maximum à la valeur de dynamique du C/I susceptible d'être obtenue avec notre banc.

Pour chaque pas d'atténuation :

- On relève la puissance P_E incidente sur le DST et la puissance P_S absorbée dans la charge de celui-ci.
- On en déduit le gain en transducteur.
- On mesure les niveaux de puissance des différentes raies, correspondant aux porteuses et aux produits d'intermodulation d'ordres 3 et 5. On en déduit ensuite les rapports C/I_3 et C/I_5 .

L'étalonnage de ce banc consiste à déterminer, comme pour l'étude monoton, les « offsets » des mesureurs de puissance W_1 et W_2 pour permettre la mesure des puissances incidente P_E et de sortie P_S , respectivement. Les atténuateurs variables permettent de faire évoluer la puissance totale incidente sur le DST.

En injectant une puissance de $+8,3dBm$ au niveau de chaque générateur, on obtient un niveau maximal pour P_E de $+1dBm$, compte tenu des pertes inhérentes à la chaîne de mesure. Ce niveau permet la compression des quatre MAR, en préservant la dynamique de mesure de $63dBc$, précédemment évoquée.

En ce qui concerne l'analyseur de spectres, son étalonnage ne s'effectue pas dans l'absolu. Il consiste à opérer, au cours des mesures, à une correction de la cohérence de la sommation de toutes les raies de mélange avec la puissance totale mesurée par le bolomètre W_2 .

III.2.3.2 Relevés expérimentaux:

Les résultats des relevés en puissance ainsi obtenus sous excitation biton pour les MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7 sont donnés sur la **figure III-22**.

Le **tableau III-8** synthétise les performances comparatives en monoton et en biton de ces quatre amplificateurs. Les critères retenus sont le gain en transducteur petit signal, la puissance de sortie correspondant à 2dB de compression du gain, la pente de la caractéristique à l'ordre 3 en début de compression du gain, ainsi que le C/I_3 correspondant.

MAR	G_T linéaire(dB)		Compression à P_{s-2dBm}		Pente de l'ordre 3	C/I_3 (dBc) à 2dBc de compression
	Monoton	Biton	Monoton	Biton		
1	17,9	17	$P_s = +3,5dBm$	$P_s = +2,8dBm$	3,1	19,5
2	11,9	11,7	$P_s = +5,9dBm$	$P_s = +4,5dBm$	3,1	21
3	12	12	$P_s = +12,9dBm$	$P_s = +9,5dBm$	3,9	22,5
7	13,9	13,9	$P_s = +7,6dBm$	$P_s = +6,4dBm$	3,6	20

Tableau III-8 : Comparaison des performances en puissance des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7, pour une excitation monoton et biton.

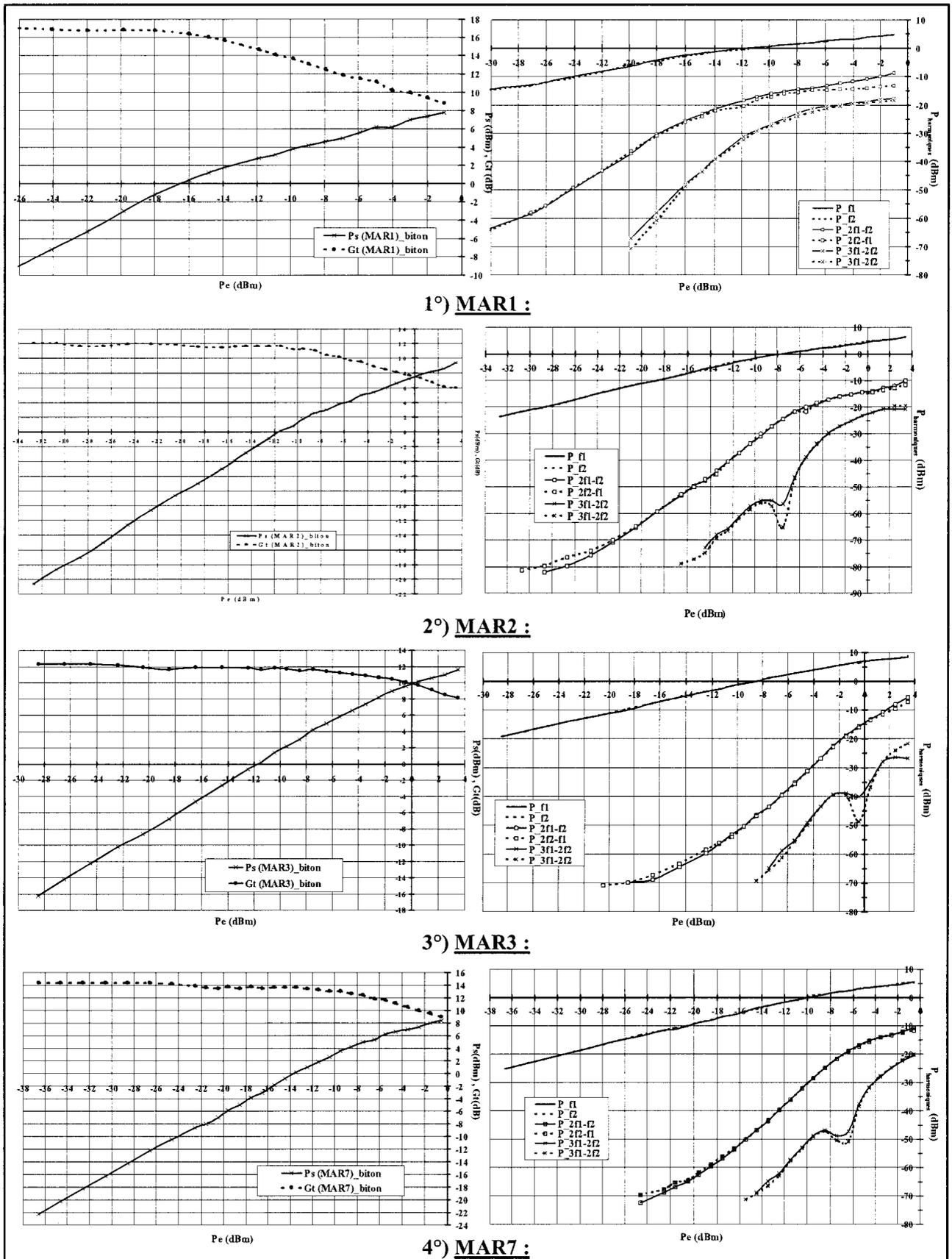


Figure III-22 : Réponses en puissance des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7, en excitation biton à 409,5 et 410,5MHz.

Plusieurs constatations peuvent être faites :

- Quelque soit l'amplificateur choisi, celui-ci comprime plus rapidement lorsqu'il est attaqué par un signal biton, tout en conservant un gain petit signal identique à celui obtenu sous excitation monoton, sauf pour le MAR1. Cet écart en valeur de compression devrait être, d'après la théorie, proche de 3dB. En pratique, il est compris entre 1 et 2dB, sauf pour le MAR3 pour lequel il est de 3,4dB.

- Dans chaque cas les raies d'intermodulation de même ordre sont symétriques entre elles.

- Les différences de comportement à la compression, entre monoton et biton, sont essentiellement liées aux différences d'enveloppe des signaux correspondant et n'interviennent, globalement, qu'en forte compression. C'est pour cela que les gains en puissance petit signal sont identiques, quelque soit l'excitation : monoton, biton ou NPR.

III.2.3.2.3 Discussion sur les mesures:

Les conditions dans lesquelles les mesures d'intermodulation en excitation biton ont été effectuées doivent être examinées de près. En effet, le choix d'un écart entre les porteuses de 1MHz, est arbitraire. Or nous devons avoir à l'esprit que tout amplificateur peut comporter des effets mémoires et, par conséquent, avoir sa réponse biton sensible à l'écart entre les deux fréquences porteuses. Que se passe-t-il si cet écart est inférieur ou supérieur, et quelles en sont les conséquences sur les mesures ?

Une étude, en fonction de l'écart entre les porteuses, a donc été systématiquement menée. A titre d'exemple, cette étude comparative est présentée pour le MAR3. Cet amplificateur constitue le dispositif que l'on a choisi comme « étalon » pour la suite de nos études en bande de base.

L'écart Δf entre les porteuses d'entrée a été fixé, successivement, à 100kHz, 250kHz, 500kHz, 1MHz, 5MHz et 10MHz. Les relevés en puissance et en intermodulation correspondant, jusqu'à l'ordre 7, pour ces excitations biton, sont donnés sur la **figure III-23** :



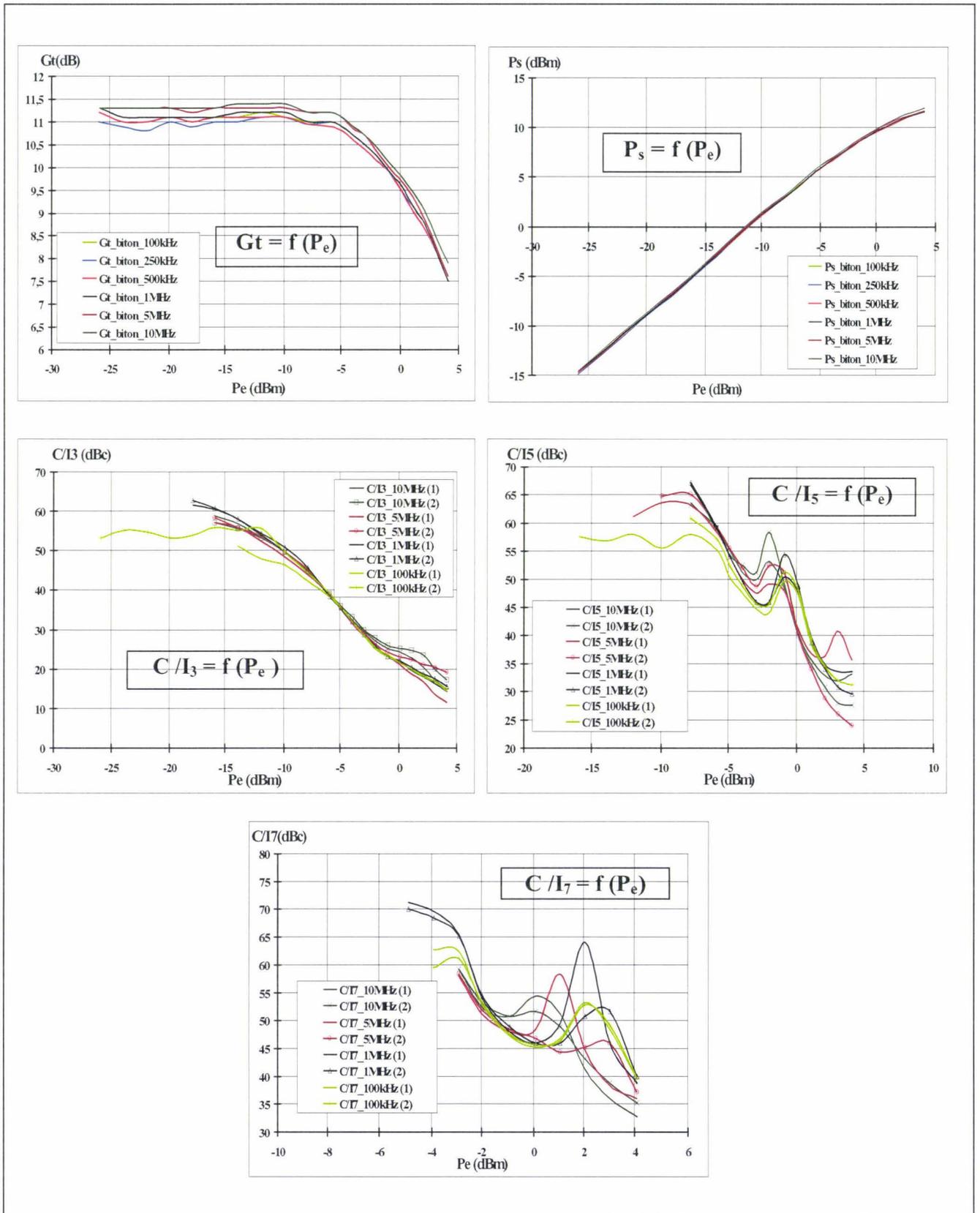


Figure III-23 : Réponses en puissance et sous excitation biton du MAR3, en fonction de l'écart Δf entre les porteuses d'entrée f_1 et f_2 , celui-ci variant de 100kHz à 10MHz.

Relevé en puissance : L'incidence d'une variation de Δf de 100kHz à 10MHz sur la caractéristique $P_S = f(P_E)$, n'entraîne qu'une légère fluctuation de la valeur du gain linéaire de l'ordre de 0,2 à 0,3dB. La compression reste inchangée.

Relevés d'intermodulation : * A bas niveau, les relevés de C/I_3 et C/I_5 présentent une dissymétrie des raies de même ordre, même pour $\Delta f = 100kHz$, alors qu'à moyen niveau la symétrie est presque complète. Cette situation, à priori surprenante, ne peut pas être le fait d'un quelconque effet mémoire puisqu'on est à bas niveau mais nous l'attribuons à un phénomène d'intermodulation dû au bruit de phase d'une des porteuses, spectralement moins pure que l'autre. Sa disparition à moyen niveau correspond à l'émergence complète des raies d'intermodulation au dessus du plancher de bruit.

* A fort niveau, c'est-à-dire lorsque commence la compression du gain, il y a une dissymétrie des raies d'intermodulation et celle-ci est d'autant plus importante que la valeur de Δf augmente et que la puissance d'entrée croit. A $\Delta f = 5MHz$ la dissymétrie atteint jusqu'à 15dBc. Pour conserver une symétrie correcte il apparaît que Δf ne doit pas dépasser 1MHz. C'est cette valeur que nous retenons pour valider notre dispositif dans toute la dynamique d'entrée.

La question qui se pose face à ce phénomène de dissymétrisation des raies d'intermodulation à fort niveau est celle de l'éventualité de variations importantes du module ou de la phase du gain en fonction de la fréquence. Pour éclaircir ce point nous avons donc procédé à l'analyse du module et de la phase du paramètre de transmission du dispositif, en fonction de la puissance d'entrée. La **figure III-24** donne les relevés correspondant établis par rapport au cas $P_E = -15dBm$, servant de référence, pour les différents niveaux de puissance d'entrée.

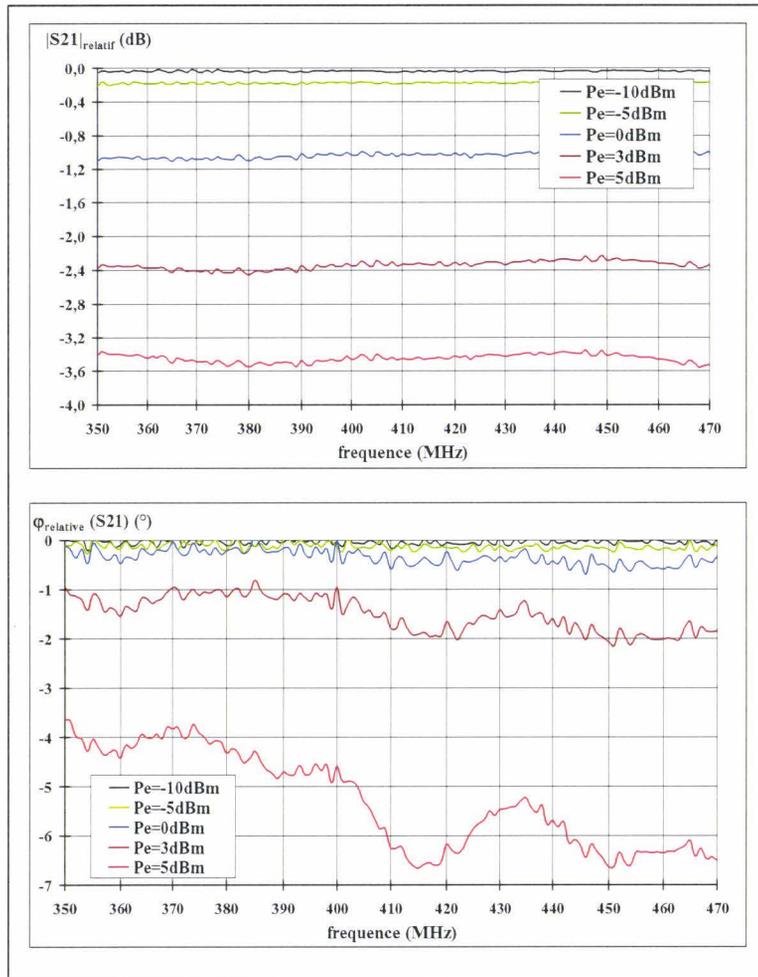


Figure III-24 : Relevés relatifs, par rapport au cas de $P_E = -15\text{dBm}$, du module et du déphasage du gain du MAR3, en fonction de la puissance d'entrée P_E et de la fréquence.

Relevé du module de S21: Sur une bande de 120MHz, encadrant 410MHz, le module du gain est quasiment constant, quelque soit le niveau de puissance. Le seul phénomène présent est la conversion AM/AM, qui produit la compression du dispositif.

Relevé de la phase de S21 : * Tant que P_E est inférieure à 0dBm, le déphasage est quasi indépendant de la fréquence. Il ne peut donc pas être mis en cause. Ceci recoupe les indications apportées par la **figure III-23**, à savoir, qu'en excitation biton, pour un niveau de puissance par porteuse inférieur à -3dBm, le C/I_3 est quasi invariant en fonction de l'écart entre les porteuses.

* Par contre, lorsque P_E devient supérieur à 0dBm, on constate que le déphasage comporte des variations non négligeables en fonction de la fréquence et, en particulier, pour une bande de fréquence étroite, de l'ordre de 15MHz,

autour de la fréquence 410MHz. Dans cette bande la variation de phase est d'environ 2 degrés, ce qui correspond à un temps de groupe d'environ une nanoseconde et, par conséquent, à un effet mémoire ayant un temps de retard de même durée. Avec un tel retard d'effet mémoire l'approche simplifiée, présentée en **annexe III**, indique qu'il n'y a pas possibilité de dissymétrisation du spectre d'intermodulation lorsque l'écart entre les deux porteuses est de 1MHz. C'est effectivement ce qui est constaté expérimentalement sur la **figure III-23**. Il y a donc accord théorie - expérience pour cet écart de 1MHz. En ce qui concerne les écarts plus grands, de 5 et 10MHz, faisant apparaître expérimentalement la dissymétrisation du spectre, il ne nous est pas possible de donner une vérification théorique car celle-ci n'a pas pu être faite. Néanmoins, avec l'ordre de grandeur de une nanoseconde trouvé pour l'effet mémoire dû à la phase de S_{21} , il paraît très improbable qu'un écart entre porteuses ne dépassant pas 10MHz entraîne une dissymétrisation importante du spectre. L'explication des résultats expérimentaux de la **figure III-23** ne réside donc pas, semble-t-il, dans la variation du déphasage de S_{21} en fonction de la fréquence et nécessiterait, sans doute, une étude complète, dépassant le cadre de ce travail, pour identifier la vraie cause de la dissymétrisation du spectre

III.2.3.3 Mesures du « Noise Power Ratio » à 410MHz:

III.2.3.3.1 Synoptique du banc:

Voyons maintenant le comportement des amplificateurs précédemment étudiés en excitation monoton et biton, avec, cette fois, l'attaque de notre signal multiporteuse NPR. Le synoptique du banc expérimental a été présenté dans le détail, **figure III-4**. Nous rappelons, **figure III-25**, ce concept de caractérisation, où le bloc « Stimulus NPR » représente l'ensemble : source de bruit, amplificateurs A_1 et A_2 , filtres passe bande, coupe bande et passe bas.

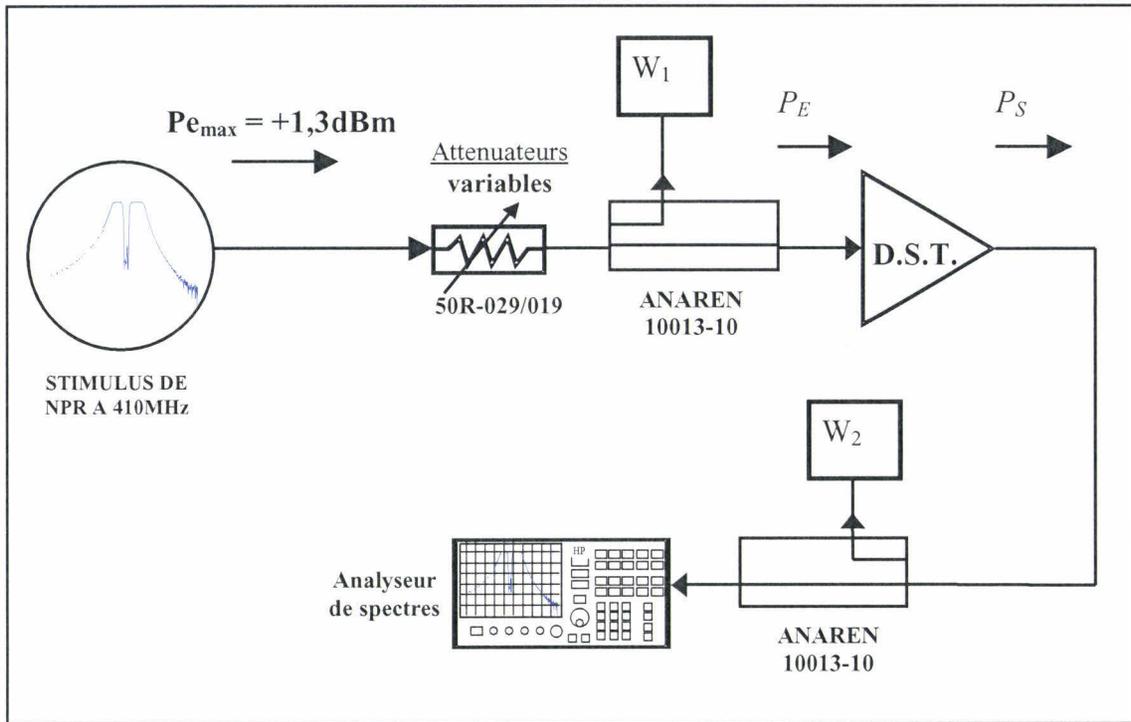


Figure III-25: Banc de caractérisation NPR en bande de base à 410MHz

Le principe de la mesure a déjà été exposé lors du choix des éléments de la chaîne, et consiste à évaluer les niveaux de puissance de bruit, dans une bande de filtrage générée par l'analyseur de spectre (RBW), et ce, dans et hors du trou de filtrage coupe bande. Dans ce cas la valeur du NPR est donnée par la relation suivante :

$$(NPR)_{dBc} = \left(\frac{DSP_{hors\ du\ trou}}{DSP_{dans\ le\ trou}} \right)_{dans\ BWR}, \quad DSP \text{ étant la densité spectrale de puissance}$$

Notre banc de caractérisation permet une dynamique utile de NPR de 54dBc, et dispose d'une puissance d'entrée maximale de +1,3dBm.

Pour chaque pas d'atténuation :

- On relève les puissances P_E incidente arrivant sur le DST et P_S absorbée dans la charge.
- On en déduit le gain en transducteur.
- On mesure, dans une bande de résolution fréquentielle RBW, les niveaux de puissance dans et hors du trou. Cette mesure s'effectue à l'aide de « markers » que l'on dispose, judicieusement, dans des zones plates du spectre obtenu. Dans notre étude, ceux-ci

sont disposés à 409,5MHz et 412,5MHz, respectivement dans et hors du trou. On en déduit ensuite le relevé global du NPR en fonction de la puissance d'entrée.

A titre de rappel du paragraphe **III-2-2-2**, l'étalonnage de ce banc consiste à déterminer, comme pour l'étude monoton, les « offsets » des mesureurs de puissance W_1 et W_2 pour permettre la mesure des puissances incidente P_E et de sortie P_S respectivement. Les atténuateurs variables permettent de faire évoluer la puissance totale incidente au DST.

En ce qui concerne l'analyseur de spectres, son étalonnage ne s'effectue pas dans l'absolu. Il consiste à opérer, au cours des mesures, une correction de la cohérence d'un certain nombre de paramètres intrinsèques à l'analyse spectrale : le SPAN, les bandes de résolution fréquentielle et vidéo, la vitesse de balayage et l'atténuateur RF d'entrée de l'analyseur.

III.2.3.3.2 Relevés expérimentaux sur les MAR :

Les relevés expérimentaux ont été effectués, successivement, sur trois analyseurs de spectres, donnant des résultats similaires. Ces équipements sont les analyseurs de spectres HEWLETT-PACKARD HP8592A, TEKTRONIC 492BP ET ANRITSU MS2663C.

En ce qui concerne le premier, son plancher de bruit limite la dynamique de NPR à 48dBc. Pour le deuxième, l'usage de filtrage vidéo n'est pas possible, ce qui rend la mesure longue et délicate. En revanche, le troisième analyseur permet de moyenner la courbe par le biais de filtres de résolution vidéo, rendant les mesures reproductibles à 0,1dBc près.

Les réglages de l'analyseur de spectres ANRITSU MS2663C sont les suivants :

- Une plage de fréquence SPAN de 25MHz.
- Une bande de résolution fréquentielle RBW de 100kHz.
- Une bande de résolution vidéo VBW de 300Hz.
- Une durée de balayage SWEEP de 10s.
- Les modes « REF LEVEL » et « ATT RF » sont maintenus en mode automatique.
- Les « markers » de mesure sont positionnés à 409,5MHz et 410,5MHz.

Nous avons représenté à titre d'exemple, **figure III-26**, les spectres obtenus en sortie du MAR3 pour deux niveaux de puissance d'entrée : **-17dBm** et **-5dBm**.

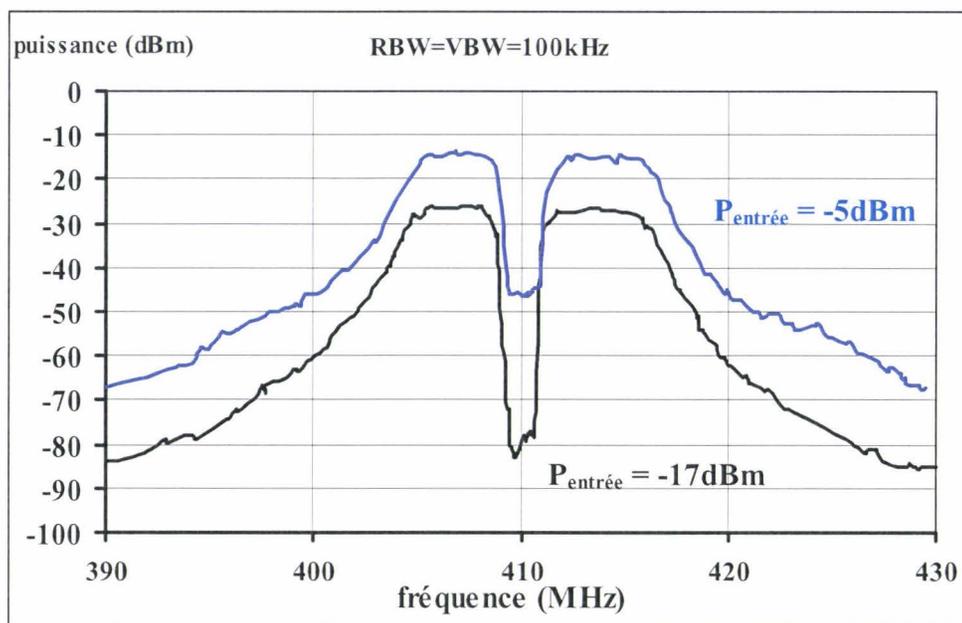


Figure III-26 : Spectres de NPR obtenus en sortie du MAR3, pour deux puissances d'entrée.

Ce relevé montre clairement le phénomène de remplissage du trou par les produits d'intermodulation créés par les non linéarités de l'amplificateur. La courbe de NPR en fonction de la puissance d'entrée permet d'estimer la vitesse de remplissage du trou.

La **figure III-27** donne les relevés du gain en transduction G_T , le NPR en fonction de la puissance d'entrée en excitation NPR, ainsi que le C/I_3 en excitation biton, sur des amplificateurs du commerce MINI-CIRCUIT : MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7 [159]. On constate que les courbes de compression, en excitation NPR, sont quasi identiques au cas de l'excitation biton.

Pour ce qui concerne les relevés comparatifs de NPR et de C/I_3 , nous nous attarderons, dans un premier temps sur le NPR. Les quatre relevés font apparaître trois zones distincts [51] :

1°) Une zone de pente positive égale à 1: Elle correspond aux faibles niveaux de puissance pour lesquels intervient le bruit thermique de l'analyseur de spectres. En effet dans cette zone de puissance d'entrée, le signal se trouve, en partie, noyé dans le bruit intrinsèque de l'analyseur. Il faut atteindre des niveaux de puissance suffisants pour que son bruit plancher cesse d'être plus important que le niveau d'intermodulation produit dans le trou et pour récupérer la dynamique de NPR optimale. L'adaptation des paramètres de réglages de l'analyseur peut permettre d'abaisser le bruit plancher.

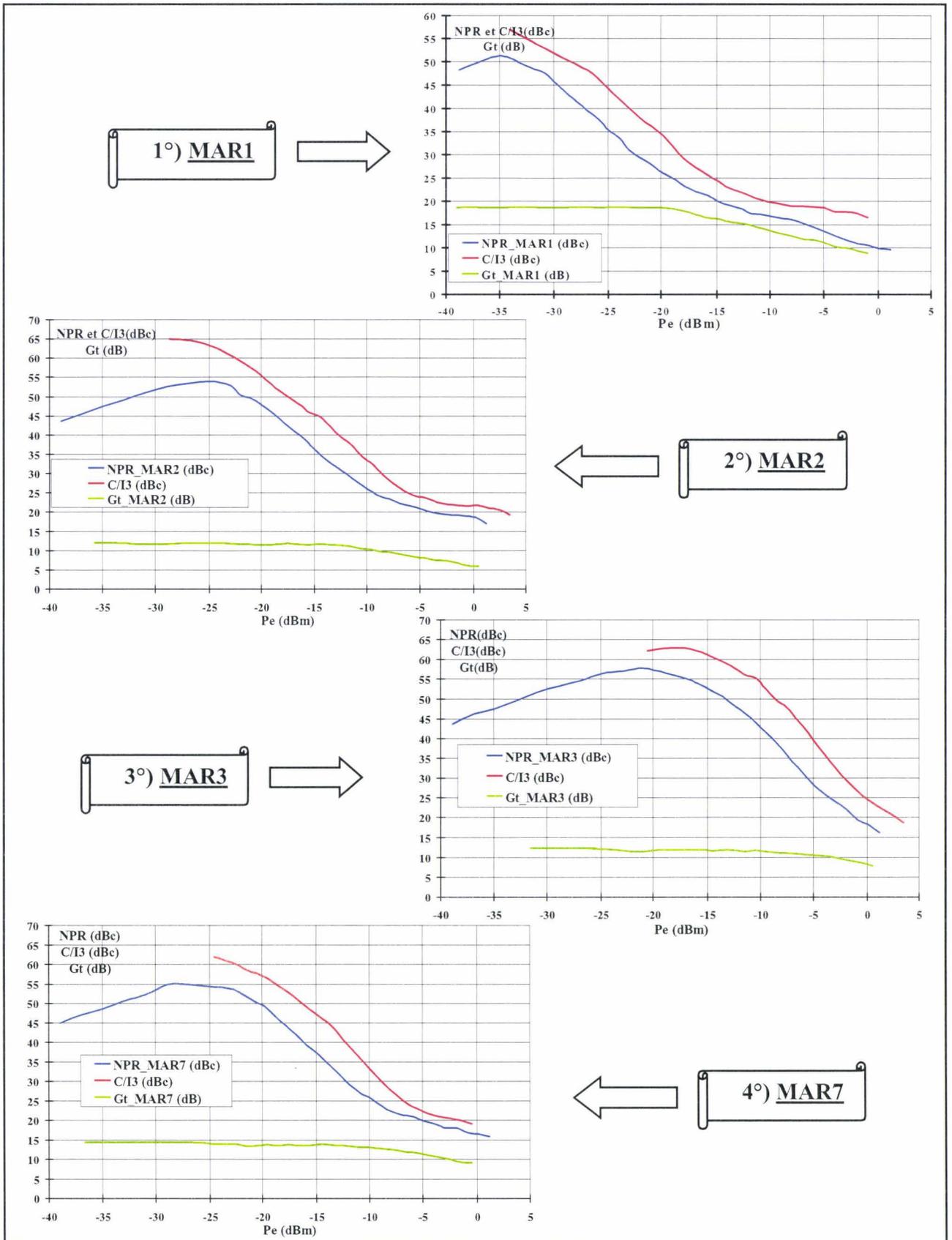


Figure III-27 : Réponses en puissance et NPR des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7, en excitation NPR, centré sur 410MHz, avec pour comparaison leurs réponses C/I₃ en excitation biton.[159]

2°) Une courte zone où le NPR reste constant: Elle correspond à l'extension de la zone précédente, où l'influence des non linéarités ne produit pas encore l'apparition des produits d'intermodulation dans le trou (ceux-ci peuvent être pourtant présent mais avec une valeur absolue plus élevée que la dynamique maximale du NPR). Cette zone s'étend sur 3 à 5dB de puissance d'entrée, avec une valeur de NPR proche de $54dBc$, valeur maximale autorisée par le banc.

3°) Une zone à pente négative: Dans cette zone, le NPR décroît, accompagnant ainsi le remplissage du trou et la compression de l'amplificateur. D'après M.J. TANT [51], l'allure du NPR dans cette zone est principalement fonction de l'ordre de la distorsion qui prédomine dans le système, ce qui peut expliquer les changements de pente dans cette zone. Une autre explication tient au fait que plus le trou se remplit et plus la largeur de celui-ci augmente avec, pour conséquence, qu'il se remplit moins rapidement. Les analyses en simulation entreprises par la suite apporteront des compléments sur ce point.

III.2.3.3.3 Discussion sur les mesures:

III.2.3.3.3.1 Comparaison entre le NPR et le C/I3 :

Plusieurs auteurs ont tenté d'élaborer des relations susceptibles de lier ces deux paramètres. A titre d'exemple, WESCOTT[8], PEDRO[160][161] et d'autres [162], en effectuant certaines hypothèses simplificatrices et en considérant le NPR au centre du trou, on a obtenu la relation suivante :

$$\boxed{NPR(dBc) \cong \left(\frac{C}{I_3} \right)_{2 \text{ porteuses}} - 7,8dB} \quad \text{à puissance totale identique à l'entrée du}$$

dispositif sous test.

Ces hypothèses sont que :

- 1°) Le nombre de porteuses en entrée est considéré comme infini.
- 2°) Le dispositif est considéré sans effet mémoire.
- 3°) Le signal d'excitation est à bande étroite : $BW_{source} \leq BW_{dispositif}$

4°) La bande de réjection est très étroite devant celle du signal d'excitation : $BW_{trou} \ll BW_{source}$

5°) On relève la puissance au centre du trou, là où l'on retrouve le plus de produits d'intermodulation. De plus, cela permet d'éviter certaines contraintes liées à l'usage des fenêtres de résolution fréquentielle et vidéo (III.2.2.2.3).

6°) On évalue cette relation dans la zone où la courbe de C/I_3 reste proche de 2dB/dB, et donc en petit signal (compression non commencée).

7°) On considère les dispositifs avec une faible AM/PM .

Au regard de la **figure III-27**, cette règle des 7,8dB est plus ou moins bien vérifiée pour les MAR1, MAR2 et MAR7. En revanche pour le MAR3, l'écart entre le NPR et le C/I_3 tend vers 10dB. En réalité, comme nous le verrons par la suite, cet amplificateur constitue le dispositif ayant la conversion AM/PM la plus élevée, ce qui va à l'encontre de la dernière hypothèse. A titre d'exemple, SUEMATSU[58] utilise cette propriété pour traiter d'un amplificateur GaAs, en classe A, à 14GHz, dans le but de vérifier le constat expérimental précédent.

Le **tableau III-9** résume les grandeurs comparatives essentielles entre le C/I_3 biton et le NPR.

MAR	Valeur maximale mesurable en:		FAIBLES NIVEAUX DE PUISSANCE				FORTS NIVEAUX DE PUISSANCE			
			Pente moyenne (dBc/dBm)		Ecart relatif entre C/I_3 et NPR		Pente moyenne (dBc/dBm)		Valeur asymptotique (dBc)	
	C/I_3 biton (dBc)	NPR (dBc)	C/I_3 biton	NPR	Ecart relatif	sur une plage de puissance d'entrée	C/I_3 biton	NPR	C/I_3 biton	NPR
1	57	51,5	2,1	2,08	entre 6 et 8dBc	de -34dBm à 20dBm	0,4	0,7	15	10
2	65	54	2,1	2,2	entre 7 et 8dBc	de -23dBm à 10dBm	0,4	0,8	entre 15 et 20	entre 15 et 20
3	63	58	2,9	2,7	entre 6 et 11dBc	de -20dBm à 5dBm	NON MESURABLE		NON MESURABLE	
7	62	54,5	2,6	2,6	entre 7 et 8dBc	de -24dBm à 10dBm	0,4	0,7	15	15

Tableau III-9 : Comparaison des performances en intermodulation biton (C/I_3) et en NPR des MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7.

Dans ce tableau, le critère de faible niveau est défini, pour ce qui concerne le NPR, par le tout début de sa décroissance et pour le C/I_3 par l'apparition des raies du troisième ordre. Quand au critère de fort niveau, il commence, pour les deux types de mesure, lorsque l'on a atteint une puissance d'entrée correspondant au dB de compression de la puissance de sortie en monoton.

Les pentes, à faible niveau, sont du même ordre, ce qui atteste bien de la cohérence des relevés.

On verra plus loin, lors de l'approche théorique d'analyse du banc, que les MAR2 et MAR7 présentent peu de conversion de phase AM/PM en fonction de la puissance d'entrée, ce qui n'est pas le cas des MAR1 et MAR3. Cela peut expliquer, en partie, les divergences plus marquées de ces deux amplificateurs, en terme de différence entre C/I_3 et NPR, par rapport aux indications théoriques de WESCOTT[8] et PEDRO[160][161].

III.2.3.3.3.2 Contraintes pratiques et limitations de cette mesure de NPR:

Ces premières études de la mesure du NPR en bande de base, à 947,5MHz et 410MHz, nous ont permis de cerner les difficultés de mise en œuvre de ce type de mesure avec un système analogique.

Tout d'abord concernant la réalisation de la chaîne de stimulus. Elle est constituée de la source de bruit, des filtrages de formation du gabarit et de l'amplification linéaire, tout ceci dans le but d'obtenir la meilleure dynamique possible, avec un niveau de puissance maximale.

Ensuite concernant l'incertitude relative à la mesure du NPR. Compte tenu du fait que le filtre coupe bande présente une mauvaise adaptation à la fréquence centrale de 410MHz, ceci peut poser problème lorsque l'atténuateur placé devant le DST est mis à une faible valeur pour permettre un niveau élevé de puissance d'entrée.

Et puis concernant la contrainte de l'analyse spectrale. En effet, l'analyseur de spectres est classiquement dédié aux analyses de raies discrètes. Or l'usage que l'on en fait pour nos études implique d'adapter tout les paramètres de réglage de l'appareil : SPAN, RBW, VBW, ATT RF et vitesse de balayage pour chaque point de mesure, ce qui entraîne une importante longueur des mesures et empêche l'utilisation du mode automatique.

De nombreuses questions se posent à ce niveau de réalisation :

- 1°) Qu'elle peut être la fiabilité de ce type de chaîne de mesure dans le temps, et en particulier pour la source de bruit et les amplificateurs ?
- 2°) Ces relevés de NPR sont-ils très objectifs ? En effet, avec d'autres filtres passe bande et coupe bande, obtiendrons-nous le même résultat ?
- 3°) Qu'apporte réellement la présence d'une forte conversion amplitude-phase ?
- 4°) Qu'elle serait l'incidence d'effets mémoires sur ces relevés ?
- 5°) Qu'advient-il du stimulus lorsque l'on passera en bande Ka ?

III.2.3.3.3 Quelques voies de réflexion:

L'incertitude de la mesure du NPR induite par le problème d'adaptation du filtre coupe bande et du DST peut, en partie, se résoudre en isolant ce filtre. Deux solutions sont envisageables, dont seule la première a pu être mise en œuvre jusqu'à son terme :

1°) On place des isolateurs en amont et en aval du filtre. Le relevé du NPR en fonction de la puissance d'entrée n'a pas été modifié.

2°) On utilise le principe de mesure du NPR qu'emploie la société NOISE/COM dans le développement de son UFX-NPR [61]. Le filtre coupe bande est placé entre deux commutateurs 2 voies comme le montre la **figure III-28**. Un isolateur placé derrière le deuxième commutateur permet d'inhiber, en partie, la désadaptation du DST. On place, après le DST, un filtre passe bande centré sur 410MHz, de bande passante inférieure à celle du fond du trou $BW_{\text{passe bande}} \leq 1\text{MHz}$. Les mesures s'effectuent au mesureur de puissance.

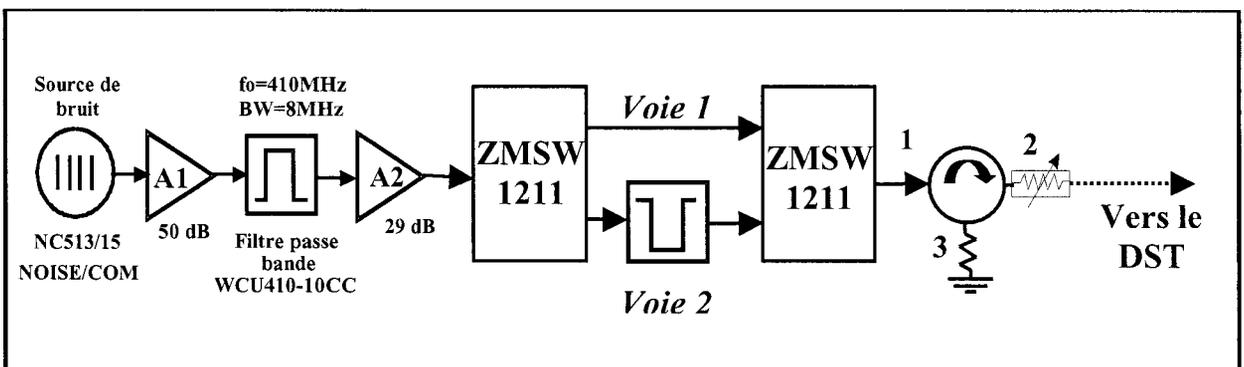


Figure III-28 : Isolation du filtre coupe bande à l'aide de deux commutateurs ZMSW -1211.

Les commutateurs permettent d'évaluer le niveau de puissance sans et avec le trou, respectivement par la voie 1 et la voie 2. La différence de ces deux niveaux nous donne le NPR.

La validité de cette mesure impose de respecter trois conditions :

- a) D'avoir un filtre passe bande centré sur 410MHz, à bande très étroite et très abrupte.
- b) De posséder une sonde de mesure de puissance avec une dynamique proche de 60dB.
- c) D'admettre que la puissance totale injectée au DST est quasiment la même que l'on place ou non le filtre coupe bande.

Seule la troisième condition a pu être vérifiée. La mesure de cette puissance totale indique un écart de 0,5 à 0,6dB entre le fait de placer ou non le filtre coupe bande.

Pour ce qui est de la contrainte induite par l'emploi de l'analyseur de spectre, la cohérence des relevés réalisés sur trois appareils différents, nous conforte quand à l'objectivité des résultats. Malgré tout, un analyseur de signaux vectoriels ou certains analyseurs de spectre [62], utilisant des procédés de mesure de puissance dans une bande de bruit « NOISE MARKER » et permettant de s'affranchir d'un moyennage, sont plus adaptés aux tests de signaux de télécommunications. Mais ces équipements sont très coûteux.

Pour tenter de répondre aux questions précédentes relatives au choix des filtres, à l'incidence d'éventuels effets mémoires et à la répercussion de fortes conversions Amplitude-phase, la mise en œuvre d'une modélisation non linéaire, de type boîte noire, pourrait nous permettre d'y répondre. De nombreuses publications [34][54][55][56] traitent de l'influence du filtrage sur l'évaluation de l'intermodulation multiton. Il serait intéressant de les vérifier par notre modèle théorique.

L'étude, développée dans ce qui suit, reposant sur une modélisation sous OMNISYS, logiciel système de HEWLETT-PACKARD, va conforter la validation de notre banc pratique, avant la mise en œuvre de la transposition en bande Ka faisant l'objet du chapitre suivant. Cette étude a fait l'objet d'un article dans la revue « Microwaves & RF »[159].

III.2.4. Validation du banc NPR par la simulation:

III.2.4.1 Rappel de la problématique:

Compte tenu de la problématique posée par la mise en œuvre de notre banc NPR il nous fallait prendre, parmi les différentes méthodes de modélisation exposées dans le chapitre II, celle qui nous entraîne dans le moins possible de développements annexes tout en permettant l'essentiel de la compréhension de nos travaux.

Ce que l'on cherche à connaître du dispositif sous test, ce sont ses paramètres caractéristiques « système », telles que les impédances de charge, les courbes de gain, les courbes de puissance, les relevés d'intermodulation, etc...., dans un environnement multiporteuse et numérique éventuellement.

La méthode qui nous a paru la plus immédiatement opérationnelle est celle du « modèle quadratique » d'autant plus qu'elle est usuellement implantée dans les logiciels de simulation commerciaux et, en particulier, dans le logiciel système « OMNISYS » de Hewlett-Packard dont nous disposons au laboratoire.

Dans notre cas, l'utilisation du logiciel doit permettre de modéliser les distorsions produites par un élément non linéaire, et ce, en introduisant comme grandeurs d'entrée : les paramètres dispersion, l'évolution du gain en module et phase (AM/AM et AM/PM), une source d'entrée multiporteuse (bruit gaussien éventuellement), et les conditions d'adaptations. Le but visé est de permettre l'étude des distorsions du spectre de sortie et les grandeurs classiques de distorsion.

III.2.4.2 Extraction des paramètres de conversion AM/AM et AM/PM:

L'extraction est considérée comme « statique » lorsque les paramètres de distorsion sont obtenus par une mesure en mode « CW ». En revanche, elle devient « dynamique » lorsque l'on applique des signaux modulés à l'entrée et que l'on étudie l'évolution de l'amplitude de l'enveloppe résultante en sortie du dispositif sous test [163]. Nous ne traiterons, pour notre part, que le premier cas.

Si la conversion d'amplitude AM/AM se déduit du relevé de puissance en monoporteuse, il n'en est pas de même de la conversion de phase AM/PM. Seule une mesure de l'évolution de la phase du gain, à l'analyseur de réseau vectoriel, permet d'obtenir ce paramètre. Ces relevés ont été effectués sur deux équipements HEWLETT-PACKARD distincts : HP8720B et HP8753D. De plus, au regard des valeurs de S_{11} , S_{22} et S_{12} obtenues en petit signal pour chaque module MAR testé, on peut faire l'hypothèse que ces amplificateurs sont quasiment unilatéraux et que leur adaptation à 50Ω est quasi réalisée.

III.2.4.2.1 Mesure sur l'analyseur HP8720B:

Cet analyseur de réseau vectoriel ne possède pas de possibilité de balayage en puissance pour une fréquence donnée, ce qui nous a amenés à mettre en œuvre une méthode de travail adaptée à notre étude. Le synoptique de test est donné **figure III-29** :

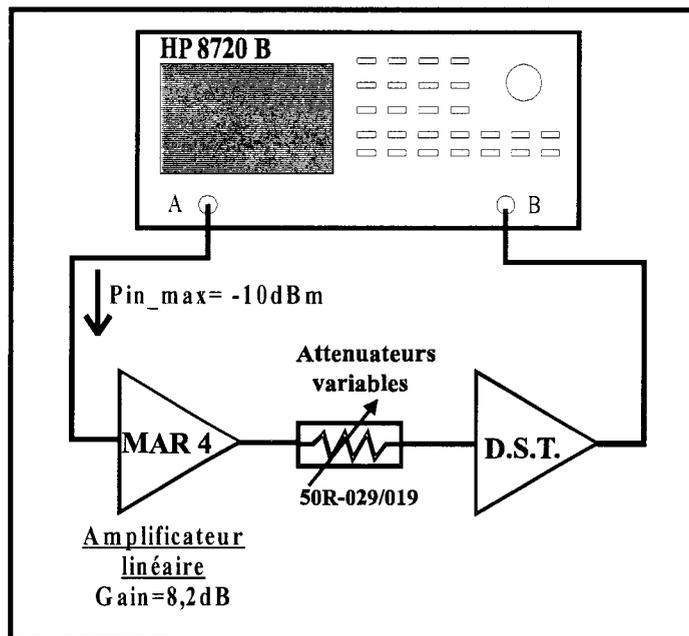


Figure III-29 : Synoptique de mesure des paramètres de conversion AM/AM et AM/PM.

La méthode consiste à réaliser les quatre étapes suivantes :

1°) On étalonne l'analyseur de réseau, en mode CW, à la fréquence de travail.

2°) On amplifie linéairement cette porteuse par un MAR-4, de gain 8,2dB. La linéarité de cet amplificateur a été vérifiée par une mesure au banc de puissance décrit au paragraphe « III.2.3.1 ». On mesure les paramètres de dispersion de cet amplificateur.

3°) On mesure le paramètre de transmission S_{21} de la cascade composée du MAR-4 et des atténuateurs variables, pour les pas d'atténuation compris entre 0dB et 40dB. On en déduit le S_{21} des atténuateurs variables seuls, comme l'indique la **figure III.17**.

4°) On mesure, enfin, le paramètre de transmission S_{21} de la cascade complète avec le D.S.T. On en déduit, à l'aide des relevés effectués au point « 3°) » le S_{21} , en module et phase, du dispositif dont on souhaite obtenir les paramètres de conversion AM/AM et AM/PM.

III.2.4.2.2 Mesure sur l'analyseur HP8753D:

Cet analyseur de réseau vectoriel, à la différence du précédent, permet d'effectuer un balayage en puissance de son entrée ($-15dBm \leq P_{entrée} \leq +10dBm$), à une fréquence fixe comprise entre 30kHz et 3GHz. Cet analyseur permet de simplifier la méthode d'extraction des paramètres de conversion, qui consiste à réaliser les trois étapes suivantes :

1°) On étalonne l'analyseur de réseau, en mode CW à la fréquence de travail et « sweep power ».

2°) En fonction de l'amplificateur que l'on mesure, on place un atténuateur fixe, dont on détermine le paramètre de transmission S_{21} .

3°) On mesure le paramètre de transmission S_{21} de la cascade composée de l'atténuateur fixe éventuel et du D.S.T. On en déduit le S_{21} en module et phase, du dispositif dont on souhaite obtenir les paramètres de conversion AM/AM et AM/PM.

III.2.4.2.3 Mesures comparatives sur les deux analyseurs :

L'extraction des paramètres de conversion AM/AM et AM/PM, à 410MHz, a été effectuée sur les amplificateurs du commerce MINI-CIRCUIT MAR1, MAR2, MAR3 et MAR7. Les résultats sont donnés sur les **figures III-30 et III-31**, respectivement pour chaque analyseur de réseau.

Au regard de ces courbes, on obtient un écart entre les relevés d'AM/AM inférieur à 0,2dB, ce qui valide l'extraction de ce paramètre.

En ce qui concerne la conversion de phase AM/PM, le signe de celle-ci est préservé, mais les relevés font apparaître certaines divergences, en particulier à proximité de

la compression. L'écart est particulièrement important dans le cas du MAR7. A posteriori nous avons attribué ces écarts à un problème de procédure opératoire, celle relative au HP8720B étant nettement plus complexe que celle relative au HP8753D et, de ce fait, présentant plus de risque d'erreur au niveau de l'extraction AM/PM qui est particulièrement délicate.

Les relevés de conversion AM/AM et AM/PM du MAR3 font apparaître une limitation en terme de niveau de puissance maximale d'entrée de l'analyseur de réseau HP8720B. En effet, même en tentant de placer un deuxième amplificateur MAR4 lors de la mesure, dans le but d'accroître le niveau incident au dispositif à mesurer, nous n'observons que le début de la compression de cet amplificateur.

La majorité des études en simulation seront effectuées sur le MAR3. En effet, de tous les MAR étudiés, c'est celui qui présente les plus fortes variations de phase, et constitue ainsi un cas très intéressant.

Le **tableau III-10** reprend les avantages et inconvénients de chacune des méthodes :

DISPOSITIF	AVANTAGES	INCONVENIENTS
HP 8720B	* Adapté aux mesures jusque 20GHz	* Nécessite une préamplification
		* Nécessite l'emploi d'atténuateurs
		* Limité à des niveaux de puissance disponible de 2dBm
		* Complexité de mise en œuvre
		* Les débuts de compression sont mal définis
HP 8753D	* Pas d'atténuateur variable	* Limité à des fréquences de 3GHz
	* Mesures rapides et reproductibles	* Limité à des niveaux de puissance disponible de +10dBm
	* Très flexible d'emploi	

Tableau III-10 : Avantages et inconvénients de chacun des analyseurs de réseau.

Pour l'extraction finale, nous avons utilisé les mesures de l'analyseur de réseau HP8753D. Une linéarisation systématique des relevés permet, dans les études théoriques sous OMNISYS, de préserver une certaine rigueur mathématique lors du paramétrage du modèle.

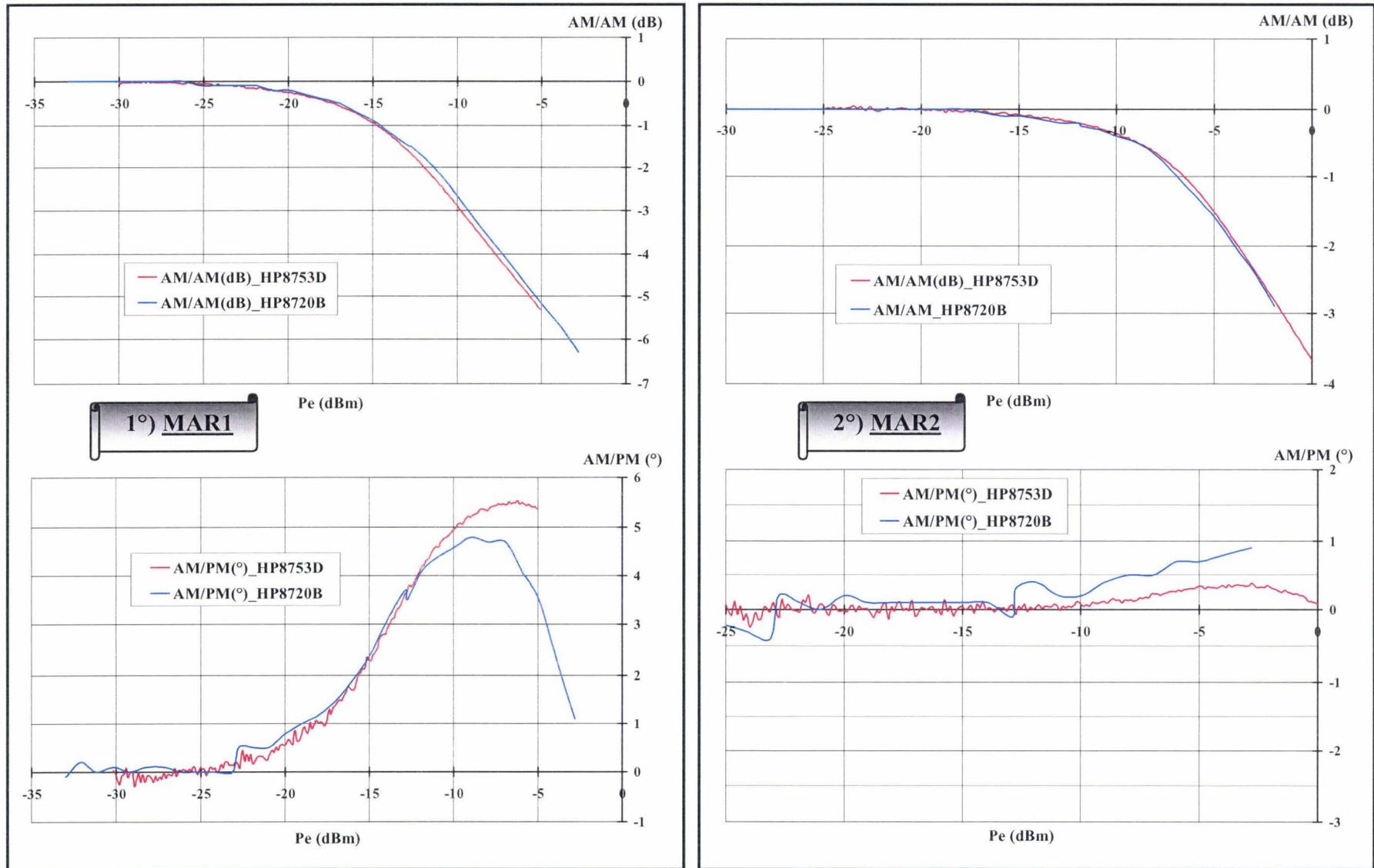


Figure III-30 : Relevés des AM/AM et AM/PM, à 410MHz des MAR1 et MAR2.

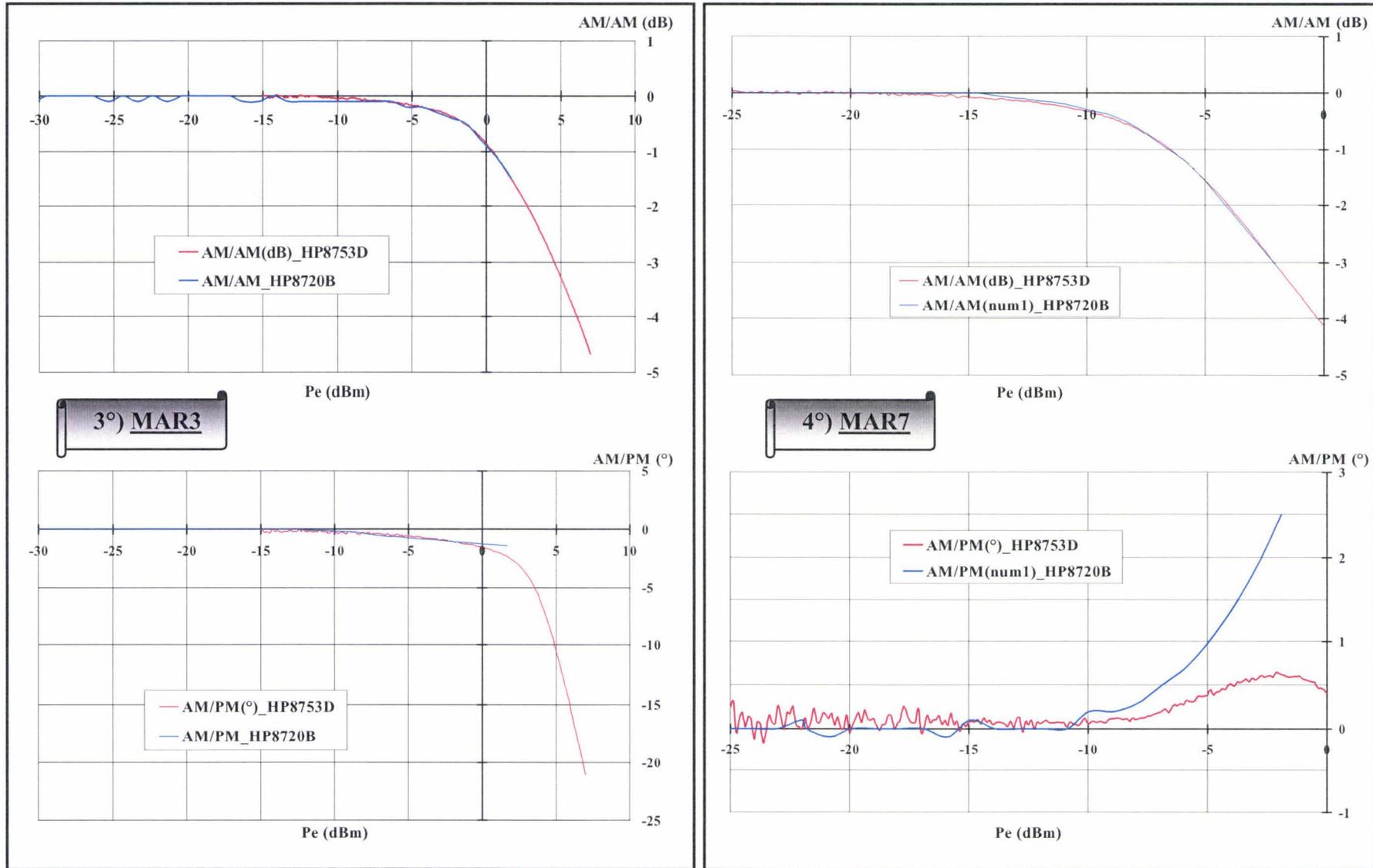


Figure III-31 : Relevés des AM/AM et AM/PM, à 410MHz des MAR3 et MAR7.

III.2.4.3 Rappels sur la modélisation des non linéarités sous OMNISYS:

Les concepts de base de modélisation des non linéarités sous OMNISYS ont été développés au chapitre II. Nous rappelons, brièvement, les éléments essentiels de cette modélisation.

De par la conception du logiciel, tout signal RF est représenté par ses enveloppes I et Q, associées à l'information de bande passante, et est localisé autour d'une porteuse f_0 .

En entrée du dispositif à caractériser, l'expression du signal est :

$$\begin{cases} V_{in} = V_i(t) \cdot \cos(\omega_0 t) - V_q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) & \text{(III-1)} \\ V_{in} = \text{Ré} \left[(V_i(t) + j \cdot V_q(t)) \cdot e^{j\omega_0 t} \right] & \text{(III-2)} \end{cases}$$

avec $\begin{cases} V_i(t) = \text{composante en phase de l'enveloppe du signal d'entrée} \\ V_q(t) = \text{composante en quadrature de l'enveloppe du signal d'entrée} \end{cases}$

Le module du signal d'entrée est : $|V_{in}(t)| = \sqrt{(V_i(t))^2 + (V_q(t))^2} = A(t)$ (III-3)

En sortie du dispositif à caractériser, l'expression du signal est :

$$V_{out}(V_{in}(t)) = \text{Ré} \left[G(A(t)) \cdot (V_i(t) + j \cdot V_q(t)) e^{j\omega_0 t} \right] \quad \text{(III-4)}$$

avec $G(A(t)) = \text{MAG}[G(A(t))] e^{j\Phi(A(t))}$: gain complexe du dispositif

Le modèle utilisé dans OMNISYS [144] pour représenter $G(A(t))$ présente une expression de la compression du gain qui permet d'avoir des valeurs d'amplitude et de phase de ce gain qui varient lorsque P_{IN} croît, et s'appelle le G_{comp7} . Ces variations de module et de phase constituent les données d'entrée du modèle. Cette caractéristique non linéaire (entrée/sortie) est modélisée en utilisant la technique de la non linéarité quadratique.

On peut ainsi définir un modèle quadratique du gain en introduisant que des distorsions non linéaires d'amplitude $G_i[A]$ et $G_q[A]$ tel que :

$$\begin{cases} G_i[A] = \text{Modèle du gain en phase} \\ \quad = \text{MAG}[G(A)] \cdot \cos \phi(A) & \text{(III-5)} \\ G_i[A] = g_{i1} \cdot A + g_{i3} \cdot A^3 + g_{i5} \cdot A^5 + \dots & \text{(III-6)} \end{cases}$$

$$\begin{cases} G_q [A] = \text{Modèle du gain en quadrature} \\ \quad = \text{MAG} [G (A)]. \sin \phi (A) & \text{(III - 7)} \\ G_q [A] = g_{q1} \cdot A + g_{q3} \cdot A^3 + g_{q5} \cdot A^5 + \dots & \text{(III - 8)} \end{cases}$$

L'expression (III-4) devient alors:

$$V_{\text{out}}(t) = \text{Ré} \left\{ \left[G_i [A(t)] \cdot [V_i(t) + jV_q(t)] + j \cdot G_q [A(t)] \cdot [V_i(t) + j \cdot V_q(t)] \right] e^{j\omega_0 t} \right\} \quad \text{(III-9)}$$

Les caractéristiques (III-6) et (III-8) polynomiales, d'ordre impair en phase et quadrature sont résolues en utilisant une technique d'ajustement de l'erreur par la méthode des moindres carrés [142].

III.2.4.4 Mise en œuvre de la simulation:

Nous avons précédemment présenté le banc expérimental de caractérisation du NPR. Celui-ci s'articule autour d'une source de bruit blanc gaussien, d'amplificateurs linéaires et de filtres.

En simulation, on a cherché à transcrire chaque élément de cette chaîne en un élément de type « boîte noire » le plus réaliste possible. Pour permettre cela, les éléments choisis sont, pour la plupart, des éléments comportementaux.

Pour harmoniser les écritures, on appelle « STIMULUS DE BRUIT », l'ensemble constitué de la source de bruit, des amplificateurs linéaires et du bloc de filtrage passe bande et coupe bande. Un deuxième élément, « GAIN1 », constitue le modèle *Gcomp7* définissant les caractéristiques non linéaires du dispositif à tester. Et un troisième bloc est constitué des éléments d'analyse spectrale.

III.2.4.4.1 La source de bruit « RF_COMB »:

Comme indiqué au chapitre II, deux types de source sont offerts pour générer une onde de bruit en bande de base ou en RF. Ces deux sources se différencient par le fait que l'une est définie dans le temps et l'autre en fréquence.

1°) La première est définie par une fonction de densité de probabilité à distribution gaussienne, et par son temps d'échantillonnage T_e . Elle est appelée : « *Source NOISE* ».

2°) La deuxième est définie par la combinaison de porteuses sinusoïdales, à phase aléatoire ou non. Dans le cas de porteuses en nombre élevé et très proches les unes des autres, on peut admettre que cette source est équivalente à un signal de bruit blanc à distribution gaussienne. Elle est appelée : « *Source RF_COMB* ». Elle est définie par cinq grandeurs :

- **F_c** : Fréquence centrale du spectre correspondant.
- **DeltaF** : Pas fréquentiel entre les porteuses équidistantes.
- **NumTones** : Nombre de porteuses du spectre d'entrée.
- **Phase** : Phase des porteuses : aléatoire ou nulle.
- **Pwr** : Puissance totale dans la bande définie par le produit $\Delta F \times \text{NumTones}$

Des études comparatives sur ces deux sources nous ont amenés à retenir la source « *RF_COMB* », pour la suite des travaux. Le **tableau III-11** donne les avantages et inconvénients de chacune des sources.

SOURCE	AVANTAGES	INCONVENIENTS
NOISE	* Source gaussienne	* S'utilise que pour les signaux à faible bande
	* Signal continu	* Mauvaise reproductibilité en simulation
	* Analyses possibles dans les domaines fréquentiel et temporel	* Limite du nombre d'échantillons à 1024
		* Spectre très bruyant => problème pour l'évaluation du NPR
RF_COMB	* Mise en œuvre simple	* Source, à postériori, non gaussienne.
	* Limite du nombre de porteuses à 10000	* Temps de simulation long : 15 min (avec 10000 porteuses et 30 valeurs de puissance).
	* Spectre propre et reproductible	* Signal discrétisé.
	* Analyses possibles dans les domaines fréquentiel et temporel	
	* Signal défini directement à 410MHz, sans transposition	

Tableau III-11 : Avantages et inconvénients de chacune des sources multiporteuse.

III.2.4.4.2 Le filtre passe bande et le filtre coupe bande:

Comme pour la génération de la source, deux solutions sont possibles:

1°) Dans un premier temps on a cherché à obtenir les profils de filtres voulus en utilisant les filtres prédéfinis dans les bibliothèques du logiciel, tel que les filtres de « Butterworth » ou de « Chebychev » par exemple. Or le caractère non parfait des filtres pratiques et la difficulté d'ajustement de la topologie et de l'ordre des filtres modélisés, nous ont incités à envisager une autre solution.

2°) Dans un deuxième temps on a mesuré les filtres passe bande et coupe bande à l'analyseur de réseau afin d'implanter les paramètres de dispersion dans une « boîte noire ». Pour des considérations de temps de simulation, voire d'impossibilité, la topologie de cette « boîte noire », reprise sous OMNISYS, doit être constituée d'une schématique de type « système ». En effet, la structure du logiciel fait, que lorsque le simulateur évalue un réseau de type « circuit », il ne le fait pas de façon globale, mais effectue la simulation pour une seule fréquence à la fois. A titre indicatif, la mesure des filtres est effectuée sur 1601 points de fréquence.

Le **tableau III-12** donne les avantages et inconvénients de chacune des solutions.

FILTRES	AVANTAGES	INCONVENIENTS
MODELES PREDEFINIS	* Choix important de filtres.	* Choix du filtre très fastidieux (type, caractéristiques)
		* Nécessite la connaissance des profils réels de filtres
		* Long à mettre au point
		* Simulations longues : 15 minutes
		* Nécessite un réajustement en fonction du résultat précédent obtenu.
PARAMETRAGE TIRE DES MESURES	* Mise en œuvre simple et rapide	* Nécessite la mesure à l'analyseur de réseau de paramètres de dispersion.
	* Permet de connaître les profils réels de chaque élément.	* Choix du type de schématique de la "boîte noire": circuit ou système.
	* Pas de réajustement de profil	
	* Excellente reproductibilité et flexibilité de relevé du NPR	
	* Cohérence des filtres d'évaluation du NPR avec la mesure.	

Tableau III-12 : Avantages et inconvénients des techniques d'implantation des filtres.

A l'analyse de ce tableau, il est clair que la solution qui consiste à mesurer les circuits à l'analyseur de réseau, puis d'implanter, dans la schématique, les paramètres de dispersion sous forme de « boîte noire » est la meilleure solution.

De même, pour réduire à un seul élément le filtrage et l'amplification du signal de bruit et diminuer le temps de simulation de la schématique globale, nous avons mesuré la cascade composée des circuits suivants : le filtre passe bande, l'amplificateur A2, le filtre passe bas et le filtre coupe bande.

III.2.4.4.3 La modélisation de l'amplificateur non linéaire:

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, OMNISYS permet d'extraire la fonction de transfert de l'amplificateur non linéaire, à partir de deux types d'éléments: électriques et comportementaux. Selon l'un ou l'autre, la modélisation mathématique diffère.

Compte tenu des données de départ que sont les paramètres S_{ij} et l'évolution du gain en module et phase en fonction de la puissance d'entrée, seul un élément électrique peut modéliser cette fonction.

Ainsi, en se basant sur une théorie des circuits en paramètres S_{ij} définis dans le domaine fréquentiel, les modèles d'OMNISYS d'éléments électriques non linéaires pourront être traités uniquement dans le cas de quadripôles, dont le modèle mathématique est défini par une matrice (2 x 2) de paramètres S (en condition petit signal), et utilise l'expression des variations de S_{21} en fonction de la puissance incidente au port 1. L'élément, ainsi défini, est appelé « *GAINI* ». Il est chargé, en entrée et en sortie, par une impédance réelle de 50Ω .

Ces modèles non linéaires sont traités en temporel (que l'on soit en fenêtre de test « Discrete time » ou « Signal FFT »).

III.2.4.4.4 La simulation par « Signal FFT »:

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, OMNISYS dispose de six modes de simulations. Or, compte tenu de la source utilisée, deux « test bench » restent possible : « *le discrete time* » et « *le signal FFT* », dont les concepts essentiels sont présentés en **annexe I**.

Les premiers résultats des études de validation en monoton, biton et NPR ont permis de constater que si le paramétrage est convenablement effectué, le choix du type de simulation est indifférent. Ce n'est que pour des commodités d'usage, de définition de source et de rapidité, que nous avons choisi la simulation par le « Signal FFT ». L'emploi de cette simulation restant valable tant que les signaux véhiculés sont périodiques et non transitoires.

Il est important d'attirer l'attention sur le fait que, pour ce type de simulation, l'échantillonnage des données, effectué par le logiciel, est directement lié au signal de source par le paramètre « *DeltaF* ». Ceci n'est aucunement contraignant pour nos études, qu'elles portent sur du monoton, du biton ou du NPR, puisque l'échantillonnage du spectre de sortie est identique à celui de la source.

III.2.4.4.5 Dispositif de mesure de puissance et de spectre:

Dans le cas de l'étude en monoton et biton, la mesure du niveau de puissance de chaque raie du spectre est réalisée en utilisant des filtres de « Butterworth » parfaits : « *BPFRC* », qui permettent la sélection d'une raie à la fois.

Pour ce qui est de l'étude NPR, des filtres similaires permettent de sélectionner les bandes de bruit dans et hors du trou. La bande passante de ces filtres est choisie identique à la bande de résolution de l'analyseur de spectre utilisé en mesure.

La mesure de la puissance totale et l'évaluation des spectres sont effectuées par les procédures de test respectives « *SIGPWR* » et « *SPEC* ».

III.2.4.4.6 Synoptique général de la simulation biton et NPR:

La schématique finale s'articule autour de trois sous-blocs principaux :

- **Stim2** : Constitué de la chaîne de filtrage mesurée à l'analyseur de réseau : filtre passe bande, amplificateur A2 et filtre coupe bande : « *FILTRAGE* », et de l'atténuateur variable d'entrée : « *PAD* ».
- **Dispositif sous test (D.S.T)** : Constitué de l'élément que l'on souhaite analyser. C'est un élément électrique : « *GAIN1* », dans lequel sont implantés les

paramètres S_{ij} et les évolutions en module et phase du gain en fonction de la puissance d'entrée : « GCOMP7 ».

- **Bloc de mesure pour l'étude NPR:** Constitué de deux filtres parfaits passe bande, pour la mesure hors du trou et dans le trou de la puissance totale.

La figure III-32 donne, respectivement, la schématique globale et les sous-couches successives des deux premiers sous-blocs.

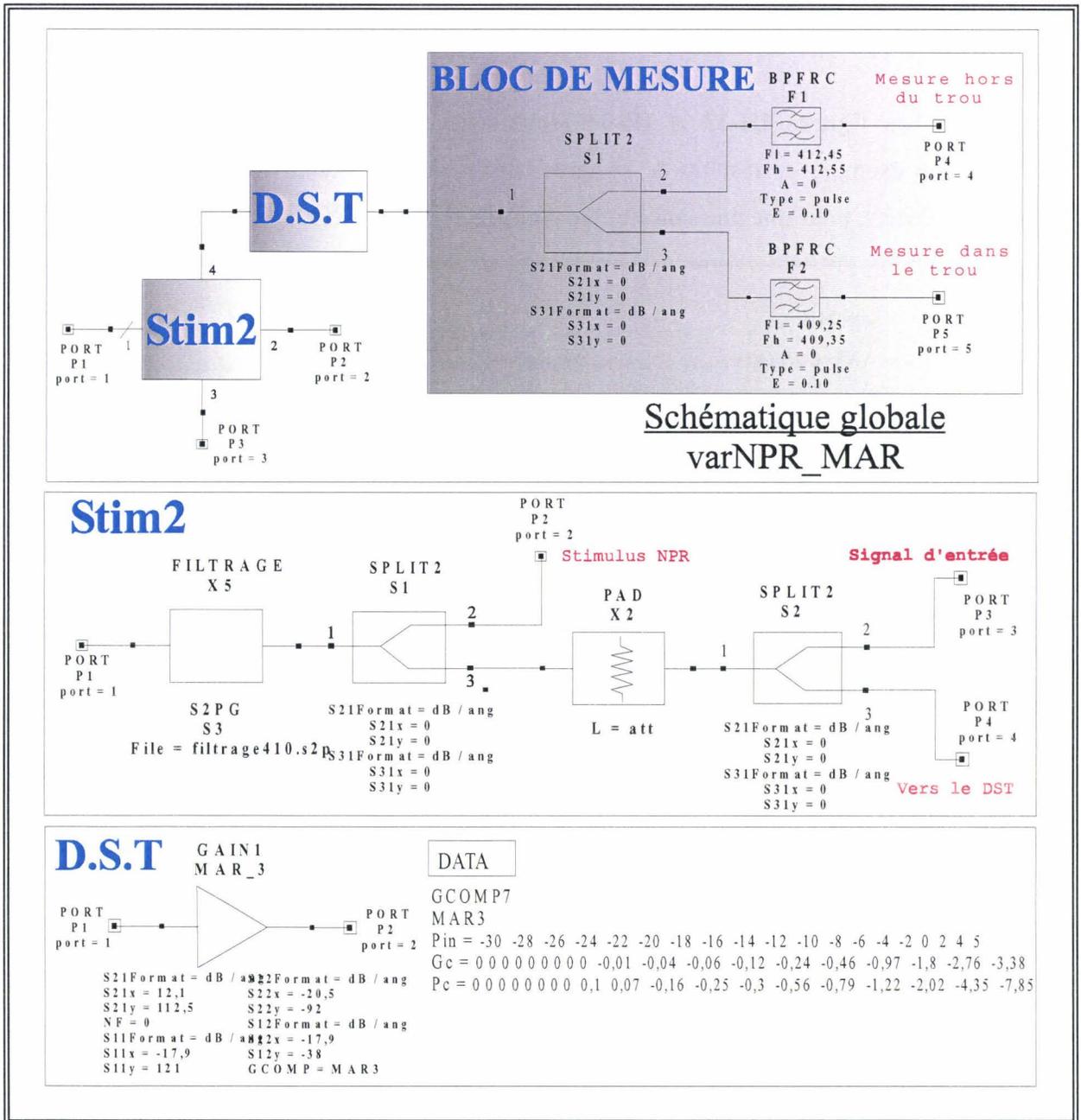


Figure III-32 : Schématiques développées sous OMNISYS pour les études biton et NPR.

La fenêtre de simulation (test bench « Signal FFT ») reprend l'ensemble de la schématique et les sources. Elle s'articule autour de trois sous-blocs principaux :

- **La source** : Une source biton de même amplitude ou une source « RF_COMB » à 10000 porteuses.
- **Le bloc simulé** : Constitué de l'ensemble de la schématique présenté précédemment : « varNPR_MAR ».
- **Les dispositifs de mesure**: Constitué des éléments de mesure, respectivement, de puissance « SIGPWR » et de spectre « SPEC ».

Les figures III-33 et III-34 reprennent, respectivement, le bloc « simulation FFT » et un exemple de résultat de spectres entrée / sortie obtenus lors de l'étude NPR du MAR3 à 410MHz, pour une puissance totale d'entrée $P_E = -4,6dBm$.

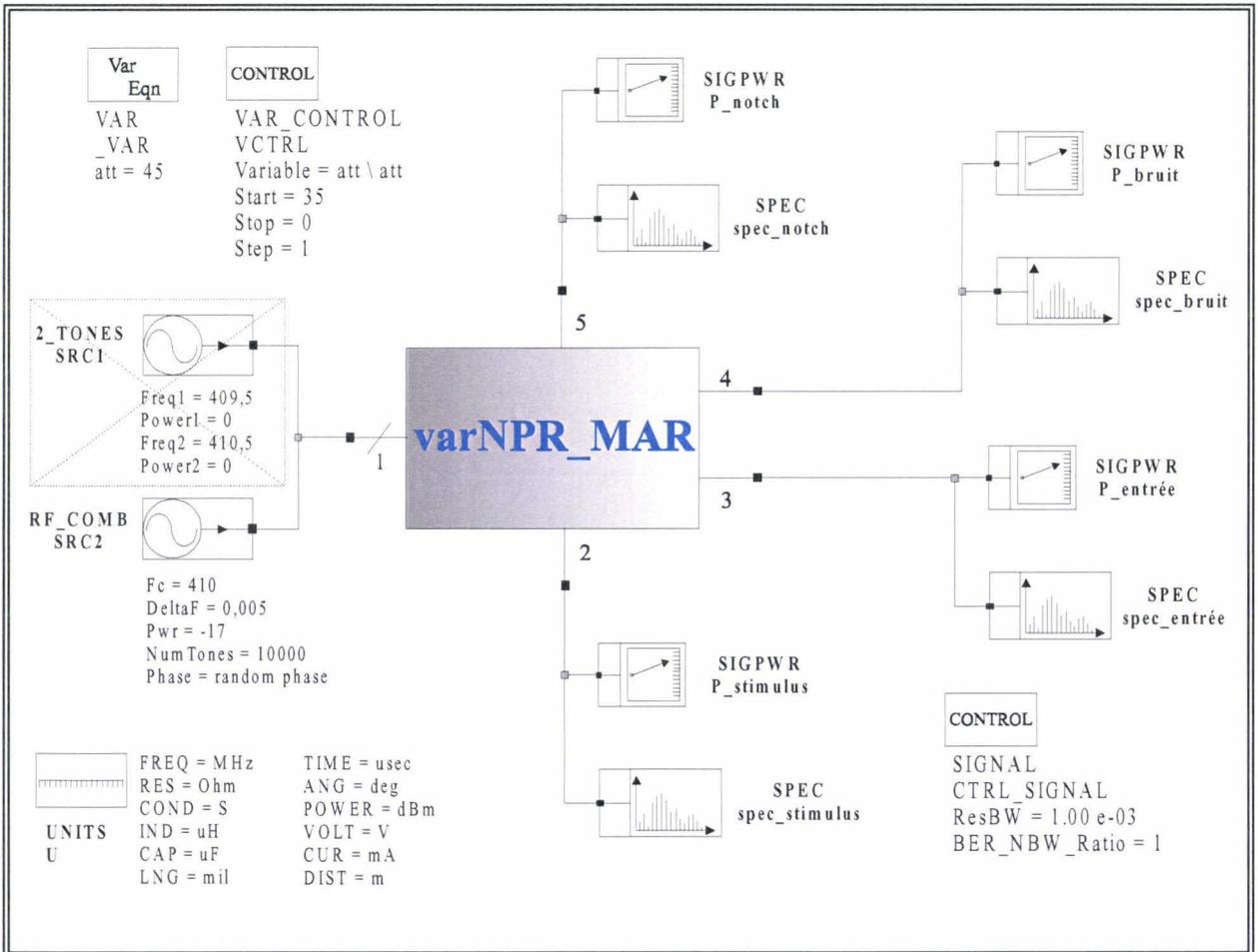


Figure III-33 : Bloc de simulation « Signal FFT » sous OMNISYS pour les études biton et NPR.

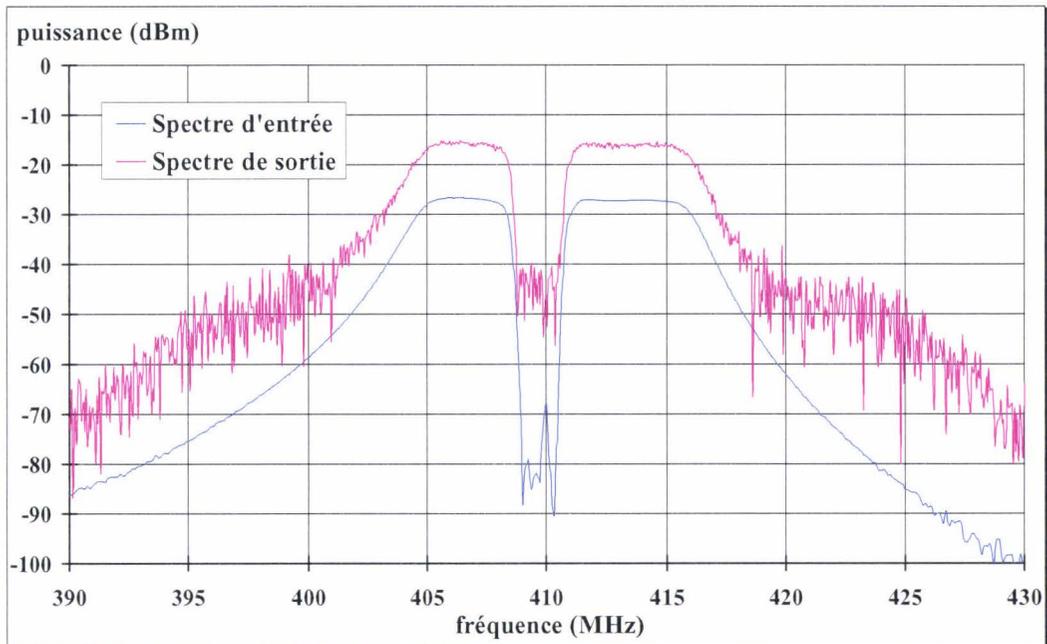


Figure III-34 : Exemple de spectres entrée/sortie obtenus en simulation NPR du MAR3, avec $P_E = -4,6\text{dBm}$.

III.2.4.5 Comparaison des résultats mesurés et simulés:

La mise en œuvre conceptuelle du banc de mesure NPR ayant été effectuée préliminairement à 947,5MHz, les investigations théoriques sous OMNISYS ont été en grande partie effectuées pour cette fréquence. Nous présentons ci-dessous, à titre d'exemple, les résultats comparatifs MESURE/SIMULATION du NPR obtenus à cette fréquence, sur les amplificateurs: MAR2, MAR3 et MAR7.

Après cette première exploitation théorique nous avons pu ensuite vérifier à la fréquence de 410MHz, pour le composant MAR3, semblant le plus non linéaire, la validité du modèle développé. A la suite de quoi, nous avons jugé que l'on pouvait raisonnablement engager les analyses complémentaires.

III.2.4.5.1 Résultats de NPR à 947,5MHz:

Nous présentons, **figure III-35**, les relevés comparatifs MESURE/SIMULATION obtenus à 947,5MHz, pour les MAR2, MAR3 et MAR7. Les mesures ayant été effectuées sur l'analyseur de spectre ANRITSU MS2663C.

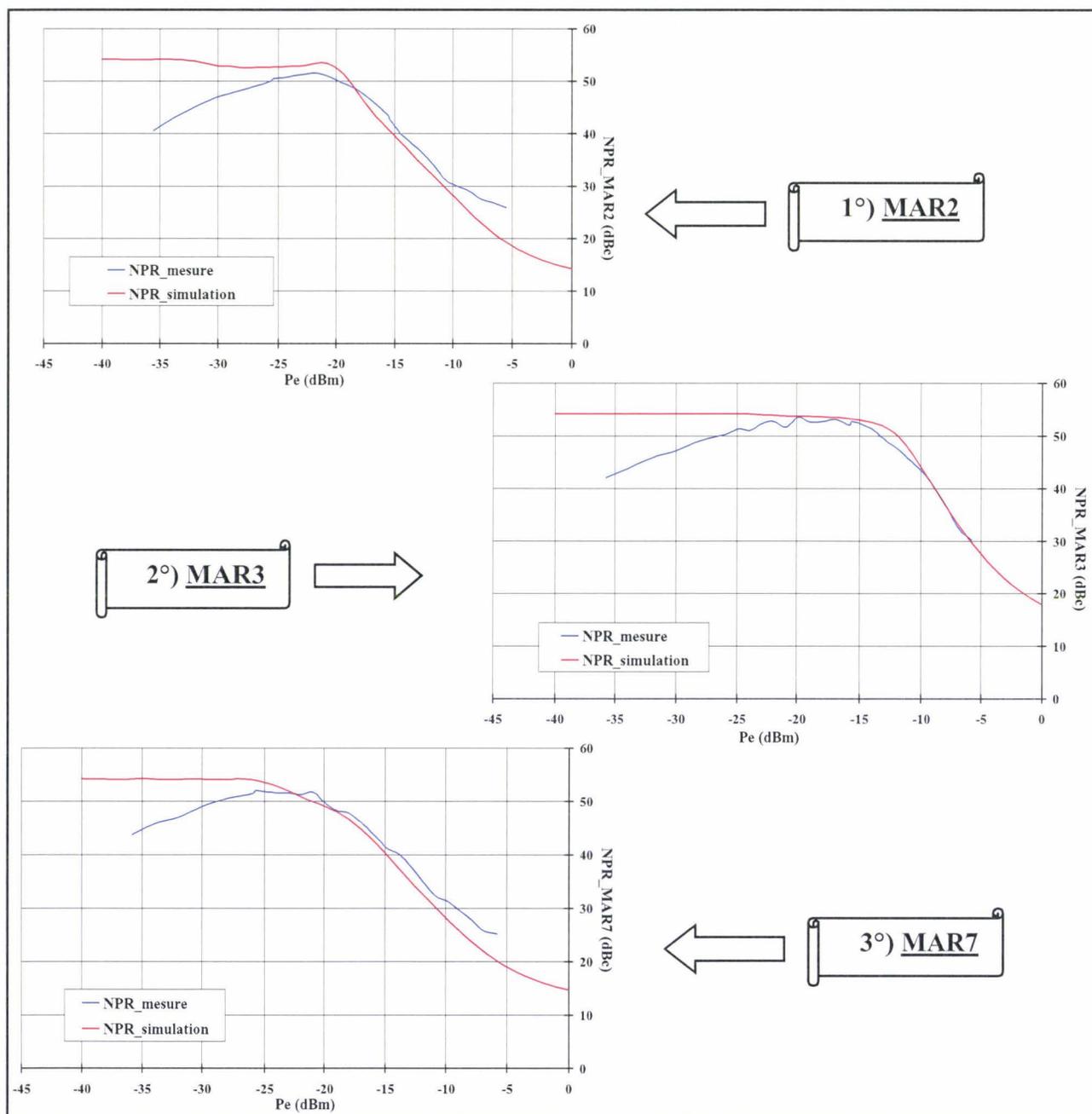


Figure III-35 : NPR=f(P_e) MESURE/SIMULATION des MAR2, MAR3 et MAR7, à 947,5MHz.

Sur ces relevés, des divergences se manifestent aux faibles et fortes puissances. En fait, comme on va le voir, il s'agit essentiellement de problèmes opératoires.

Pour les faibles niveaux ($P_e < -25 \text{ dBm}$), l'écart est lié au bruit intrinsèque de l'appareil de mesure, lequel n'est pas présent en simulation.

Pour les forts niveaux ($P_e > -10 \text{ dBm}$), la divergence peut provenir du fait que les simulations ne prennent en considération que des valeurs de conversion AM/AM et AM/PM accessibles avec l'analyseur de réseau HP8720B. En effet, dynamiquement, cet analyseur est limité à des puissances d'entrée de -4 dBm , ce qui entraîne une interpolation faussée du modèle non linéaire à partir de ce Gcomp7. A titre d'exemple, si l'on souhaite connaître le NPR pour $P_e = X \text{ dBm}$, il est recommandé d'introduire dans le modèle Gcomp7, des valeurs de conversion mesurées jusqu'à des puissances d'entrée $P_e > (X+4) \text{ dBm}$.

En revanche, dans la plage intermédiaire, on obtient une correspondance de l'ordre de $\pm 1 \text{ dBc}$.

III.2.4.5.2 Présentation des résultats biton et NPR à 410MHz:

Les résultats comparatifs MESURE/SIMULATION sur le MAR3, obtenus à 410MHz, sont donnés pour une excitation biton et une excitation NPR.

Les données utilisées pour la simulation, reposent sur des mesures de conversion AM/AM et AM/PM effectuées à l'analyseur de réseau HP8753D jusqu'à un niveau d'entrée $P_e = +7 \text{ dBm}$. Ceci permet de garantir une interpolation correcte du modèle non linéaire jusqu'à, au moins, un niveau de $+5 \text{ dBm}$ en entrée.

Les relevés d'intermodulation biton, **figure III-36**, sont effectués pour les fréquences fondamentales $f_1=409,5 \text{ MHz}$ et $f_2=410,5 \text{ MHz}$. En simulation, l'introduction d'un déphasage entre les raies porteuses n'a eu aucun effet sur le résultat, ceci est vérifié tant que la forme de l'enveloppe du signal reste inchangée. La **figure III-37** montre le résultat obtenu pour l'excitation NPR.

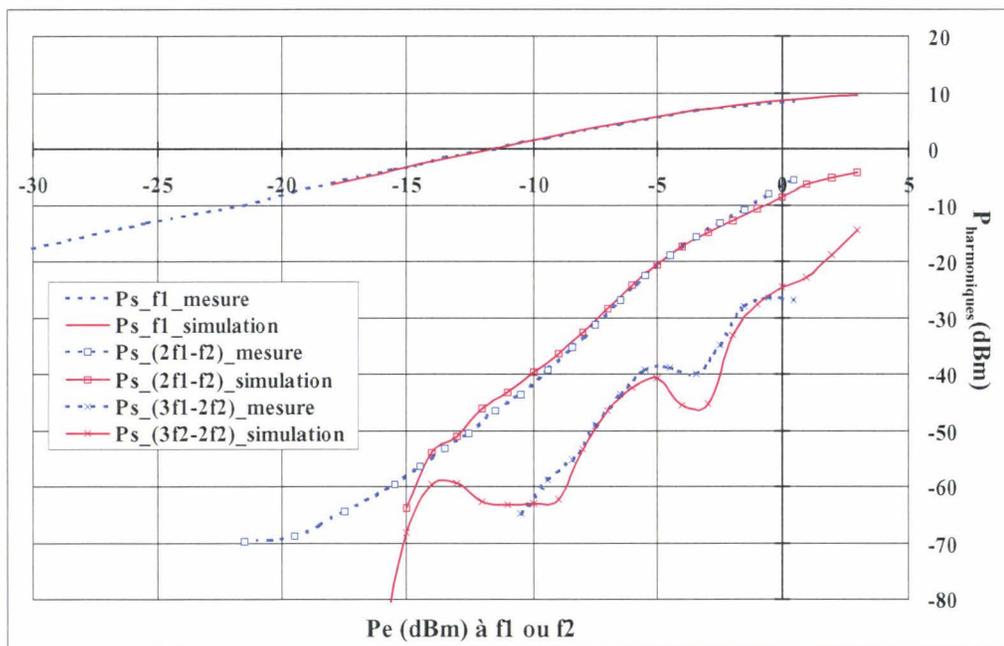


Figure III-36 : Réponses en puissance MESURE/SIMULATION du MAR3 , en excitation biton 409,5 et 410,5MHz.

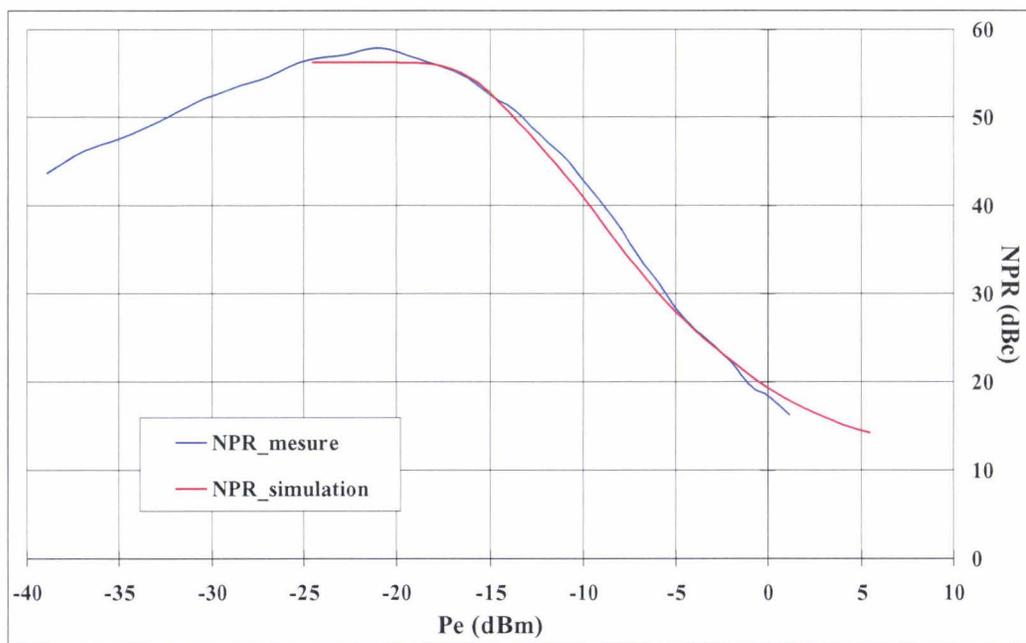


Figure III-37 : $NPR=f(P_e)$ MESURE/SIMULATION du MAR3, à une fréquence de 410MHz.

Pour le relevé de puissance en excitation biton, la correspondance entre MESURE/SIMULATION sur les ordres 1 et 3 avoisine +/- 1,5dBc, pour des niveaux de puissance d'entrée de $-15dBm < P_e(f_1)$ et $P_e(f_2) < + 4dBm$. Pour l'ordre 3, aux niveaux d'entrée

inférieurs à -15dBm le modèle diverge. Ceci est probablement dû à l'apparition d'erreurs numériques lors des simulations car les niveaux des raies à $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$ sont alors nettement inférieures à -60dBm . Quant à l'ordre 5, les allures obtenues en mesure et simulation sont semblables mais font apparaître un écart plus important que pour l'ordre 3.

Pour le relevé du NPR, la correspondance entre MESURE/SIMULATION est de l'ordre de $\pm 0,5\text{dBc}$, pour des niveaux de puissance d'entrée de $-25\text{dBm} < P_e(f_1 \text{ et } f_2) < +1\text{dBm}$.

Cette comparaison est très satisfaisante. Le modèle non linéaire du MAR3, développé à partir des mesures effectuées sur l'analyseur de réseau HP8753D, donne des résultats satisfaisants, même à faible et fort niveau de puissance. Sachant que cet amplificateur se trouve être le dispositif le plus non linéaire, d'après ses caractéristiques, on peut donc estimer atteinte la validation par le modèle d'OMNISYS des mesures effectuées sous les excitations monoton, biton et NPR.

III.2.4.6 Discussion sur l'influence de la distorsion de phase AM/PM:

Pour analyser ce qui peut advenir du NPR lorsque l'une ou l'autre des distorsions d'amplitude ou de phase est absente, nous avons utilisé le modèle d'OMNISYS « *Gcomp7* », en supprimant successivement la conversion AM/AM, puis la conversion AM/PM.

Nous présentons, **figure III-38**, à titre d'exemple, les relevés comparatifs de simulation obtenus à $947,5\text{MHz}$, pour les MAR2 et MAR7, dans les quatre cas suivants : *Gcomp7* complet, sans AM/AM, sans AM/PM et sans *Gcomp7*.

Pour ces deux exemples, nous obtenons bien un NPR constant et maximal dans le cas où aucune distorsion n'altère l'amplificateur (sans *Gcomp7*). Nous constatons une prédominance de la distorsion AM/AM, car en l'absence de distorsion AM/PM, les relevés « *Gcomp7* complet » et « *Gcomp7* sans AM/PM » sont quasiment confondus. Le comportement en l'absence de distorsion AM/AM doit être considéré avec précaution pour les puissances d'entrée supérieures à -10dBm , car doivent alors se poser des problèmes d'incertitudes de calcul liés à une interpolation insuffisante.

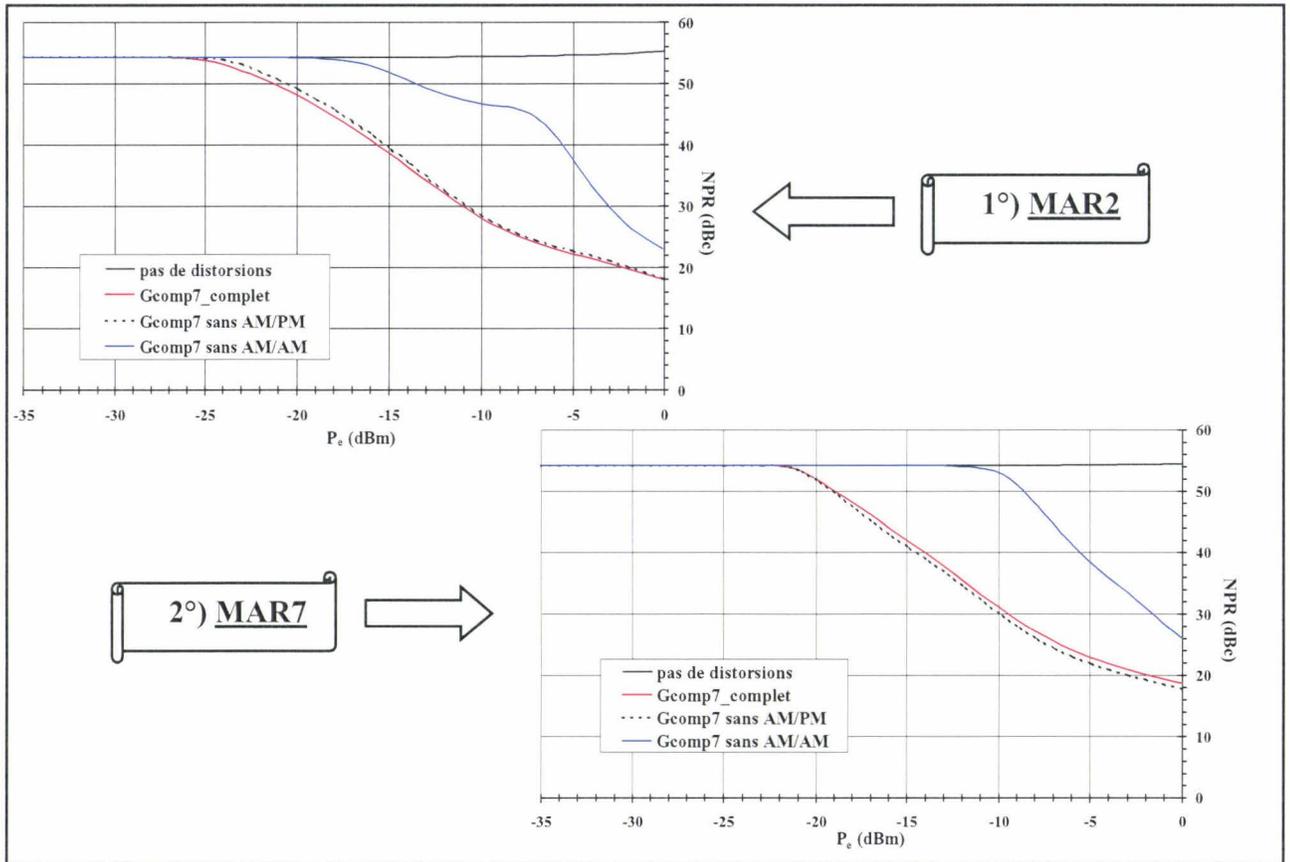


Figure III-38 : SIMULATION $NPR=f(P_e)$ des MAR2 et MAR7, à une fréquence de 947,5MHz, avec prise en compte progressive de la distorsion dans le modèle GCOMP7.

III.2.4.7 Discussion sur l'influence du gabarit de stimulus :

La question est de savoir si les gabarits de filtres passe bande et coupe bande, non parfaitement rectangulaires, et si la largeur relativement importante du filtre coupe bande, n'entraînent pas une incertitude trop importante et, de ce fait, peut fausser la mesure du NPR (décalage de la position de la courbe de NPR). Cette analyse doit permettre de valider nos mesures par rapport à celles d'autres systèmes existant dans différents laboratoires et n'utilisant pas la même configuration de chaîne stimulus.

III.2.4.7.1 Influence du filtrage coupe bande:

Pour répondre à cette question, nous avons simulé diverses configurations du filtre coupe bande, parfaitement rectangulaires, mais de largeurs de réjection différentes. L'élément

de la librairie d'OMNISYS choisi pour cela, est le filtre de Butterworth « *BRFRC* ». Pour ce cas de figure, nous utilisons le profil réel de la mesure du filtre passe bande.

Nous donnons, **figure III-39**, l'évolution du NPR, en fonction de la puissance d'entrée P_e , obtenue pour l'amplificateur MAR3, d'une part avec la mesure sur notre banc et, d'autre part, avec la simulation système pour sept cas de gabarit de filtrage coupe bande : le cas réel et six idéalement rectangulaires, ayant pour bande de réjection 0,1 ; 0,3 ; 0,5 ; 1,4 ; 1,8 et 2,5MHz, respectivement.

Le choix des valeurs 1,4; 1,8 et 2,5MHz a été retenu compte tenu du gabarit réel du filtre coupe bande expérimental, ces largeurs correspondant aux profondeurs de réjection -60, -30 et -10dBc, respectivement.

Les trois autres valeurs 0,1; 0,3 et 0,5 MHz ont été choisies parce qu'elles correspondent à des largeurs plus usuelles dans les systèmes de mesure existants et plus conformes aux conditions recommandées pour la mesure du NPR.

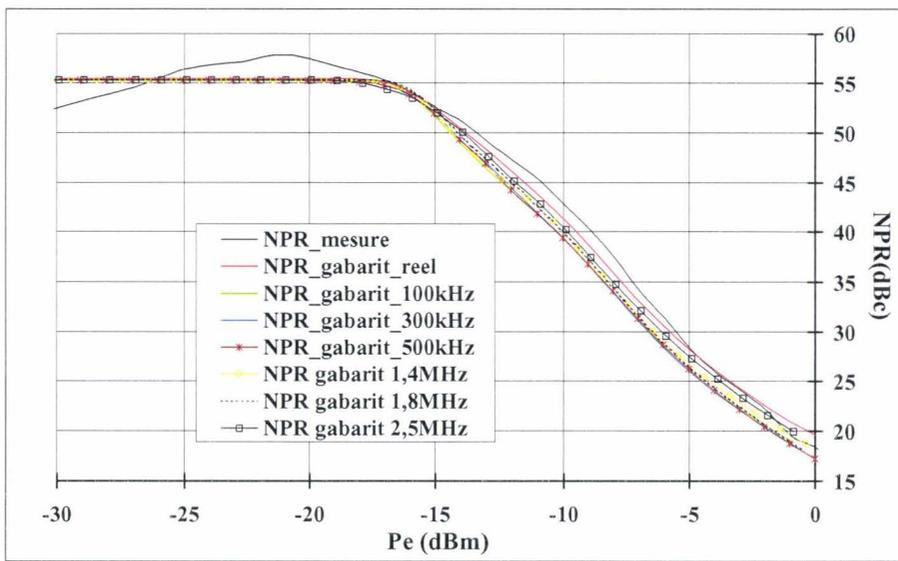


Figure III-39 : $NPR=f(P_e)$. Influence du gabarit du filtre coupe bande.

MESURE/SIMULATION du MAR3, à une fréquence de 410MHz.

L'écart entre les résultats de simulation pour les six largeurs de filtre coupe bande ne dépasse pas 2dB et reste donc raisonnable. Ce faible écart peut paraître surprenant. En fait il s'explique par un effet de compensation entre la variation de la puissance d'entrée totale (axe horizontal) et la variation de la puissance d'intermodulation donc du NPR (axe vertical). L'analyse, ainsi faite, montre que jusqu'à des NPR de 10dBc, environ, on peut considérer le relevé comme correct.

III.2.4.7.2 Influence du filtrage passe bande:

Nous avons simulé diverses configurations du filtre passe bande, parfaitement rectangulaires, mais de bande passante différente. L'élément de la librairie d'OMNISYS choisi pour cela, est le filtre de Butterworth « BPFRC ». Pour ce cas de figure, nous utilisons le profil réel de la mesure du filtre coupe bande.

Nous donnons, **figure III-40**, l'évolution du NPR, en fonction de la puissance d'entrée P_e , obtenue pour l'amplificateur MAR3, d'une part avec la mesure sur notre banc et, d'autre part, avec la simulation système pour six cas de gabarit de filtrage passe bande : le cas réel et cinq idéalement rectangulaires, ayant pour bande passante 9,5; 11,5; 13; 16 et 19MHz, respectivement.

Le choix de ces valeurs a été retenu compte tenu du gabarit réel du filtre passe bande expérimental, ces largeurs correspondant aux bandes passantes à -1, -3, -10, -20 et -30dBc, respectivement.

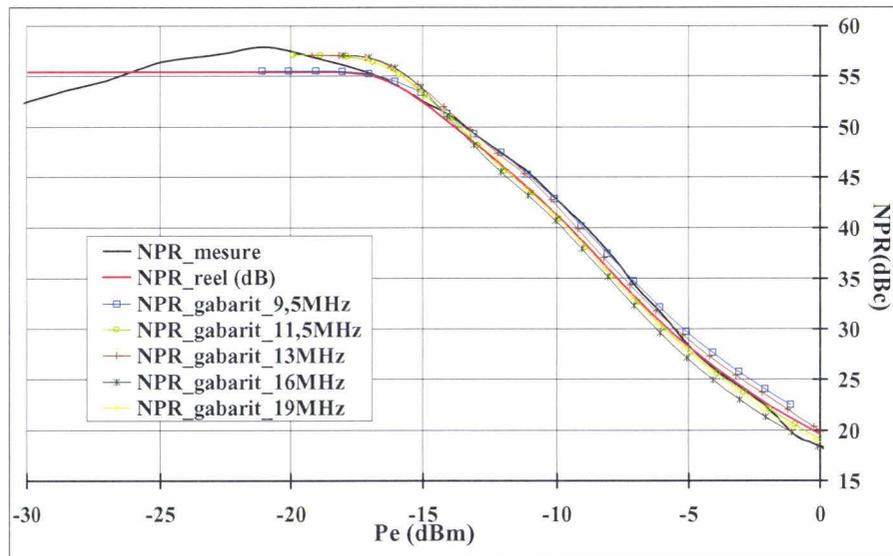


Figure III-40 : $NPR=f(P_e)$. Influence du gabarit du filtre passe bande.

MESURE/SIMULATION du MAR3, à une fréquence de 410MHz.

Il est heureux de constater, comme pour le cas précédent, que l'écart entre les résultats de simulation pour les cinq largeurs de filtre passe bande ne dépasse pas 2dB, avec une tendance de rapprochement avec le cas du NPR mesuré.

III.2.4.8 Discussion sur l'influence éventuelle d'effets mémoires:

Les dispositifs comportant des constantes de temps élevées, liées aux circuits de polarisation [64][65], aux boucles de réaction, aux systèmes linéariseurs bouclés [66] ou aux effets thermiques sont l'objet d'effets mémoires. En présence de ces effets mémoires, les conséquences sur les relevés d'intermodulation peuvent être très préjudiciables.

Pour estimer ces conséquences, nous avons élaboré une simulation système sous OMNISYS. Elle permet d'analyser les comportements de l'intermodulation d'amplificateurs en présence d'effets mémoires en traitant de façon indépendante les distorsions d'amplitude et de phase. Le modèle non linéaire spécifiquement développé, appelé « *mem-modèle* », permet l'analyse en excitation biton et multiton NPR. Il a fait l'objet d'un article dans la revue « *Microwaves & RF* » [164]

L'**annexe III** présente de façon détaillée ce modèle. Sa validation, pour des excitations monoton, biton et multiton NPR, y est démontrée. Des analyses, en fonction du retard de mémoire τ , portant sur les enveloppes et les spectres du signal résultant dans les deux derniers cas d'excitation, ont permis d'apporter de précieuses informations sur les phénomènes entraînés par la présence d'effets mémoires.

Parmi les enseignements tirés de cette étude on peut surtout retenir les points suivants :

1°) Il apparaît, d'après toutes les simulations effectuées, que la distorsion AM/AM est, de beaucoup, plus concernée par les effets mémoires que ne l'est la distorsion AM/PM, du moins, tant que cette dernière ne dépasse pas quelques degrés comme cela est le cas dans les modules commerciaux que nous avons utilisés.

2°) En biton : Le rapport d'intermodulation du 3^{ème} ordre C/I_3 peut présenter des fluctuations non négligeables en présence d'effets mémoires. Ainsi, pour un écart de 1MHz entre les deux porteuses, cette fluctuation peut atteindre environ 2dB. Néanmoins, ceci reste compatible avec la fourchette d'incertitude entre les mesures et les simulations lorsque celles-ci sont effectuées sans effets mémoires.

3°) En multiton NPR : La présence d'effets mémoires n'entraîne pas de modification marquante du NPR. Le caractère par nature, aléatoire du signal d'entrée en est très probablement la raison. Comme dans le cas de l'excitation biton, une fluctuation du NPR de l'ordre de 2dB peut être obtenue sans qu'il soit possible de discerner s'il s'agit de la

manifestation d'effets mémoires ou simplement de la réponse à une source de bruit à bande étroite. Comme dans le cas de l'excitation biton, cette fluctuation de 2dB reste compatible avec la fourchette d'incertitude entre les mesures et les simulations lorsque celles-ci sont effectuées sans effets mémoires.

III.3 : Conclusion:

Dans ce troisième chapitre nous avons étudié dans un premier temps les problèmes liés à une caractérisation de NPR en bande Ka, en y examinant les objectifs à atteindre, les contraintes à respecter et les méthodes mises en œuvre jusqu'à présent mais généralement pour des bandes inférieures à la bande Ka.

Dans un deuxième temps nous avons développé et justifié la méthodologie de mise en œuvre du banc de mesure de Noise Power Ratio en bande de base, permettant de caractériser l'intermodulation produite par un dispositif non linéaire, en environnement multiporteuse, à une fréquence centrale de 410MHz.

L'étude comparative, avec la simulation système sous OMNISYS, nous a permis, dans un troisième temps, en l'appliquant sur des amplificateurs en boîtier de Mini-Circuits, de valider notre dispositif de mesure en bande de base.

Ce chapitre s'est terminé sur des discussions, tout d'abord concernant l'influence d'un gabarit de stimulus NPR non idéal et, ensuite concernant l'influence d'effets mémoires éventuels sur les résultats de rapports C/I_3 en excitation biton et de NPR en excitation multiton.

CHAPITRE IV

LE SYSTEME DE MESURE NPR EN BANDE Ka

Ce quatrième chapitre présente le système de mesure de Noise Power Ratio en bande Ka, appliqué dans ces premières études à la fréquence centrale de 26GHz.

Il commence par un bref historique des études en bande Ka, précédemment mises en œuvre au sein du laboratoire et attire l'attention sur les objectifs à atteindre pour le développement de notre banc de NPR.

Il se poursuit par la mise en œuvre de la chaîne de mesure NPR à la fréquence centrale de 26GHz, en présentant la philosophie du banc et les différents éléments constituant cette chaîne. Nous avons choisi et justifié chaque élément en fonction des critères de performances obtenus, par rapport à la chaîne initiale en bande de base.

Il se termine par la phase d'étalonnage des bancs de mesure, pour des excitations monoton, biton et NPR et ceci plus particulièrement pour les mesures sous pointes de composants.

IV.1 : Historique des travaux en bande Ka, au sein du laboratoire :

La première réalisation spécifique à la bande Ka a été de mettre au point un banc de puissance à charge active. Initialement conçu pour les mesures de DST en cellule [1][165], il a été par la suite modifié pour des mesures sous pointes [2]. Au terme de son développement, ce banc nous a permis d'obtenir tout un ensemble de données (S_{ij} , Gains, Γ_L , S'_{11} , S'_{21} , les courants moyens, etc...) avec toutes les impédances de charges possibles et une impédance de source de 50Ω , pour de nombreux transistors à effet de champs microondes.

Ce banc permet de synthétiser toute impédance de charge de l'abaque, en fournissant de par son étalonnage en transmission, l'information du module et de la phase du paramètre S'_{21} , et donc des conversions AM/AM et AM/PM d'un transistor donné. Ainsi le développement d'un modèle de simulation OMNISYS, similaire à celui élaboré en bande de base, est possible.

Une deuxième réalisation, qui constitue une extension naturelle du système à charge active, a consisté à mettre en œuvre un banc d'intermodulation deux tons [3].

Pour la partie en amont du composant à mesurer il emprunte des éléments du banc à charge active. La génération du signal d'excitation est obtenue par deux synthétiseurs synchronisés, que l'on amplifie séparément afin de limiter les problèmes d'interférences entre sources.

Pour la partie en aval, la synthèse électrique de la charge est remplacée par un adaptateur passif planE/planH, suivi d'un coupleur directif pour la mesure de la puissance de sortie et l'analyse des raies d'intermodulations à l'analyseur de spectres. Tant que l'écart entre les raies porteuses f_1 et f_2 reste faible, l'adaptation passif permet de présenter une charge au transistor quasiment identique pour ces deux porteuses, ainsi que pour les raies d'intermodulations adjacentes.

Au terme de ce développement, le banc permet d'obtenir l'ensemble des données (S_{ij} , Gains, Γ_L , S'_{11} , S'_{21} , les courants moyens, le niveau des raies d'intermodulation) pour toutes les impédances de charge produites par l'adaptateur passif.

Pour le banc de mesure de NPR en bande Ka, nous avons cherché à élaborer celui-ci d'une façon similaire au banc d'intermodulation deux tons. Seule la partie génération du signal de source est modifiée.

IV.2 : Mise en œuvre du banc de NPR à 26GHz :

IV.2.1. La philosophie du banc:

L'idée conceptuelle de ce nouveau banc de caractérisation reste identique à celle suivie pour les bancs à charge active et d'intermodulation deux tons. Celui-ci comporte également quatre parties essentielles : la génération du signal d'excitation, le DST, le circuit de charge et les éléments de relevés de puissance et du spectre.

Ce banc doit également convenir aux mesures de circuits MMIC montés en cellule.

Pour les études sous pointes, par rapport au banc d'intermodulation deux tons, nous conservons la partie en aval du composant et la partie en amont, car les besoins en circuiterie sont pratiquement les mêmes dès lors que l'on opère à bande étroite dans les deux cas d'excitation.

Pour ce qui est de la génération du signal d'excitation et l'analyse du NPR, nous sommes confrontés à plusieurs impératifs :

- Tout d'abord, il faut assurer une transposition en bande Ka d'un signal modulé en bande de base, en garantissant que la fréquence porteuse et la bande image résultant de cette opération soient rejetées.
- Ensuite, il faut pouvoir obtenir des niveaux de puissance incidente sur le DST suffisamment importants, en utilisant une amplification ultra linéaire. Or les pertes inhérentes aux éléments d'entrée: isolateur, additionneur, transitions, coupleurs et té de polarisation, réduisent le niveau réel de puissance absorbée par le DST de près de 10dB à cette fréquence.
- Parallèlement à cela, il faut obtenir une dynamique maximale de NPR, et si possible égale à celle obtenue en bande de base.
- De plus, le choix du transposeur doit permettre de pouvoir étudier des DST à d'autres fréquences.
- Enfin se pose le problème d'élaborer la procédure de mesure du NPR à l'analyseur de spectres et d'effectuer l'étalonnage de ce banc.

Ce sont ces différents points que l'on se propose de discuter dans les paragraphes suivants.

IV.2.2. Architecture des chaînes de mesure NPR à 26GHz:

Les structures de ces chaînes de mesure NPR sont présentées en **figure IV-1** et **figure IV-2**, respectivement, pour la mesure de circuits MMIC et la mesure de composants discrets sous pointes.

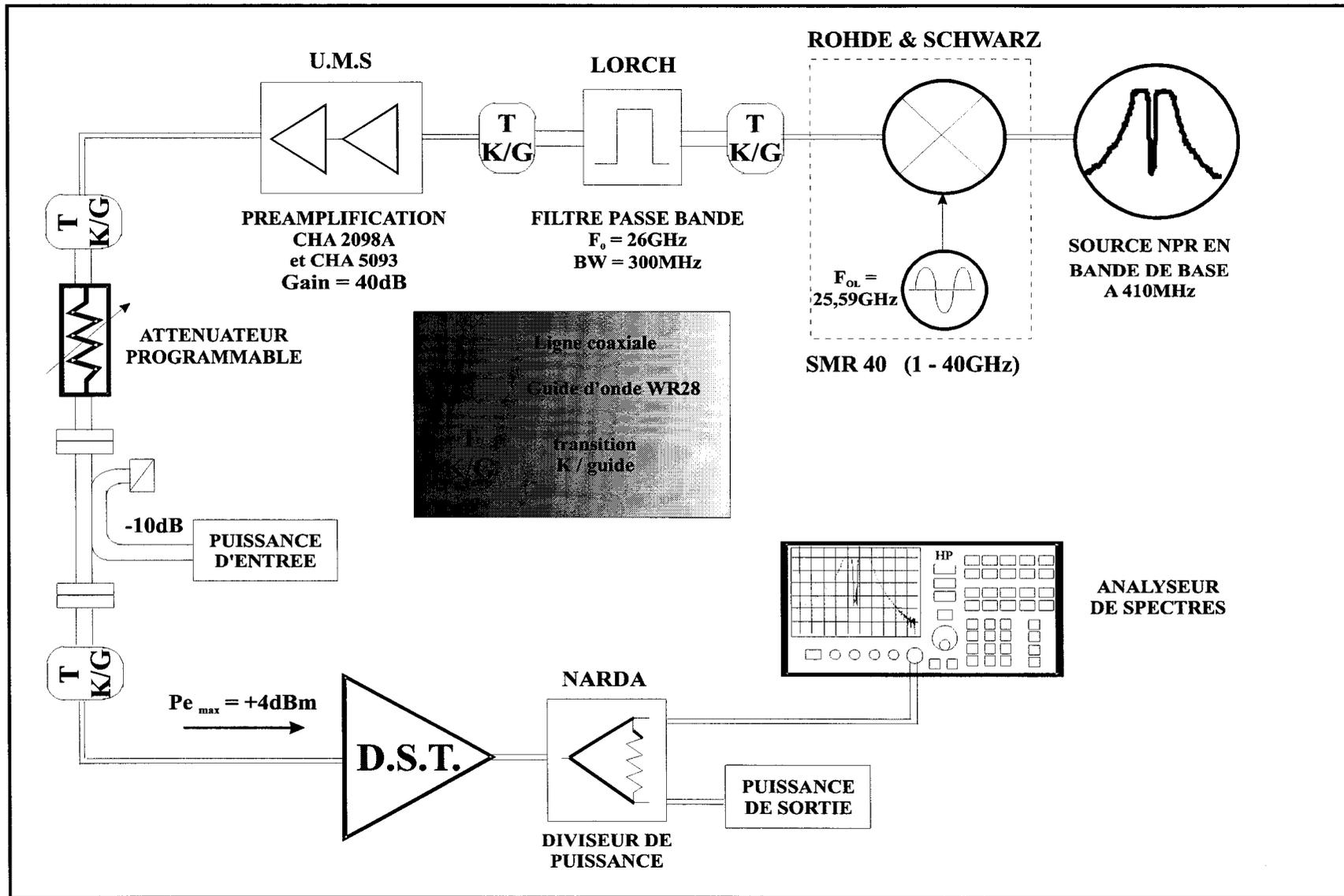


Figure IV-1 : Banc de caractérisation NPR en bande Ka pour des circuits connectés.

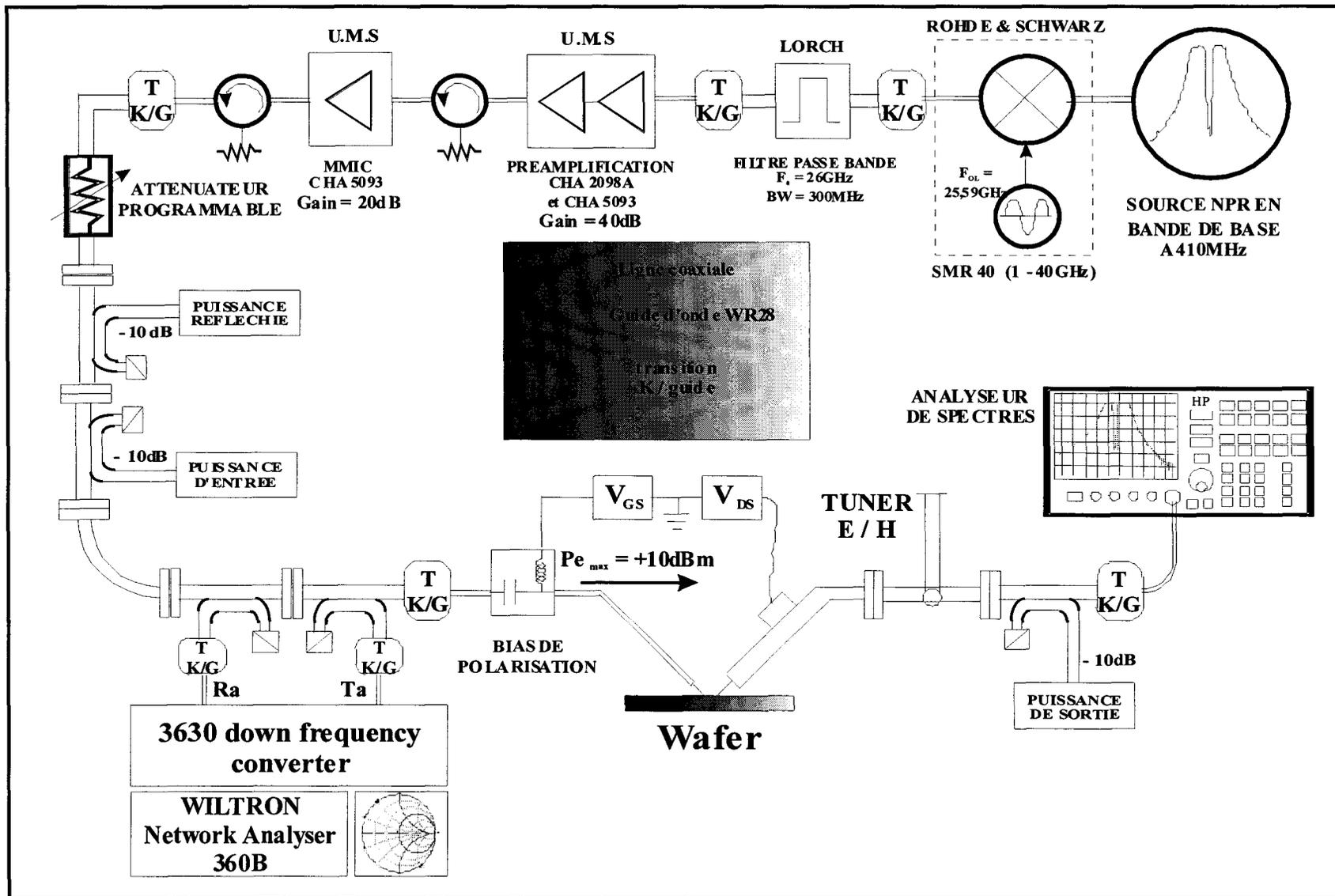


Figure IV-2 : Banc de caractérisation NPR en bande Ka pour le test de composants sous pointes.

L'évaluation de la mesure du NPR d'un composant, circuit ou système, à cette fréquence centrale de 26GHz, nécessite l'emploi de six sous-ensembles:

- Le stimulus en bande de base, à la fréquence centrale de 410MHz.
- Le dispositif de transposition à la fréquence centrale de 26GHz.
- Le filtre passe bande centré sur 26GHz, permettant de ne conserver que le signal utile lors de la transposition.
- La pré-amplification à 26GHz.
- Le dispositif sous test que l'on doit caractériser.
- Le circuit de charge, comportant le mesureur de puissance de sortie, l'analyseur de spectres et le « tuner passif » d'adaptation pour l'analyse de composants sous pointes.

IV.2.2.1 Le stimulus en bande de base, centré sur 410MHz:

Ce stimulus a été largement développé dans le Chapitre III. Sa structure reprend l'ensemble de celle donnée en **figure III-4** du précédent chapitre, en y supprimant le DST, le coupleur de sortie et l'analyseur de spectres. Nous rappelons, sur la **figure IV-3** cette chaîne stimulus, que l'on nomme « **Source NPR en bande de base** » dans les synoptiques généraux.

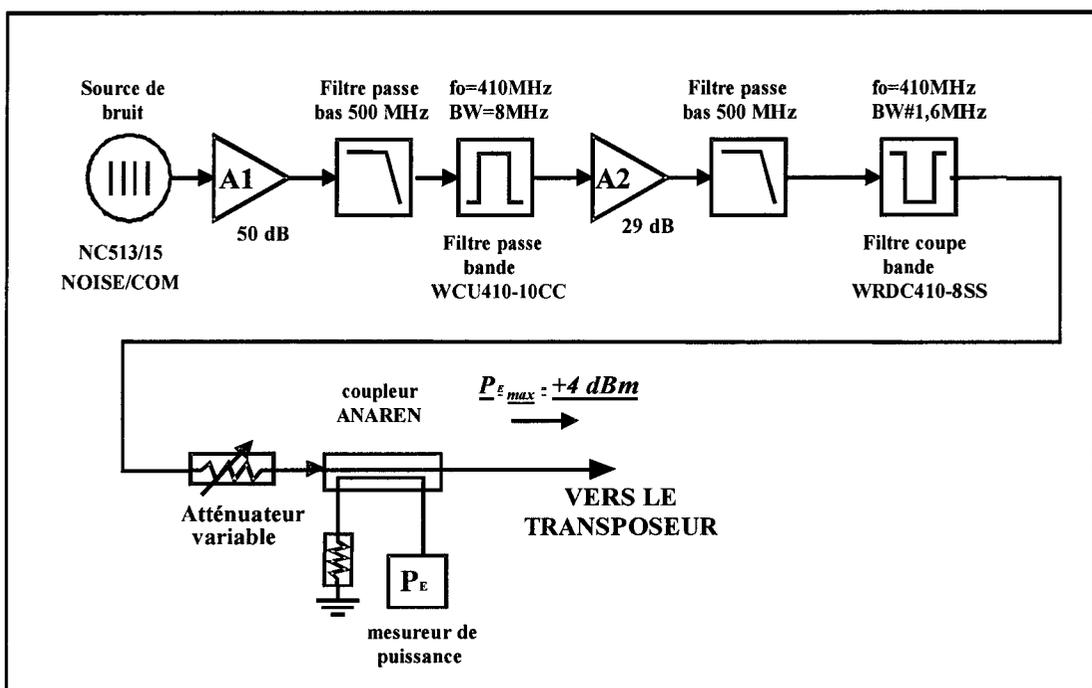


Figure IV-3 : Source NPR en bande de base, centrée sur 410MHz.

Nous constatons, sur ce synoptique, qu'il est toujours possible de faire varier la puissance totale injectée dans le transposeur, à partir de l'atténuateur variable. Une mesure de cette puissance est réalisée par l'intermédiaire d'un mesureur de puissance.

Nous donnons **figure IV-4**, à titre de rappel, le spectre obtenu en sortie de ce stimulus lorsque l'atténuateur variable est sur la position 0dB, permettant d'atteindre un niveau de puissance totale maximal, égal à +4dBm, avec une dynamique de mesure du NPR d'environ 54dBc.

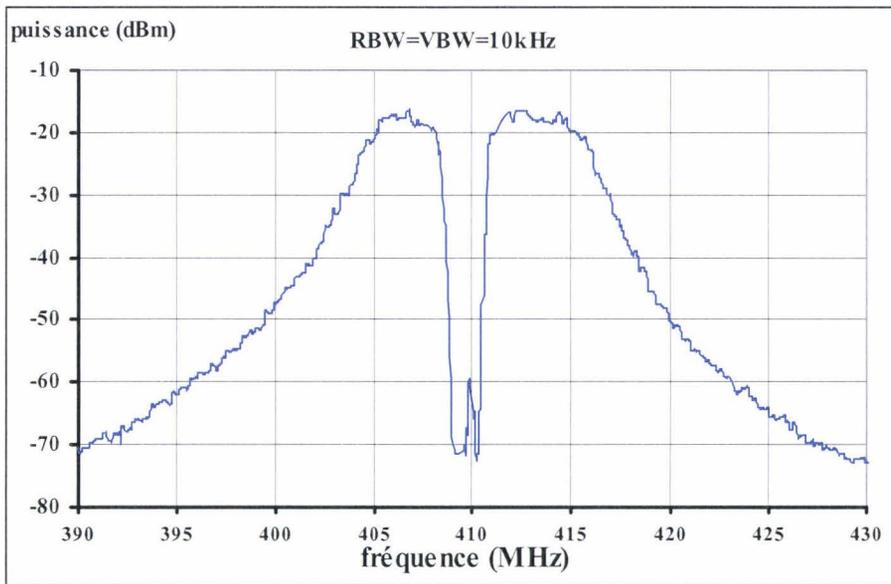


Figure IV-4 : Spectre obtenu en sortie du stimulus en bande de base, pour une puissance $P_{\text{totale}}=+4\text{dBm}$, centré sur 410MHz.

IV.2.2.2 La transposition de fréquence:

Classiquement elle peut être réalisée au moyen d'un mélangeur externe du commerce. Or, les premières tentatives avec des mélangeurs disponibles au sein du laboratoire se sont avérées infructueuses. En effet, l'apparition de déformations du spectre et d'une forte diminution de la dynamique de mesure NPR, après transposition, nous ont amenés à rechercher une solution plus performante.

Structurellement, un appareil permettant de transposer en bande Ka, un signal modulé en bande de base peut faire l'affaire. Or la plupart des équipements ne permettent que de générer des signaux modulés classiques autour d'une porteuse, tels que les modulations AM, FM ou PM, ou bien encore les signaux usuels en télécommunication.

L'étude prospective du marché actuel, nous a permis d'acquérir un tel équipement, le SMR40, synthétiseur de fréquence de la société Rohde&Schwarz. Celui-ci permet, en plus de la synthèse de fréquence, de transposer jusqu'en bande Ka n'importe quel signal de modulation, dès lors qu'il possède une bande passante inférieure à 700MHz. Le SMR40 possède un bruit plancher de l'ordre de -160 dBm / Hz.

Afin de quantifier les besoins propres à ce signal spécifique, nous avons réalisé des premiers essais de transposition à la fréquence centrale de 26GHz, en fonction du niveau de puissance totale que l'on injecte sur la voie FI du synthétiseur.

Une autre bande fréquentielle nous intéresse puisque des analyses futures en bande K devront être entreprises. Ainsi possédant déjà des amplificateurs de puissance à 19GHz, c'est tout naturellement que des tests de transposition ont été également effectués pour cette fréquence.

La qualité de la transposition requiert les critères de performances suivants :

- Une dynamique maximale de NPR après transposition.
- Une pureté maximale du spectre transposé, quant aux réjections de raies indésirables.
- Un niveau de puissance totale le plus élevé possible aux fréquences de 19GHz et 26GHz.
- Des pertes de conversion minimales du synthétiseur SMR40, en mode de transposition, afin de limiter les besoins d'amplification complémentaire.

Les **tableaux IV-1** et **IV-2** donnent les principaux résultats de ces essais, aux fréquences centrales respectives de 19 et 26GHz.

« P_{totale} » et « DSP » représentent respectivement la puissance totale qui est injectée dans le SMR40 et la densité spectrale de puissance de bruit dans une bande de résolution de 10kHz relative à l'entrée ou à la sortie du transposeur.

STIMULUS DE NPR A 410MHz		STIMULUS DE NPR A 19GHz			
P _{totale} (dBm)	DSP _{410MHz} (dBm/10kHz)	DSP _{19GHz} (dBm/10kHz)	NPR _{19GHz} (dBc)	Niveau d' OL résiduel (dBm) (pour RBW=1MHz)	Pertes de conversion (dB)
-35	-65	-78	33	-21,5	13
-30	-60	-70	36	-23,5	10
-25	-55	-65,2	41,3	-20,8	10,2
-20	-50	-60	46	-21,5	10
-15	-45	-54	50	-22,5	9
-10	-40	-49,5	44,5	-22	9,5
-5	-35	-45,5	41,2	-22	10,5

Tableau IV-1 : Performances de la transposition à la fréquence centrale de 19GHz, du stimulus de NPR, pour différents niveaux de puissance de celui-ci.

STIMULUS DE NPR A 410MHz		STIMULUS DE NPR A 26GHz			
P _{totale} (dBm)	DSP _{410MHz} (dBm/10kHz)	DSP _{26GHz} (dBm/10kHz)	NPR _{26GHz} (dBc)	Niveau d' OL résiduel (dBm) (pour RBW=1MHz)	Pertes de conversion (dB)
-35	-65	-78	27	-22	13
-30	-60	-73	30	-22,5	13
-25	-55	-68	36	-23,7	13
-20	-50	-63	40,5	-21,8	14
-15	-45	-58	41,5	-22	13
-10	-40	-53	38,2	-24	13
-5	-35	-48	34	-22	12
0	-30	-43	28	-22	13

Tableau IV-2 : Performances de la transposition à la fréquence centrale de 26GHz, du stimulus de NPR, pour différents niveaux de puissance de celui-ci.

A partir de ces tableaux comparatifs, il est possible de faire certaines constatations :

- Pour les deux transpositions, les pertes de conversion sont relativement élevées, 10 à 11dB pour la fréquence de 19GHz, et 12 à 13dB pour le 26GHz.
- Pour des niveaux de puissance $P_{totale} \leq -15dBm$, le plancher de bruit de l'analyseur de spectres limite la valeur du NPR. On peut espérer avoir des valeurs supérieures lorsque l'on amplifiera le signal résultant.
- On constate, également, que pour des puissances en bande de base $P_{totale} > -15dBm$, alors le synthétiseur SMR40 intermodule, produisant par voie de conséquence, une chute rapide de la dynamique de NPR et l'apparition de déformations du spectre.

La **figure IV-5** rappelle, à titre d'exemple, le spectre utile centré sur 410MHz, que l'on obtient pour un niveau de puissance totale $P_{totale} = -5dBm$, en bande étroite et en large bande.

Dans un deuxième temps, toujours à titre d'exemple, nous donnons sur les **figures IV-6** et **IV-7**, les relevés en bande étroite et large bande des spectres obtenus après transposition aux fréquences centrales de 19 et 26GHz, pour deux niveaux de puissance d'entrée du SMR40.

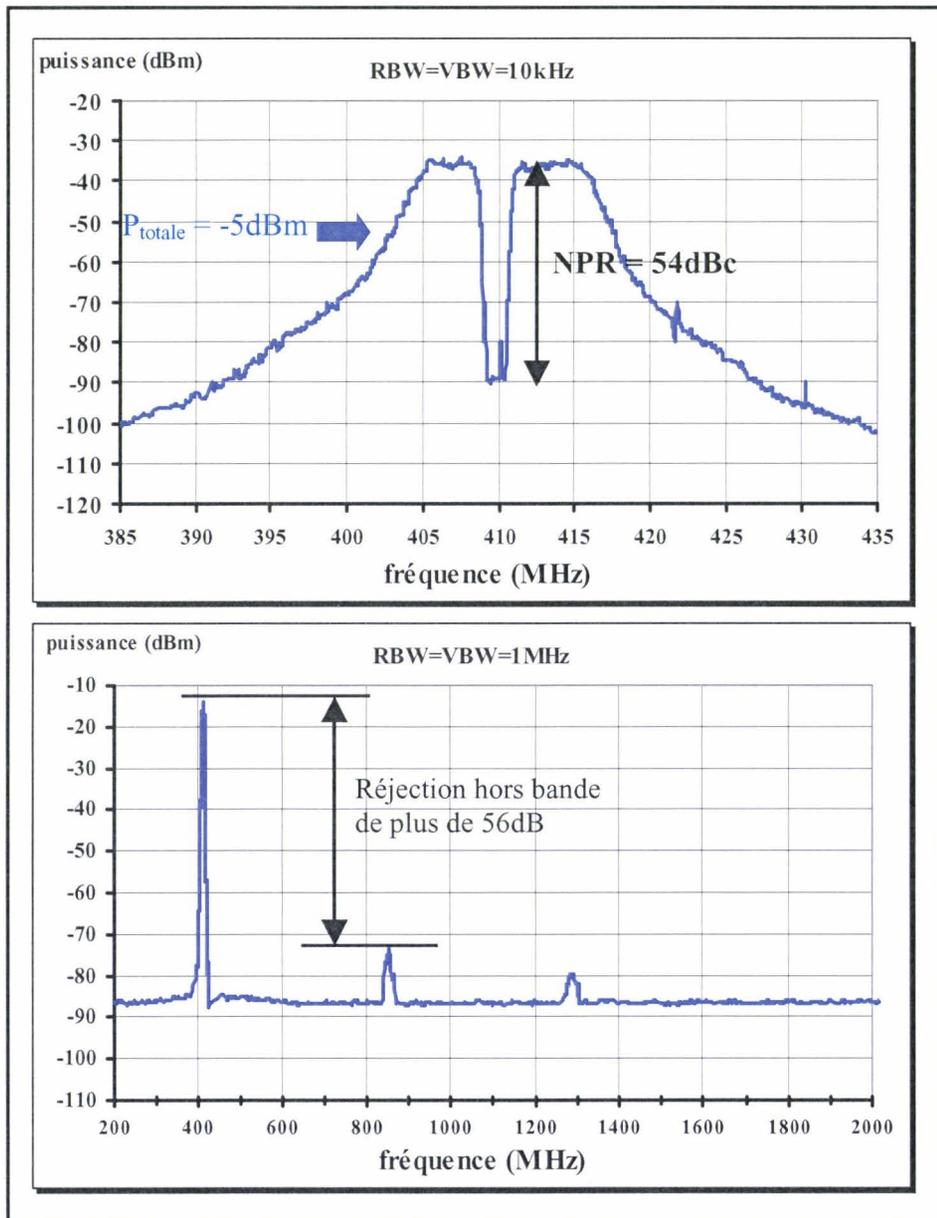


Figure IV-5 : Spectre obtenu en sortie du stimulus en bande de base, centré sur 410MHz, pour une puissance $P_{totale} = -5dBm$.

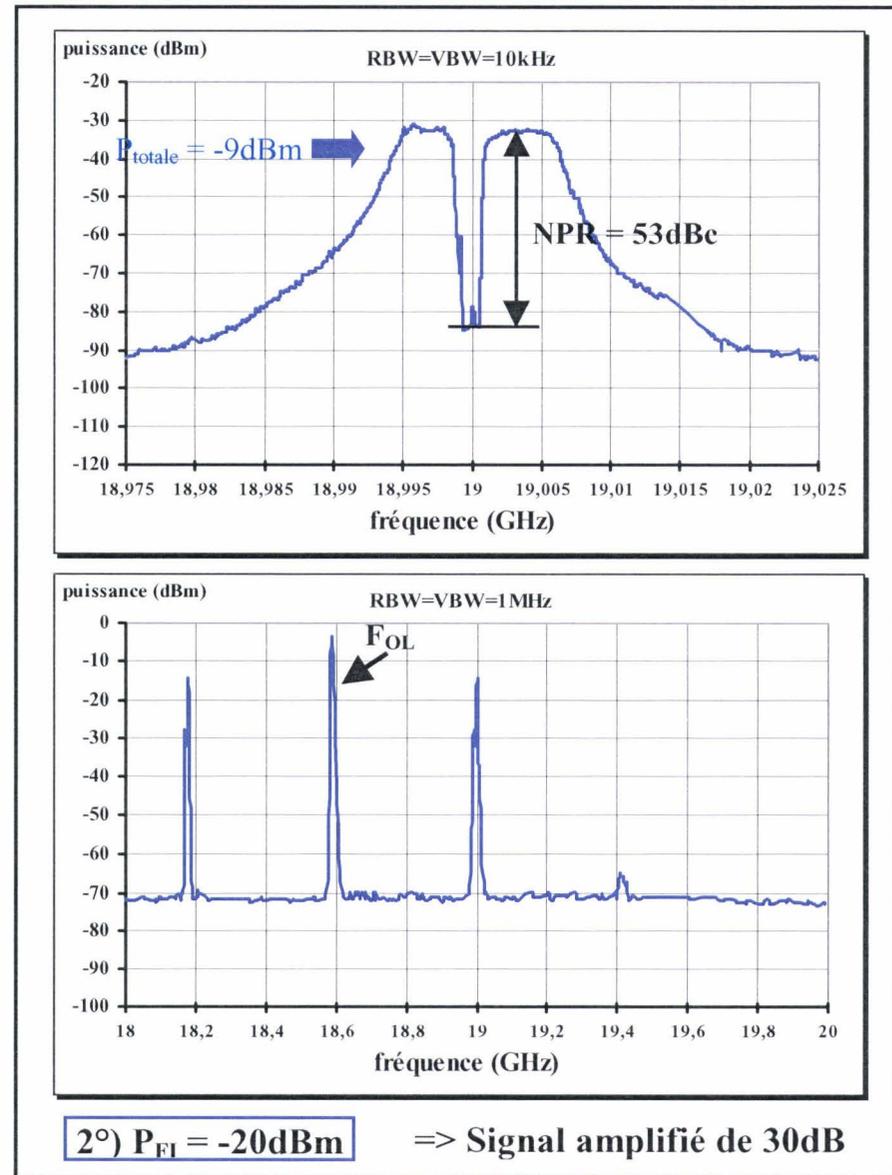
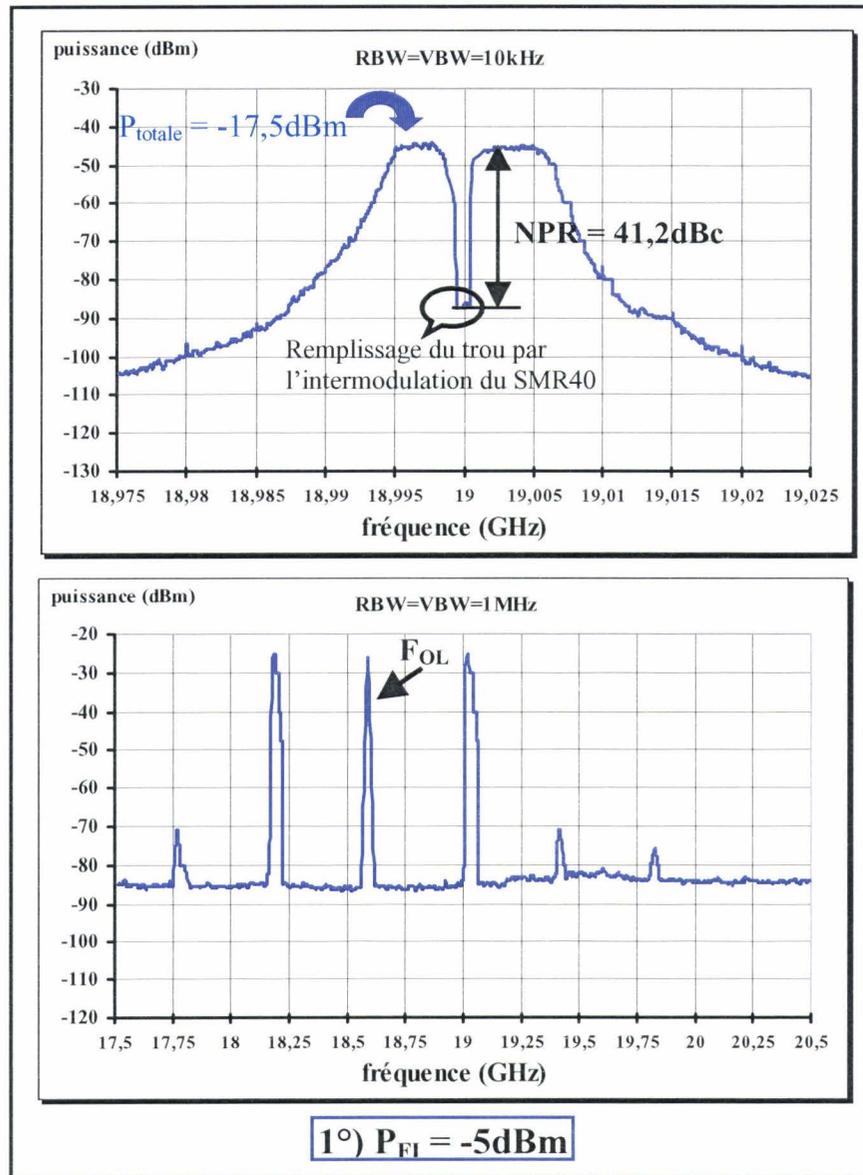


Figure IV-6 : Spectre obtenu en sortie du SMR40, pour une transposition autour de 19GHz, pour deux niveaux de puissance $P_{\text{totale}} = P_{\text{FI}}$.

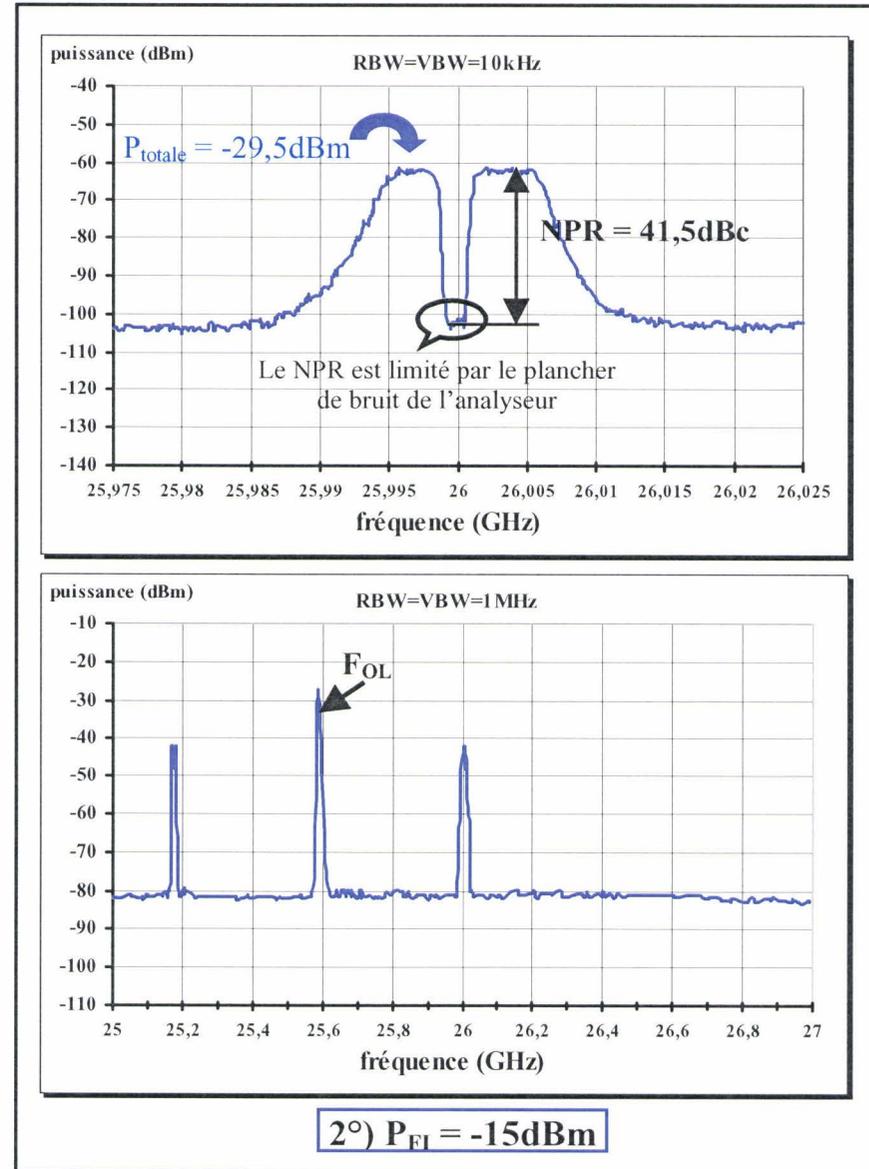
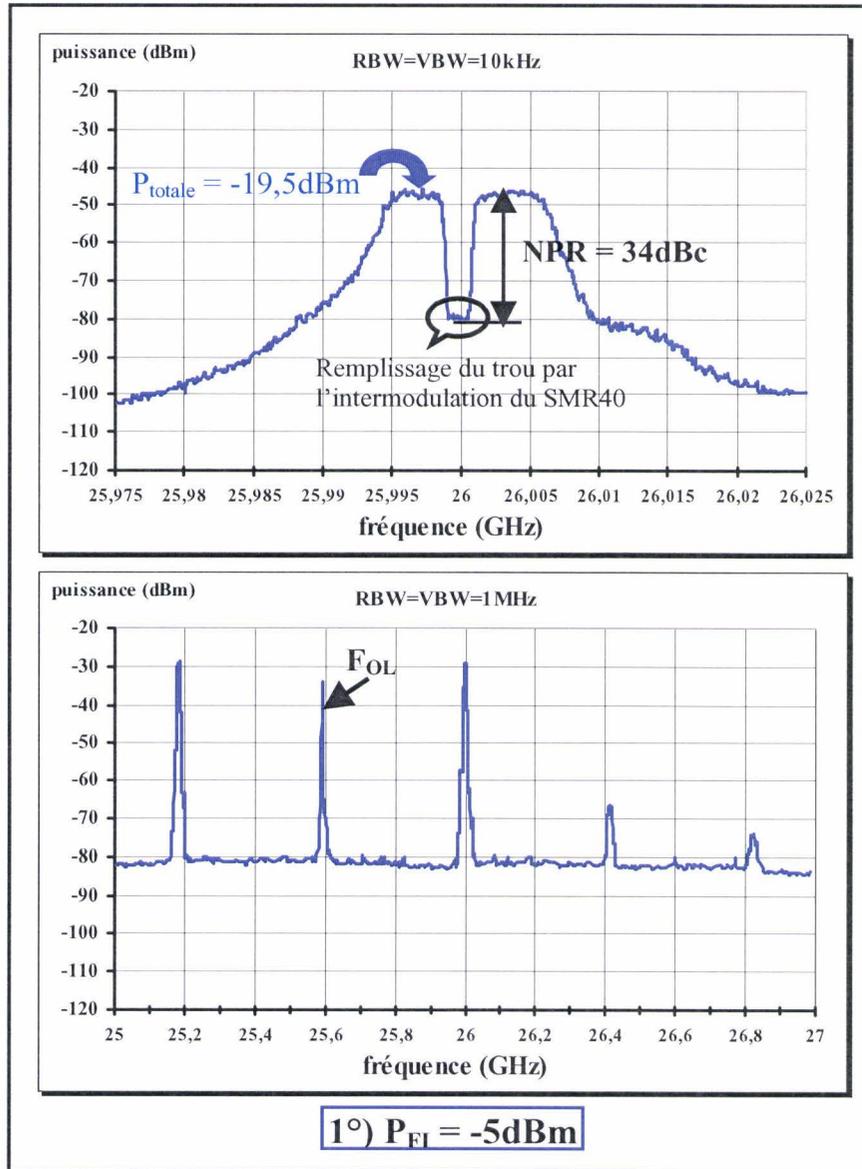


Figure IV-7 : Spectre obtenu en sortie du SMR40, pour une transposition autour de 26GHz, pour deux niveaux de puissance $P_{\text{totale}} = P_{\text{FI}}$.

Les relevés à 19GHz (**figure IV-6**) sont données, à titre d'exemple, pour deux niveaux de puissance injectée dans le SMR40, $P_{FI} = -20\text{dBm}$ et $P_{FI} = -5\text{dBm}$.

Le premier cas a été obtenu après amplification du signal de sortie du SMR40 par un amplificateur QUINSTAR, modèle *QPN19102730*, d'un gain de 30dB et une puissance de sortie au dB de compression de 27dBm. Ce cas correspond au meilleur compromis obtenu entre la puissance et la dynamique de NPR à 19GHz.

Le deuxième cas montre une situation défavorable du fonctionnement du SMR40 lorsque celui-ci présente un phénomène d'intermodulation pour des niveaux de puissance supérieure à -15dBm .

Les relevés à 26GHz, donnés à titre d'exemple, correspondent respectivement aux deux niveaux de puissance injectée dans le SMR40 : $P_{FI} = -15\text{dBm}$ et $P_{FI} = -5\text{dBm}$.

Le premier cas représente le meilleur compromis réalisable en puissance et en dynamique de NPR à 26GHz.

Le deuxième cas montre également le phénomène de distorsion du SMR40. On peut constater que pour la fréquence centrale de 26GHz, la distorsion d'intermodulation est plus importante. Ce phénomène semble donc s'accroître avec la montée en fréquence.

L'observation du spectre en large bande fait apparaître des raies indésirables de la transposition, et en particulier, les résiduelles de la fréquence porteuse et de la bande image du signal transposé.

L'étude a montré que pour les deux transpositions, la résiduelle de la porteuse en sortie du SMR40 possède un niveau quasi constant même en faisant varier le niveau de puissance injectée dans le SMR40 (pour des $P_{FI} \leq -10\text{dBm}$), comme l'on peut le voir sur les **figures IV-6 et IV-7** et dans les **tableau IV-1 et IV-2**. Ce niveau est de l'ordre de -22dBm , pour une bande de résolution de 1MHz. Son incidence sur la puissance totale envoyée au DST ne peut-être ignorée. De même la présence de la bande image du signal utile ne fait qu'accroître ce phénomène (+3dB en plus).

Quelques conclusions et constatations de limitations peuvent finir ce paragraphe :

- Avec la montée en fréquence, on observe une augmentation d'environ 2 à 3dB des pertes de conversion, ce qui du même coup impose d'augmenter le gain de l'amplification qui doit suivre.

- Conjointement à ces fortes pertes, on a constaté que le SMR40, si l'on veut préserver sa linéarité, doit être attaqué par un signal en bande de base de puissance totale inférieure à -15dBm .

⇒ Une première conséquence impose, lors de l'analyse par exemple à 26GHz , d'amplifier le signal de 30dB pour espérer un niveau de 0dBm en entrée du DST. A ceci s'ajoute le fait que d'autres éléments passifs, tels que des coupleurs, des isolateurs, des transitions K/guide, etc..., doivent être placés à la suite de ces amplificateurs et par la même sont sources de pertes supplémentaires.

- On a constaté qu'il n'est pas possible d'analyser ce qui se produit pour des $P_{FI} \leq -20\text{dBm}$, car on est limité par le plancher de bruit de l'appareil de mesure.

⇒ Les essais d'amplification à 19GHz ont montré que sans la limite du plancher de bruit, le NPR peut atteindre près de 53dBc (par exemple sur la **figure IV-6** pour un $P_{FI} = -20\text{dBm}$).

- L'apparition dans le spectre transposé des raies indésirables du mélange, telles que la résiduelle de la porteuse ou la bande image, apporte une énergie supplémentaire à l'entrée du DST. Celle-ci est inutile et ne fait que fausser le phénomène d'intermodulation que l'on souhaite observer.

⇒ La seule solution est d'effectuer un filtrage passe-bande autour de ces fréquences porteuses de 19 et 26GHz , permettant ainsi de supprimer ces raies indésirables.

Dans le paragraphe suivant, nous présentons le filtre passe bande, centré sur 26GHz , destiné à remplir cette fonction de nettoyage du spectre transposé.

IV.2.2.3 Le filtre passe bande, centré sur 26GHz :

Notre choix s'est porté sur un filtre passe bande LORCH 7WR28-26000/A260-C. C'est un filtre en guide WR28 à 7 sections, centré sur 26GHz , de bande passante 260MHz à -1dBc . La **figure IV-8** donne les caractéristiques, en faible et large bande, de ce filtre en transmission $|S_{21}|$ et en réflexion $|S_{11}|$, résumées par :

- Des pertes d'insertion dans la bande = $1,4\text{dB}$

- $BW_{-1dBc} \cong 260MHz$ et $BW_{-3dBc} \cong 345MHz$
- $BW_{-40dBc} \cong 560MHz$
- Une réjection hors bande supérieure à 50dBc.
- Des pertes en retour d'entrée et de sortie inférieures à $-15dB$.

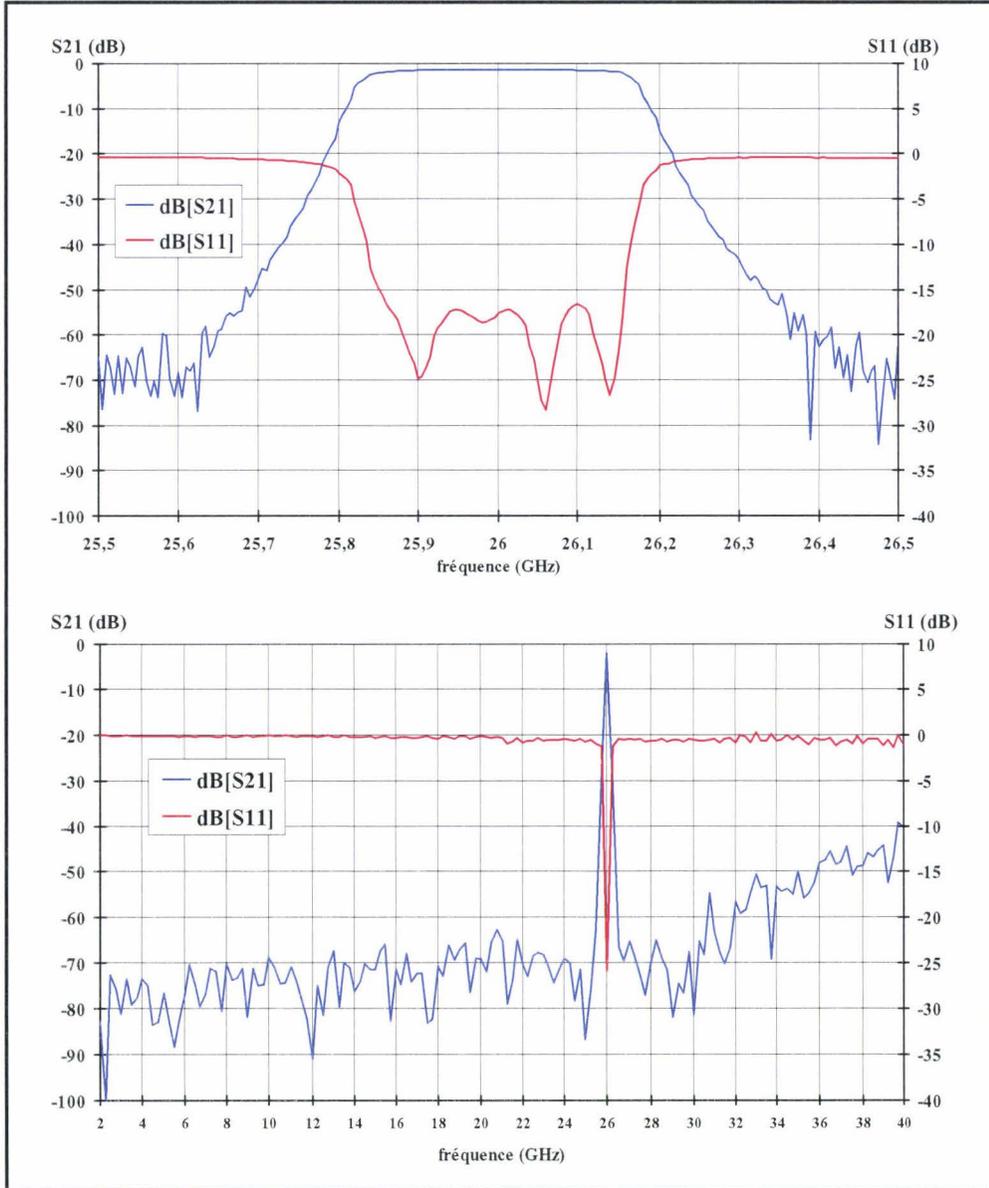


Figure IV-8 : Caractéristiques du filtre passe-bande LORCH 7WR28-26000/A260-C de réjection de porteuse et bande image.

L'insertion de ce filtre derrière le synthétiseur SMR40, nous donne spectralement les relevés de la **figure IV-9**. Les courbes A et B étant obtenues respectivement sans et avec ce filtre passe-bande dans le cas d'un niveau de puissance totale en bande de base de

$P_{FI_totale} = -20\text{dBm}$. Les remontées de résiduel d'OL et de bande latérale image sont à des niveaux inférieurs à 35dBc .

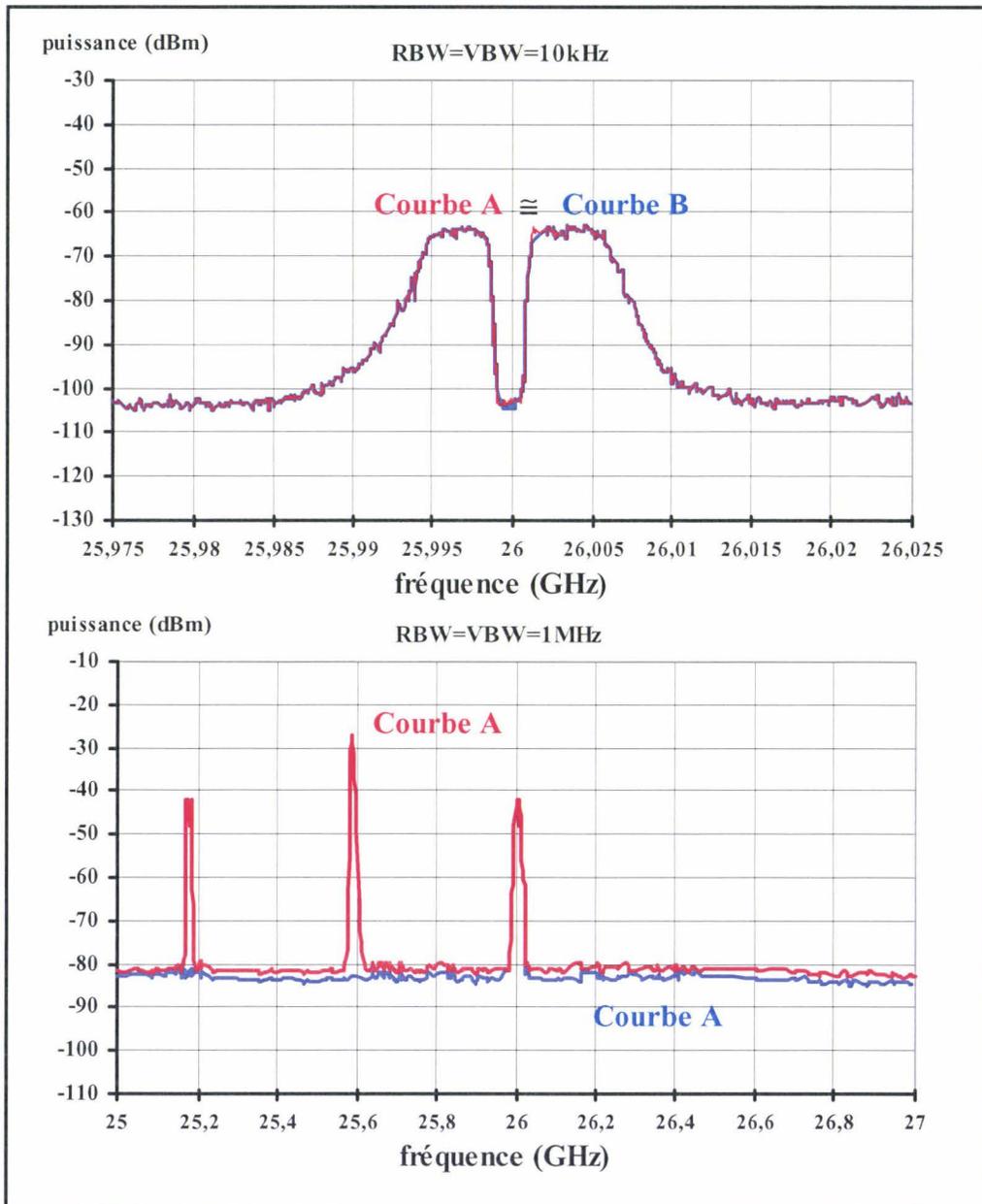


Figure IV-9: Spectres obtenus en amont (courbe A) et en aval (courbe B) du filtre passe-bande LORCH 7WR28-26000/A260-C.

Un bilan de puissance, effectué après ce filtre passe-bande, donne, approximativement, un niveau de puissance totale égal à -35dBm pour une puissance totale injectée dans le SMR40 de -15dBm (maximum qu'il est possible d'injecter afin de préserver la linéarité du SMR40).

Compte tenu des dispositifs à caractériser, qu'il s'agisse des circuits MMIC en boîtier ou des composants sous pointes, ce niveau est encore très insuffisant. C'est ce qui justifie la mise en œuvre d'une préamplification à 26GHz.

IV.2.2.4 La préamplification à 26GHz :

Compte tenu du niveau très faible obtenu en sortie du filtre passe bande, l'étape suivante consiste à réaliser une amplification linéaire pour permettre d'obtenir le niveau le plus élevé possible à l'entrée du DST. Ce niveau, compte tenu des circuits et composants à caractériser, doit être d'au moins $+10dBm$.

Or, d'après ce qui précède, le niveau maximal de puissance qu'il est possible d'atteindre en sortie du filtre passe bande LORCH est de $-35dBm$. C'est donc un amplificateur d'un gain minimal de 45dB, délivrant une puissance de $+10dBm$ et ayant un comportement ultra linéaire, qu'il faut mettre en œuvre.

Deux solutions sont envisageables, soit en utilisant un amplificateur à tube à ondes progressives (ATOP), soit une cascade d'amplificateurs état solide.

IV.2.2.4.1 Amplification par un ATOP:

Nous disposons au laboratoire d'un ensemble de mesure Load-Pull à charge active, en bande Ka, bâti en guides d'onde WR28, et dont la partie « source » est constituée d'un synthétiseur et de deux amplificateurs à tube à ondes progressives (ATOP).

Le principal avantage de ces amplificateurs ATOP est de pouvoir fournir de fortes puissances, avec des gains atteignant 50 à 60dB, de hauts rendements et de larges bandes passantes. Ces amplificateurs peuvent donc nous permettre d'atteindre des niveaux suffisants de puissance en entrée du DST.

Les principaux inconvénients des ATOP sont qu'ils sont affectés d'une non linéarité particulièrement pénalisante et d'un bruit interne relativement important.

Pour cette première analyse, l'ATOP, que nous avons utilisé, est l' « ETM 1607 : modèle 40T26G40 » du constructeur AMPLIFIER RESEARCH, qui utilise le tube à onde progressive CPI référence VTA6193A4.

Cet ATOP est constitué de deux étages amplificateurs: un préamplificateur état solide (SSPA) et l'amplificateur à tube à ondes progressives.

Le signal RF d'entrée est isolé, puis envoyé au premier étage amplificateur SSPA avec un niveau de puissance nominale de -5dBm , permettant de garantir la linéarité de ce premier étage. En sortant de ce préamplificateur le signal RF passe ensuite à travers un atténuateur contrôlable en tension avant d'attaquer l'ATOP proprement dit. Le contrôle de cet atténuateur s'effectue par le paramètre appelé « *GAIN %* ».

Il est possible de définir trois classes de fonctionnement, selon la valeur de « *GAIN %* », et donc de la puissance de sortie résultante: les fonctionnements petit signal, nominal et en saturation.

Nous avons récapitulé les caractéristiques essentielles de cet ATOP dans le **tableau IV-3** :

Bande fréquentielle	Impédance entrée/sortie	Pe nominale	Puissance de bruit du tube		Connecteurs RF	
			(dBm/Hz)	(dBm)	Entrée	Sortie
26,5 - 40GHz	50Ω	-5dBm	-80	20	K femelle	WR28

Exemple pour $f_{\text{CW}} = 33\text{GHz}$ et $P_e = -5\text{dBm}$			
classe	Petit Signal	Nominal	Saturation
GAIN (%)	10	40	80
GAIN (dB)	45	51	53,5
P_s (dBm)	40	46	48,5
P_s (Watts)	10	40	71,6

Tableau IV-3 : Principales caractéristiques de l'ATOP ETM 1607 : modèle 40T26G40 pour une attaque hyperfréquence d'entrée de -5dBm , à la fréquence de 33GHz.

Une analyse en fonction du gain de l'ATOP et du niveau de puissance FI injecté dans le SMR40 a été faite. Les paramètres essentiels de l'étude sont le NPR et la puissance de sortie résultants.

Du fait du caractère bruyant de l'ATOP, avec une densité spectrale de puissance de l'ordre de -80 dBm/Hz , les relevés spectraux ont montré qu'une amplification de 45dB (fonctionnement de l'ATOP en petit signal) par le seul emploi de l'ATOP allait permettre d'obtenir le niveau souhaité de $+10\text{ dBm}$ mais au détriment d'un NPR très médiocre d'environ 35dBc (le fond du trou se trouvant noyé dans le bruit de l'ATOP).

Pour remédier, en partie, à ce problème, nous avons envisagé l'emploi d'une préamplification à l'état solide, en vue d'éviter d'utiliser l'ATOP avec un gain maximal.

Une autre limitation tient au fait que l'augmentation du niveau d'entrée injecté dans l'ATOP ($P_{eATOP} < 0\text{ dBm}$), produit son intermodulation, ce qui réduit du même coup le NPR. Et comme, par nature, ce type d'amplificateur est fortement non linéaire, cette diminution du NPR s'accroît si le gain de l'ATOP est élevé.

Un compromis entre la P_{FI} injectée dans le SMR40, le type de cascade pré amplificatrice (« driver » et puissance) et la valeur du gain de l'ATOP doit permettre d'aboutir à un optimum « NPR - Puissance de sortie ». Cet optimum a été obtenu avec la chaîne présentée **figure IV-10**, dont le spectre est représenté **figure IV-11**.

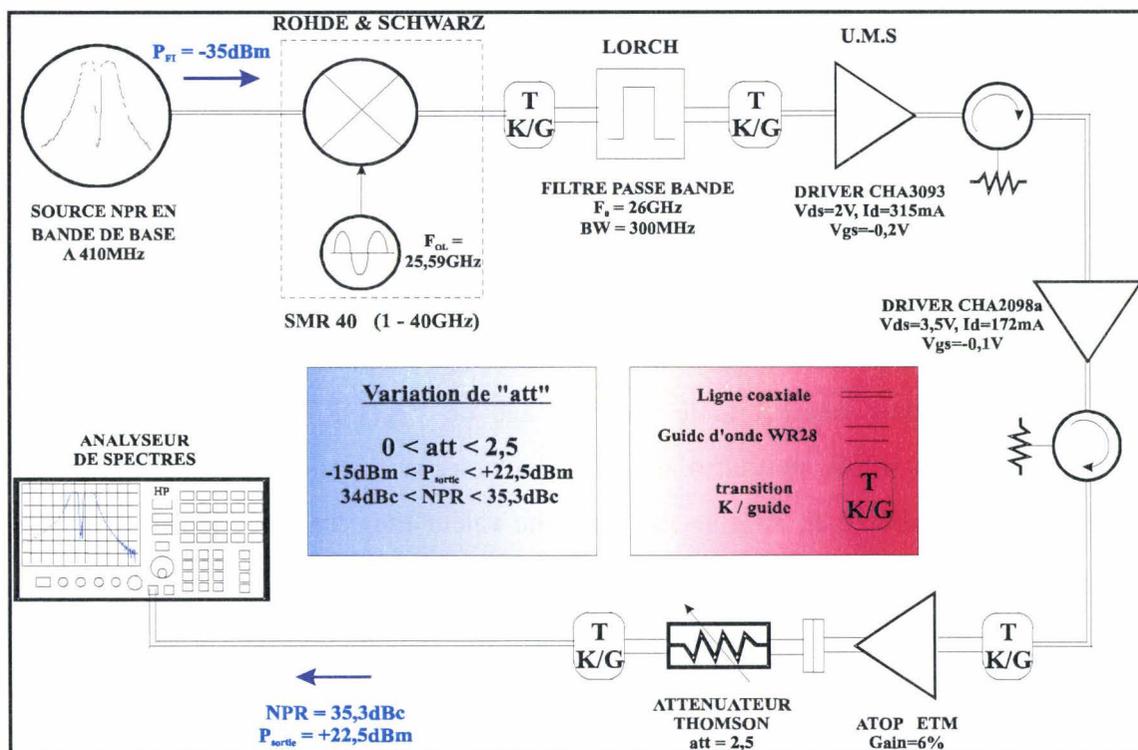


Figure IV-10: Utilisation de l'ATOP en tant qu'amplificateur de puissance.

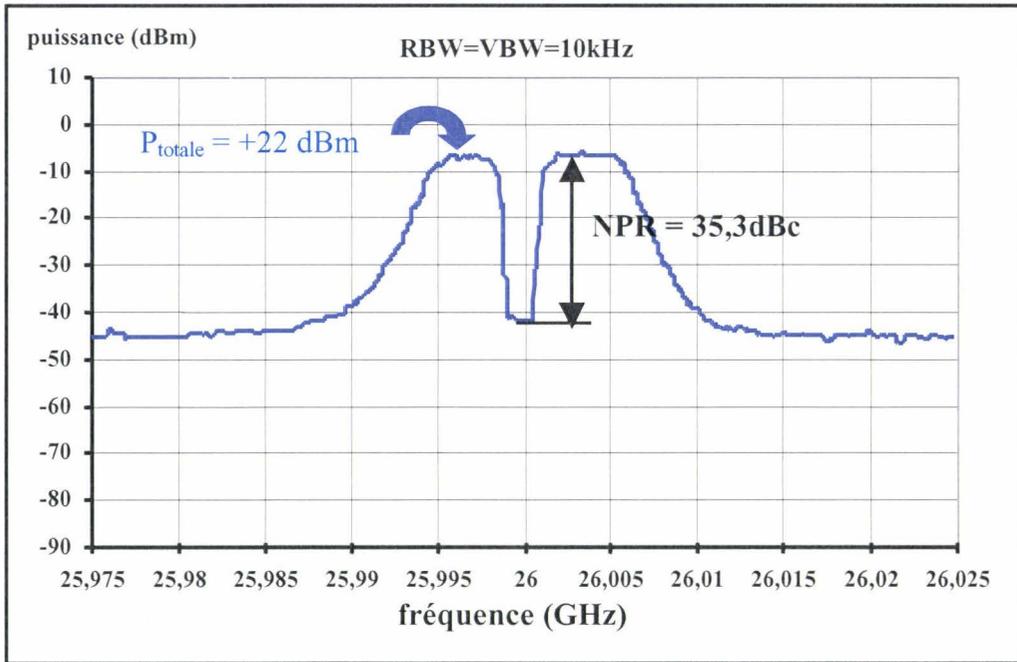


Figure IV-11: Spectre en sortie de l'amplificateur à ondes progressives, pour l'optimum « NPR - Puissance de sortie ».

On obtient un $\text{NPR} = 35,3 \text{ dBc}$ pour une puissance totale de sortie $P_s = +22 \text{ dBm}$ ($P_{\text{FI}} = -35 \text{ dBm}$ et $G_{\text{ATOP}} = 6\%$). La cascade de la chaîne amplificatrice, dont les caractéristiques constructeurs sont données en **annexe IV**, est constituée de deux « driver », l'un CHA3093 et l'autre CHA2098a, et de l'ATOP.

IV.2.2.4.2 Amplification par des SSPA:

Comme nous venons de le voir, l'usage de l'ATOP seul ou combiné à des amplificateurs à l'état solide, permet d'atteindre des niveaux de puissance très élevés, mais avec une linéarité médiocre et, en conséquence, une valeur maximale de NPR de l'ordre de 35 dBc.

Compte tenu de la complexité de mise en œuvre et du comportement très bruyant et non linéaire de l'ATOP, nous avons envisagé de réaliser la chaîne d'amplification linéaire du signal résultant du SMR40 uniquement à partir d'amplificateurs à l'état solide. L'usage de l'ATOP reste néanmoins l'unique solution dans le cas de circuits et de composants qui exigent des puissances incidentes supérieures à +10 dBm.

Nous avons cherché à obtenir une puissance à l'entrée du DST toujours de l'ordre de +10dBm mais avec un NPR associé supérieur à 40dBc.

Nous avons utilisé, pour cela, des amplificateurs MMIC fournis par la société UMS. Pour la plupart, ces amplificateurs font, eux mêmes, l'objet d'analyse en excitation monoton, biton et NPR.

Leur utilisation pratique nécessitant qu'ils soient montés en cellules connectées, nous allons voir dans ce qui suit comment nous nous sommes acquittés de cette tâche.

IV.2.2.4.2.1- Cellule de montage des MMIC :

Pour caractériser et utiliser en hyperfréquence ces circuits MMIC, la cellule de mesure doit répondre à des impératifs de dimensions, de connectique et de maniabilité. La cellule doit occuper le volume le plus restreint possible pour les raisons suivantes :

- Les risques de résonances parasites et donc d'oscillation de boîtier, qui augmentent avec le volume de celui-ci ;
- Les circuits MMIC qu'il faut monter possède des dimensions inférieures à 10mm², ce qui impose un encombrement de boîtier de test faible pour ne pas accentuer les pertes ;
- Le test de puissance en bande Ka impose de réduire le plus possible les dimensions et le nombre de chaque élément constitutif de la chaîne de mesure.

Nous avons ainsi utilisé la cellule appelée communément au sein du laboratoire « cellule K », initialement conçue par Gilles Dambrine [24], en l'optimisant en fonction des dimensions du substrat. La connectique utilisée doit être opérationnelle dans la large gamme de fréquence allant jusqu'en bande Ka. Le connecteur SMA 2.9 (ou connecteur K) permet cette utilisation.

La cellule de mesure est composée de trois parties :

- Deux demi boîtiers qui assurent la transition entre le circuit à caractériser et les liaisons aux connecteurs extérieurs.
- Un insert qui permet le montage du MMIC.

L'ensemble de ces éléments est doré afin d'éviter toute oxydation et de permettre la thermocompression des composants et liaisons de contact.

Une vue d'ensemble de la cellule est donnée en **figure IV-12**, et sa photographie est présentée en **figure IV-13**.

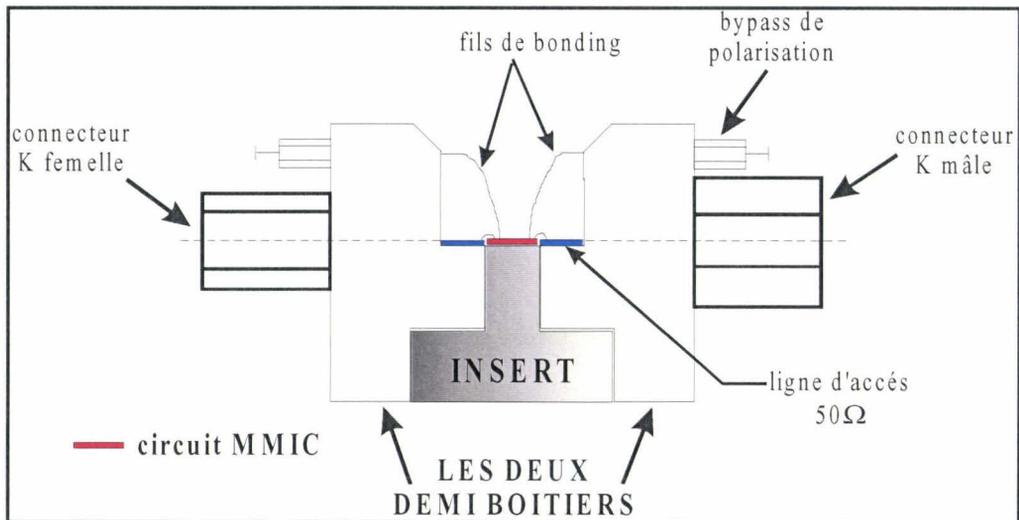


Figure IV-12: Vue de face de la cellule K de montage des MMIC d'UMS.

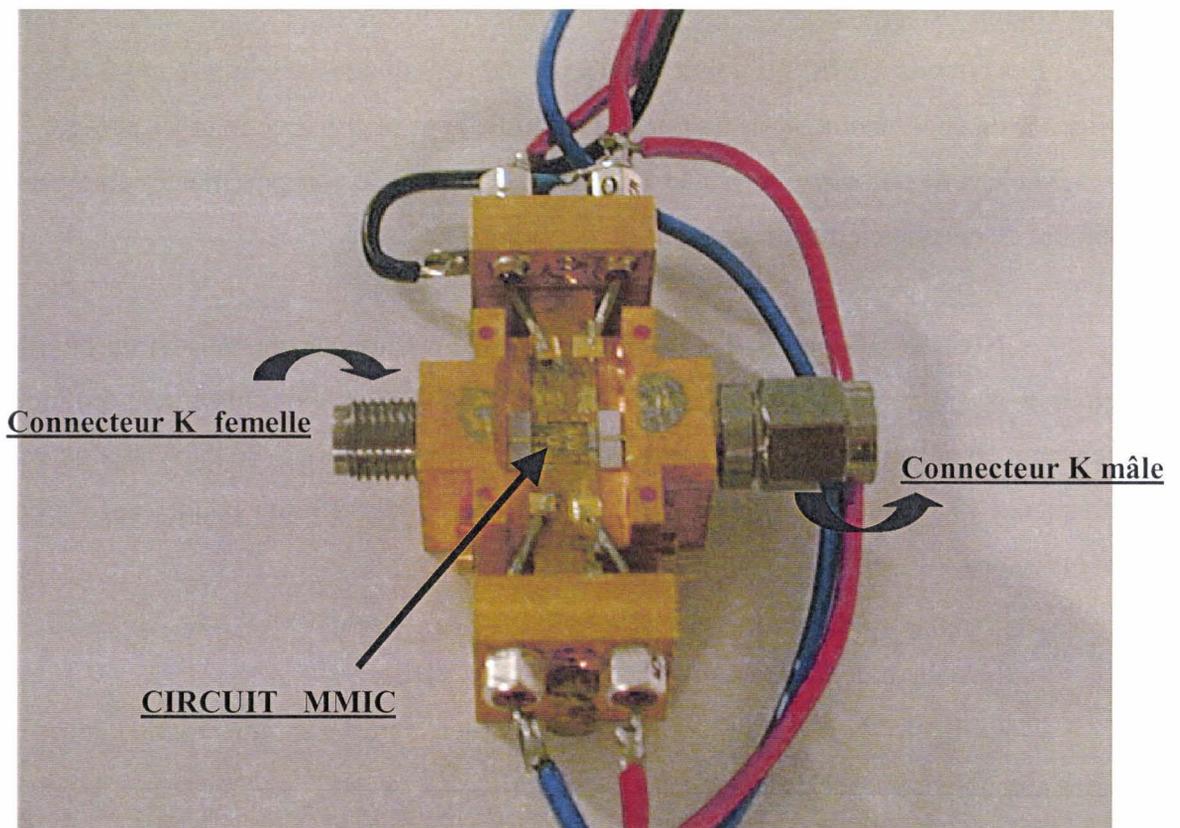


Figure IV-13: Photographie du circuit MMIC de puissance CHA5093, monté en cellule K.

Les étapes de montage de la cellule sont délicates, compte tenu des contraintes imposées par la fréquence de travail. Les points clés de sa conception sont bien connus ce qui permet d'avoir des cellules de mesure très fiables et présentant d'excellentes caractéristiques hyperfréquences jusqu'à 40GHz.

En revanche, vu la miniaturisation du circuit, le montage du MMIC dans la cellule, la mise en place des liaisons de fils d'or, des condensateurs de découplages et des lignes d'accès 50Ω restent une étape difficile.

IV.2.2.4.2.2- Etalonnage des cellules de test:

Pour permettre de vérifier le montage des connecteurs K et des lignes micro rubans d'accès 50Ω sur substrat d'alumine il est indispensable de caractériser ces cellules à l'analyseur de réseau vectoriel.

Pour cela, nous effectuons un étalonnage type TRL (Thru – Reflect – Line) en réalisant les trois étapes suivantes :

- Tout d'abord, on connecte par fils d'or thermocompressés les deux demi-boîtiers entre eux, que l'on branche à l'analyseur de réseau. [POSITION « THRU »]
- Ensuite, en ne modifiant pas la connexion à l'analyseur de réseau, on supprime le fil d'or qui relie les deux lignes d'accès sur alumine, de ce fait la charge réflexive dans les deux plans constitués par les demi supports, est un circuit ouvert. [POSITION « REFLECT »]
- Enfin, on introduit un insert entre les deux demi boîtiers, sur lequel on a préalablement collé une alumine portant une ligne micro ruban d'impédance 50Ω et de longueur $\lambda_g/4$ à la fréquence qui nous intéresse. On connecte par fils d'or cette ligne. [POSITION « LINE »]

IV.2.2.4.2.3- Caractéristiques petit signal des MMIC:

Pour la réalisation de la chaîne amplificatrice linéaire, nous avons utilisé trois circuits MMIC différents.

Leurs caractéristiques mesurées en paramètres de dispersion et leur valeur de compression monoton déduite de la notice du constructeur ont permis d'établir la mise en cascade la mieux adaptée. Le **tableau IV-4** reprend l'ensemble de ces relevés pour les MMIC CHA3093b, CHA2098a et CHA5093 montés en cellule K. Pour ce dernier, qui est un amplificateur de puissance, les résultats sont donnés pour deux classes de fonctionnement.

Circuit MMIC	Bande de fréquence	S _{ij} petit signal à 26GHz	Polarisation	Compression: P _{S_{1dBm}}
CHA3093b	20 - 40GHz	$\begin{bmatrix} -25 \text{ dB} & 22,9 \text{ dB} \\ & -11,7 \text{ dB} \end{bmatrix}$	V _{ds} =+2V; I _d =315mA V _{gs} =-0,2V	18dBm
CHA2098a	20 - 40GHz	$\begin{bmatrix} -10,8 \text{ dB} & 17,9 \text{ dB} \\ & -10 \text{ dB} \end{bmatrix}$	V _{ds} =+3V; I _d =159mA V _{gs} =-0,1V	16dBm
CHA5093	24 - 26GHz	$\begin{bmatrix} -17,8 \text{ dB} & 20,7 \text{ dB} \\ & -8,4 \text{ dB} \end{bmatrix}$	V _{ds} =+3V; I _d =750mA V _{gs} =-0,2V	27dBm
		$\begin{bmatrix} -16,2 \text{ dB} & 20,2 \text{ dB} \\ & -8 \text{ dB} \end{bmatrix}$	V _{ds} =+6V; I _d =600mA V _{gs} =-0,31V	27dBm

Tableau IV-4 : Caractéristiques de dispersion et de puissance des MMIC d'UMS utilisés pour l'amplification linéaire à 26GHz.

Le relevé des paramètres de dispersion a été réalisé en mode CW sur l'analyseur de réseau HP8510, avec un niveau de puissance sur les ports de -10dBm que l'on atténue de 20dB afin de garantir le fonctionnement linéaire des MMIC lors des mesures.

L'estimation du point de compression a pour principal intérêt de permettre d'agencer de façon judicieuse les cascades d'amplificateurs tout en maintenant individuellement chacun d'eux dans sa zone de fonctionnement linéaire. Nous verrons par la suite que ce paramètre ne constitue par le seul critère de sélection.

IV.2.2.4.2.4- Mise en œuvre de la cascade de MMIC:

Un autre critère prépondérant lors de la mise en cascade des MMIC, concerne le spectre obtenu en sortie de celle-ci lorsque le stimulus NPR est injectée à son entrée.

Nous avons donc cherché à cascader les différents MMIC en s'attachant à préserver la linéarité de ceux-ci (le meilleur NPR possible), tout en assurant un niveau maximal de puissance à l'entrée du DST.

Ici, comme pour l'étude précédente avec l'ATOP, un compromis entre la puissance P_{FI} injectée dans le SMR40, les types d'amplificateurs constituant la cascade et la façon de les cascader, doit aboutir à un optimum « linéarité NPR – Puissance de sortie ».

Deux types de cascades, utilisées selon le cas de figure, sont présentés ci-dessous:

- Une première cascade qui favorise la linéarité au détriment de la puissance de sortie. La **figure IV-14** en donne le synoptique et le spectre de sortie correspondant.
- Une deuxième cascade qui favorise le niveau de puissance de sortie au détriment du NPR. La **figure IV-15** donne le synoptique et le spectre de sortie correspondant dans ce cas.

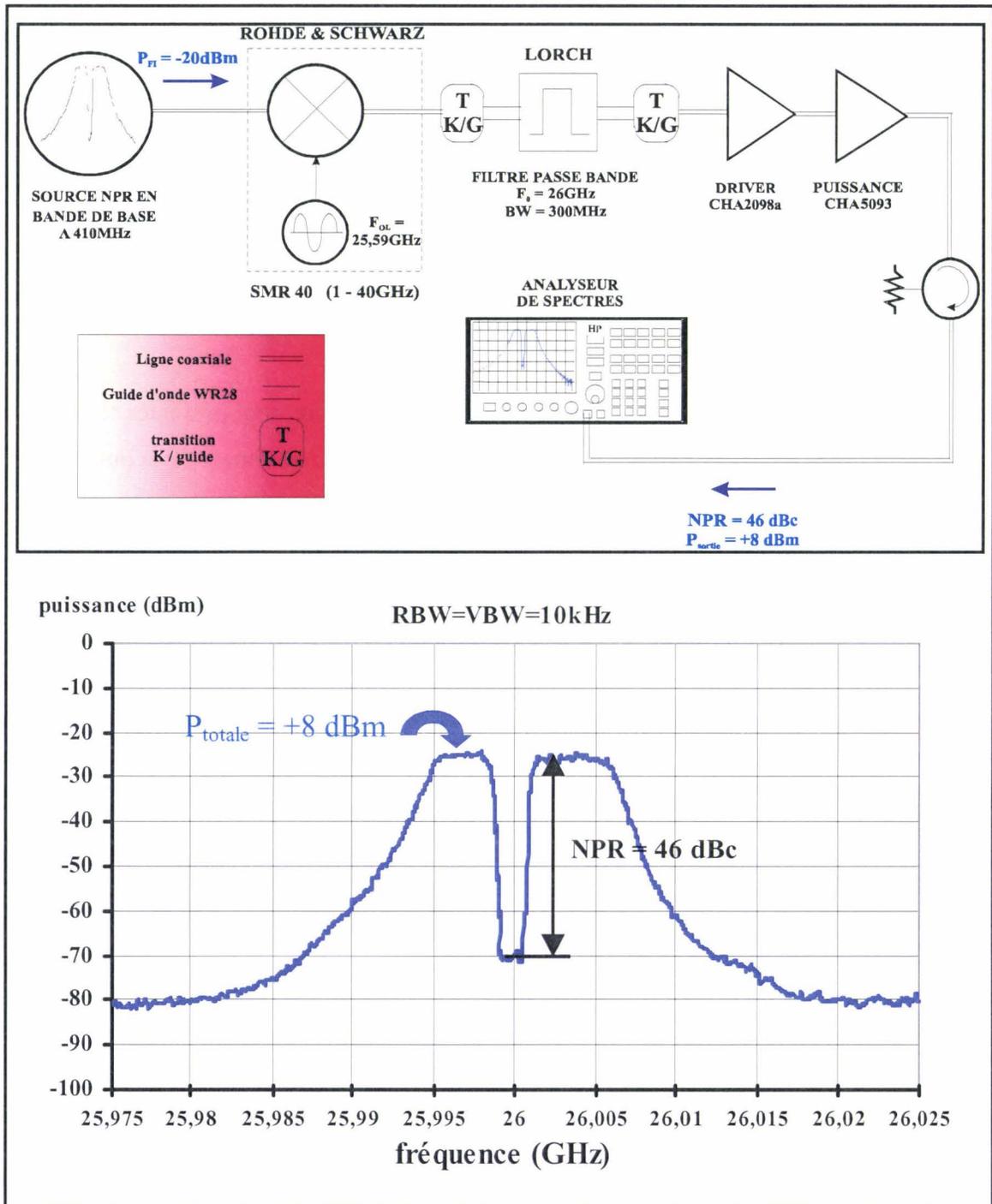


Figure IV-14: Configuration optimale en linéarité.

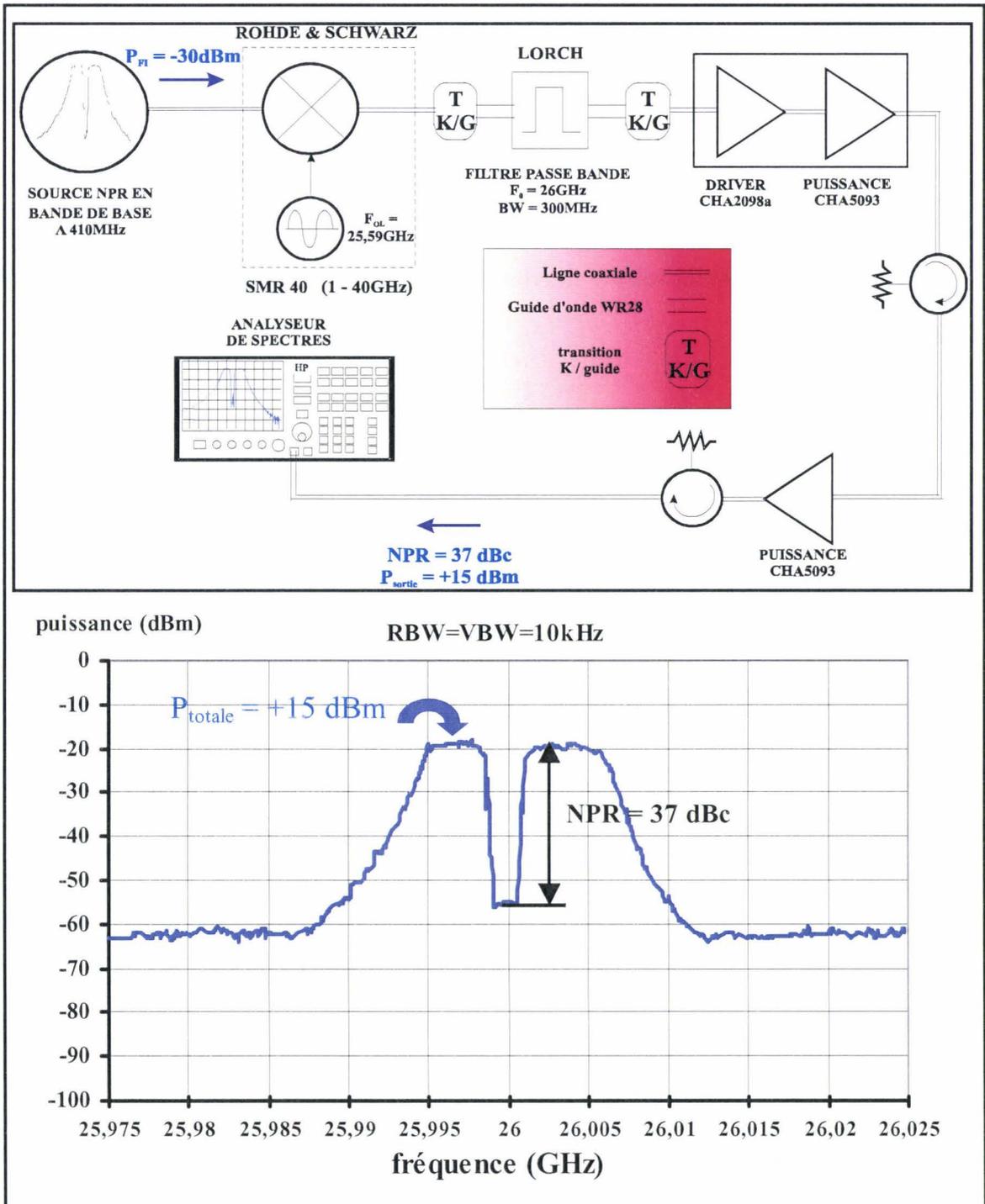


Figure IV-15: Configuration optimale en puissance de sortie.

IV.2.2.5 Le circuit de charge:

La partie « circuit de charge » de l'élément à caractériser comporte deux configurations : une pour la mesure de circuits montées en cellules et l'autre pour la mesure de composants sous pointes.

IV.2.2.5.1 Caractérisation des circuits MMIC:

En faisant l'hypothèse que ces circuits sont convenablement adaptés, leur circuit de charge est constitué d'un diviseur par deux de la société NARDA, référence 4327B-2, en standard 50Ω , permettant les relevés simultanés de la puissance et du spectre de sortie.

IV.2.2.5.2 Caractérisation des composants sous pointes:

La mesure d'un composant sous pointes s'opère avec une station à sondes coplanaires, celles-ci étant différentes pour le côté amont et pour le côté aval.

Le circuit amont comporte une transition guide-coaxial, et la liaison reste en coaxial jusqu'au connecteur de la sonde standard amont. Un té de polarisation est intercalé entre la transition et la liaison coaxiale, pour assurer la polarisation de la grille du composant sous test. Les pertes de cette liaison ont un rôle bénéfique car elles permettent d'amortir d'éventuelles oscillations.

En revanche, le circuit aval est beaucoup plus critique. Il est constitué à partir d'un adaptateur passif plan E / plan H et doit permettre de présenter n'importe quelle impédance à la sortie du composant sous test. Pour cela, il faut réduire au maximum les pertes intermédiaires entre cet adaptateur et le composant, car elles jouent un rôle d'écran, limitatif, ayant pour conséquence d'interdire les impédances se trouvant en périphérie de l'abaque de Smith. Cette « zone morte » de l'Abaque de Smith constitue une couronne dont la surface croît avec l'importance de ces pertes.

Pour contourner ce problème, afin de réduire au maximum les pertes, nous avons cherché à placer au plus près de la sonde coplanaire l'adaptateur passif. Pour cela, nous avons

recouru à une sonde spéciale avec une sortie RF en guide et non en coaxial et, surtout, ayant un té de polarisation intégré.

Ce choix nous a permis de disposer d'un circuit de charge dont les pertes ont été minimisées, puisque seulement de 0,7dB.

La mise en cascade, derrière l'adaptateur, d'un coupleur directif permet d'effectuer, respectivement, les relevés de la puissance absorbée par la charge et du spectre correspondant.

Un bilan effectué dans le plan d'entrée du dispositif à tester, a donné les performances indiquées sur le **tableau IV-5**, en termes de puissance totale incidente et de dynamique de mesure du NPR, pour chacune des configurations du banc, et compte tenu de l'ajout des coupleurs de mesure.

TYPE DE MESURE	CONFIGURATION	$P_{e_{max}}$ (dBm)	NPR (dBc)
circuit en boîtier	$P_{FI} = -20dBm$ amplificateurs: CHA2098a et CHA5093	6 dBm	46dBc
composant sous pointes	$P_{FI} = -30dBm$ amplificateurs: CHA2098a et deux CHA5093	10 dBm	37 dBc

Tableau IV-5 : Performances en terme de puissance et de linéarité de chaque banc de mesure NPR.

Ce **tableau IV-5**, pour le cas du test de composants sous pointes, fait apparaître une limite de +10dBm en puissance d'injection à l'entrée du composant sous test, bien que l'on puisse disposer de +15dBm en sortie des amplificateurs état solide (**figure IV-15**). Cette importance des pertes de transmission est inhérente aux différents dispositifs constituant le circuit d'entrée : isolateur, combineur, transitions guide-coaxial, coupleurs directifs et té de polarisation.

IV.2.3. Grandeurs relevées et étalonnage du banc:

IV.2.3.1 Les grandeurs relevées:

Le stimulus de NPR, ainsi réalisé, doit nous permettre d'évaluer, en premier lieu, la courbe de NPR en fonction de la puissance incidente appliquée au DST. Pour cela, nous avons utilisé des coupleurs, des atténuateurs variables, des mesureurs de puissance et un analyseur de spectres.

Pour chaque point de mesure, les grandeurs relevées et nécessitant un calibrage préalable sont :

- La puissance incidente arrivant sur le MMIC ou le composant : P_{inj} ;
- La puissance réfléchiée par l'entrée du DST : $P_{réf}$;
- On peut en déduire le module du coefficient de réflexion à l'entrée du DST : $|S'_{11}|$;
- La puissance absorbée dans l'impédance de charge : $P_{S_{abs}}$;
- Dans cette puissance $P_{S_{abs}}$, la mesure du NPR ;
- Spécifiquement pour la caractérisation sous pointes, on peut connaître le coefficient de réflexion présenté, en sortie, par l'impédance de charge du composant Γ_L . Celui-ci est obtenu en mesurant à 26GHz, à l'analyseur de réseau, l'impédance de charge présentée par l'adaptateur passif, pour différentes valeurs des plongeurs plan E et plan H. Une interpolation est faite pour les valeurs intermédiaires.

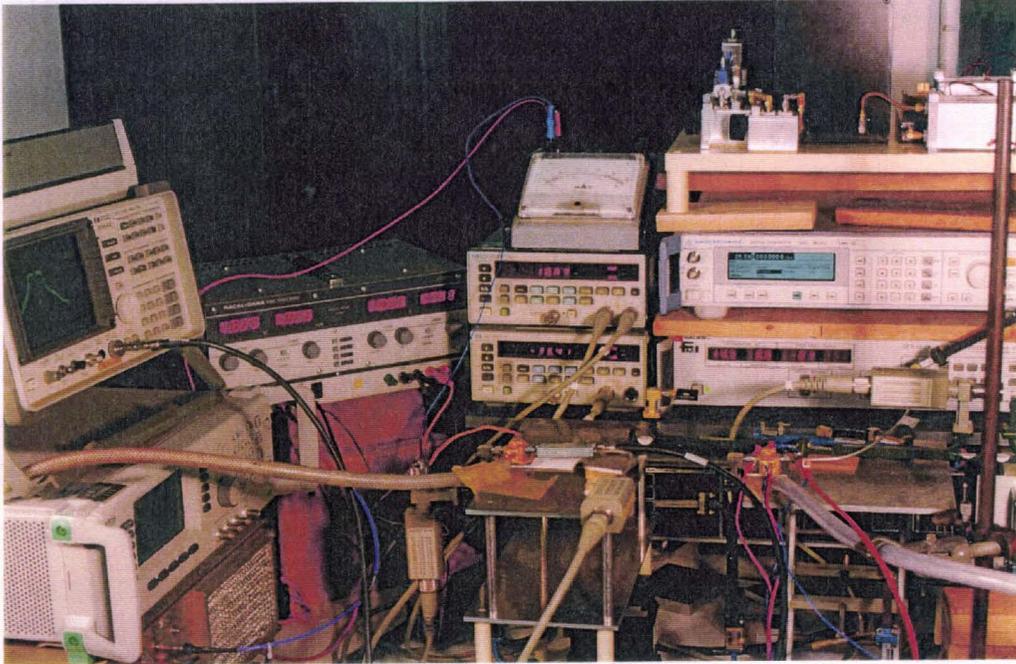
D'autres grandeurs relevées ne nécessitent pas de calibrage, telles que les courants de polarisation de grille et de drain du composant sous test.

De l'exploitation de ces grandeurs, on déduit :

- La puissance absorbée dans l'entrée du DST : $P_{e_{abs}} = P_{inj} \cdot (1 - |S'_{11}|^2)$
- Le gain en puissance : $G_p = \frac{P_{S_{abs}}}{P_{e_{abs}}}$ et de transducteur : $G_t = \frac{P_{S_{abs}}}{P_{inj}}$
- Les rendements de drain η_D et en puissance ajoutée η_{PAE} ;
- Le relevé du NPR en fonction de P_{inj} , en fonction de différentes polarisations et d'impédance de charge dans le cas du test sous pointes ;

Les photographies de cette chaîne complète de caractérisation de NPR centrée sur 26GHz sont données sur la **figure IV-16** :

(a) : Mesure des MMICs



(b) : Mesure des transistors

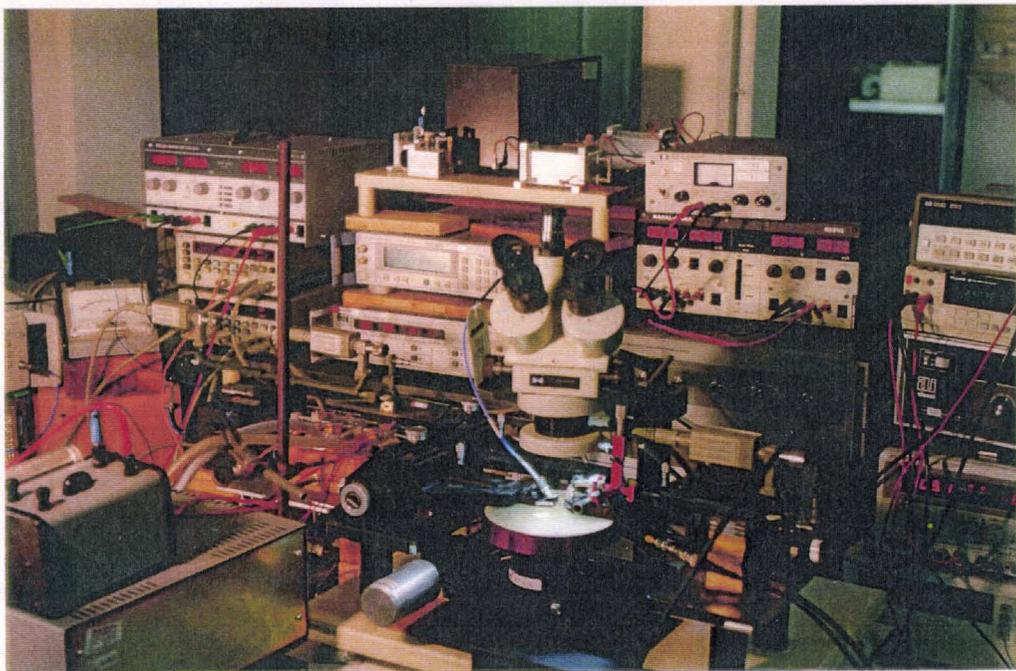


Figure IV-16: Photographies du système réalisant la mesure du NPR à 26GHz sur des MMIC (a) et des transistors (b).

IV.2.3.2 Etalonnage du banc:

Après avoir élaboré le stimulus de NPR à 26GHz, il reste maintenant à prendre en compte les éléments ajoutés pour l'analyse: coupleurs directifs, transitions guide/coaxial, mesureur de puissance et analyseur de spectre, et d'établir un étalonnage définitif.

** L'étalonnage en puissance :*

Celui-ci consiste à déterminer les « offsets » des wattmètres de mesure des puissances injectée P_{inj} , réfléchie $P_{réf}$ et absorbée dans la charge de sortie $P_{s_{abs}}$.

Nous traitons, à titre d'exemple, le cas de l'étalonnage de la chaîne de mesure de composants sous pointes (**figure IV-2**).

Pour le calibrage de la puissance incidente P_{inc} , on déconnecte la sonde amont au DST, que l'on remplace par un wattmètre. On relève alors la différence entre la puissance relevée avec ce wattmètre et celle lue sur le wattmètre de contrôle permanent « P_{inj} » placé en amont du dispositif à tester. La sonde amont ayant, d'après le constructeur, des pertes de 0,3dB qui doivent être prise en compte dans l'évaluation finale de P_{inj} .

Pour le calibrage de la puissance réfléchie $P_{réf}$, la sonde amont au DST reste déconnectée et l'on met un court-circuit à la place. On relève alors la différence entre les puissances relevées aux wattmètres de contrôle permanent « P_{inj} » et « $P_{réf}$ », qui doivent donner la même valeur.

Pour le calibrage de la puissance absorbée par la charge de sortie, les pointes coplanaires amont et aval sont réunies par un élément de ligne 50Ω très court (THRU) et les plongeurs de l'adaptateur plan E/plan H réglés de manière à présenter une charge quasi adaptée au niveau des pointes. Dans ces conditions, les deux puissances P_{inj} et $P_{s_{abs}}$ se confondent. Le relevé des indications du wattmètre de contrôle d'injection P_{inj} et du wattmètre de sortie $P_{s_{abs}}$ permet alors d'établir la relation entre la puissance au niveau des pointes coplanaires et la puissance lue $P_{s_{abs}}$.

Par raison de commodité et de validité de calibrage du banc dans les différentes configurations de mesure : monoton, biton et NPR, nous avons toujours effectué l'étalonnage en puissance en prenant comme signal d'entrée une excitation CW.

** L'étalonnage de l'analyseur de spectres:*

L'analyseur de spectres ne nécessite pas un étalonnage en valeur absolue de puissance à proprement parler car, compte tenu de la définition du NPR, on procède à une mesure en valeur relative.

Il faut tenir compte du fait que le signal étudié n'est pas constitué de raies discrètes mais d'un signal de bruit large bande. Aussi le paramétrage caractéristique de l'analyseur de spectres en bande de résolution fréquentielle et vidéo, bande d'analyse, etc..., doit être modifié pour garantir sa signification.

Le caractère bruyant du signal, la fréquence de travail élevée, sa large bande, le niveau de puissance totale mise en jeu, la grande dynamique de mesure souhaitée de plus de 40dBc et la recherche d'une bonne précision, nécessitent d'optimiser tous les paramètres de réglage de l'analyseur, tels que le SPAN, les bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW, le temps de balayage, l'atténuation RF et l'emplacement des pointeurs de mesure, le critère étant que le gabarit du signal ne soit pas déformé.

Les précautions d'utilisation de l'analyseur de spectres présentées dans le cas du signal en bande de base centré sur 410MHz au **chapitre III**, s'appliquent également pour nos études à 26GHz. Celles-ci concernent les quatre points suivants :

1°) Il est souhaitable d'avoir un signal d'entrée avec un NPR d'au moins 10dB meilleur que celui du DST à mesurer.

2°) Il faut s'assurer que l'analyseur de spectres n'est pas, lui même, en compression, c'est à dire qu'il est bien utilisé dans sa plage de fonctionnement linéaire.

3°) Le choix des réglages des bandes de résolution fréquentielle « RBW » et vidéo « VBW » est crucial pour l'obtention de résultats précis et répétitifs.

4°) De plus, il est toujours indispensable de s'assurer que la bande de résolution RBW n'affecte pas trop la réponse réelle du filtrage coupe bande.

IV.2.4. Perspectives d'évolution du banc en vue d'études à d'autres fréquences de travail:

La flexibilité en fréquence de notre système de mesure de NPR est limitée par deux parties essentielles de notre banc :

1°) Le filtre passe bande placé derrière le SMR40 pour éliminer la raie porteuse et la bande image de transposition. Il possède une bande passante étroite de 10% de la fréquence centrale ;

2°) La chaîne de pré-amplification du signal d'excitation NPR, qui est constituée d'amplificateurs, pour certains, à bande étroite. Par exemple, le MMIC de puissance CHA5093 possède une bande d'utilisation de 2GHz autour de 25GHz ;

Il est donc impossible, en l'état, d'étudier des dispositifs à d'autres fréquences centrales que 26GHz, sans apporter des modifications essentielles à notre système de mesure. Pour le passage à d'autres bandes fréquentielles que la bande Ka, il faudra modifier, également, toute la partie découplage pour les relevés de puissance, les éléments d'isolation inter étage des amplificateurs et très certainement le type de connectique utilisé.

IV.3 : Conclusion:

Dans ce quatrième chapitre nous avons rappelé brièvement, dans un premier temps, les précédents travaux réalisés au sein du laboratoire, en bande Ka. Nous avons ainsi replacé dans son contexte l'objectif recherché avec le développement du système de mesure de NPR.

Dans un deuxième temps nous avons développé et justifié la méthodologie de mise en œuvre des bancs de mesure de Noise Power Ratio pour composants discrets sous pointes et pour MMIC montés en cellule, en bande Ka et tout particulièrement à une fréquence centrale de 26GHz. Nous avons cherché à justifier le choix de chaque élément de la chaîne en gardant à l'esprit les critères primordiaux de cette étude : puissance injectée dans le DST maximale, avec la meilleure dynamique de NPR possible.

Ce chapitre s'est terminé par la phase d'étalonnage de ces bancs de NPR.

Ainsi, avec la réalisation de ces bancs de NPR, on dispose de la panoplie complète de mesure en grand signal avec excitations monoton, biton et multiton et on est donc complètement équipé pour mener des études comparatives de distorsion entre ces trois modes d'excitation. C'est ce qui est présenté dans le chapitre suivant.

CHAPITRE V

APPLICATION DU BANC NPR AUX MMICs ET PHEMTs DISCRETS

Ce cinquième chapitre concerne les mesures effectuées, en bande Ka, à la fréquence centrale de 26GHz, sur notre système de mesure de Noise Power Ratio. Ces relevés sont complétés par des mesures en excitation monoton et biton.

Il commence par l'introduction des objectifs à atteindre lors des différentes mesures et indique le contexte de ce travail.

Il se poursuit par les mesures proprement dites. Tout d'abord pour trois circuits MMIC dont les réponses en puissance $P_s = f(P_e)$ et le gain sont donnés et discutés en excitation monoton, biton et NPR en fonction du niveau.

Il aborde ensuite des analyses similaires sur un PHEMT discret constitutif de ces MMICs en fonction de l'impédance de charge qu'on lui présente en sortie et du point de polarisation.

Enfin, la dernière partie du chapitre pose les jalons d'une simulation de type système, utilisant le logiciel OMNISYS et ayant pour objectif de voir dans quelle mesure une telle approche pourrait aider à la compréhension du comportement d'un composant sous excitation NPR.

V.1 : Objectifs et contexte de ces mesures:

Le chapitre précédent a abouti à la mise en œuvre du système de mesure NPR en bande Ka, à la fréquence centrale de 26GHz, dans le cadre de caractérisations de circuits en cellule et de composants sous pointes.

En collaboration avec la société UMS (United Monolithic Semiconductors), nous avons entrepris une étude expérimentale de l'intermodulation multiton de MMICs de puissance pour applications de télécommunications et de PHEMTs de technologie correspondante développés par cette société.

L'objectif majeur de ces études est de fournir à UMS des données sur les performances en intermodulation multiton de ses MMICs, mais aussi, par comparaison avec les comportements du PHEMT discret correspondant, d'apporter des éléments d'aide à la conception en termes d'optimisation des circuits d'adaptation et des polarisations pour assurer le meilleur compromis possible entre le niveau de puissance et la linéarité.

Par ailleurs, les informations recueillies par les mesures NPR sont complétées par des mesures d'intermodulation biton, plus usuelles, pour lesquelles le Laboratoire a acquis également une large expérience, notamment dans le cadre de la thèse de F. BUE [3].

V.2 : Les mesures réalisées:

Nous avons mesuré, dans le cadre des contrats d'étude effectués pour la société UMS, trois circuits MMIC (CHA2098a, CHA5093 et CHA5295) et un composant PHEMT (PPH25), de technologie similaire à celle utilisée dans ces modules MMICs. Les MMIC étaient montés en « cellule K » et le PHEMT discret était placé sous pointes.

Nous avons donc étudié le comportement en puissance et en linéarité de ces dispositifs pour une excitation NPR, et également pour des excitations monoton et biton. L'étude de linéarité en excitation biton du composant PPH25 ayant fait l'objet des précédents travaux de F. BUE [3].

Concernant les études sur le transistor, des analyses primordiales en fonction de la charge et de la polarisation sont données. Elles permettent de déterminer les lieux d'optimisation de la charge présentée au composant afin de maximaliser la puissance ou la linéarité. Cette recherche d'optimisation est effectuée pour chaque composant aux polarisations nominales d'utilisation, pour une excitation biton et NPR.

La fréquence centrale de travail est fixée à 26GHz, valeur qui est essentiellement imposée par les bandes d'utilisation des amplificateurs et des composants que nous mesurons, ainsi que par la configuration présente de notre banc de NPR.

Ces études de NPR en bande Ka ont fait l'objet de la rédaction de deux publications [166] [167] et d'un rapport d'études à la société UMS [100].

V.2.1. Relevés expérimentaux sur des MMIC d'UMS, montés en cellule K:

Les circuits MMICs mesurés et présentés dans cette étude ont été montés en « cellule K », de façon similaire aux précédents circuits servant à la pré-amplification dans la chaîne de mesure. La description de cette cellule a déjà fait l'objet d'un paragraphe du chapitre précédent. En revanche, il est essentiel d'indiquer que, compte tenu d'oscillations possibles des MMIC, plusieurs configurations de montage de polarisation, avec différentes résistances série, sont possibles. Les résultats présentés sur le CHA5295 ont été obtenus en ayant une résistance du circuit de polarisation de grille du dernier étage de l'ordre de 100 à 150 Ω .

V.2.1.1 Description des bancs de mesure des MMIC :

La fréquence centrale est 26GHz pour chaque type d'excitation. L'écart des raies porteuses est de 1MHz pour l'étude biton.

La génération du signal d'excitation biton est réalisée à partir des deux synthétiseurs asservis ensemble afin de synchroniser le spectre résultant. Les fréquences porteuses sont alors amplifiées par des amplificateurs à tube à ondes progressives (ATOP) sur chaque voie, permettant d'assurer un niveau suffisant à l'entrée du DST et d'éviter l'intermodulation des deux sources avant injection dans le DST. La mise à l'arrêt de l'un des synthétiseurs et de l'ATOP correspondant permet la génération de l'excitation monoton.

En ce qui concerne le banc de mesure NPR on utilise une amplification état solide, permettant d'obtenir un bon compromis pour préserver le mieux possible le gabarit NPR en ayant la puissance disponible la plus élevée possible à l'entrée du DST, comme cela a été démontré au chapitre précédent.

La partie du banc juste en amont du DST reste identique pour ce qui est des coupleurs directifs de mesure des puissances P_{inj} et $P_{réf}$, que l'on travaille en monoton, biton ou NPR.

Côté sortie du DST, pour les trois modes d'excitations, on utilise le même circuit de charge constitué du diviseur de puissance NARDA, référence 4327B-2, et des appareils de mesure de puissance et de spectre. Pour le troisième MMIC, qui présente la puissance de sortie la plus élevée, nous avons ajouté un atténuateur fixe de 3dB devant l'analyseur de spectres, car la puissance maximale qu'on peut lui injecter est de 30dBm, valeur très proche du point de compression de ce MMIC.

Un bilan effectué dans le plan d'entrée du composant à tester, a donné les performances indiquées sur le **tableau V-1**, en termes de puissance totale incidente et de dynamique de mesure d'intermodulation biton (C/I_3) et NPR.

TYPE DE MESURE	$P_{e_{max}}$ (dBm)	IMR (dBc)
BITON	8 dBm	62dBc
NPR	6 dBm	46 dBc

Tableau V-1: Performances en terme de puissance en entrée du DST et de linéarité des bancs d'intermodulation biton et NPR, pour la caractérisation des MMIC.

La figure V-1 présente les synoptiques des trois configurations de mesure : monoton, biton et NPR.

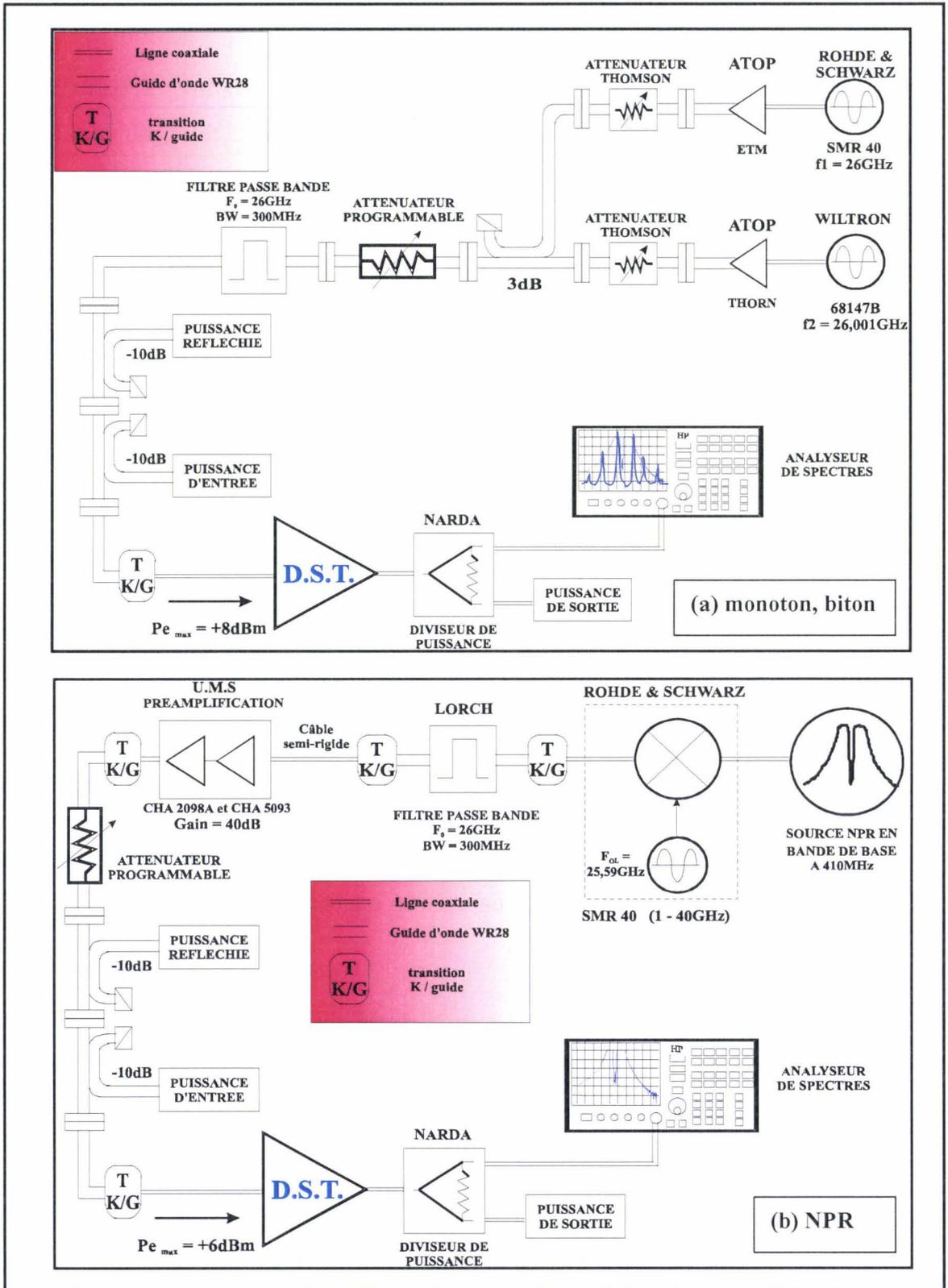


Figure V-1: Synoptiques des systèmes de mesure monoton , biton (a) et NPR (b) utilisés pour la caractérisation des circuits MMIC.

V.2.1.2 Descriptions et caractéristiques constructeur des MMIC :

Deux familles ont été étudiées : La première concerne un amplificateur « buffer » moyenne puissance *CHA2098a*. La deuxième concerne deux amplificateurs de puissance *CHA5093* et *CHA5295*.

Le *CHA2098a* est un amplificateur moyenne puissance à fort gain. Il est constitué de trois étages et est réalisé à partir d'une technologie P-HEMT, de longueur de grille 0,25µm. La taille de la puce est 1,67x0,97x0,10mm.

Le *CHA5093* est un amplificateur de puissance à fort gain. Il est constitué de trois étages et est réalisé à partir d'une technologie P-HEMT, de longueur de grille 0,25µm. La taille de la puce est 3,27x2,47x0,10mm.

Le *CHA5295* est un amplificateur de puissance à fort gain. Il est constitué de trois étages et est réalisé à partir d'une technologie P-HEMT, de longueur de grille 0,25µm. La taille de la puce est 4,01x2,52x0,05mm.

Ils sont tous les trois destinés essentiellement aux applications militaires et aux systèmes des télécommunications. Les caractéristiques constructeurs sont jointes en **annexe IV**.

Nous reprenons dans le **tableau V-2** les principales caractéristiques, en terme de paramètres de dispersion et en relevé de puissance monoton à la fréquence de 26GHz. Ces caractéristiques ont été mesurées sous pointes pour le *CHA2098a* et en boîtier pour les deux autres MMIC.

CIRCUIT MMIC	BANDE DE FREQUENCE	$ S_{ij} $ petit signal à 26GHz	GAIN (dB)	P_{OUT} à 1dB (dBm)	POLARISATION
CHA 2098a	20 à 40 GHz	$ S_{11} =-20\text{dB}$; $ S_{21} =+19,9\text{dB}$; $ S_{22} =-15,6\text{dB}$	19	16	$V_d=3,5\text{V}$; $I_d=150\text{mA}$ $V_g=0\text{V}$
CHA 5093	22 à 26 GHz	$ S_{11} =-12\text{dB}$; $ S_{21} =+21\text{dB}$; $ S_{22} =-12\text{dB}$	21	29	$V_d=6\text{V}$; $I_d=580\text{mA}$ $V_g=-0,4\text{V}$
CHA 5295	24 à 26 GHz	$ S_{11} =-5\text{dB}$; $ S_{21} =+17\text{dB}$; $ S_{22} =-18\text{dB}$	17	29,5	$V_d=6\text{V}$; $I_d=660\text{mA}$ $V_g=-0,4\text{V}$

Tableau V-2 : Paramètres constructeur de dispersion et de puissance des MMIC à 26GHz.

V.2.1.3 Réponses en puissance, pour une excitation monoton, biton et NPR :

Cette investigation vise à mettre en évidence les comportements de la puissance de sortie en attaque monoton, biton et NPR des trois circuits MMIC aux polarisations nominales indiquées par UMS, qui sont :

- 1°) Pour le CHA2098a : $V_{DS} = 3,5V$ et $I_d = 172mA$
- 2°) Pour le CHA5093 : $\begin{cases} V_{DS} = 5V \text{ et } I_d = 800mA \text{ (classe A)} \\ V_{DS} = 6V \text{ et } I_d = 600mA \text{ (classe AB)} \end{cases}$
- 3°) Pour le CHA5295 : $\begin{cases} V_{DS} = 5V \text{ et } I_d = 800mA \\ V_{DS} = 5V \text{ et } I_d = 950mA \\ V_{DS} = 6V \text{ et } I_d = 800mA \\ V_{DS} = 6V \text{ et } I_d = 950mA \end{cases}$

Les réponses de $P_s = f(P_e)$ et du gain de ces trois MMIC, dans les cas d'excitations monoton, biton et NPR sont présentées sur les figures V-2 à V-4.

1°) MMIC CHA2098a :

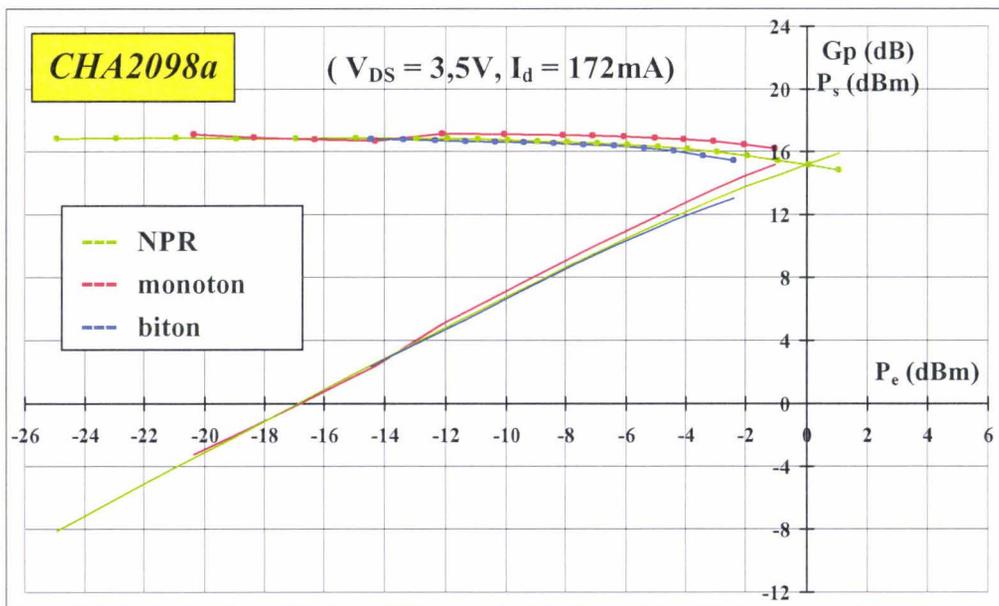


Figure V-2: Evolution de la puissance de sortie et du gain en fonction de la puissance d'entrée, de l'amplificateur CHA2098a d'UMS, pour les excitations monoton, biton et NPR centrées sur 26GHz, à la polarisation $V_{DS} = 3,5V, I_{d_repos} = 172mA$

2°) MMIC CHA5093 :

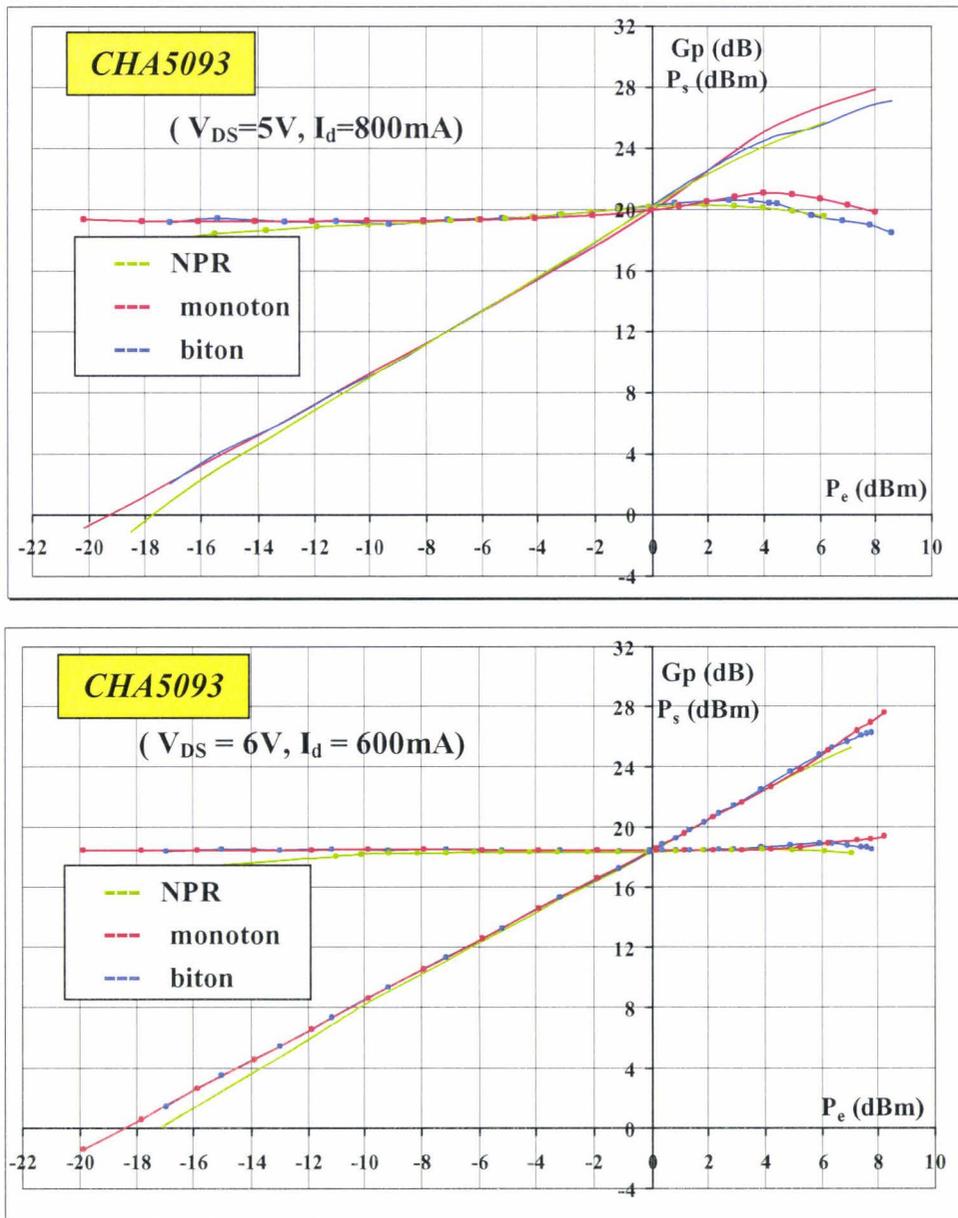


Figure V-3: Evolution de la puissance de sortie et du gain en fonction de la puissance d'entrée, de l'amplificateur CHA5093 d'UMS, pour les excitations monoton, biton et NPR

centrées sur 26GHz, aux polarisations $\begin{cases} V_{DS} = 5V, I_{d_repos} = 800mA \\ V_{DS} = 6V, I_{d_repos} = 600mA \end{cases}$

3°) MMIC CHA5295 :

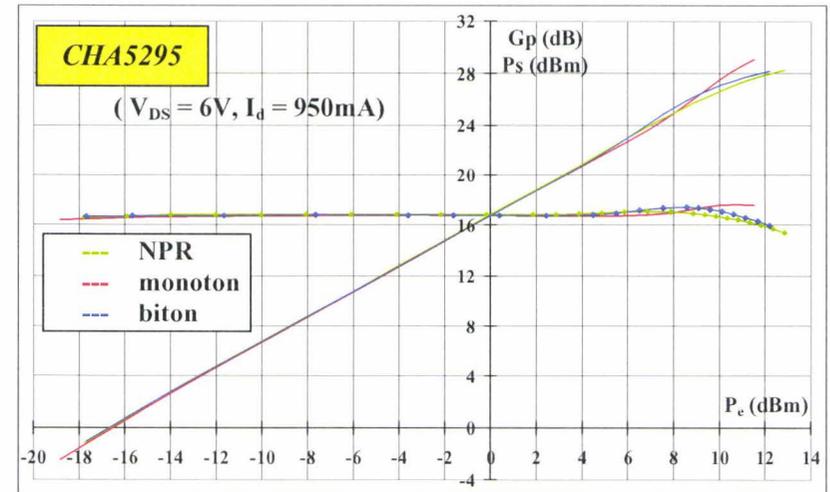
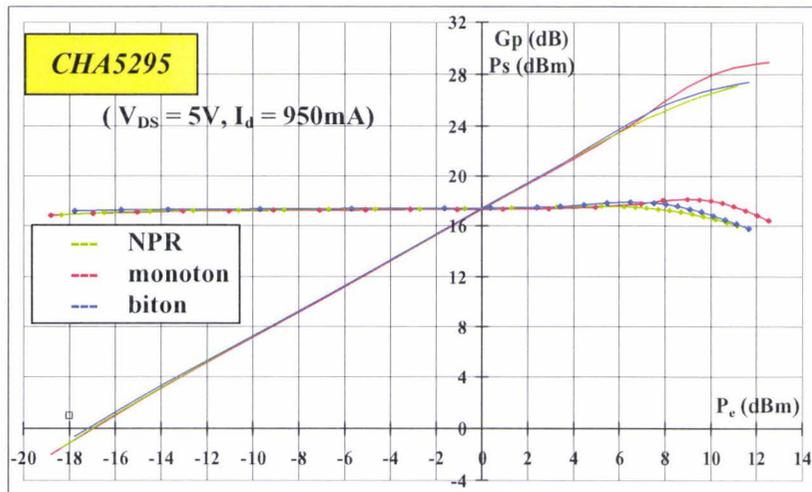
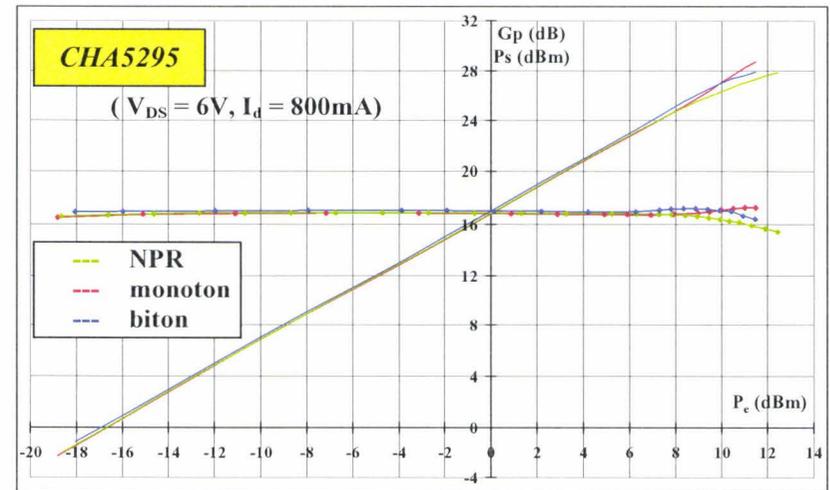
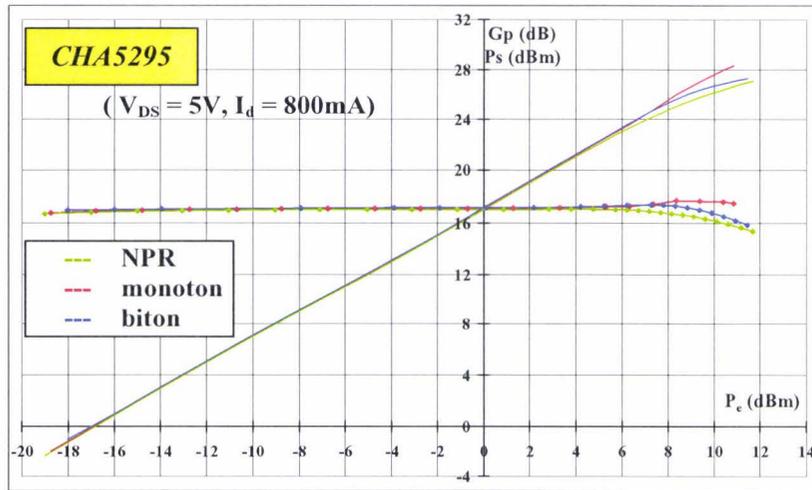


Figure V-4: Evolution de la puissance de sortie et du gain en fonction de la puissance d'entrée, de l'amplificateur CHA5295 d'UMS, pour les excitations monoton, biton et NPR centrées sur 26 GHz, aux quatre polarisations.

Une constatation générale à tous ces relevés de puissance est que, pour chaque MMIC considéré, les gains linéaires des trois cas d'excitation sont quasi identiques et que, à fort niveau, la courbe de l'excitation monoton est légèrement au dessus des courbes relatives aux excitations biton et NPR, ces deux dernières étant très voisines l'une de l'autre.

Cette compression moindre pour l'excitation monoton par rapport aux excitations biton et NPR a déjà fait l'objet de commentaires dans le chapitre III, lors des essais pratiqués sur la partie « bande de base » de notre système.

Cette propriété est, rappelons le, directement liée aux différences de formes d'onde existant entre les trois types d'excitations et, par voie de conséquence, aux différences correspondantes du niveau de puissance auquel le point de fonctionnement instantané atteint ses butées d'excursion. Grossièrement, si on admet que la butée d'excursion prépondérante est lorsque le courant de polarisation de grille devient rentrant (mise en direct de la Schottky), le déclenchement de la compression sous excitations biton et NPR devrait se produire pour une puissance d'injection égale, respectivement, à la moitié et au tiers de celle correspondant à l'excursion monoton. Cette différence entre réponses biton et NPR n'est, en fait, pas perceptible sur les courbes que nous avons obtenues. Le fait que ces réponses sont obtenues avec deux bancs de mesure différents, dont chacun a sa marge d'incertitude, en est sans doute la raison.

Une autre constatation concerne, pour les deux MMIC de puissance, l'influence bénéfique sur la linéarité d'une part de l'augmentation de la tension de polarisation V_{DS} et, d'autre part, d'un choix de la tension de polarisation V_{GS} tendant à faire fonctionner le composant en légère classe AB plutôt qu'en classe A.

Cette propriété est particulièrement marquée dans le cas du CHA5093 pour lequel le fait de passer de la polarisation 5V-800mA à la polarisation 6V-600mA entraîne une amélioration de linéarité spectaculaire et ce pour les trois types d'excitation. Le cas du CHA5295 est un peu moins marqué mais, néanmoins, parmi les quatre polarisations traitées 5V-800mA, 6V-800mA, 5V-950mA et 6V-950mA, c'est la deuxième qui offre la meilleure linéarité, c'est à dire celle pour laquelle on se trouve en classe AB légère et avec la tension V_{DS} la plus élevée.

Pour compléter ces observations sur les réponses en puissance il est intéressant d'examiner finement comment se présentent les évolutions correspondantes des courants moyens drain et grille en fonction de la puissance d'entrée. Ces évolutions peuvent, en effet,

apporter des indications complémentaires sur le comportement des MMIC selon le type d'excitation utilisée.

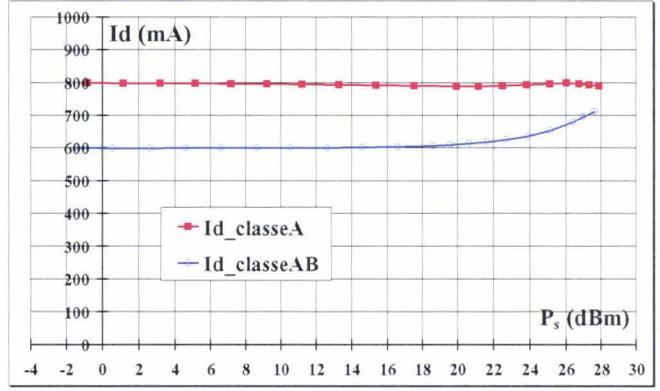
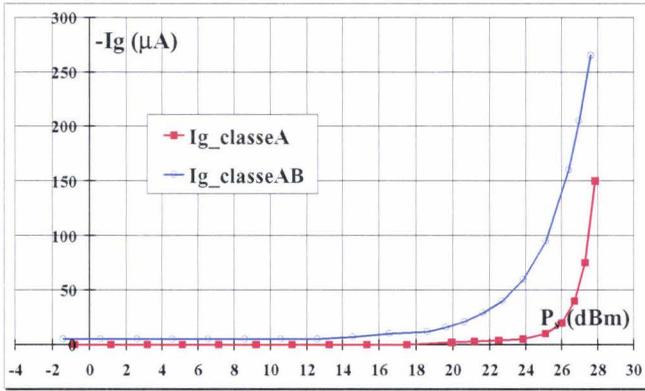
➤ Concernant le CHA5093 :

Comme le montrent les évolutions des courants drain sur la **figure V-5a**, la polarisation 5V-800mA correspond à de la classe A presque idéale et la polarisation 6V-600mA correspond à une légère classe AB. Les courants de grilles correspondant sont tous sortants (Schottky en inverse), ce qui signifie qu'il y a prédominance des situations de claquage sur les situations de mise en direct des grilles au cours de l'excursion du point de fonctionnement instantané. On note, cependant, pour les excitations biton et NPR l'amorce d'un renversement du courant grille, respectivement pour $P_e=8\text{dBm}$ et 6dBm et uniquement pour la polarisation 5V-800mA, c'est à dire en classe A. Cette observation va dans le sens de la remarque faite ci-dessus concernant les seuils de déclenchement respectifs de la compression dans les trois types d'excitation, compression qui, rappelons le, est principalement liée à la mise en direct des grilles.

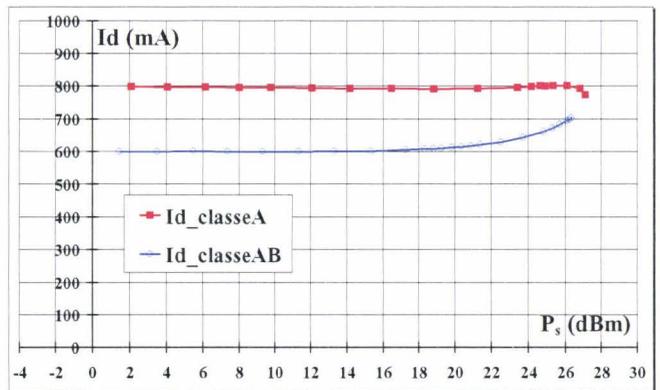
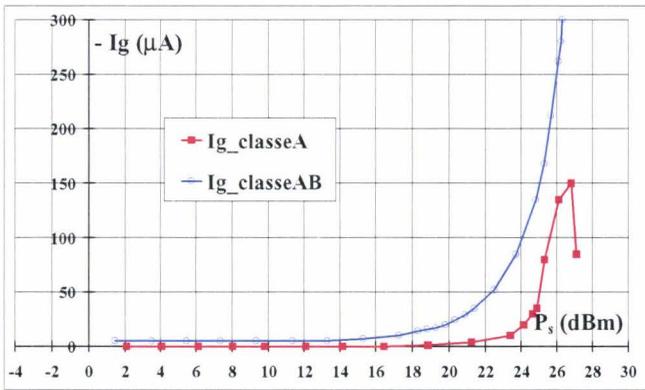
➤ Concernant le CHA5295 :

Comme le montrent les évolutions de courant drain de la **figure V-5b**, les quatre polarisations traitées sont, en fait, toutes de la classe AB, celle-ci étant plus profonde pour 800mA que pour 950mA. La conséquence de cette situation est que, quelque soit le type d'excitation, le courant grille reste résolument sortant et, contrairement au cas du CHA5093, sans amorce de renversement. Par ailleurs, très logiquement, les courants grilles les plus élevés sont obtenus pour les deux polarisations où l'on a $V_{DS}=6\text{V}$. Le claquage se manifeste, en effet plus facilement à $V_{DS}=6\text{V}$ qu'à $V_{DS}=5\text{V}$. Enfin, pour clore ces observations, il faut noter que le cas de polarisation reconnu le plus linéaire, c'est à dire 6V-800mA, correspond au courant grille le plus dangereux.

EXCITATION MONOTON :



EXCITATION BITON :



EXCITATION NPR :

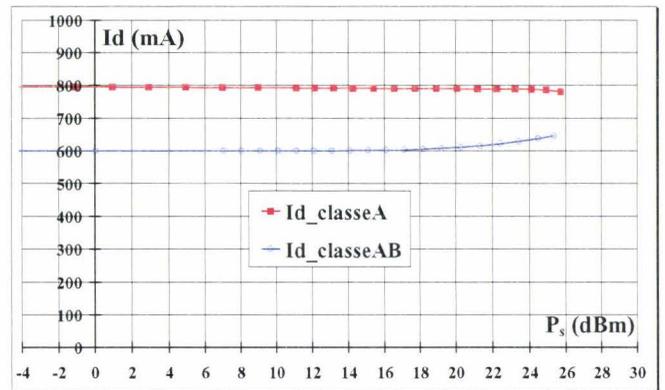
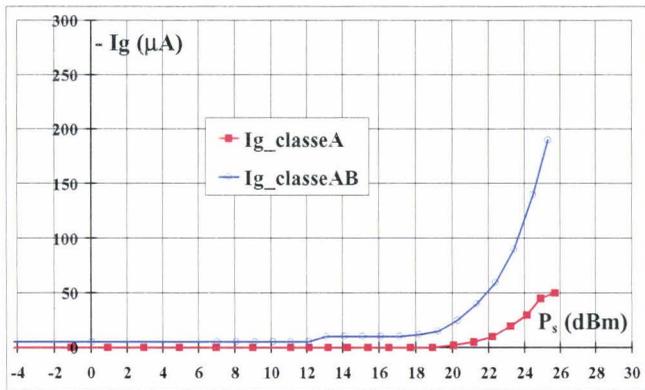
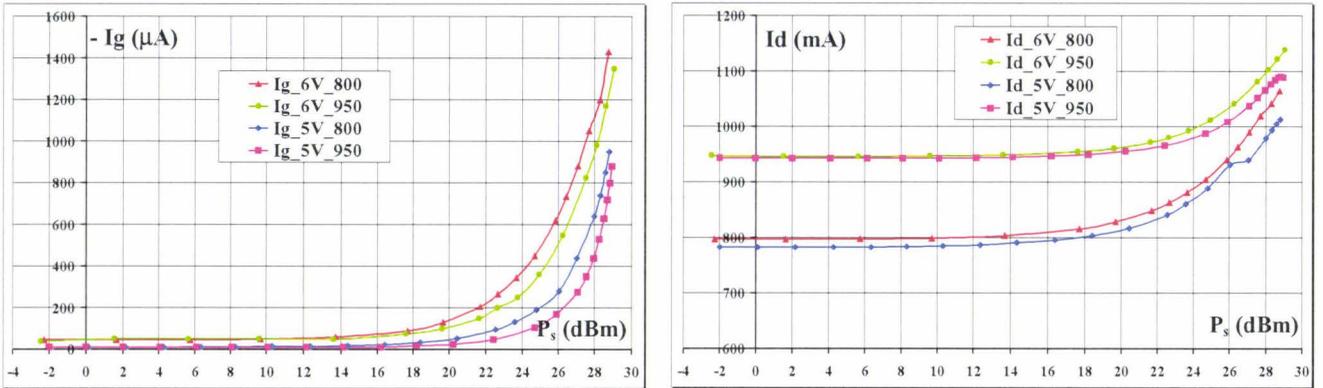
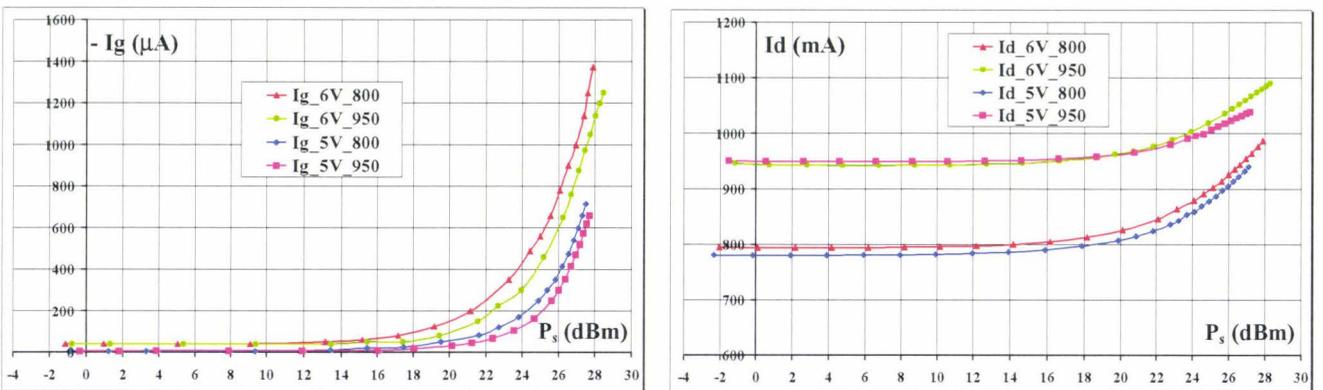


Figure V-5a: Evolutions des courants moyens de grille et de drain du CHA5093, pour les excitations monotone, biton et NPR, en fonction du niveau de puissance de sortie pour les polarisations $V_{DS} = 5V, I_{d_repos} = 800mA$ et $V_{DS} = 6V, I_{d_repos} = 600mA$

EXCITATION MONOTON :



EXCITATION BITON :



EXCITATION NPR :

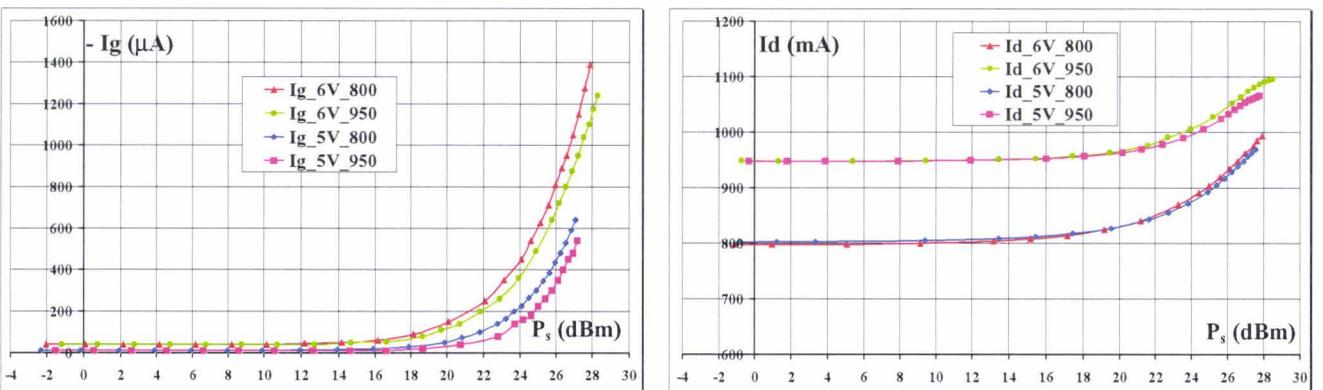


Figure V-5b: Evolutions des courants moyens de grille et de drain du CHA5295, pour les excitations monotone, biton et NPR, en fonction du niveau de puissance de sortie pour les polarisations $V_{DS} = 5V$ $I_{d_repos} = 800mA$, $V_{DS} = 5V$ $I_{d_repos} = 950mA$,

$$V_{DS} = 6V$$
 $I_{d_repos} = 800mA$ et $V_{DS} = 6V$, $I_{d_repos} = 950mA$

V.2.1.4 Mesures comparatives des intermodulations C/I_3 biton et NPR:

Pour cette étude, l'investigation vise à mettre en évidence les comportements des rapports d'intermodulation en attaque biton (C/I_3 ou IMR_2) et NPR des trois circuits MMIC aux polarisations nominales indiquées par UMS, en fonction de la puissance de sortie.

Les relevés expérimentaux de ces rapports d'intermodulation ont été effectués sur l'analyseur de spectres HEWLETT-PACKARD HP8564E, à la fréquence centrale de 26GHz.

➤ Pour l'évaluation du C/I_3 , on a utilisé les réglages suivants :

- Une plage de fréquence SPAN de 10MHz et un écart entre porteuses de 1MHz.
- Des bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW de 100kHz.
- Une durée de balayage SWEEP de 50ms avec un moyennage sur 10 échantillons.

➤ Pour l'évaluation du NPR, on a utilisé les réglages suivants :

- Une plage de fréquence SPAN de 50MHz .
- Des bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW de 10kHz.
- Une durée de balayage SWEEP de 1,3s avec un moyennage sur 50 échantillons.
- Les « markers » de mesure sont positionnés à 26GHz et 26,003GHz.

Les relevés d'intermodulation biton C/I_3 et de NPR de ces trois MMIC sont présentés sur les **figures V-6 à V-8**, en fonction de la puissance de sortie. Un relevé comparatif du NPR fonction de P_s est donné pour les MMIC de puissance, selon le point de polarisation.

1°) MMIC CHA2098a :

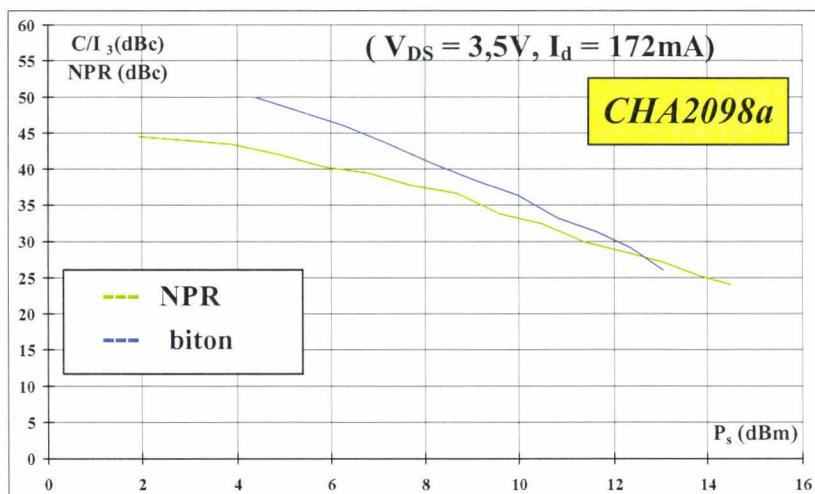


Figure V-6: Evolution des rapports d'intermodulation biton C/I_3 et NPR en fonction de la puissance de sortie, de l'amplificateur CHA2098a d'UMS, centré sur 26GHz, à la polarisation $V_{DS} = 3,5V, I_{d_repos} = 172mA$

2°) MMIC CHA5093 :

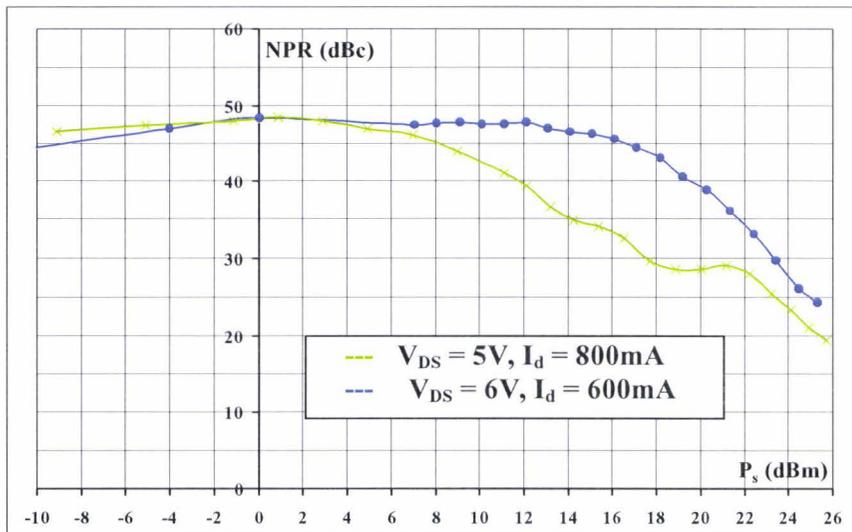
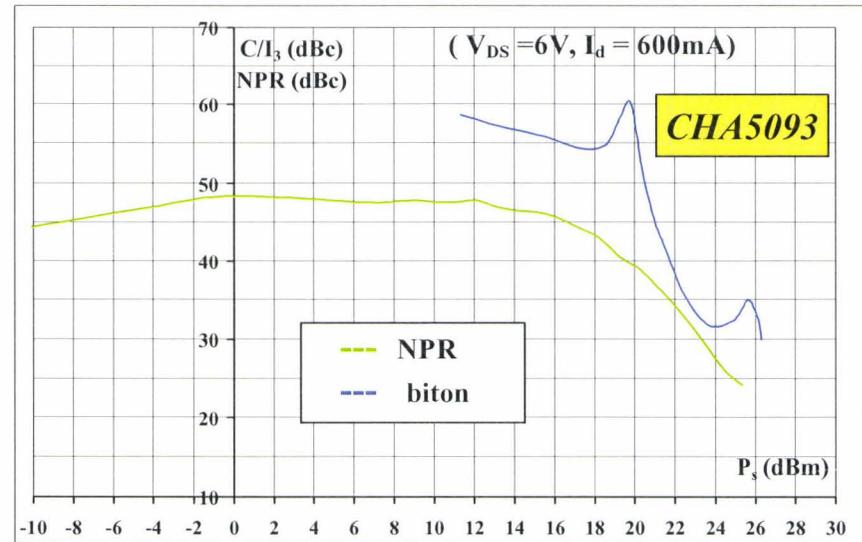
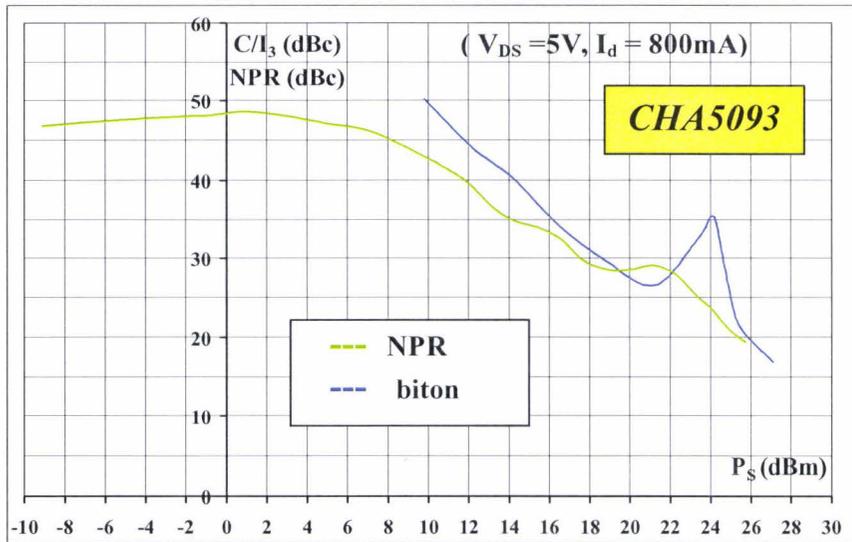


Figure V-7: Evolution des rapports d'intermodulation biton C/I_3 et NPR en fonction de la puissance de sortie, de l'amplificateur CHA5093 d'UMS, centré sur 26GHz, aux polarisations

$$\begin{cases} V_{DS} = 5V, I_{d_repos} = 800mA \\ V_{DS} = 6V, I_{d_repos} = 600mA \end{cases}$$

3°) MMIC CHA5295 :

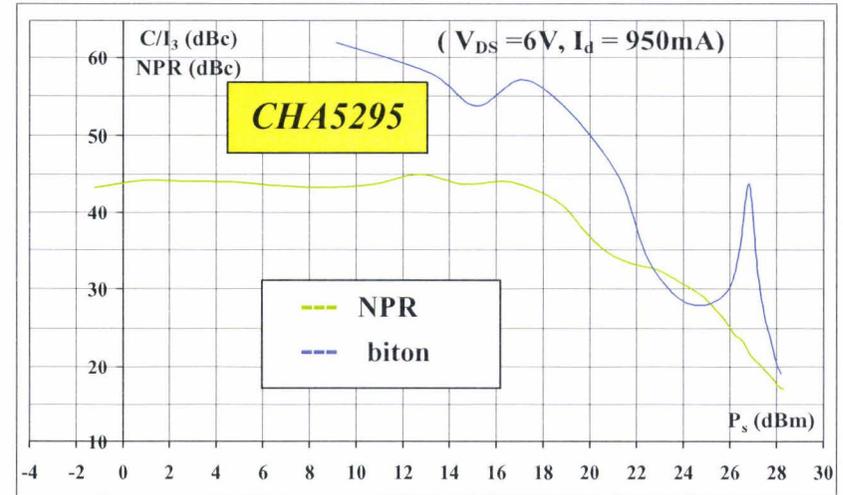
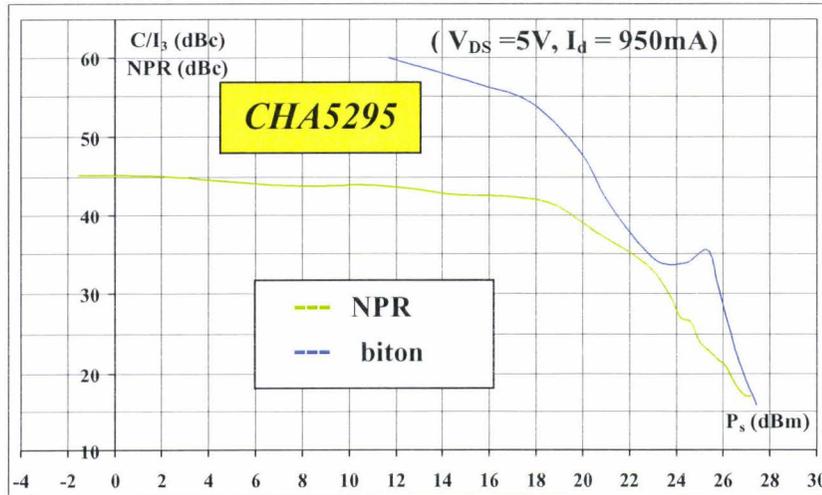
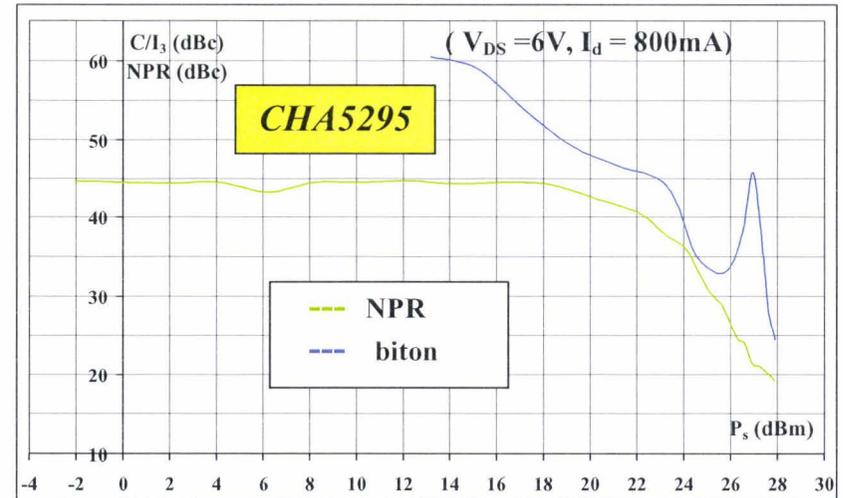
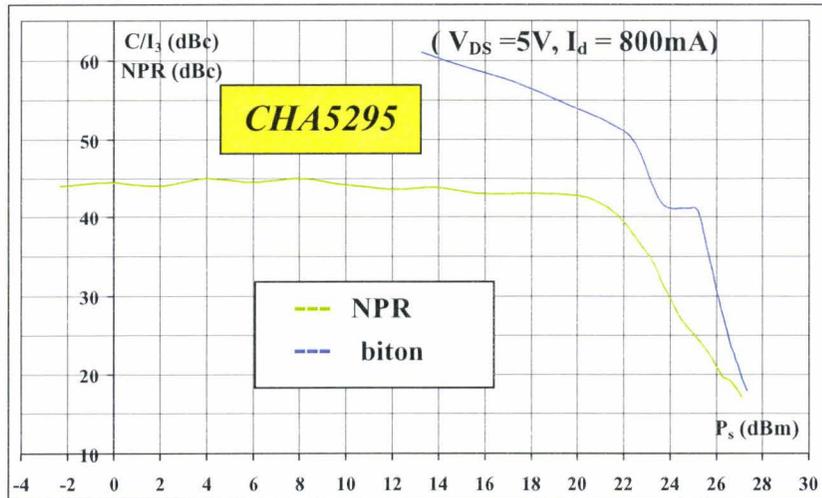


Figure V-8: Evolution des rapports d'intermodulation biton C/I_3 et NPR en fonction de la puissance de sortie, de l'amplificateur CHA5295 d'UMS, centré sur 26 GHz, aux quatre polarisations.

Avant d'effectuer les analyses comparatives des intermodulations biton et NPR, il est important de rappeler que les sensibilités inhérentes à nos systèmes (48dBc pour le NPR et 62dBc pour le C/I₃) font que ces comparaisons ne pourront être valables que sur une faible plage de puissance de sortie d'environ 10dB.

De l'ensemble de ces relevés, six constatations se dégagent :

➤ Premièrement, en comparant les évolutions du gain des **figures V-2 à V-4** avec l'intermodulation C/I₃ et NPR des **figures V-6 à V-8**, on constate que la décroissance des IMR biton et NPR est, de loin, plus sensible que la compression du gain à la variation du niveau de puissance de sortie.

➤ Deuxièmement, les relevés de NPR font apparaître trois zones distinctes [51], tout comme lors des études effectuées en bande de base à 410MHz:

1°) **Une zone de pente positive égale à 1:** Visible seulement pour les niveaux de puissance faibles, c'est à dire pour P_S inférieure à 0dBm, cette zone correspond à la situation où le fond du trou se trouve noyé dans le bruit intrinsèque de l'analyseur. Il faut atteindre des niveaux de puissance suffisants pour que ce bruit plancher cesse d'être plus important que le niveau d'intermodulation produit dans le trou et pour récupérer la dynamique de NPR maximale. *Cette plage de fonctionnement se trouve être, pour les MMIC mesurés, peu étendue du fait du niveau élevé de puissance de sortie, auquel on opère, et en raison du caractère peu bruyant des SSPA placés en pré-amplification en amont du DST.*

2°) **Une zone où le NPR reste constant:** Elle fait suite à la zone précédente et correspond à la situation où le fond du trou n'est plus noyé dans le bruit de l'analyseur de spectres mais ne reçoit pas encore assez de produits d'intermodulation pour se remplir. Cette zone s'étend sur 6 à 8dB de puissance d'entrée, avec une valeur de NPR proche de 46dBc, c'est-à-dire la valeur maximale autorisée par le banc.

3°) **Une zone à pente négative:** Dans cette zone, le NPR décroît, accompagnant ainsi le remplissage du trou et la compression de l'amplificateur. D'après M.J. TANT [51], l'allure du NPR dans cette zone est principalement fonction de l'ordre de la distorsion qui prédomine dans le système, ce qui peut expliquer les changements de pente fréquemment observables dans cette zone.

➤ Troisièmement, en ce qui concerne les relevés comparatifs de NPR et de C/I_3 , une relation liant ces deux grandeurs a été introduite dans le **chapitre III** d'après les travaux de WESCOTT[8] et PEDRO[160][161]. Cette relation se réduit à :

$$\boxed{NPR(dBc) \cong \left(\frac{C}{I_3} \right)_{2 \text{ porteuses}} - 7,8dB} \quad \text{en supposant que l'on opère à puissance}$$

totale identique à l'entrée du dispositif sous test.

La caractéristique P_s en fonction de P_e étant presque la même pour les deux excitations, cela revient à considérer également la relation à puissance de sortie identique. Cette relation implique qu'un certain nombre d'hypothèses soient vérifiées. On pourra se reporter au **chapitre III** pour en revoir la teneur.

Au regard des **figures V-6 à V-8**, cette règle des 7,8dB est loin d'être vérifiée, à l'exception du CHA2098a mais à faible niveau seulement.

En revanche pour les deux autres MMIC, selon la polarisation et le type de circuit, l'écart entre le NPR et le C/I_3 peut atteindre plus de 10dB et, inversement, les courbes de NPR et C/I_3 peuvent se croiser dans certains cas. On peut seulement noter, qu'aux incertitudes de mesure près, le relevé du NPR se trouve globalement en dessous du relevé de C/I_3 . Pour les fortes puissances, les deux grandeurs tendent vers une valeur commune.

➤ Quatrièmement, on observe pour les amplificateurs de puissance CHA5093 et CHA5295 que les relevés de C/I_3 présentent des remontées sur des plages de puissance restreintes. Ces remontées de C/I_3 sont d'autant plus prononcées que la tension de polarisation V_{DS} est élevée. Cette propriété, à priori bénéfique puisqu'elle correspond ponctuellement à un meilleur rapport C/I_3 a été démontrée comme due à une compensation du terme de 3^{ème} ordre par le terme de 5^{ème} ordre. La **figure V-9a** en donne un exemple typique correspondant au CHA5295 polarisé à 6V-950mA. Sur le spectre correspondant on constate la présence de raies d'ordre 5 [aux fréquences $(3f_1-2f_2)$ et $(3f_2-2f_1)$] d'un niveau de puissance similaire voir plus important que celui de l'ordre 3 [aux fréquences $(2f_1-f_2)$ et $(2f_2-f_1)$].

Le NPR ne se comporte pas du tout de la même manière puisque son relevé reste monotone en fonction du niveau de puissance. En effectuant un relevé de C/I_{total} , où I_{total} représente la sommation de toutes les raies d'intermodulation (jusqu'à l'ordre 7), on peut observer également un relevé monotone de ce C/I_{total} en fonction du niveau de puissance. C'est ce que montre la **figure V-9b** dans le cas du CHA5295 à la polarisation 6V-950mA.

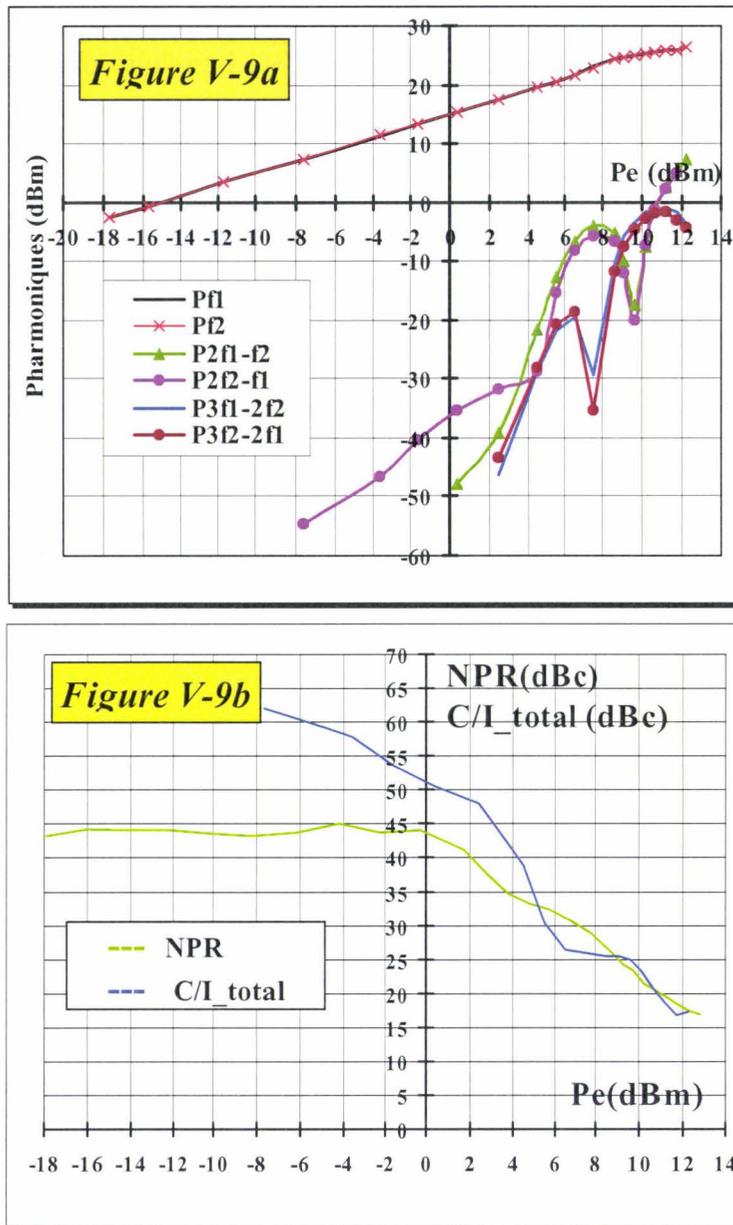
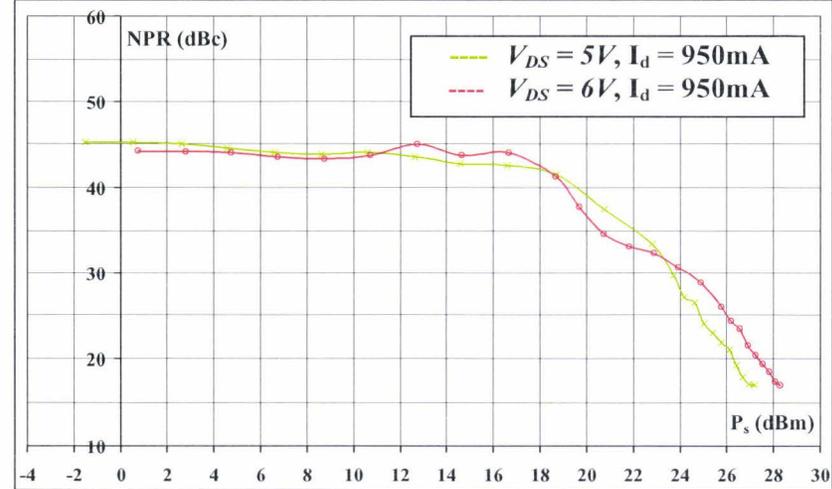
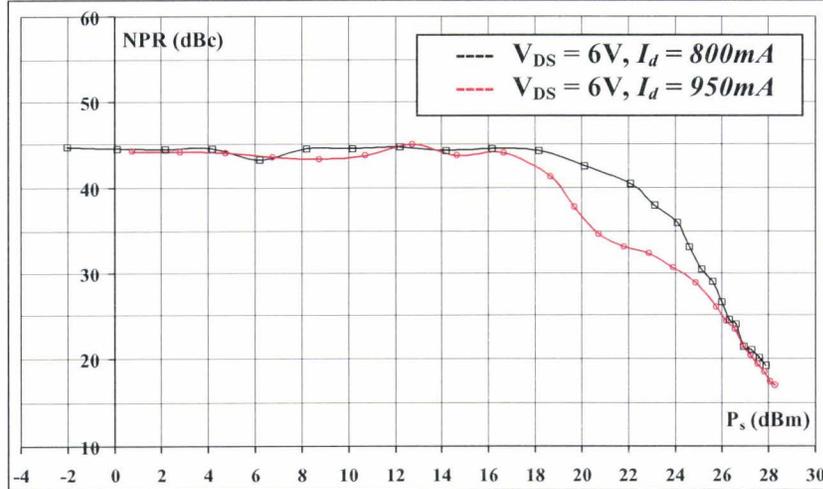
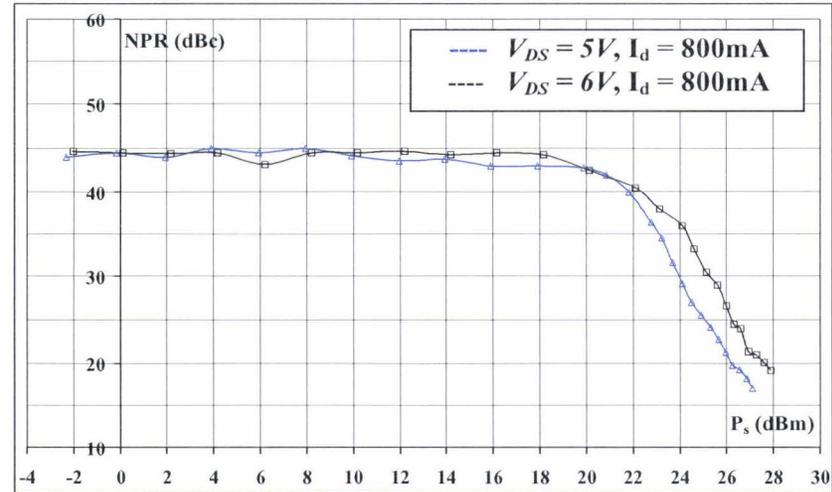
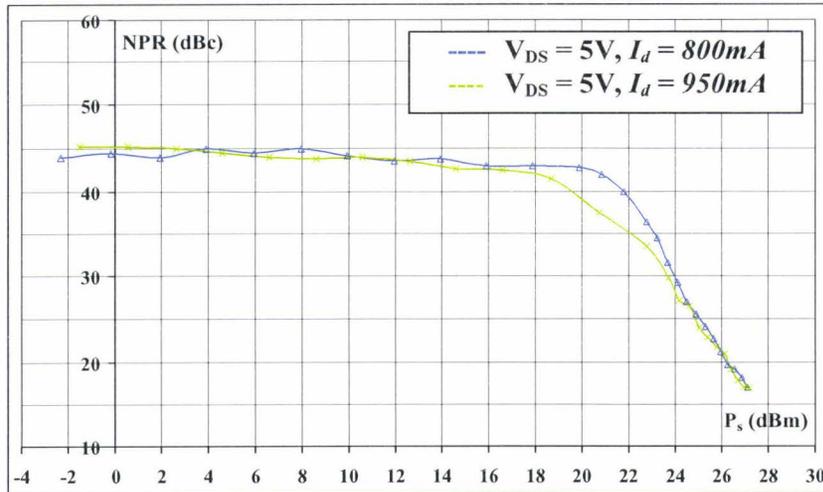


Figure V-9: Exemple typique de résultats d'intermodulation d'ordre 3 et d'ordre 5 (a) et de C/I_{total} (b) du CHA5295, à la polarisation $V_{DS} = 6V$, $I_{d_repos} = 950mA$

➤ Cinquièmement, la poursuite de l'analyse du C/I_3 et du NPR sur les MMIC CHA5093 et CHA5295 pour plusieurs polarisations V_{DS} et V_{GS} , permet de constater, de manière générale, que l'augmentation de V_{DS} est propice à l'amélioration de la linéarité. Une analyse pour deux tensions V_{GS} , dans le cas du CHA5295, nous a permis de constater, de manière plus nuancée, qu'il est plus favorable pour les rapports d'intermodulation de prendre une tension V_{GS} plus négative. Cette propriété est illustrée sur les **figures V-7** et **V-10** pour le CHA5093 et le CHA5295, respectivement.



(a) : Pour une tension V_{DS} constante

(b) : Pour un courant I_D constant ($V_{GS} \approx$ constante)

Figure V-10: Evolution du NPR en fonction de la puissance de sortie et du point de polarisation choisi, de l'amplificateur *CHA5295* d'UMS, centré sur 26 GHz, aux quatre polarisations précédemment définies : (a) pour une tension V_{DS} constante et (b) pour un courant I_D constant.

Nous confirmons ainsi le fait que l'on obtient un fonctionnement plus linéaire lorsque l'on travaille en classe AB, plutôt qu'en classe A et avec la tension V_{DS} la plus élevée possible. A titre d'exemple sur le CHA5295, si on maintient la tension V_{DS} constante et que l'on pince le MMIC en diminuant V_{GS} on constate que la linéarité en NPR s'améliore de 5 à 7dB.

➤ Sixièmement, si lors du relevé en fonction de la puissance d'entrée, le niveau des raies d'ordre 1 à la sortie est le même pour les deux raies, cela n'est pas toujours le cas des raies d'ordre 3 [($2f_1-f_2$) et ($2f_2-f_1$)] qui peuvent présenter une dissymétrie passagère. Ce phénomène n'est pas montré sur les relevés de C/I_3 des **figures V-6, V-7 et V-8** car on y a représenté la valeur moyenne entre $\frac{P_s(\text{à } f_1)}{P_s(\text{à } (2f_1 - f_2))}$ et $\frac{P_s(\text{à } f_2)}{P_s(\text{à } (2f_2 - f_1))}$. Cette dissymétrie a été particulièrement observée lors de l'étude du CHA5295, où un écart de près de 10dB a parfois été obtenu entre les deux raies d'ordre 3, en bas niveau et quelque soit la polarisation utilisée. C'est ce que montre, à titre d'exemple, la **figure V-9a** dans le cas du CHA5295 à la polarisation 6V-950mA

Comme on l'a déjà évoqué au **chapitre III**, cette dissymétrie peut provenir de la présence d'effets mémoires en combinaison avec une conversion AM-PM importante ou à une autre cause plus particulièrement inhérente au banc de mesure. Ce point a donné lieu aux compléments d'investigation suivants.

V.2.1.5 Discussion sur le paramétrage du banc de mesure biton:

Pour tenter d'expliquer ce comportement, nous avons étudié à nouveau le CHA5295, à la polarisation $V_{DS}=5V; I_D=800mA$, en modifiant certains paramètres de la mesure.

Pour cela, plusieurs axes d'investigation sont possibles :

- ✓ Modifier légèrement les fréquences porteuses f_1 et/ou f_2 afin de s'assurer qu'il n'apparaît pas, de façon indésirable, d'anomalie de transmission à certaines fréquences.
- ✓ Modifier la bande de résolution fréquentielle RBW de l'analyseur.
- ✓ Modifier, en la diminuant, la fréquence de battement ($\Delta f = f_2 - f_1$) afin de tenter de mettre en évidence la présence d'effets mémoires longs provenant des circuits de polarisation et/ou d'effets thermiques.
- ✓ Mesurer la conversion AM-PM à l'aide du banc de puissance-analyseur de réseaux grand signal réalisé lors de la thèse d'Eric BOURCIER [2].

Pour des difficultés de mise en œuvre et le manque de temps, la mesure des paramètres de conversion AM-PM n'a pas pu être entreprise.

Les mesures pour des fréquences porteuses f_1 et/ou f_2 différentes, ainsi que lors de la modification de la bande de résolution RBW de l'analyseur de spectres ont donné la même dissymétrie des raies d'ordre 3. La diminution de RBW a seulement entraîné une amélioration de la dynamique.

En revanche, l'étude en fonction de la fréquence de battement Δf entre les porteuses a fait apparaître des comportements des raies d'ordre 3 différents selon la valeur de Δf (1MHz, 500kHz et 250kHz). Ces différents cas de relevés d'intermodulation d'ordre 3 sont montrés sur la **figure V-11**.

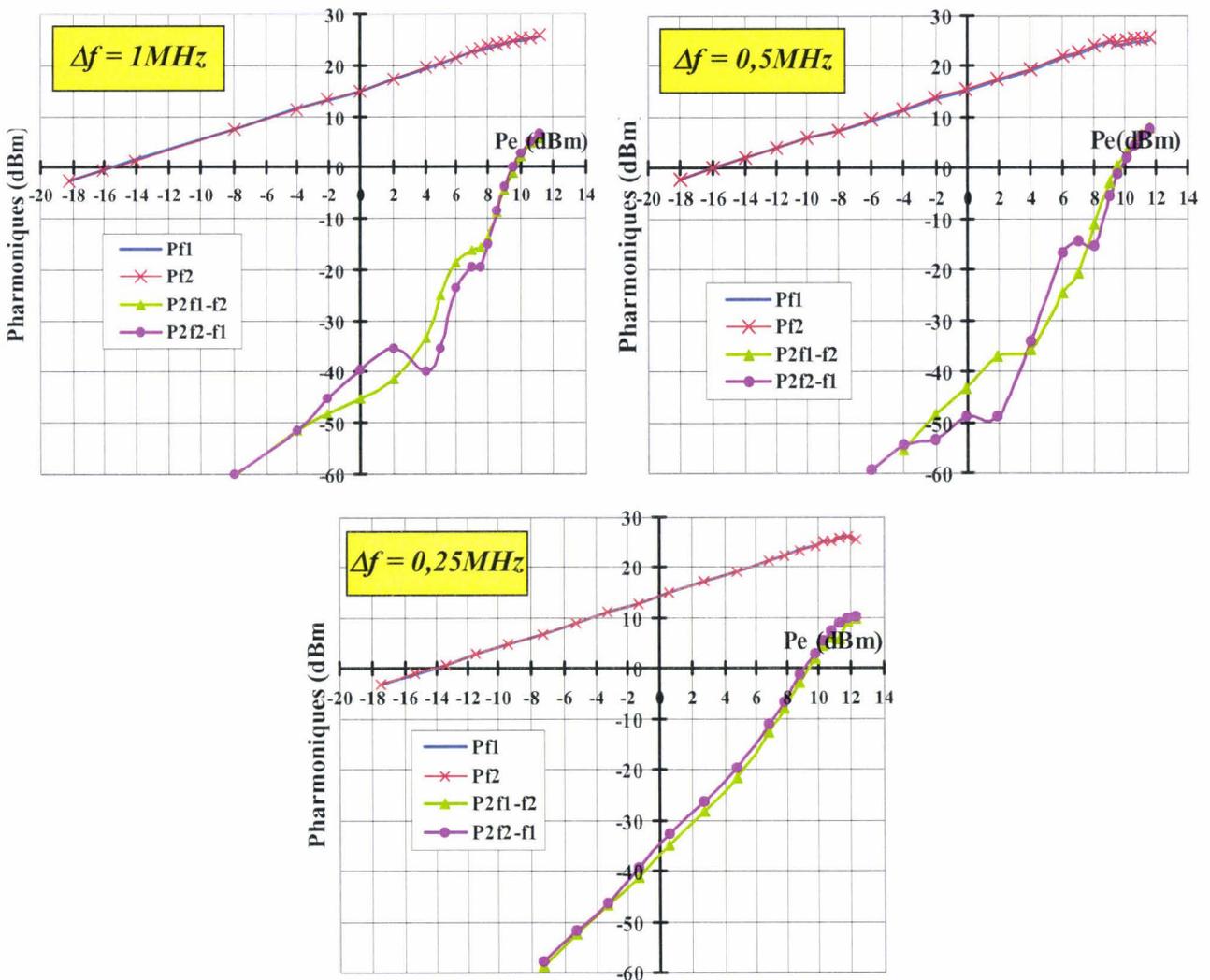


Figure V-11: Comparaison des comportements d'intermodulation d'ordre 3 du CHA5295, à la polarisation ($V_{DS} = 5V; I_D = 800mA$), en fonction de la fréquence de battement $\Delta f = f_2 - f_1$.

En descendant la fréquence de battement à 250kHz on a obtenu un relevé quasiment symétrique. Pour le cas de $\Delta f = 500\text{kHz}$, on a obtenu une inversion du comportement des raies d'ordre 3 par rapport au cas de $\Delta f = 1\text{MHz}$.

Ces résultats traduisent la très probable intervention d'effets de mémoire longue liés au circuit de polarisation du MMIC lui-même. Plusieurs configurations étant possibles pour ce circuit de polarisation nous en avons essayé plusieurs. Ces essais se sont avérés infructueux, le MMIC entrant invariablement en oscillations.

V.2.1.6 Conclusions sur les mesures de MMIC:

Il importe de remarquer que toutes les conclusions sont tirées de mesures effectuées pour une même fréquence sur trois MMIC du même fabricant, qui ne sont probablement pas représentatifs de tous les cas de comportement.

Ainsi, à terme, ces mesures doivent conduire à une analyse approfondie des circuits s'appuyant sur une autre analyse portant sur les composants élémentaires qui constituent ces MMICs.

C'est dans ce but que nous avons entrepris, dans une deuxième phase de mesure, la caractérisation du composant PHEMT PPH25 qui est à la base de la technologie des MMICs testés. L'intérêt étant de tenter d'analyser son comportement en puissance et en linéarité, en fonction de deux paramètres, l'impédance de charge qu'on lui présente en sortie et le point de polarisation.

V.2.2. Relevés expérimentaux sur un PHEMT d'UMS:

Le transistor mesuré et présenté dans cette étude est un HEMT pseudomorphique.

Il importe d'avoir présent à l'esprit, en compulsant les résultats qui suivent, que les mesures auxquelles a été soumis ce composant nous ont conduits à des conditions opératoires assez périlleuses affectant à la longue la qualité des propriétés électriques de ce composant et le niveau de ses performances. Il ne faut donc pas attacher une valeur absolue à ces résultats mais les considérer en tendances.

V.2.2.1 Description des bancs de mesure des PHEMTs :

Les bancs de mesure de transistors diffèrent légèrement de ceux utilisés pour la mesure de MMICs. Les différences essentielles concernent l'utilisation d'une station sous pointes coplanaire et d'un circuit de sortie à charge passive contrôlable.

La fréquence centrale de travail reste fixée à 26GHz et toute la partie génération du signal, pour les trois excitations, est quasiment invariante.

Côté amont du composant sous test, les quelques différences notables sont :

- La mesure du composant qui s'effectue sous pointes par l'intermédiaire d'une station à sondes coplanaires.

- Pour les études en excitations monoton et biton, la mise en place, à la suite des coupleurs directifs de mesure des puissances P_{inj} et $P_{réf}$, de l'analyseur de réseaux vectoriel Wiltron 360B (et son « test set » 3630) et d'un té de polarisation. L'analyseur permet de déterminer le coefficient de réflexion S'_{11} présenté par l'entrée du composant. Ne pouvant être verrouillé par le signal NPR, cet analyseur de réseaux n'a pas été utilisé pour ce cas d'excitation mais a été maintenu dans la chaîne de mesure pour conserver un étalonnage global identique pour les trois types de mesure : monoton, biton et NPR.

- L'utilisation, pour le banc de mesure NPR, de la même amplification état solide que pour la mesure des MMIC avec l'ajout d'un deuxième MMIC CHA5093 destiné à compenser les pertes supplémentaires induites par les coupleurs et la station sous pointes. Ce MMIC supplémentaire est polarisé en classe AB pour lui garantir un fonctionnement linéaire.

Côté aval du composant sous test, le circuit est beaucoup plus critique. En effet, on doit pouvoir présenter n'importe quelle impédance à la sortie du composant sous test. Pour cela, il faut réduire au maximum les pertes intermédiaires car elles jouent un rôle d'écran, limitatif, ayant pour conséquence d'interdire les impédances se trouvant en périphérie de l'abaque de Smith. Cette « zone morte » de l'abaque de Smith constitue une couronne dont la surface croît avec l'importance de ces pertes.

Pour contourner ce problème, on a choisi d'utiliser un adaptateur en guide planE / planH et nous avons cherché à le placer au plus près de la sonde coplanaire. Pour cela, nous avons eu recours à une sonde spécialement conçue à notre demande avec une sortie RF en guide et non en coaxial et, surtout, ayant un té de polarisation intégré. Ainsi, ce choix nous a

permis de disposer d'un circuit de charge dont les pertes ont été minimisées, puisque seulement de 0,7dB.

La mise en cascade, derrière l'adaptateur, d'un coupleur directif permet d'effectuer, respectivement, les relevés de la puissance absorbée dans la charge et du spectre correspondant.

Un bilan effectué dans le plan d'entrée du composant à tester, a donné les performances indiquées dans le **tableau V-3**, en termes de puissance totale incidente et de dynamique de mesure d'intermodulation biton (C/I_3) et NPR.

TYPE DE MESURE	$P_{e_{max}}$ (dBm)	IMR (dBc)
BITON	20 dBm	55 dBc
NPR	10 dBm	40 dBc

Tableau V-3: Performances en termes de puissance et de linéarité des bancs d'intermodulation biton et NPR, pour la caractérisation de transistors discrets.

La **figure V-12** présente les synoptiques des trois configurations de mesure : monoton, biton et NPR.

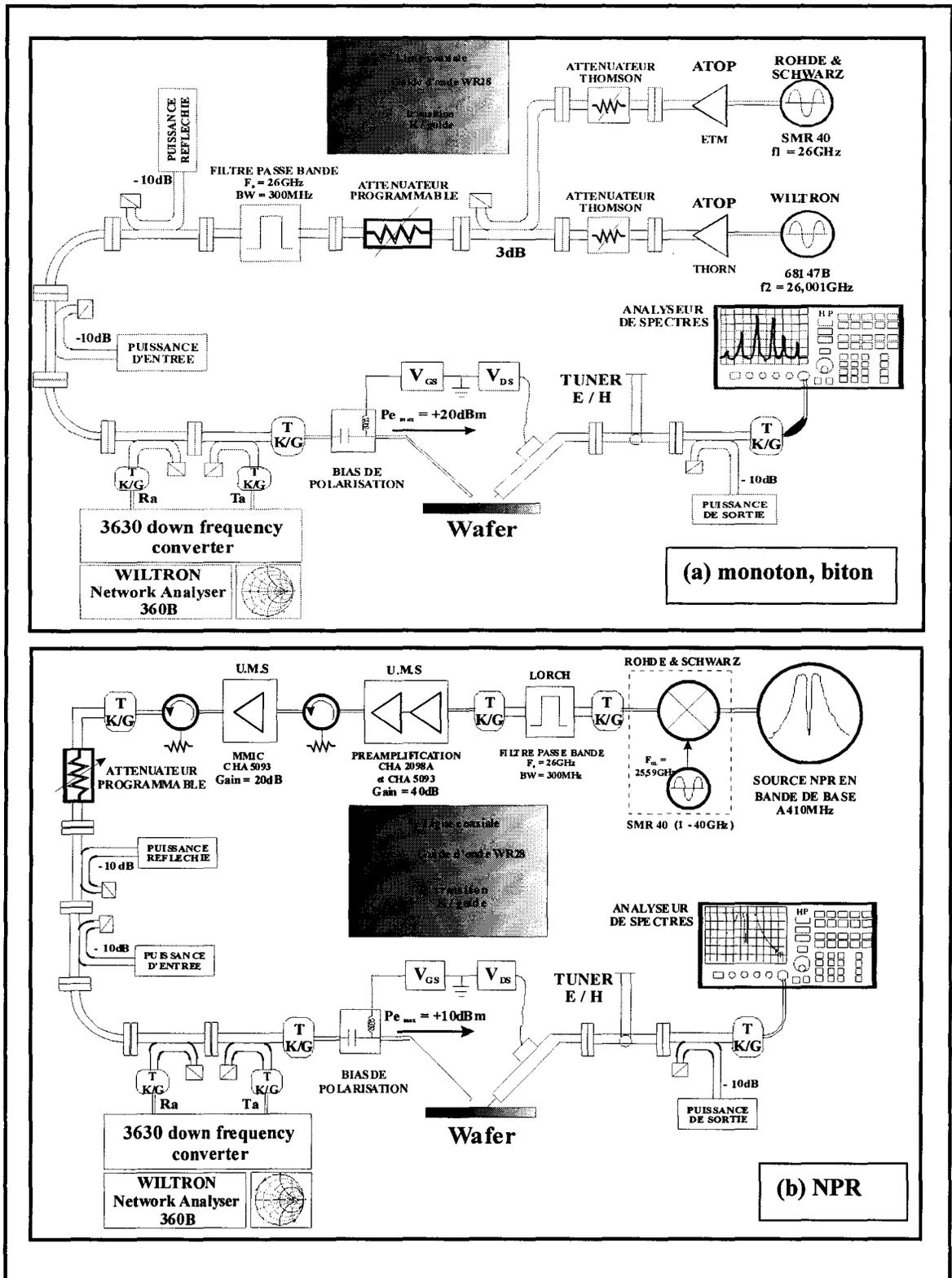


Figure V-12: Synoptiques des systèmes de mesure monoton , biton (a) et NPR (b) utilisés pour la caractérisation des composants discrets.

V.2.2.2 Descriptions et caractéristiques constructeur du PHEMT-PPH25 :

Le composant a été étudié à la fréquence centrale de 26GHz. Il est destiné essentiellement aux applications militaires et aux systèmes des télécommunications.

Le PPH25 est un HEMT pseudomorphique de puissance. Il s'agit d'un composant de longueur de grille de $0,25\mu\text{m}$, à deux plans de dopage et à double fossé de grille. Ce composant permet d'atteindre des densités de puissance de l'ordre de 700mW/mm . Sa fréquence de coupure est de 40GHz. Compte tenu du niveau maximal de puissance que l'on est susceptible de lui injecter, nous avons choisi d'effectuer les mesures sur des petits développements de $2 \times 50\mu\text{m}$ et $2 \times 75\mu\text{m}$. Pour des raisons de disponibilité de ces composants dans les deux développements, toutes les analyses n'ont pu être faites en totalité pour chacun de ces développements.

Son implantation sur un « wafer » comportant uniquement deux doigts de grille permet la réalisation de séquences de mesures complètes jusqu'à la saturation en puissance monoton, biton et NPR.

V.2.2.3 Réponses en puissance, pour une excitation monoton, biton et NPR du PPH25:

Cette investigation vise à mettre en évidence le comportement en attaque monoton, biton et NPR du composant à la polarisation nominale indiquée par UMS, qui est :

$$V_{DS} = 5\text{V} ; V_{GS} = -0,2\text{V} \text{ pour le développement : } 2 \times 75\mu\text{m}.$$

Nous présentons sur la **figure V-13** les réponses de $P_s = f(P_{e_abs})$ et du gain en puissance, dans les cas d'excitations monoton, biton et NPR de ce transistor discret. Les mesures sont effectuées en condition d'impédance de charge optimale pour obtenir le maximum de puissance du composant.

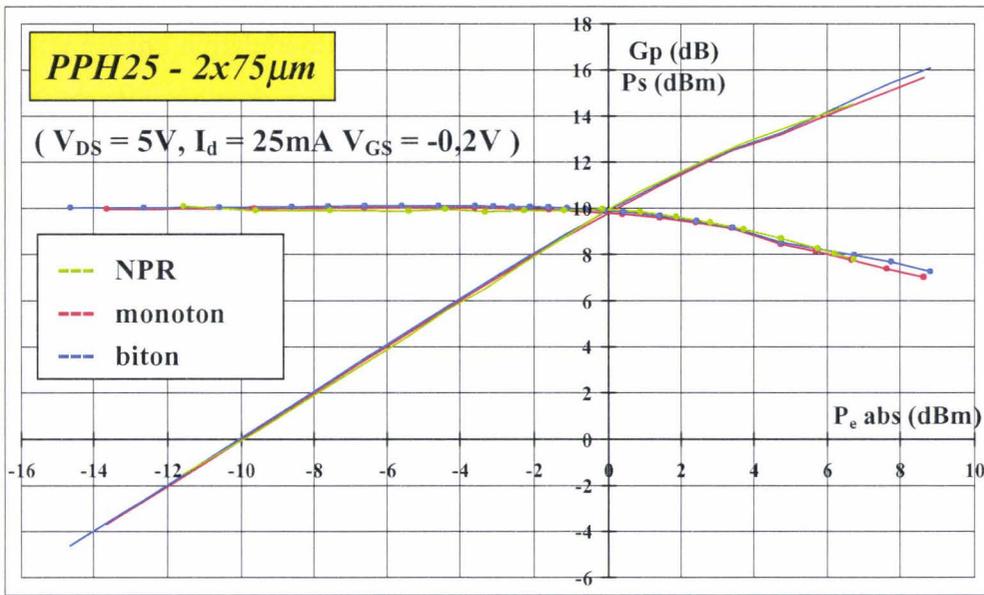


Figure V-13: Evolution de P_{s_abs} et du G_p en fonction de P_{e_abs} par le PPH25- 2x75µm chargé par sa charge optimale en puissance ($\Gamma_L = -7,53dB^{124°}$), pour les excitations monoton, biton et NPR centrées sur 26GHz, à la polarisation $V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V, I_{d_repos} = 25mA$

Ces relevés sur ce PHEMT discret de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée absorbée font apparaître des comportements très voisins. Le gain linéaire en puissance est sensiblement le même pour les trois excitations.

Le fait que, à la compression, la courbe biton soit supérieure aux courbes monoton et NPR ne doit pas donner lieu à une interprétation particulière. En effet il est clair que la condition de charge identique pour chaque cas d'excitation n'est pas idéalement vérifiée car l'impédance synthétisée par l'adaptateur planE/planH présente des variations non négligeables sur quelques MHz. Il est à noter que l'on a trouvé à peu près la même valeur de charge pour optimiser en puissance les trois cas d'excitation. Par ailleurs, cette charge optimale s'est avérée dépendre très peu du niveau de puissance.

V.2.2.4 Mesures comparatives des intermodulations C/I_3 biton et NPR du PPH25:

Pour cette étude, l'investigation vise à mettre en évidence le comportement des rapports d'intermodulation en attaque biton (C/I_3 ou IMR_2) et NPR du PHEMT discret à la polarisation nominale indiquée par UMS, en fonction de la puissance de sortie.

Les relevés expérimentaux de ces rapports d'intermodulation ont été effectués sur l'analyseur de spectres HEWLETT-PACKARD HP8564E, à la fréquence centrale de 26GHz, en suivant la même procédure que pour l'étude des MMIC.

➤ Pour l'évaluation du C/I_3 , les réglages sont :

- Une plage de fréquence SPAN de 10MHz et un écart entre porteuses de 1MHz.
- Des bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW de 100kHz.
- Une durée de balayage SWEEP de 50ms avec un moyennage sur 10 échantillons.

➤ Pour l'évaluation du NPR, les réglages sont:

- Une plage de fréquence SPAN de 50MHz .
- Des bandes de résolution fréquentielle RBW et vidéo VBW de 10kHz.
- Une durée de balayage SWEEP de 1,3s avec un moyennage sur 50 échantillons.
- Les « markers » de mesure sont positionnés à 26GHz et 26,003GHz.

Le relevé d'intermodulation biton C/I_3 et celui du NPR de ce composant discret sont présentés sur la **figure V-14**, en fonction de la puissance de sortie.

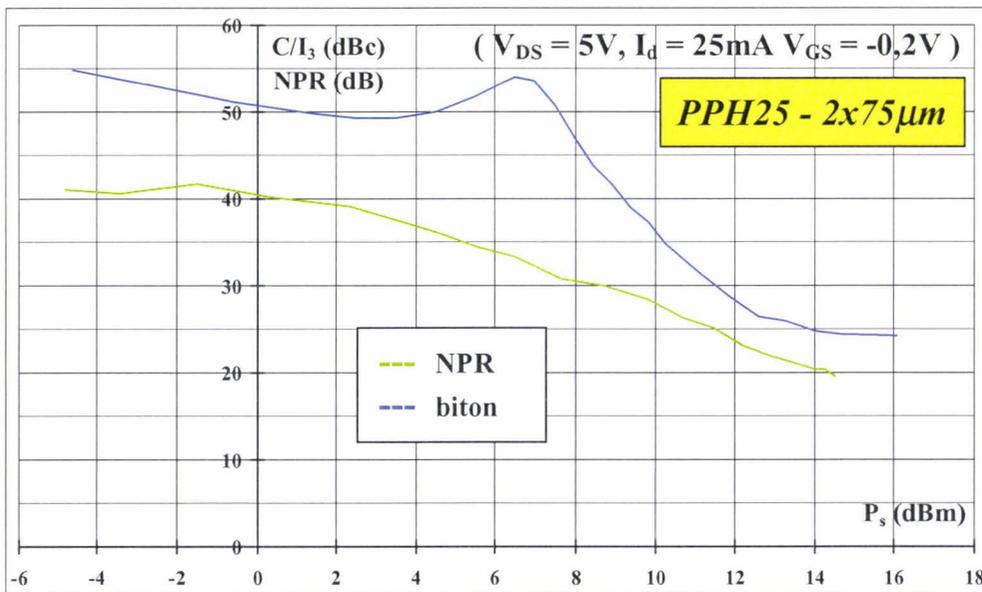


Figure V-14: Evolution des rapports d'intermodulation biton et NPR en fonction de la puissance de sortie du PPH25- 2x75µm dans des conditions de charge optimale en puissance ($\Gamma_L = -7,53dB^{124^\circ}$), pour les excitations biton et NPR centrées sur 26GHz, à la polarisation

$$V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V, I_{d_repos} = 25mA$$

D'une façon générale, on peut effectuer des constatations assez similaires à celles faites pour les MMIC :

➤ Premièrement, en comparant l'évolution du gain en puissance de la **figure V-13** avec les intermodulations biton C/I_3 et NPR de la **figure V-14**, on constate que la décroissance des IMR biton et NPR est, de loin, plus sensible que la compression du gain à l'évolution du niveau de puissance de sortie.

➤ Deuxièmement, on retrouve dans le relevé du NPR en fonction de la puissance absorbée par la charge, les deux zones distinctes : zone où le NPR est constant et une zone de pente négative.

➤ Troisièmement, au regard de la **figure V-14**, la règle des 7,8dB d'écart entre le C/I_3 et le NPR est plus ou moins vérifiée en faible niveau uniquement. Il a atteint jusque 10dB à 15dB ailleurs. Pour les fortes puissances, les deux grandeurs tendent vers une valeur asymptotique commune.

➤ Quatrièmement, tout comme pour les CHA5093 et CHA5295, le relevé du C/I_3 présente, tout d'abord pour des niveaux d'attaque très faibles, une évolution de pente de -2 puis, à niveau d'attaque croissant, la pente diminue, s'annule, change de signe et, après s'être de nouveau annulée, reprend une valeur négative et, cette fois, très élevée puisque de l'ordre de -5 à -6.

Ce comportement très contrasté présume une forte dépendance de l'intermodulation par rapport aux conditions opératoires ; polarisation et impédance de charge. Cette propriété, à priori bénéfique puisqu'elle permet d'obtenir ponctuellement un meilleur rapport C/I_3 a pu être attribuée à une compensation du terme de 3^{ème} ordre par les termes d'ordres supérieurs, en particulier du 5^{ème} ordre. F. BUE l'a montré clairement dans sa thèse [3].

L'explication de ces comportements, proposée par F. BUE, fait appel à des études très fines avec une modélisation électrique non linéaire très poussée du transistor. On retrouve donc pour le transistor discret ces phénomènes de compensation des raies du 3^{ème} ordre par les raies du 5^{ème} ordre que nous avons décrits dans la première partie de ce chapitre à propos des MMIC.

En revanche, comme dans le cas des MMIC, l'évolution du NPR reste monotone en fonction du niveau d'attaque, même à forte puissance.



Ces mesures de C/I_3 et de NPR en fonction de la puissance de sortie ont été réalisées à l'impédance de charge optimale pour la puissance de sortie. Il est intéressant de s'interroger sur l'évolution de ces grandeurs lorsque l'on charge le composant par une impédance différente de celle correspondant à l'obtention de l'optimum de puissance de sortie.

C'est dans ce but que nous avons entrepris une analyse du NPR en fonction de l'impédance de charge Z_L présentée au composant. Pour cela, un mode opératoire particulier fut mis en œuvre, qui permet d'obtenir les lieux d'impédances isopuissance de sortie dans l'abaque de Smith.

V.2.2.5 Optimisation du NPR du PPH25 avec l'impédance de charge:

Le mode opératoire choisi fait que cette recherche d'optimum s'effectue pour une puissance injectée en entrée fixée à un niveau donné. Elle comporte deux phases :

- La première consiste à rechercher la valeur optimale d'impédance de charge qui permet de maximaliser la puissance de sortie $P_{s_{abs}}$ à une puissance d'entrée donnée.
- La deuxième consiste à rechercher, en faisant varier l'impédance de charge, les valeurs de cette charge, qui donne en sortie une puissance inférieure de 1dB à celle obtenue lors de la première phase. Cela conduit à établir, dans l'abaque de Smith, un contour d'impédances isopuissance de sortie comportant tout un ensemble de valeurs de NPR.

Cette valeur de 1dB nous a permis de garantir que malgré une puissance qui fluctue au cours du temps, nous pouvons considérer que l'on s'éloigne peu du contour isopuissance ainsi défini.

A titre d'exemple la **figure V-15** montre les contours des impédances de charge isopuissance de sortie obtenus pour deux niveaux de puissance injectée $P_{inj} = +1,4dBm$ et $+5,6dBm$ dans le cas du PPH25 - $2 \times 75\mu m$. Le niveau le plus élevé correspond approximativement à 1dB de compression.

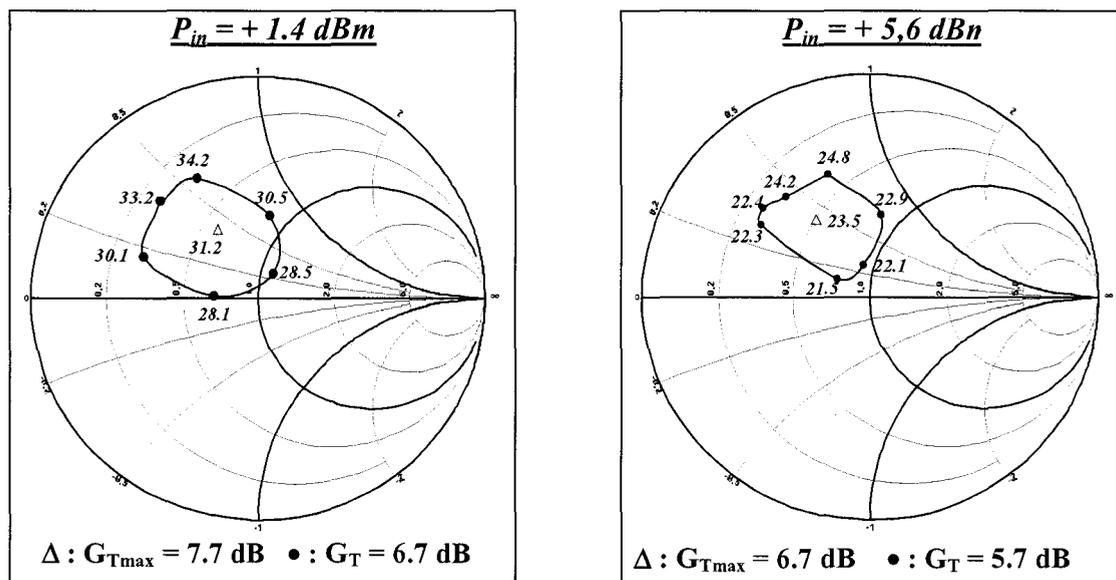


Figure V-15: Optimisation du NPR du PPH25-2x75µm avec l'impédance de charge isopuissance de sortie, à la polarisation nominale ($V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V$), pour les deux puissances injectées : $P_{inj} = +1,4dBm$ et $+5,6dBm$

Plusieurs remarques découlent de ces deux relevés :

- L'impédance optimum en puissance pour les deux niveaux de puissance reste quasiment invariante dans l'abaque de Smith.
- Avec la croissance de la puissance d'entrée, on constate que le lieu d'impédances isopuissance se déforme et l'aire de la zone de l'abaque de Smith délimitée par ce lieu diminue.
- Ces deux optimisations font apparaître qu'il est possible, si la charge de sortie présentée au transistor est correcte, d'améliorer de façon notable le NPR_{max} . La plage de variation diminuant lorsque le niveau croît. Nous obtenons une variation de 6dB en bas niveau et de 3,5dB vers le début de la compression. Le **tableau V-4** récapitule ces deux constatations. Γ_L et $NPR_{(P_s_{abs}+1dB)}$ représentent, respectivement, le coefficient de réflexion du circuit de charge que l'on présente au composant sous pointes et le NPR à l'optimum de puissance de sortie.

P_s_{abs} (dBm)	9,1 dBm	12,3 dBm
$NPR_{P_s_{abs} + 1dB}$	31,2 @ $\Gamma_L=0,373.e^{124^\circ}$	23,5 @ $\Gamma_L=0,42.e^{124^\circ}$
NPR_{max} (dBc)	34,2 @ $\Gamma_L=0,606.e^{117^\circ}$	24,8 @ $\Gamma_L=0,582.e^{109^\circ}$
NPR_{min} (dBc)	28,1 @ $\Gamma_L=0,2.e^{177^\circ}$	21,5 @ $\Gamma_L=0,165.e^{149^\circ}$

Tableau V-4: Performances en terme de linéarité NPR du transistor PPH25 - 2x75µm, en fonction de l'impédance de charge présentée en sortie.

Dans les travaux de thèse de Frédéric Bué [3], des études similaires du C/I_3 , pour une même polarisation de ce composant ont été réalisées.

A titre d'exemple, nous reportons en **figure V-16**, des relevés relatifs au PPH25 ($2 \times 75 \mu\text{m}$) qu'il a obtenus. On y trouve des lieux d'impédances de charge isopuissance, avec les valeurs correspondantes du C/I_3 pour la même polarisation que dans notre étude mais avec deux niveaux de puissance injectée quelque peu différents.

La procédure d'obtention de ce lieu diffère légèrement de la notre puisque les impédances de charge ne sont plus choisies à une puissance de sortie de 1dB inférieure à l'optimum de puissance mais à 0,5dB. Comme on pouvait s'y attendre les contours d'impédance ainsi obtenus ressemblent à ceux obtenus pour le NPR, à ceci près que l'aire qu'ils délimitent est plus restreinte.

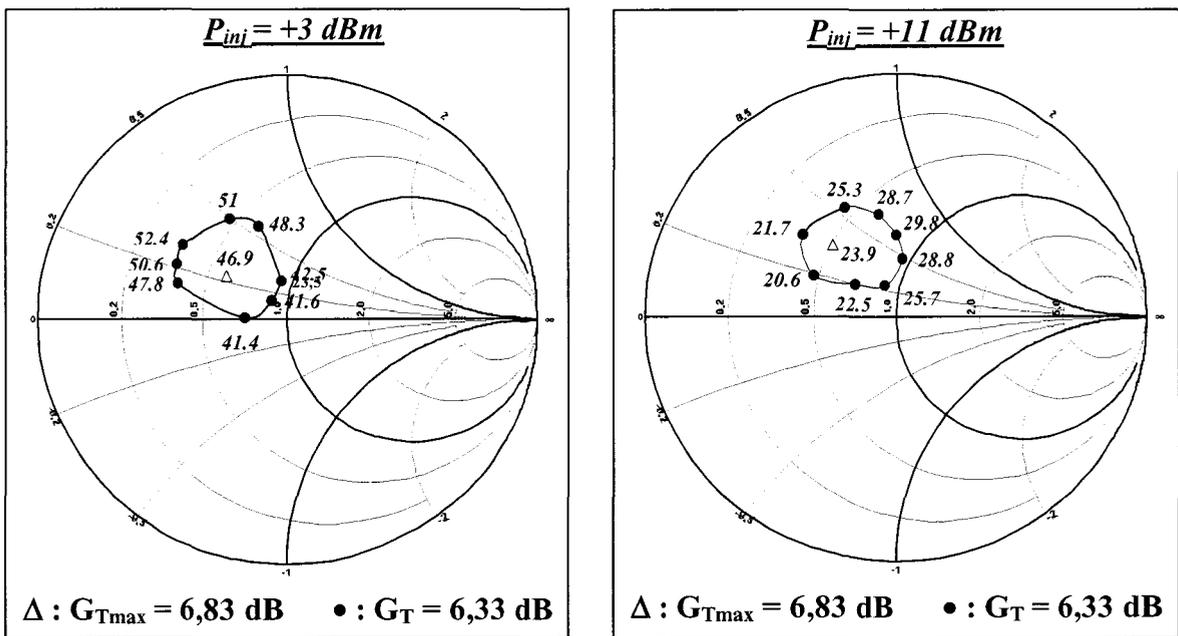


Figure V-16: Optimisation du C/I_3 en fonction de l'impédance de charge isopuissance de sortie du PPH25- $2 \times 75 \mu\text{m}$, à la polarisation nominale ($V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V$), pour les deux puissance injectée : $P_{inj} = +3\text{dBm}$ et $+11\text{dBm}$ [3]

Par ailleurs, on peut constater sur ces résultats que la position de l'impédance correspondant à l'optimum en puissance reste presque au même endroit de l'abaque de Smith en C/I_3 comme en NPR.

En revanche, la différence essentielle tient au fait que la plage de variation du C/I_3 , semble plus importante que celle du NPR à puissance d'entrée équivalente. A titre

d'exemple, pour un niveau $P_{inj}=+3dBm$, le C/I_3 varie de près de 10dB pour une diminution de la puissance de sortie de 0,5dB, alors que le NPR varie de l'ordre de 3 à 6dB pour un niveau de puissance du même ordre mais en ayant diminué la puissance de sortie de 1dB.

Il semble donc, sur ce type de composant, que le NPR est moins sensible que le C/I_3 à l'évolution de la charge qui lui est présentée. Cette moindre sensibilité pourrait provenir du caractère aléatoire du spectre NPR. Seule une simulation rigoureusement menée peut apporter une explication à cette question.

Compte tenu des remarques précédentes, il semble intéressant d'analyser de façon plus approfondie les tendances d'évolution des valeurs minimale et maximale du NPR, ainsi que le point d'optimum de puissance, lorsque le niveau de puissance d'entrée injecté au composant évolue.

V.2.2.6 Optimisation du NPR du PPH25 en fonction du niveau de puissance injectée:

Pour cette optimisation du NPR, nous conservons la même procédure qu'au paragraphe précédent en faisant évoluer le niveau de puissance d'entrée et en relevant pour chacun d'eux l'optimum en puissance et le contour d'impédances isopuissance de sortie comportant tout un ensemble de valeurs de NPR. Cette analyse a été réalisée sur le même composant PPH25, mais d'un développement de $2x50\mu m$ car nous ne disposons plus de composants de développement $2x75\mu m$.

Dans un premier temps, nous présentons sur la **figure V-17** le relevé en puissance et en linéarité de ce composant, dans le cas d'une excitation NPR, à la polarisation nominale $V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V$ et pour l'impédance de charge permettant d'obtenir l'optimum en puissance de sortie.

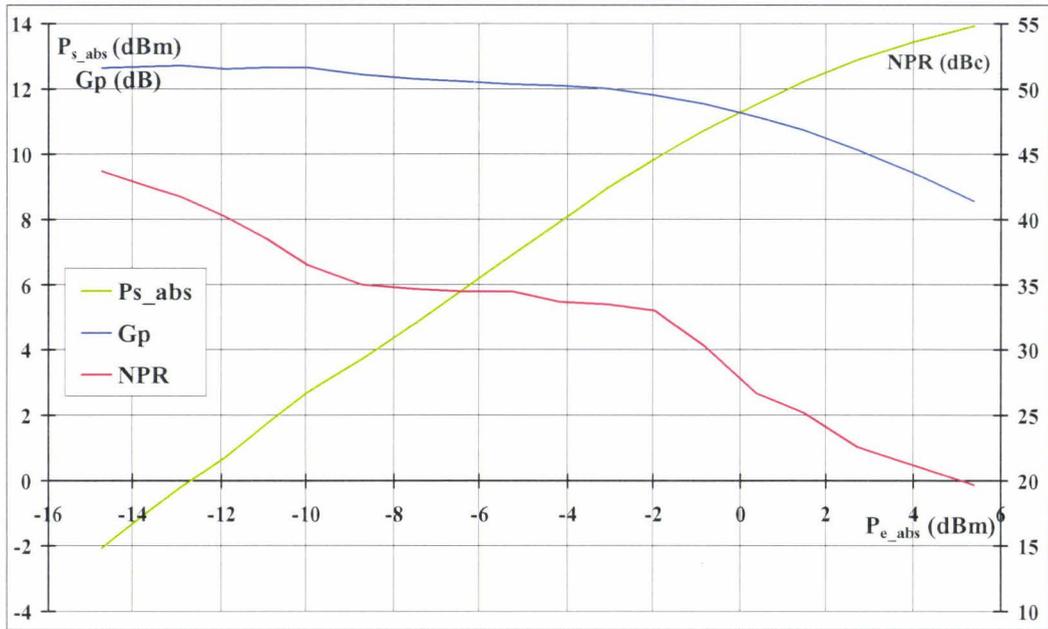


Figure V-17: Relevés en puissance et en linéarité du PPH25-2x50µm sous excitation NPR, à la polarisation nominale $V_{DS} = 5V$, $V_{GS} = -0,2V$ et pour l'impédance de charge optimale pour la puissance.

Comme pour les MMIC et le PPH25-2x75µm, nous constatons que le NPR de ce PPH25-2x50µm est plus sensible en fonction de la puissance injectée dans le composant, que n'est la compression du gain.

En revanche on constate, sur le relevé de la **figure V-17** la présence d'une zone de P_{e_abs} où la valeur du NPR est quasi constante. Cette zone s'étend sur environ 6dB. Ce phénomène présente un intérêt tout particulier lorsque l'on recherche un fonctionnement linéaire.

Après ces mesures préliminaires voyons ce qu'il en est de l'optimisation du NPR en fonction de la puissance. Pour cela, nous avons choisi un ensemble de six valeurs de puissance d'entrée couvrant toute la réponse en puissance, de la zone linéaire jusqu'à la compression. Puis nous avons relevé pour chaque niveau, l'optimum en puissance et le contour d'impédances isopuissance de sortie avec les valeurs de NPR correspondantes.

Nous avons ainsi obtenu, pour chaque contour, les valeurs minimale et maximale du NPR. La **figure V-18** montre les lieux d'impédances qui correspondent, respectivement à un NPR maximal **(a)**, un NPR minimal **(b)** et l'optimum en puissance de sortie **(c)** pour chacun des six niveaux d'entrée.

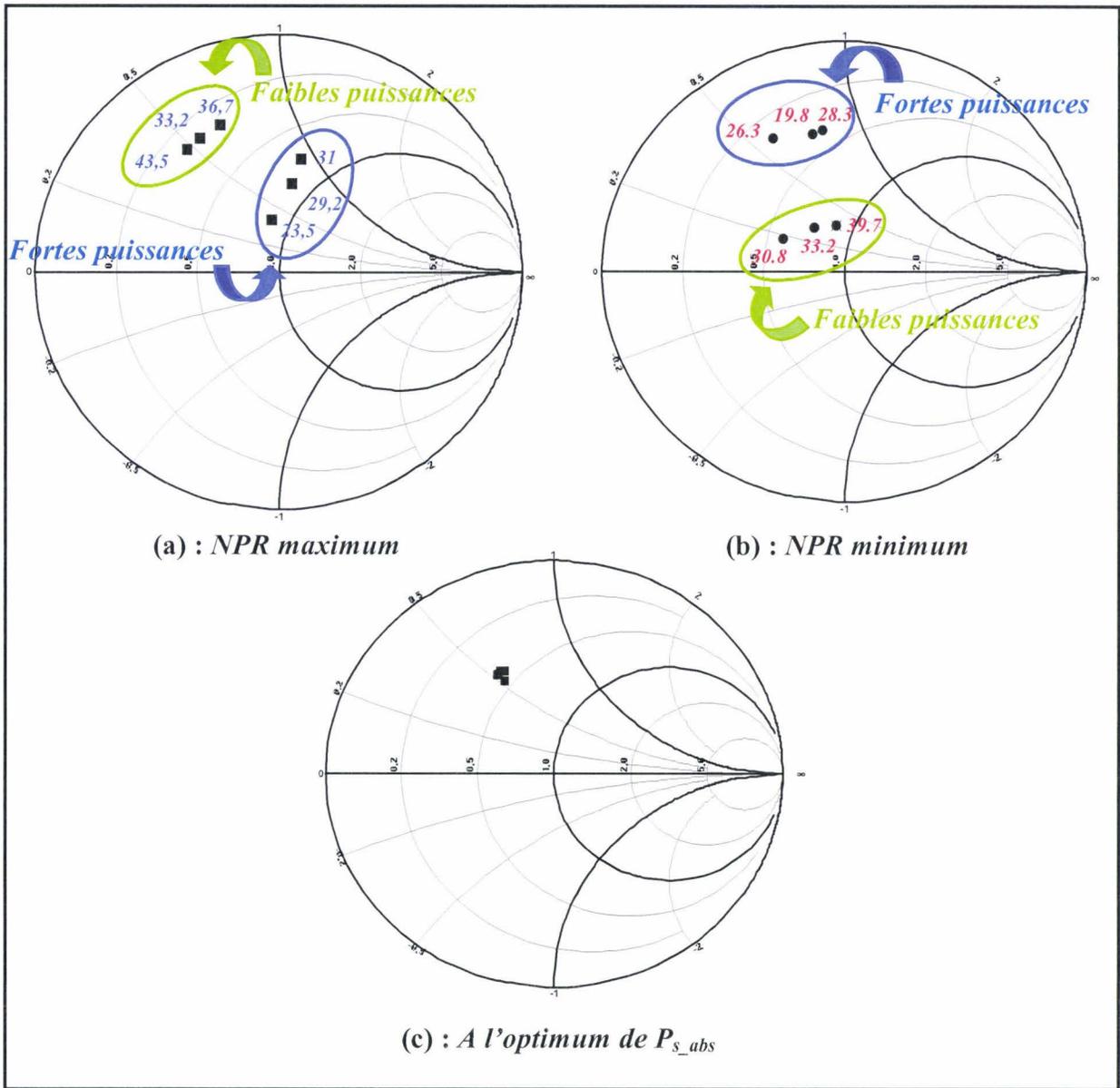


Figure V-18: Lieux d'impédances de charge du PPH25-2x50 μ m, à la polarisation nominale $V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V$, à 26GHz, en fonction du niveau de puissance de sortie, correspondant à : (a) NPR_max, (b) NPR_min, (c) optimum en puissance de sortie.

Le **tableau V-5** reprend l'ensemble de ces points d'impédances avec les valeurs de NPR correspondantes.

P_{s_abs} (dBm)	$NPR_{Ps_abs + 1dB}$	NPR_{max} (dBc)	NPR_{min} (dBc)
0dBm	43 @ $\Gamma_L=0,485.e^{116^\circ}$	43,5 @ $\Gamma_L=0,637.e^{126^\circ}$	39,7 @ $\Gamma_L=0,20.e^{100^\circ}$
5dBm	35,4 @ $\Gamma_L=0,527.e^{114^\circ}$	36,7 @ $\Gamma_L=0,666.e^{111^\circ}$	33,2 @ $\Gamma_L=0,227.e^{124^\circ}$
8dBm	32,7 @ $\Gamma_L=0,528.e^{118^\circ}$	33,2 @ $\Gamma_L=0,648.e^{120^\circ}$	30,8 @ $\Gamma_L=0,289.e^{151^\circ}$
9dBm	30,6 @ $\Gamma_L=0,534.e^{116^\circ}$	31 @ $\Gamma_L=0,485.e^{80^\circ}$	28,3 @ $\Gamma_L=0,618.e^{99^\circ}$
10dBm	28,5 @ $\Gamma_L=0,534.e^{116^\circ}$	29,2 @ $\Gamma_L=0,376.e^{82^\circ}$	26,3 @ $\Gamma_L=0,647.e^{117^\circ}$
12dBm	22,2 @ $\Gamma_L=0,526.e^{118^\circ}$	23,5 @ $\Gamma_L=0,223.e^{98^\circ}$	19,8 @ $\Gamma_L=0,610.e^{103^\circ}$

Tableau V-5: Performances optimales en termes de puissance et de linéarité NPR du transistor PPH25 - 2x50 μ m, en fonction de l'impédance de charge présentée à sa sortie.

Comme le montre les relevés de la **figure V-18** et le **tableau V-5**, nous constatons que les lieux d'impédances de charge Z_L correspondant à un NPR_{max} (**a**) sont localisés à l'intérieur de deux zones distinctes de l'abaque de Smith. Ces zones correspondent, respectivement, aux faibles et forts niveaux de puissance d'entrée. Le niveau d'entrée pour lequel le changement de zone s'opère est difficilement défini, mais est proche du point de compression à 1dB.

De la même manière, des observations similaires peuvent être faites lorsque l'on recherche les lieux d'impédances de charge Z_L correspondant à un NPR_{min} (**b**). Ces lieux sont également situés dans deux zones distinctes de l'abaque de Smith, correspondant aux faibles et aux forts niveaux de puissance d'entrée. Le niveau d'entrée pour lequel le changement de zone s'opère est proche, lui aussi, du point de compression à 1dB mais n'a pu être obtenu précisément.

En revanche, la situation est différente en ce qui concerne le cas du lieu d'impédances de charge Z_L correspondant à l'optimum en puissance de sortie, puisque ce lieu se situe dans une zone très réduite de l'abaque, que l'on peut assimiler comme étant quasiment une impédance de charge unique en fonction du niveau de puissance incidente. Ce lieu d'impédance se trouve dans la région centrale au milieu des deux zones de NPR_{max} et NPR_{min} .

La conclusion de cette analyse est que cette optimisation, en fonction du niveau de puissance, montre qu'il est possible d'améliorer sensiblement le NPR, si la charge de sortie présentée au transistor est bien choisie. La plage de variation entre le NPR_{min} et le NPR_{max} reste malgré tout très limitée, puisqu'elle est de l'ordre de 3 à 4dB pour des puissances P_{s_abs}

variant de 0 à 12dBm. Curieusement, on remarque que l'impédance, quasi unique, maximalisant la puissance de sortie du composant correspond à des valeurs de NPR beaucoup plus proches des maximums que des minimums. A peine 1dB sépare le NPR_{max} du $NPR_{Ps_{max}}$ pour chaque niveau de puissance d'entrée. Le choix de l'impédance de charge maximalisant la puissance de sortie apparaît aussi comme un bon compromis pour avoir un NPR proche de l'optimum.

V.2.2.7 Optimisation du NPR du PPH25 en fonction de la polarisation V_{DS} :

Dans les analyses précédentes, nous avons étudié le composant pour la polarisation nominale que nous recommandait la société UMS.

Il semble intéressant maintenant d'analyser le comportement du NPR lorsque la polarisation est différente. Nous avons ainsi examiné l'évolution du NPR du PPH25 pour les deux développements lorsque l'on fait varier la tension V_{DS} , en maintenant V_{GS} constante.

1°) Cas du PPH25 – 2x75 μ m :

Pour ce composant, nous avons choisi de travailler à une puissance de sortie optimale de $P_{s_abs} = 12,5dBm$, qui représente le début de la compression du PPH25- (2x75 μ m). Nous avons ensuite fait varier V_{DS} de 5V à 8V par pas de 1V, en maintenant $V_{GS} = -0,2V$, et en suivant le mode opératoire habituel:

- Recherche de la valeur optimale d'impédance de charge permettant de maximaliser la puissance de sortie à 12,5dBm, en jouant simultanément sur la position du « tuner passif » et sur le niveau de puissance injectée en entrée.
- Variation de l'impédance de charge, afin d'obtenir une puissance de sortie inférieure de 1dB à celle obtenue dans la première phase.

On obtient ainsi, pour chaque polarisation, le lieu d'impédances de charge isopuissance de sortie à 11,5dBm. La **figure V-19** montre ces lieux d'impédances qui correspondent, respectivement à une tension $V_{DS}=5V$ (a), $V_{DS}=6V$ (b), $V_{DS}=7V$ (c) et $V_{DS}=8V$ (d).

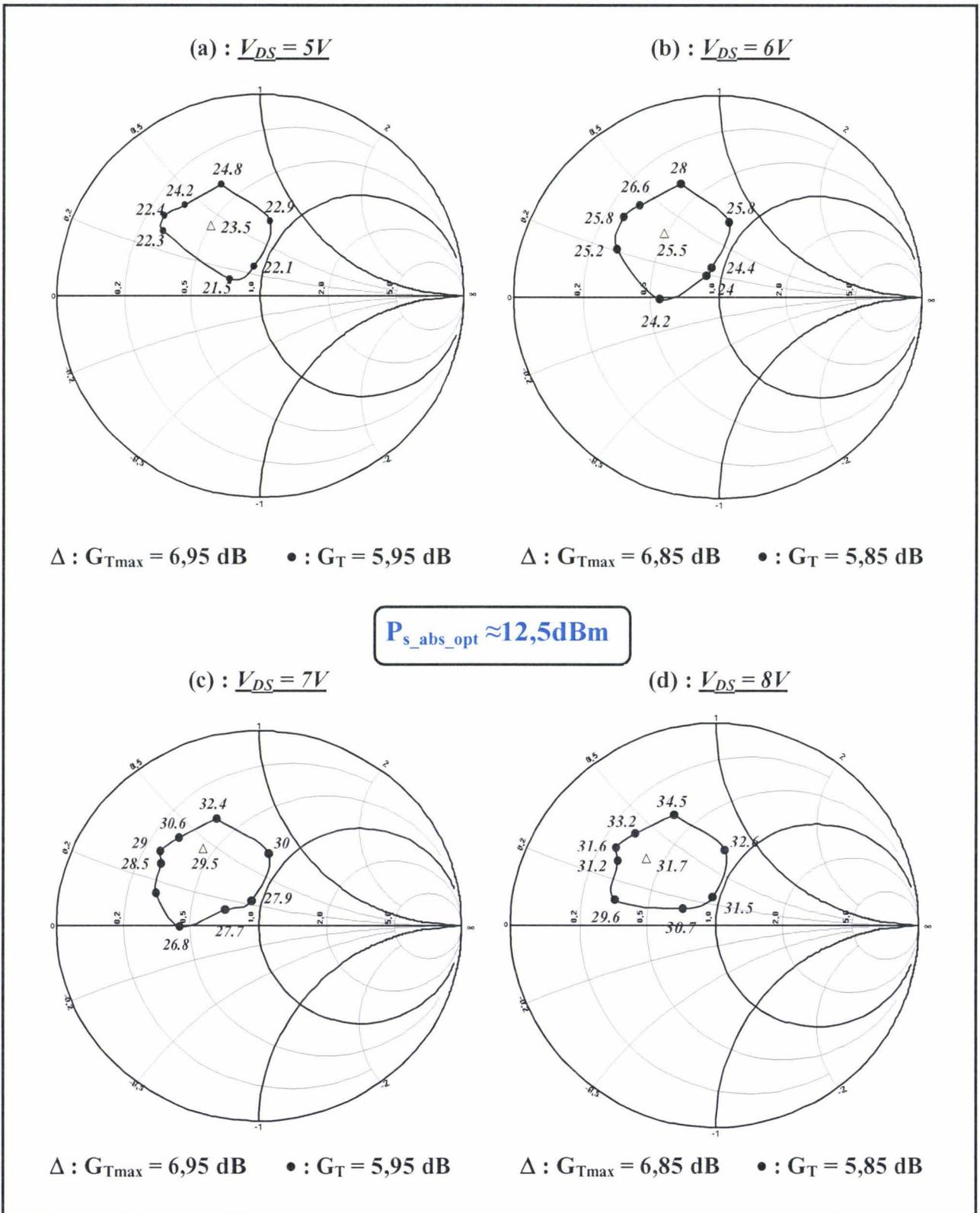


Figure V-19: Optimisation du NPR sur le PPH25-2x75µm, en fonction de la tension V_{DS} qui lui est appliquée et de l'impédance de charge présentée à 26GHz. La tension V_{GS} étant maintenue constante à $-0,2V$ et la puissance de sortie étant conservée à $11,5 \text{ dBm}$.

De l'exploitation de ces relevés, on constate que :

➤ L'impédance de charge correspondant à la puissance optimale reste également « quasiment » invariante pour V_{DS} variant de 5 à 8V. En revanche, la valeur du NPR varie d'une façon non négligeable.

➤ La plage de variation du NPR le long du contour isopuissance est de l'ordre de 3dB et 5dB, respectivement, pour $V_{DS} = 5V$ et $V_{DS} = 8V$.

Ces observations sont synthétisées sur la **figure V-20** en représentant les valeurs des NPR_{min} et NPR_{max} en fonction de la polarisation V_{DS} ainsi que le NPR à l'optimum de puissance de sortie correspondant à $P_{s_abs_opt} = 12,5dBm$.

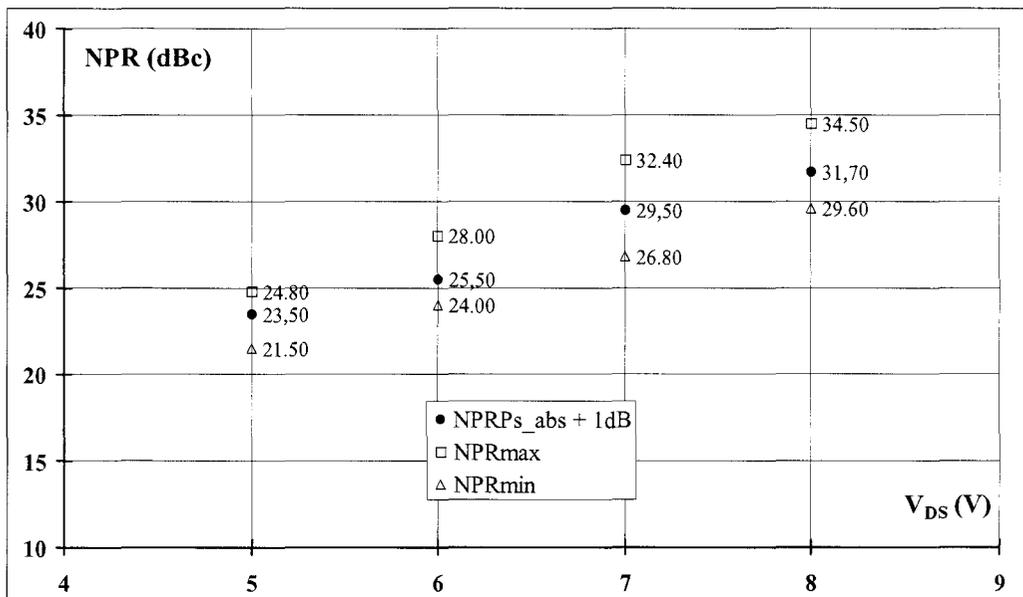


Figure V-20: Exemple d'évolution des valeurs minimale et maximale du NPR, du PPH25-2x75µm, en fonction de la tension V_{DS} , à 26GHz, pour une puissance de sortie de 11,5dBm. La tension V_{GS} étant maintenue à -0,2V.

On constate sur ce relevé qu'un choix judicieux des tensions de polarisations peut permettre d'améliorer de près de 10dB le NPR. La différence entre le minimum et le maximum de NPR s'accroissant lorsque la tension V_{DS} augmente.

2°) Cas du PPH25 - 2x50µm :

Une étude similaire effectuée pour un développement de (2x50µm) a donné la même tendance que sur la **figure V-20**. Nous avons choisi de travailler à une puissance de

sortie optimale de $P_{s_abs} = 9\text{dBm}$, qui représente aussi le début de la compression du PPH25- $(2 \times 50\mu\text{m})$. Nous avons ainsi fait varier V_{DS} de 5V à 7V par pas de 2V , en maintenant $V_{GS} = -0,2\text{V}$.

Ces observations sont synthétisées sur la **figure V-21** en représentant les valeurs des NPR_{\min} et NPR_{\max} en fonction de la polarisation V_{DS} ainsi que le NPR à l'optimum de puissance de sortie correspondant à $P_{s_abs_opt} = 9\text{dBm}$.

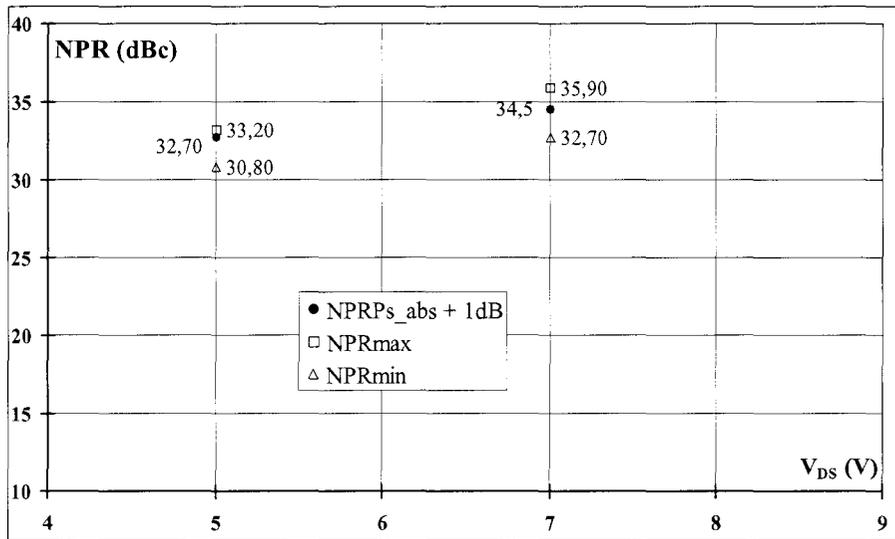


Figure V-21: Exemple d'évolution des valeurs minimale et maximale du NPR, du PPH25- $2 \times 50\mu\text{m}$, en fonction de la tension V_{DS} , à 26GHz , pour une puissance de sortie de 8dBm . La tension V_{GS} étant maintenue à $-0,2\text{V}$.

Bien que moins prononcée que dans le cas du PPH25- $2 \times 75\mu\text{m}$, l'amélioration de la linéarité lorsque V_{DS} augmente est à nouveau clairement démontrée. Après cette constatation, il est intéressant d'examiner comment varie la puissance de sortie maximale et la valeur associée du NPR.

V.2.2.8 Puissance de sortie maximale et NPR associé en fonction de V_{DS} :

Cette mesure consiste à relever la valeur de la puissance de sortie maximale que peut délivrer le composant, ainsi que le NPR qui lui correspond.

Ce niveau de puissance de sortie maximale va, bien évidemment, correspondre à une condition d'impédance de charge optimale en puissance mais aussi à un critère limite en

courant de grille que fixe le manipulateur afin de garantir le bon fonctionnement du composant pour la suite des analyses.

Classiquement, au sein du laboratoire, nous choisissons comme critère limite fixant l'interruption du relevé en puissance, l'apparition d'un courant de grille de 1mA/mm au niveau du transistor.

Les évolutions de la puissance de sortie maximale P_{s_ult} et le NPR correspondant sont représentés sur les **figures V-22** et **V-23**, en fonction de la tension de polarisation V_{DS} appliquée au composant, pour un $V_{gs}=-0,2V$, respectivement pour les développements de (2x75 μ m) et (2x50 μ m).

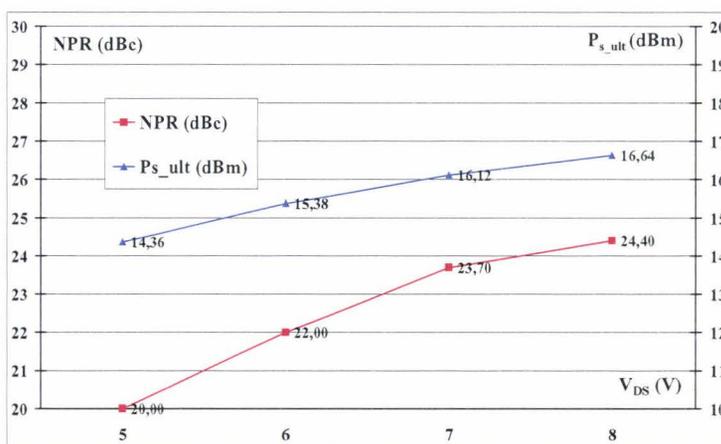


Figure V-22: Puissance de sortie maximale et NPR associé du PPH25-2x75 μ m, en fonction de la tension V_{DS} qui lui est appliquée, à 26GHz. La tension V_{GS} étant maintenue à $-0,2V$ et le courant de grille étant limité à 1mA/mm.

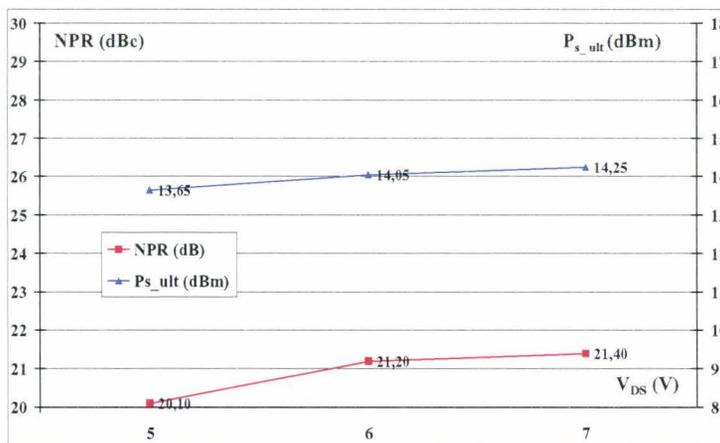


Figure V-23: Puissance de sortie maximale et NPR associé du PPH25-2x50 μ m, en fonction de la tension V_{DS} qui lui est appliquée, à 26GHz. La tension V_{GS} étant maintenue à $-0,2V$ et le courant de grille étant limité à 1mA/mm.

Les résultats obtenus confirment ceux qui ont été présentés précédemment, à savoir que même lorsqu'on vise un fonctionnement à puissance maximale toute augmentation de la tension V_{DS} améliore la valeur du NPR en même temps que le niveau de puissance de sortie. Le pourcentage d'amélioration n'est toutefois pas le même pour les deux composants traités. Il faut noter que cette différence peut s'expliquer par le fait qu'ils sont issus de lots technologiques différents.

V.2.2.9 Discussion sur les mesures du PPH25:

De l'ensemble de l'étude du PPH25, on peut dégager quatre constatations :

➤ Premièrement, à la polarisation recommandée par UMS, les recherches d'optimisation des rapports d'intermodulation biton C/I_3 et NPR en fonction de l'impédance de charge, montrent clairement l'apport qu'apporte le choix judicieux de l'impédance que l'on présente en sortie du transistor. Les améliorations en terme de C/I_3 atteignent près de 10dB, alors que celles du NPR ne sont que de 3 à 4dB.

➤ Deuxièmement, l'analyse d'optimisation du NPR pour des niveaux de puissance d'entrée différente, toujours à la polarisation nominale, a montré que l'amélioration maximale de NPR obtenue avec une charge soigneusement choisie se limite à une plage de puissance restreinte. Par contre, il apparaît que l'impédance de charge correspondant à l'obtention d'une puissance de sortie maximale constitue un compromis raisonnable pour le NPR, celui-ci étant alors seulement un peu inférieur à la valeur maximum possible.

➤ Troisièmement, l'analyse d'optimisation du PPH25 à d'autres polarisations V_{DS} , à V_{GS} constante, a permis de constater de manière claire que l'augmentation de V_{DS} est propice à l'amélioration de la linéarité mais aussi à l'obtention d'un niveau de puissance ultime meilleur (défini pour l'apparition d'un courant de grille de 1mA/mm).

➤ Quatrièmement, le relevé du NPR en fonction du niveau de puissance de sortie P_{s_abs} fait apparaître une courbe à évolution monotone, contrairement à celui du C/I_3 pour lequel on peut obtenir des sautes brutales positives ou négatives.

OMNISYS:

On se propose ici d'examiner si la simple connaissance du gain complexe d'un transistor, à une fréquence donnée, pour une impédance de charge donnée et en fonction de la puissance appliquée à son entrée, est suffisante pour réaliser une simulation qui reproduise de manière approchée les comportements d'intermodulation biton et NPR observables en mesures. Un résultat favorable de cette tentative constituerait, à coup sûr, un encouragement pour poursuivre dans cette voie, délimiter ses points critiques et adapter les procédures de modélisation selon les difficultés à surmonter.

Le composant sur lequel porte cet essai est le PHEMT PPH25 dont on vient de décrire les résultats de mesure dans ce qui précède.

C'est dans cette perspective qu'une simulation système, sous OMNISYS, a commencé à être entreprise.

Nous avons pour cela utilisé la modélisation fournie par OMNISYS, que nous avons décrite au **chapitre II** et appliquée au **chapitre III** à 410MHz. A la base du modèle du transistor sous OMNISYS, nous utilisons la caractéristique mesurée de la conversion AM/AM du transistor dont une interpolation polynomiale d'ordre 3 permet d'avoir une extrapolation plus fine en fonction du niveau de puissance injectée. Nous avons ensuite rentré cette caractéristique AM/AM dans le modèle GCOMP7.

Dans l'impossibilité de disposer en temps utiles de mesures de « Load Pull » sur le PPH25 sous test, il n'a pas été possible d'avoir ses relevés de conversion de phase AM/PM. Les résultats de simulation sur ce composant PPH25 sont donc obtenus en l'absence de conversion AM/PM et pour une impédance de charge donnée.

Par l'expérience acquise lors de nos simulations faites en bande de base, dans le **chapitre III**, nous savons que la conversion AM/PM a un rôle beaucoup moins important que la conversion AM/AM dans l'intermodulation des composants à état solide. C'est pourquoi, dans un premier temps, nous avons accepté cette simplification de la modélisation, sachant qu'ultérieurement on pourra toujours introduire la conversion AM /PM.

Par ailleurs, il faut noter que le simulateur OMNISYS ne traite que des dispositifs sous 50Ω . Nous avons donc utilisé un subterfuge pour contourner ce problème. Celui-ci consiste à utiliser le modèle électrique non linéaire « GAIN1 » selon l'agencement illustré en **figure V-24**.

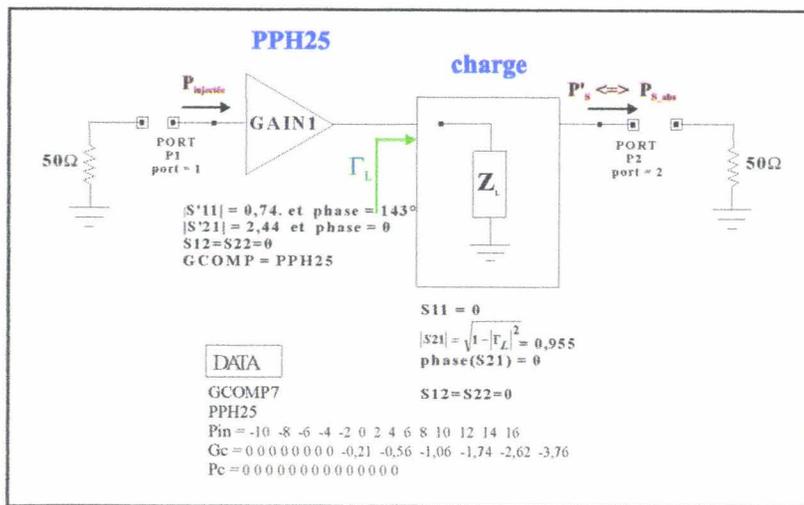


Figure V-24: Schématique OMNISYS utilisée pour le traitement de la désadaptation du transistor PPH25.

Un exemple de premiers résultats comparatifs en monoton, biton et NPR est donné sur la figure V-25.

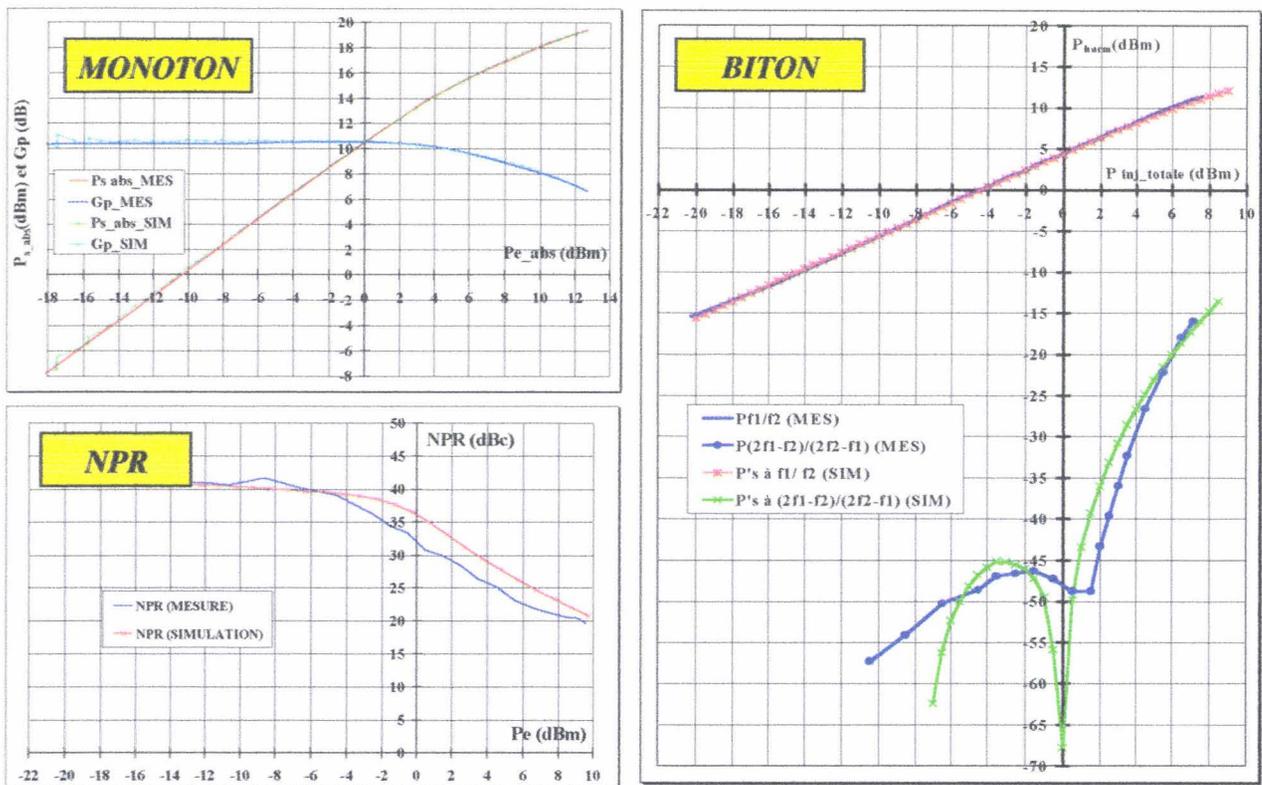


Figure V-25: Exemple d'analyse comparative MESURE/SIMULATION OMNISYS pour une excitation monoton, biton et NPR du PPH25- $2 \times 75 \mu m$ dans des conditions de charge optimale en puissance ($|\Gamma_L| = 0,3$), à la fréquence de 26GHz et à $V_{DS} = 5V, V_{GS} = -0,2V$

➤ On constate que le relevé OMNISYS de P_{s_abs} en fonction de P_{e_abs} , en excitation monoton, montre que la modélisation est très satisfaisante.

➤ Au niveau de l'étude biton, la non introduction de l'AM/PM dans la simulation a pour conséquence de rendre les raies d'ordre 3 symétriques, ce qui n'est pas le cas sur toute la dynamique en pratique. Les allures générales des relevés $P_s=f(P_e)$ restent comparables à la pratique.

La correspondance entre MESURE et SIMULATION sur l'ordre 1 avoisine +/- 1,5dBc, pour des niveaux de puissance totale absorbée à l'entrée de $-20dBm < P_{e_abs} < + 8dBm$. On constate que le relevé d'OMNISYS de l'ordre 3 fait apparaître un trou important pour $P_{e_abs}=0dBm$. La raison probable en est que le relevé de l'AM/AM passe par zéro à cet endroit du fait d'une extension de gain.

➤ Au niveau de l'étude NPR, la non présence de l'AM/PM dans le modèle GCOMP7 semble n'avoir pas de conséquence dramatique sur l'allure générale du relevé.

L'écart entre MESURE et SIMULATION est cependant de l'ordre de 5dB, le relevé simulé se trouvant au-dessus. Les raisons probables de cette différence sont nombreuses et appellent à la poursuite de ces simulations. En effet, le modèle utilisé en simulation présente des imperfections évidentes :

- Il est extrait d'un relevé AM/AM comportant localement une extension de gain.
- L'impédance de charge optimum utilisée pour la modélisation de la **figure V-24** est celle extraite des mesures en monoton. Celle-ci ayant sensiblement évolué lors des études en NPR, les analyses en MESURE et en SIMULATION n'ont donc pas été réalisées pour une même charge de sortie. Or, par les résultats précédents de mesure du PPH25, nous savons que le choix de la charge de sortie est important pour la linéarité.

- Nous avons utilisé des filtres passe bande et coupe bande idéaux dans la modélisation du signal d'entrée. Nous savons d'après les études en bande de base du **chapitre III** que cette simplification conduit à une incertitude de 2dB.

- Le nombre de simulations est faible. Ceci empêche une exploitation complète de tous les paramètres du modèle.

Néanmoins, ces premiers résultats de simulation à 26GHz, pour un modèle non linéaire du PPH25 développé uniquement à partir de mesure d'AM/AM, sont relativement satisfaisants. Ils reproduisent de manière approchée les comportements d'intermodulation biton et NPR observables en mesures. On peut donc estimer encourageante cette voie de

simulation « système » et, moyennant une évaluation stricte de ses possibilités et en prenant en compte la conversion AM/PM, espérer qu'elle pourra constituer une méthode de prédiction approximative mais intéressante du C/I_3 et surtout du NPR des composants discrets et des MMICs.

V.3 : Conclusion:

Nous avons dans ce dernier chapitre appliqué notre banc de Noise Power Ratio à la fréquence centrale de 26GHz, à la mesure de dispositifs sous pointes et en boîtier.

Ces analyses de NPR ont fait l'objet d'études comparatives avec des relevés monoton et biton, afin de nous sensibiliser aux comportements en puissance et en linéarité de chaque dispositif mesuré.

Une première campagne de mesures réalisée à la fréquence centrale de 26GHz, sur trois circuits MMIC de la société UMS et le transistor discret PPH25 constitutif de ces MMIC, nous a permis de constater l'importance de la polarisation du dispositif, de ses conditions de charge et nous a fournis une panoplie déjà très variée des comportements que l'on peut avoir pour un même composant en C/I_3 et en NPR ou des corrélations que l'on peut trouver entre le comportement d'un MMIC et celui du PHEMT de base à partir duquel il est réalisé.

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

L'objectif principal de ce travail était de compléter la panoplie des moyens de caractérisation non linéaire déjà existants au Laboratoire par un banc de mesure d'intermodulation multiporteuse utilisant la technique du « Noise Power Ratio » (NPR). Les réalisations antérieures de l'équipe « Puissance » de l'IEMN avaient permis à celle-ci de se doter d'un banc de Load-Pull à charge active et d'un banc de mesure d'intermodulation biton, fonctionnant l'un et l'autre en bande Ka. C'est donc, naturellement, pour cette bande que nous avons eu à bâtir notre système NPR. Aucune réalisation de ce type n'avait eu lieu précédemment, aussi haut en fréquence, à travers le monde, il y a quatre ans, quand nous avons commencé. Il s'agissait d'un challenge sur le plan technique et d'une découverte sur le plan scientifique. En ce qui concerne l'aspect scientifique de l'étude, l'intermodulation multiporteuse était un domaine encore très peu exploité. Un objectif complémentaire de notre travail a donc été d'apporter sur ce sujet un maximum d'informations, soit expérimentalement par les mesures de transistors et de MMICs, soit théoriquement à travers des simulations de type système.

Comme il se devait, ce travail a commencé par un large « état des lieux » du problème de l'intermodulation dans les dispositifs d'amplification. Celui-ci, constituant le premier chapitre de ce mémoire, a permis de cerner la complexité de la question et de lui donner un contenu chiffré.

Le deuxième chapitre a été consacré aux outils de modélisation et de simulation qui ont permis de traiter la partie analytique de l'étude. De part le contexte de la mesure du NPR, à savoir son application à des dispositifs en boîtier ou sous pointes, notre choix des outils de modélisation a penché en faveur de ceux qui reposent sur le concept du gain complexe utilisant les notions de conversions AM/AM et AM/PM. Néanmoins, ce type de modélisation, de par sa forme relativement primaire, ne peut traiter les phénomènes aussi rigoureusement que ne le font les « Séries de Volterra ». Nous avons essayé de pallier à cette insuffisance en complétant les possibilités du logiciel OMNISYS par des aménagements de modélisation, notamment par la mise en œuvre d'un modèle quadratique I/Q, extension du concept du gain complexe, permettant de traiter, en toute première approche, la question des effets mémoires.

Le troisième chapitre a été consacré à la réalisation du système de mesure de NPR en bande de base à 410MHz, pour dispositifs connectés. Une description détaillée des

éléments constitutifs du banc a permis de cerner la fonction de chacun d'eux et, ainsi, d'en justifier le choix et permettre d'obtenir des performances optimales. Ce banc a été démontré capable de mesurer des amplificateurs avec une puissance maximale d'entrée de $+4dBm$ et une dynamique NPR de $54dBc$. Le profil NPR réalisé comporte une bande de bruit de 10MHz à $-3dB$, avec une réjection centrale de $54dBc$ sur une largeur d'environ 1,5MHz.

Des mesures pratiques sur des amplificateurs du commerce ont permis d'analyser l'objectivité des relevés et de rendre compte des limites de notre banc.

Ensuite, la mise en œuvre de notre simulation système sous OMNISYS, basée sur la mesure des conversions AM/AM et AM/PM du dispositif non linéaire sous test a permis d'analyser le fonctionnement du banc en faisant varier les conditions opératoires. En premier lieu, nous avons modifié le filtrage de la source, sa bande passante et sa bande coupée, afin de valider l'authenticité des résultats. En deuxième lieu, le besoin de compréhension des phénomènes rencontrés dans les circuits nous a conduits à exploiter une potentialité supplémentaire du logiciel en développant un modèle qui rend compte de la présence d'effets mémoires dans le dispositif sous test. Ces analyses n'ont montré que des modifications mineures des résultats.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes servis de l'expérience acquise lors de la mise en œuvre du banc en bande de base pour développer le système de mesure de NPR en bande Ka, centré sur 26GHz, pour le test non seulement en cellule mais aussi sous pointes. Ces deux variantes du banc se sont avérées capables de mesurer des dispositifs avec une puissance maximale d'entrée de $+6dBm$ et $+10dBm$, respectivement, en boîtier et sous pointes, la dynamique NPR correspondante étant de $46dBc$ et $37dBc$. Il est à noter que la diminution drastique de dynamique NPR de $54dBc$, en bande de base, à 46 et $37dBc$, pour les mesures en bande Ka, respectivement en boîtiers et sous pointes, est essentiellement une manifestation de la dégradation apportée par l'intermodulation de la chaîne de préamplification qui, en amont du dispositif sous test, permet d'atteindre le niveau requis de puissance d'attaque.

Ainsi, avec la réalisation de ce banc de NPR, on dispose maintenant au Laboratoire de la panoplie complète de mesure grand signal avec les trois types d'excitation : monoton, biton et multiton, indispensables pour entreprendre des analyses comparatives de distorsion.

Dans le cinquième chapitre, nous nous sommes servis du banc de NPR pour analyser des MMICs et le PHEMT constituant la technologie de base de ces MMICs. Les comparaisons de comportement en excitation monotone et biton ont permis d'étendre largement cette analyse.

De l'ensemble des études effectuées sur les MMICs, on a pu dégager les points importants suivants:

- Les gains linéaires des trois cas d'excitation sont quasi identiques. Les différences de comportement de la réponse en puissance $P_S = f(P_e)$ se manifestent essentiellement à la compression. L'excitation monotone étant légèrement meilleure que les excitations biton et NPR.

- Les tensions de polarisation ont une influence importante sur les performances en linéarité. Ainsi les caractéristiques en compression, C/I_3 et NPR sont d'autant meilleures que la tension de polarisation V_{DS} augmente, et ceci conjointement avec une tension de polarisation V_{GS} correspondant à un fonctionnement en classe AB légère.

- Les relevés de C/I_3 biton présentent des évolutions non monotones en fonction du niveau, contrairement au NPR. L'explication de ces comportements est en relation directe avec les formes de spectres : à raies discrètes en biton et à distribution statistique pour le NPR.

- Il s'avère impossible de tirer une relation simple entre le C/I_3 biton et le NPR. Ce dernier reste globalement en dessous du C/I_3 .

- Les relevés des courants de drain et de grille, pour les trois excitations, font apparaître la prédominance d'une situation de claquage sur une situation de mise en direct des grilles au cours d'un cycle de fonctionnement.

- La dissymétrie apparaissant dans le spectre d'intermodulation biton de certains MMICs traduit la présence très probable d'effets mémoires liés à leurs circuits de polarisation.

De leur côté, les études effectuées sur le PHEMT, ont conduit aux observations suivantes :

- Une évolution similaire à celle des MMICs est obtenue pour les réponses $P_S = f(P_e)$.

- Comme pour les MMICs, les relevés de C/I_3 biton présentent des évolutions non monotones en fonction du niveau, contrairement au NPR.

- Le NPR présente, à puissance de sortie identique, une plage de variation non négligeable en fonction de l'impédance de charge. Cette plage de variation existe aussi dans le cas du C/I₃ biton mais avec une plus grande amplitude que dans le cas du NPR.

- L'impédance de charge maximalisant la puissance de sortie est presque la même en excitation NPR qu'en excitation biton. Par ailleurs, l'impédance de charge maximalisant la puissance de sortie apparaît aussi comme un bon compromis pour le NPR, assurant à celui-ci d'avoir une valeur assez proche du maximum possible.

- L'augmentation de la tension de polarisation V_{DS} est propice à l'amélioration du niveau de puissance de sortie maximale, mais aussi de la linéarité NPR correspondante.

Après la présentation de ce bilan sur nos travaux il importe maintenant de voir quelles sont les perspectives à court et moyen termes.

- Dans un futur proche, l'évolution constante de la technologie, faisant qu'une nouvelle génération remplace rapidement l'ancienne génération, les caractéristiques monoton, biton et multiton NPR de nouveaux circuits MMIC et composants discrets seront réalisés à 26GHz. Des analyses en fonction de la polarisation, de l'impédance de charge et de la puissance injectée permettront, dans le cas des composants discrets, de confronter les conclusions obtenues sur le PPH25 et les MMICs associés.

- Parallèlement à ces mesures, nous allons entreprendre l'extension de nos bancs d'intermodulation biton et NPR, en prévision de nouvelles études destinées à de nouvelles applications à 18 et 29GHz. Si l'étude à 29GHz semble immédiate, il faut noter que celle à 18GHz ne l'est pas. En effet, cette valeur de fréquence nous confronte au dilemme d'un montage des bancs en coaxial ou en guide. Néanmoins, la mise en œuvre à 18 et 29GHz de nouveaux filtres passe bande et d'amplificateurs état solide est indispensable.

- En relation avec les deux points précédents se pose la question de l'amélioration du dispositif de mesure. Cette amélioration doit porter principalement sur deux aspects.

- Le premier est la dynamique de NPR disponible à l'entrée du dispositif sous test. Celle-ci, comme on l'a vu, est de 46dBc, au mieux, avec +6dBm de puissance correspondante, lorsque la préamplification est assurée par des amplis état solide. La dynamique de NPR initialement disponible en bande de base étant de 54dBc, le chiffre de 46dBc obtenu après changement de fréquence et préamplification traduit la dégradation

apportée par soit le up-converter, soit le préamplificateur, soit les deux car, dans l'état actuel de notre connaissance du système, nous ne savons pas lequel des deux dispositifs incriminés est le plus responsable de cette dégradation. Les progrès technologiques aidant, il y aura donc lieu d'essayer d'autres technologies de MMICs de préamplification présentant de meilleures performances en puissance, en bruit et en linéarité pour éclaircir cette question et la résoudre ensuite. A terme il devrait être possible de pouvoir profiter pleinement de la dynamique de 54dBc fournie en bande de base.

- Le deuxième aspect concerne le mode opératoire du relevé des mesures qui, on a pu s'en rendre compte, portent sur un grand nombre de grandeurs et nécessitent toutes une précision importante. Un élément essentiel du relevé de NPR et de C/I_3 concerne le temps élevé de l'acquisition des mesures, puisque cette acquisition est actuellement manuelle. A titre d'exemple, un relevé complet de $NPR=f(P_e)$, à une polarisation donnée, prend près de 1h15mn. L'automatisation des alimentations, de l'atténuateur variable, des mesureurs de puissance et surtout de l'analyseur de spectres nous permettra des analyses plus fines des dispositifs. En effet, nous aurions la possibilité d'analyser le NPR à différent endroit du profil NPR, avec un moyennage très élevé, afin de vérifier la reproductibilité de nos résultats.

- En parallèle avec les mesures susmentionnées et avec les améliorations envisagées pour le banc NPR il apparaît très important, pour avancer dans les interprétations de comportements non linéaires et dans notre recherche des corrélations entre l'intermodulation, la technologie de base PHEMT et les circuits d'adaptation des MMICs, de poursuivre l'approfondissement de simulations de type système comme celles conduites jusqu'à présent sur OMNISYS. Ce logiciel étant remplacé par ADS, c'est donc ce dernier que nous utiliserons. Notre effort portera donc sur la définition de modèles « système » non linéaires, toujours basés sur les données de conversion AM/AM et AM/PM. Cette voie, bien qu'approchée en comparaison des méthodes plus rigoureuses utilisant le formalisme de Volterra, doit, à notre avis, permettre une représentation suffisamment fidèle du composant ou circuit sous test pour qu'une prédiction par simulation du NPR ou du C/I_3 soit raisonnablement envisageable. Bien sûr, la non prise en compte systématique d'effets mémoires éventuels constituera toujours une limitation de ce type de modélisation. Nous nous efforcerons au niveau de l'investigation « mesures » de discerner s'il y a risque ou non d'effets mémoires dans le dispositif sous test et, corrélativement, s'il y a lieu, d'établir des réserves devant accompagner les résultats de simulation.

- Enfin, une dernière tâche, nous incombant, consistera à participer à une large confrontation de mesures NPR avec les différents Laboratoires ayant mis en œuvre un système NPR soit à source analogique, soit à source numérique. En effet, la non-existence, actuellement, d'un véritable standard en matière de profil NPR fait qu'il est impossible de comparer des résultats sans les examiner très attentivement. Cela requiert une collaboration très étroite entre partenaires avec des mesures sur composants étalons. C'est ce que nous avons l'intention de mettre sur pied en concertation avec le CNES de Toulouse conjointement avec l'IRCOM de Limoges.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Christophe GAQUIERE
Analyse et optimisation de transistors à effet de champ à hétérojonction pour l'amplification de puissance dans la bande Ka
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Novembre 1995
- [2] Eric BOURCIER
Analyse de fonctionnement en amplification de puissance en bande Ka des transistors HEMT des filières AsGa et InP
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Janvier 1998
- [3] F. BUE
Thèse à paraître, Lille, 2002
- [4] HEWLETT PACKARD, APPLICATION NOTE 5965-8533E
Noise Power Ratio (NPR) Measurements Using the HP E2507B / E2508A Multi-format Communications Signal Simulator
May 1997, pp. 1-11
- [5] R. HASSUN
Comparing analog and digital techniques for measuring Noise Power Ratio
Microwave Journal, Euro-Global Edition, vol. 40, n°3, March 1997, pp. 88-98
- [6] W.G. VAILLANCOURT and S.E. YATES
High Speed Noise Power Ratio measurement techniques on RF power amplifiers
IEEE MTT-S Digest 1997, vol. 3, pp. 1451-1454
- [7] B-L. SMITH and M-H. CARPENTIER
The Microwave Engineering Handbook », Volume1 :Microwave components, Chapitre 5 : Travelling Waves Tubes, pp. 96-110
- [8] R.J. WESCOTT
Investigation of Multiple F.M/F.D.M carriers through a satellite T.W.T operating near to saturation
Proceedings of IEEE, vol 114, n° 6, June 1967, pp. 726-740
- [9] A.L. BERMAN and C. MAHLE
Nonlinear Phase Shift in Traveling Wave Tubes as Applied to Multiple Access Communications Satellites
IEEE Trans. on Communication Technology, February 1970, pp. 37-48
- [10] V. PERROTE and J. BROWNE
Power Amplifiers Serve Diverse System Applications
Microwaves&RF, July 1997, pp.118-132
- [11] A. WOOD
LDMOS Transistor Powers PCS Base-Station Amplifiers
Microwaves&RF, March 1998, part 1, pp. 69-80
- [12] A. WOOD
LDMOS Transistor Powers PCS Base-Station Amplifiers
Microwaves&RF, April 1998, part 2, pp. 77-86
- [13] S.R. NOVIC and L. PELLETIER
IMD Parameters Describe LDMOS Device Performance
Microwaves&RF, July 1998, pp. 69-74
- [14] G. MA, W. BURGER and X. REN
High Efficiency Submicron Gate LDMOS Power FET for Low Voltage Wireless Communications
IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1303-1306
- [15] M.E. KIM, A.K. OKI, J.B. CAMOU, P.D. CHOW, B.L. NELSON, D.M. SMITH, J.C. CANYON, C.C. YANG, R. DIXIT and B.R. ALLEN
12-40 GHz Low Harmonic distortion and Phase Noise Performance of GaAs Heterojunction Bipolar Transistors
GaAs Symposium 1988, pp. 117-120

- [16] K.W. KOBAYASHI, A.K. OKI and D.C. STREET
Indium Phosphide Heterojunction Bipolar Transistor Technology For Future Telecommunications Applications Microwave Journal, July 1999, pp. 74-96
- [17] G.N. HENDERSON, M.F. O'KEEFE, T.E. BOKS, P. NOONAN, J.M. SLEDZIEWSKI and B.M. BROWN
SiGe Bipolar Junction Transistors for Microwave Power Applications IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1299-1302
- [18] G. HAU, T.B. NISHIMURA and N. IWARA
Characterization of a Double-Doped Power HJFET For W-CDMA Cellular Handset Application Microwave Journal, July 1999, pp. 114-126
- [19] A. PLATZKER and S. BOUTHILLETTE
Variable Output High Efficiency Low Distortion S-Band Power Amplifiers and Their Performances Under Single Tone and Noise Power Excitations IEEE MTT-S Digest 1995, pp. 441-444
- [20] C.P. McCARROLL, G.D. ALLEY, S. YATES and R. MATRECI
A 20GHz Doherty Power Amplifier MMIC with High Efficiency and Low Distortion Designed for Broad Band Digital Communication Systems" IEEE MTT-S Digest 2000, pp. 537-540
- [21] Site WEB :http://homepages.uc.edu/~mathurn/proposed_work.htm
Modeling and Design of PNP SiGe : Heterojunction Bipolar Transistor
- [22] D.W. WU, R. PARKHURST, S-L. FU, J. WEI, C-Y. SU, S-S. CHANG, D. MOY, W. FIELDS, P. CHYE and R. LENTSKY
A 2W, 65% PAE Single Supply enhancement-mode Power PHEMT For 3V PCS Applications IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1319-1322
- [23] I. TAKENAKA, K. ISHIKURA, H. TAKAHASHI, K. ASANO and M. KANAMORI
Low Distortion High Power GaAs Pseudomorphic Heterojunction FETs for L/S-Band Digital Cellular Base Stations IEEE MTT-S Digest 2000, pp. 1711-1714
- [24] G. DAMBRINE
Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Mars 1989
- [25] L. BENGTSSON, M. GARCIA and I. ANGELOV
An Extraction Program For Nonlinear Transistor Model Parameters For HEMTs and MESFETs Microwave Journal, January 1995, pp. 146-153
- [26] A. MEDIAVILLA, A. TAZON and J.L. GARCIA
Measurement and non-linear modelling of power MESFETs Microwave Engineering Europe, August-September 1995, pp. 45-54
- [27] MINASIAN
Large signal GaAs MESFET Model and Distortion analysis Electronics Letters, vol. 14, n° 6, 16th March 1978, pp. 183-185
- [28] R.S. TUCKER and C. RAUSCHER
Modelling the 3rd order Intermodulation-Distortion properties of a GaAs FET Electronics Letters, vol. 13, n° 17, 18th August 1977, pp. 508-509
- [29] J.A. HIGGINS and R.L. KUVAS
Analysis and Improvement of Intermodulation Distortion in GaAs Power FET's IEEE Trans. on Microwave Th. and Techn., vol. MTT-28, n° 1, January 1980, pp. 9-17

- [30] R. SOARES, J. OBREGON and J. GRAFFEUIL
Applications of GaAs MESFETs
 Artech House, *Chapter 5 :Distortion problems in GaAs MESFET amplifiers*, pp. 209-242
- [31] R.L. KUVAS
Equivalent circuit model of FET including distributed gate effects
 IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-27, June 1980, pp. 1193-1195
- [32] K.Y. HUR and al.
Ultralinear double-pulse doped AlInAs/GaInAs/InP HEMTs
 Electronics Letters, 1st August 1996, vol 32, n° 16, pp. 1516-1517
- [33] X. HUE
Conception, réalisation et caractérisation de transistors à effet de champs et d'amplificateurs pour des applications de puissance à haute linéarité en bande K et Ka
 Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Décembre 2000.
- [34] G.L. HEITER
Characterization of Nonlinearities in Microwave Devices and Systems
 IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-21, n°12, December 1973, pp. 797-805
- [35] F. GRAUX
Méthodologie de modélisation boîte noire de circuits hyperfréquences non linéaires par réseaux de neurones : applications au radar
 Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, March 2001
- [36] H. TSUTSUI and al.
Low Distortion and High Efficiency 17W Power GaAs FETs For Satellite communication system applications
 IEEE MTT-S Digest 1998, vol 2, pp. 715-718
- [37] R.S. PENGELLY
Microwave Field Effect Transistors Theory, Design and applications
- [38] FU. LINGLIN, S.F. CHEN and H.R. CHUANG
Effects of RF-circuit Nonlinear Distortion on Digitally Modulated Signals in Wireless Communications
 Microwave Journal, September 2000, pp. 126-138
- [39] F.L. LIN, S.F. CHEN and H.R. CHUANG
Computer Simulation of nonlinear effects of RF power amplifiers based on EVM and ACPR for digital Wireless communications
 Electronics Letters, 6th January 2000, vol. 36, n°1, pp. 77-79
- [40] J.F. SEVIC, K.L. BURGER and M.B. STEER
A Novel Envelope termination Load-Pull Method for ACPR optimization of RF/Microwave power Amplifiers
 IEEE MTT-S Digest 1998, vol. 2, pp. 723-726
- [41] F. BRAUCHLER, M. TUTT, D. SEYMOUR, A. KHATIBZADEH, J. ERDLJAC and J. ARCH
Performance of RFMOS / sup TM / for 1.9 GHz CDMA operation
 IEEE MTT-S Digest 1998, vol. 2, pp. 451-454
- [42] T.B. NISHIMURA, N. IWATA, K. YAMAGUCHI, K. TAKEMURA and Y. MIYASAKA
3.5V operation driver-amplifier MMIC utilizing SrTiO₃ capacitors for 1.95 GHz wide-band CDMA cellular phones
 IEEE MTT-S Digest 1998, vol. 2, pp. 447-450
- [43] J. WOLF and B. BUXTON
Measure Adjacent Channel Power with A Spectrum Analyzer
 Microwaves&RF, January 1997, pp. 55-63

- [44] D. SCHICK
Creating CDMA Signals For Amplifier Testing
Microwaves&RF, March 1998, pp. 127-156
- [45] M. SLOVICK
Measuring ACPR in CDMA Amplifiers
Microwave Journal, December 1998, vol. 41, n°12
- [46] M. WIMSATT
Digital Modulation Forces New Testing Techniques
Microwaves&RF, July 2000, pp. 89-102
- [47] D. VONDRAN
Understanding ACPR Measurements
Microwaves&RF, May 2001, pp. 91-92, Part 1
- [48] D. VONDRAN
Making ACPR Measurements
Microwaves&RF, June 2001, pp. 79-92, Part 2
- [49] J.B. THOMAS
An Introduction to Statistical Communication Theory
John Wiley & Sons, Inc. New-York, London Sydney, Toronto 1969
- [50] P.M. RATCLIFFE
White noise capability- an overview
Marconi Instrumentation, vol. 16, n°3, 1978, pp. 62-68
- [51] M.J. TANT
Further advances in NPR measurement
Telecommunications, vol. 7, n°7, 1973, pp. 39-42
- [52] P.M. RATCLIFFE
NPR- How accurate is it ?
Marconi Instrumentation, vol. 13, n°2, 1971, pp. 38-45
- [53] M.J. TANT
The White Noise Book, Multichannel Communication Systems and White Noise Testing
Marconi Instruments Limited - St. Albans, England, July 1974
- [54] G.C. REIS
Further results in the noise-loading analysis of a memoryless nonlinearity characterized by a Taylor series of finite order
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.IM-25, n°1, March 1976, pp. 28-33
- [55] Y.L. KUO
Noise Loading Analysis of a Memoryless Nonlinearity Characterized by a Taylor Series of Finite Order
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.IM-22, n°3, September 1973, pp. 246-249
- [56] R.W. KOCH
Random Signal Method of Nonlinear Amplitude Distortion Measurement
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.IM-20, n°2, May 1971, pp. 95-99
- [57] T. TAKAGI, S. OGURA, Y. IKEDA and N. SUEMATSU
Intermodulation and Noise Power Ratio Analysis of Multiple-Carrier Amplifiers Using Discrete Fourier Transform
IEICE Trans. Electron, vol. E77-C, n°6, June 1994, pp. 935-941
- [58] N. SUEMATSU, A. IIDA, T. TAKAGI and S. URASAKI
Simple Calculation Method of the Intermodulation Distortion of Multiple-Carrier Amplifiers Operating in Weakly Nonlinear Region
Electronics and Communications in Japan, Part 2, vol. 78, n°10, 1995, pp. 44-51

- [59] T. REVEYRAND, D. BARATAUD, J. LAJOINIE, M. CAMPOVECCHIO, J-M. NEBUS, E. NGOYA, J. SOMBRIN and D. ROQUES
A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers
55th ARFTG Conf. Boston, June 2000, pp. 22-26
- [60] R. McMORROW and S. YATES
Evaluating Iridium Amplifiers with a New Noise Power Ratio Technique
Proceedings of the Second Annual Wireless Symposium, February 1994, pp. 139-147
- [61] B. HESSEN-SCHMIDT
Test Set Speeds NPR Measurements
Microwaves&RF, January 1994, pp. 126-128
- [62] HEWLETT PACKARD, APPLICATION NOTE 1303
Spectrum Analyzer Measurements and Noise
- [63] J. LAJOINIE, E. NGOYA, D. BARATAUD, J.M. NEBUS, J. SOMBRIN and B. RIVIERRE
Efficient Simulation of NPR for the Optimum Design of Sattelite transponders SSPAs
IEEE MTT Symposium International, 1998, vol. 2, pp. 741-744
- [64] N. LE GALLOU, E. NGOYA, J-M. NEBUS, H. BURET and M. ZOYO
Impédances Basse Fréquence : Impact sur l'intermodulation dans les amplificateurs de puissance
12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers 2001
- [65] N. LE GALLOU, J-M. NEBUS, E. NGOYA and H. BURET
Analysis of Low Frequency Memory and influence on Solid State HPA Intermodulation Characteristics
IEEE MTT-S Digest, Phoenix Arizona 2001
- [66] W. BOSCH and G. GATTI
Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-37, n°12, December 1989, pp. 1885-1890
- [67] V. MEGHDADI, J.P. CANCES, F. CHEVALLIER, B. ROJAT and J.M. DUMAS
Modeling of solid state power amplifiers (SSPA) and validation by means of a system simulator
Ann. Des Télécommunications 53, n° 1-2, 1998, pp. 1-11
- [68] Y. YANG, J. YI, J. NAN and B. KIM
Behavioral Modeling of High Power Amplifiers Based On Measured Two-tone Transfer Characteristics
Microwave Journal, December 2000, pp. 90-104
- [69] J.S. CARDINAL and al.
A New Adaptative Double Enveloppe Feedback (ADEF) Linearizer for Solid State Power Amplifiers
IEEE Trans. on Microwave Th. and Techn., vol MTT- 43, n° 7, July 1995, pp. 1508-1515
- [70] H. PARK, D.H. BAEK, K.I. JEON and S. HONG
A Predistortion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique with Simplified Carrier Cancellation Scheme For Class-A and Class-AB Power Amplifiers
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-48, n°6, June 2000, pp. 898-903
- [71] M. FAULKNER
An automatic Phase Adjustment Scheme For RF and Cartesian Feedback Linearizers
IEEE Vehicule Technology, vol VT-49, n°3, May 2000, pp. 956-963
- [72] C. HSIED and E. STRID
A S-Band High Power Feedback Amplifier
IEEE MTT-S Digest 1977, pp. 182-184
- [73] E. BALLESTEROS, F. PEREZ and J. PEREZ
Analysis and Design of Microwave Linearized Amplifiers Using Active Feedback
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-36, n°3, March 1988

- [74] B. KIM, J-S. KO and K. LEE
A New Linearization Technique for MOSFET RF Amplifier Using Multiple Gated Transistors
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, n° 9, Sept 2000
- [75] Y. HU, J-C. MOLLIER and J. OBREGON
A New Method of Third-Order Intermodulation Reduction in Nonlinear Microwave Systems
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-34, n°2, Feb 1986
- [76] Y. YANG and B. KIM
A New Linear amplifier using low-frequency second order intermodulation component feedforwarding
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n° 10, October 1999
- [77] J.C. PEDRO and J. PEREZ
A Novel Concept of Intermodulation Distorsion Linearization
IEEE Microwave and Optical Technology Letters, Vol.6, n°7, June 1993
- [78] F. BUE
Simulation d'une boucle Feedforward
Rapport de stage de DESS Microélectronique-Microondes USTL 1997, TDF-C2R
- [79] D.P. MYER
A Multicarrier Feed-Forward Amplifier Design
Microwave Journal, October 1994, pp. 78-88
- [80] E. EID and al.
Optimal Feedforward Linearization System Design
Microwave Journal, November 1995, pp. 78-86
- [81] S.P. STAPLETON
Adaptive Feedforward Linearization For FR Power Amplifiers
Microwave Journal, October 1999, pp. 136-144
- [82] J.ZHOU and al.
Design of an Ultralinear Wideband Feedforward Amplifier Using EDA Tools
Microwave Journal, January 2000, pp. 124-130
- [83] J.W. HUH and I.S. CHANG
Spectrum Monitored Adaptive Feedforward Linearization
Microwave Journal, September 2001, pp. 160-166
- [84] A.K. TALVAR
Reduction of Noise and Distorsion in Amplifiers Using Adaptative Cancellation
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-42, n°6, June 1994, pp. 1086-1087
- [85] V. STEEL, D. SCOTT and S. LUDVIK
A 6-18 GHz, High Dynamic Range MMIC Amplifier Using A Feedforward Technique
IEEE MTT Symposium International, 1990, pp. 911-914
- [86] C. CORDIER
Amplificateur linéaire de puissance dans la gamme millimétrique : Etude de la méthode par réinjection et de la conception d'un module linéaire
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Janvier 2001
- [87] M. NAKAYAMA and al.
An Amplitude and Phase Linearizing Technique for Linear Power Amplifiers
Microwave Journal, March 1996, pp.96-104
- [88] N. IMAI
Novel Linearizer Using Balanced Circulators and Its Application to Multilevel Digital Radio Systems
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-37, n°8, August 1989, pp.1237-1243

- [89] T. NOJIMA and T. KONNO
Cuber Predistorsion Lineariser for Relay Equipment in 800MHz Band Land Mobile Telephone system
IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol VT-34, n°4, November 1985, pp. 169-177
- [90] C. HASKINS, T. WINSLOW and S. RAMAN
FET Diode Linearizer Optimization for a Predistorsion in Digital Radios
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, n° 1, January 2000, pp. 21-23
- [91] R. INADA
A Compact 4-GHz Linearizer for Space Use
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-34, n°12, December 1984, pp.1327-1332
- [92] A. DARBANDI and al.
High Efficiency Linearized Power Amplifier For Communication Satellites
European Microwave Conference 1992, pp. 1131-1136
- [93] G. GATTI
A Novel MMIC Predistorsion Linearizer
5th Internationnal Workshop on GaAs Telecommunications, April 1995
- [94] S. OGURA, K. SEINO, T. ONO, A. KAMIKOKURA and H. HIROSE
Development of a compact, broadband FET Linearizer For Satellite Use
IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1195-1198
- [95] J. YI, Y. YANG, M. PARK, W. KANG and B. KI
Analog Predistorsion Linearizer for High Power RF Amplifiers
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-48, n°12, Dec. 2000, pp. 2709-2713
- [96] HUGHES - Notice de l'ATOP 8010H12
- [97] D.M. GOEBEL, R.R. LIOU, W.L. MENNINGER, X. ZHAI and E.A. ADLER
Development of Linear Traveling Wave Tubes for Telecommunications Application
IEEE Transactions on Electron Devices, vol.48, n°1, January 2001, pp. 74-81
- [98] C.F. CAMPBELL
A Fully Integrated Ku-Band Doherty Amplifier MMIC
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n° 9, March 1999, pp. 114-116
- [99] M.J. BOULEY
PHEMT Devices Offer High Power Density and Efficiency
Microwaves&RF, February 1997, pp. 61-70
- [100]P. DELEMOTTE, F. BUE, C. GAQUIERE and Y. CROSNIER
Rapport de mesures UMS, March 2001, PHEMT 5093
- [101]QPN-19102730
Mesures monoton et biton des amplificateurs
- [102]Y. OKAMOTO, K. MATSUNAGA, M. KUZUHARA and M. KANAMORI
Novel InGaP/AlGaAs/InGaAs Heterojunction FET for X-Ku Band Power Applications
IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1191-1194
- [103]J.L. LEE, J.K. MUN, H. KIM, J-J. LEE and H-M. PARK
A 68% PAE, GaAs Power MESFET Operating at 2.3V Drain Bias for Low Distortion Power Applications »
IEEE Transactions on Electron Devices, vol. ED-43, n°4, April 1996, pp. 519-525
- [104]Y.A. TKACHENKO, D. BARTLE and C-J. WEI
Correlation Between Ungated Recess Width and Linearity of GaAs MESFETs
Microwave Journal, July 1999, pp. 98-112
- [105]PHILIPS SEMICONDUCTOR
A Linear LDMOS Amplifier for 3GPP Applications
Microwave Journal, March 2001, pp. 178-182

- [106]C-W. KIM, N. HONJAMA, N. GOTO and K. HONJO
High-Linearity and Small-Chip AlGaAs/GaAs Power HBT's for L-band Personal Digital Cellular Applications
 IEEE Electron Device Letters, vol.18, n°4, April 1997, pp. 147-149
- [107]ERICSSON
 Data Sheet -PTB20125 Power Transistor NPN
- [108]V. VOLTERRA
Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations
 New-York, Dever, 1959
- [109]N. WEINER
Non-Linear Problems in Random Theory
 N.Y. Technology press, 1958
- [110]N. NARAYAN
Transistor Distorsion Analysis using Volterra Series Representation
 Bell System Tech. Journal, 1967, pp. 991-1002
- [111]J. BUSGANG and al.
Analysis of non-Linear System with Multiple Inputs
 Proceedings of IEEE, vol 62, n° 8, August 1974
- [112]R. MINASIAN
Intermodulation Distorsion Analysis of MESFET Amplifiers using the Volterra Series Representation
 IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-28, n°1, January 1980
- [113]G.M. LAMBRIANOU and al.
Optimization of third order intermodulation product and output power from and X-band MESFET amplifier using Volterra series analysis
 IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-33, n°12, December 1985
- [114]S. BOYD and al.
Measuring Volterra Kernels
 IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol 30, n°8, August 1983, pp. 571-577
- [115]S.A. MAAS
Nonlinear Microwave Circuits
 Artech House 1988, pp. 172-199
- [116]H. CHEHADE
Modélisation des composants microélectroniques non linéaires par séries de Volterra à noyaux dynamiques pour la CAO des circuits RF et microondes
 Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Décembre 1998, pp. 37-62
- [117]S.A MAAS
Analysis and Optimization of Nonlinear Microwave Circuits by Volterra Series Analysis
 Microwave Journal, April 1990, pp. 245-251
- [118]S.A. MAAS
Volterra Analysis of Spectral Regrowth
 Microwave and Guided Wave Letters, vol 7, n° 7, July 1997, pp. 192-193
- [119]S .A. MAAS
FET Models for Volterra Series Analysis
 Microwave Journal, May 1999, pp. 260-270
- [120]S.A. MAAS
Applying Volterra-series Analysis
 Microwaves&RF, May 1999, pp. 55-64

- [121]R. YAQUINE
Etude des non-linéarités dans les amplificateurs hyperfréquences à transistor à effet de champ en régime faible et moyenne puissance
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, 1982
- [122]M. ASDENTE, M.C. PASCUCCI and A.M. RICCA
Modified Volterra-Wiener Functional Method For Highly Nonlinear Systems
Alta Frequenza, December 1976, vol.XLV, n°12, pp. 756-760
- [123]F. FILICORI, G. VANNINI, and V.A. MONACO
A Nonlinear Integral Model of Electron Devices for HB Circuit Analysis
IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-40, n°7, July 1992, pp. 1456-1465
- [124]E. NGOYA
Modélisation des modules actifs d'antennes à balayage électronique par séries de Volterra et simulation par Transitoire d'enveloppe
Rapport n°1 du contrat de collaboration IRCOM-CRNS-THOMSON CSF/RCM 1999
- [125]E. NGOYA, N. LE GALLOU, J-M. NEBUS, H. BURET and P. REIG
Accurate RF and microwave system level modeling of wide band nonlinear circuits
IEEE MTT-S Digest, Boston 2000, pp. 79-82
- [126]N. LE GALLOU, D. BARATAUD, H. BURET, J-M. NEBUS and E. NGOYA
A novel measurement method for the extraction of dynamic Volterra Kernels of microwave power amplifier
EUMW GAAS 2000, Paris 2-6 October, 2000
- [127]C. DOMINIQUE, Y. MANCUSO, E. NGOYA and J. ROUSSET
Modélisation des effets mémoires non linéaires d'amplificateurs de puissance par séries de Volterra Modifiées
12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers 2001
- [128]N. LE GALLOU, E. NGOYA, D. BARATAUD, H. BURET and J-M. NEBUS
Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance présentant des effets de mémoire
12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers 2001
- [129]N. LE GALLOU, E. NGOYA & Al.
An Improved Behavioral Modeling Technique For High Power Amplifiers with Memory
IEEE MTT-S Digest, Phoenix Arizona 2001
- [130]P. BOUYASSE
Optimisation expérimentale des conditions de fonctionnement des transistors de puissance pour systèmes de télécommunications microondes
Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Juillet 1992.
- [131]O. SHIMBO
Effects of Intermodulation, AM-PM Conversion, and Additive Noise in Multicarrier T.W.T Systems
Proceedings of the IEEE, vol.59, n°2, February 1971, pp. 230-238
- [132]A. LOEMBE
Linéarisation des amplificateurs de puissance à transistors à effet de champ GaAs en hyperfréquences
Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, 1986
- [133]A. LEKE and al.
Behavioral Modeling of Narrowband Microwave Power Amplifiers with Applications in Simulating Spectral Regrowth
IEEE MTT-S Digest 1996, pp. 1385-1388
- [134]A.R. KAYE, D.A. GEORGE and M.J. ERIC
Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications
IEEE Transactions on Communications, vol.19, October 1972, pp. 965-972

- [135]N.M. BLACHMAN
Detectors, Bandpass Nonlinearities, and Their Optimization : Inversion of the Chebyshev Transform
IEEE Transactions on Information Theory, vol.17, n°4, July 1971, pp. 398-404
- [136]N.M. BLACHMAN
Band-Pass Nonlinearities
IEEE Transactions on Information Theory, vol.10, April 1964, pp. 162-164
- [137]M. HEUTMAKER, J. WELCH and E. WU
Using Digital Modulation to Measure and Model RF Amplifier Distortion
Wireless Communications Conference Digest 1996, pp. 78-81
- [138]J. STAUDINGER
Applying the Quadrature Modeling Technique to Wireless Power Amplifiers
Microwave Journal, November 1997, pp. 66-86
- [139]A. BERMAN and E. PODRACZKY
Experimental determination of intermodulation distortion produced in wide-band communication repeater
IEEE International Conv. Rec., vol.15, 1967, pt.2, pp. 69-88
- [140]W.B. DAVENPORT and W.L. ROOT
Random Signals and Noise
New-York : Mc Graw-Hill, 1958
- [141]N.G. KANAGLEKAR and J. BAPRAWKI
Calculation of the Response of a Nonlinear Microwave System to Multitone Input Signals : A CAE Approach
European Microwave Conference Proceedings, September 1988, pp. 1183-1188
- [142]G. FORSYTHE and al.
Computer Methods for Mathematical Computations
Chapter 9, Englewood Cliffs, N.J. Prentice-Hall, 1977
- [143]OMNISYS
Simulating and Testing
HP-Eesof Serie IV, pp. (2-16)-(2-25)
- [144]OMNISYS
Simulation Example
HP-Eesof Serie IV, pp. (17-1)-(17-13)
- [145]OMNISYS
System Network Items
HP-Eesof Serie IV, pp. (8-27)-(8-36)
- [146]OMNISYS
Student's Guide
HP-Eesof Serie IV, October 1995, Release 6.0
- [147]S.W. CHEN, W. PANTON and R. GILMORE
Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems
IEEE MTT-S Digest 1996, pp. 1-4
- [148]J.S. KENNEY
Power Amplifier Spectral Regrowth For Digital Cellular and PCS Applications
Microwave Journal, October 1995, pp. 74-92
- [149]NOISE / COM
Evaluating IMD
Microwaves&RF, July 1996, pp. 112

- [150]K. GLE
Etude expérimentale des non-linéarités des ATOP et SSPA : Linéariseurs
 Stage de DESS Microélectronique-Microondes, USTL , Thomson Tubes Electroniques Vélizy, 1999.
- [151]F. BRASSEAU, L. CHAPUS, G. MICHAUD et A. DARBANDI
Réalisation d'un banc de mesures NPR Large bande
 10^{ème} Journées Nationales Microondes, Saint-Malo, Mai 1997
- [152]T. REVEYRAND, D. BARATAUD, J. LAJOINIE, M. CAMPOVECCHIO, J-M. NEBUS, E. NGOYA, J. SOMBRIN, A. MALLET et D. ROQUES
Nouvelle méthode de caractérisation d'amplificateurs de puissance micro-ondes en fonctionnement multiporteuse
 12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers 2001
- [153]F. GIZARD, A. MALLET, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN, D. BARATAUD, T. REVEYRAND et J-M. NEBUS
Développement d'un banc de mesure de NPR en bande Ka
 4^{ème} Journées d'Electromagnétisme et Micro-ondes de Toulouse, JMET 2001
- [154]TMX Data Book
Electrical Matching of Surface Acoustic Wave Filters
 Wireless Symposium Exhibition, 1998, pp. 90-97
- [155]TMX Data Book
Surface Acoustic Waves »
 Basics, pp. 9-15
- [156]H. SHINONAGA and Y. ITO
Microwave SAW Bandpass Filters for Spacecraft Applications
 IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-40, n°6, June 1992, pp. 1110-1115
- [157]S. GOPANI
SAW IF Filters in Mobile Communications Networks
 Microwave Journal, November 1998, pp. 110-118
- [158]R.G. KULKARNI and S.K. LAHIRI
Design Options for SAW IF Filters Used in Wireless Applications
 Microwave Journal, January 1998, pp. 114-126
- [159]P. DELEMOTTE and Y. CROSNIER
Predict NPR For RF Modules Using System Simulation
 Microwaves&RF, July 2000, pp. 55-63
- [160]N.B. de CARVALHO and J.C. PEDRO
Compact Formulas to relate ACPR and NPR to two-tone IMR and IP3
 Microwave Journal, December 1999, pp. 70-84
- [161]J.C. PEDRO and N.B. DE CARVALHO
On the Use of Multitone Techniques for Assessing RF Components Intermodulation Distortion
 IEEE Trans. on Microwave Th. and Tech., vol MTT-47, n°12, December 1999, pp. 2393-2402
- [162]RAPPORT CNES :DT-96-16-CT/AE/TTL/HY
Comparaison entre C/I₃ et NPR
 1996, pp. 45-59
- [163]A. MOULTHROP
A Dynamic AM/AM and AM/PM Measurement Technique
 IEEE MTT-S Digest 1997, pp. 1455-1458
- [164]P. DELEMOTTE, F. BUE and Y. CROSNIER
Simulate IMD in RF Amplifiers with Memory Effects
 Microwaves&RF, vol.40 n°8, August 2001, pp. 85-92 and 207

[165]A. AMAIRI

*Caractérisation en petit signal, en puissance et en impédance de transistors à effet de champ millimétrique.
Etude et réalisation d'un banc load-pull à charge active 26,5-40GHz*
Thèse de Doctorat de l'Université de Lille, Septembre 1991

[166]P. DELEMOTTE, F. BUE, C. GAQUIERE et Y. CROSNIER

Système de mesure de N.P.R pour caractérisation non-linéaire de transistors et circuits en bande Ka
12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers 2001

[167]P. DELEMOTTE, F. BUE, C. GAQUIERE, Y. CROSNIER, S. TRANCHANT and B. CARNEZ

NPR comparative study of MMICs and related PHEMTs at 26GHz »
EUMW GAAS 2001, London 24-25 September, 2001

ANNEXES

ANNEXE I

LES MODES OPERATOIRES FFT et DISCRETE TIME DU LOGICIEL OMNISYS

Le but de cette annexe est de décrire de façon plus détaillée les modes opératoires du logiciel OMNISYS utilisés dans les deux « test benches » essentiels «*signal FFT*» et «*discrete time*», permettant de traiter les systèmes véhiculant des signaux arbitraires en bande de base ou modulés RF.

La grande complexité du logiciel ne nous permet pas d'explicitier tous les cas de figures que l'on peut rencontrer, mais nous avons choisi de montrer des points clés de la simulation dans le cas d'une application aux éléments de notre chaîne de NPR en bande de base et en particulier à propos de l'élément électrique non linéaire utilisé pour représenter l'amplificateur simulé.

Dans ce qui suit nous introduisons d'abord quelques généralités relatives au simulateur concernant ses applications et son mode de gestion des sources.

Ensuite, très spécialement pour le mode «*discrete time*», nous détaillons la procédure de détermination des réponses impulsionnelles des éléments électriques et comportementaux définis initialement dans le domaine fréquentiel.

Nous terminons cette annexe en présentant les traitements d'analyse des éléments électriques non linéaires, respectivement par le modèle fréquentiel pour le mode «*signal FFT*» et par le modèle temporel pour le mode «*Discrete Time*».

AI.1. Quelques généralités sur les simulations «*signal FFT*» et «*Discrete time*»:

AI.1.1 : La simulation «*signal FFT*»: Restrictions d'utilisation - Les sources

Ce mode opératoire est utilisé pour analyser des signaux périodiques en régime permanent. Les signaux transitoires sont exclus. L'analyse des différents éléments du réseau s'effectue soit dans le domaine temporel pour les éléments comportementaux non linéaires, soit dans le domaine fréquentiel pour tous les éléments électriques et les éléments comportementaux linéaires. Plusieurs éléments comportementaux ne peuvent pas être traités par le mode «*signal FFT*». Il s'agit des antennes, des canaux de propagation, des DSP, mais aussi des systèmes bouclés comme les linéariseurs ou les PLL.

Traitement des sources utilisées dans le mode « signal FFT »

➤ Des sources impulsionnelles peuvent être connectées au système, mais dans ce cas le simulateur les rend périodiques et les remplace par leur série de Fourier.

➤ Lorsque plusieurs sources sont connectées en même temps aux différents ports du système, alors dans ce cas il est indispensable de paramétrer une fenêtre de contrôle du signal qui introduit deux grandeurs :

- **T_{PERIOD}** : * Représentant la période du signal utilisé pour la simulation.
 - * Correspondant à l'inverse de la fréquence fondamentale ou de l'écart fréquentiel entre porteuses.
- **T_{STEP}** : * Représentant l'intervalle de temps élémentaire entre deux échantillons.
 - * Correspondant à l'inverse de la fréquence la plus élevée inhérente aux différentes sources et correspondant ainsi à l'inverse de la bande passante du spectre d'entrée.

A titre d'exemple, en combinant deux spectres modulés autour de F_{c1} et F_{c2} , ceux ci doivent être compatibles à $\frac{1}{T_{PERIOD}}$ et doivent vérifier la relation suivante :

$$\frac{|F_{c1} - F_{c2}|}{1/T_{PERIOD}} = \text{entier} \quad \text{avec} \quad \text{entier} \geq 2 \quad \text{par expérience}$$

➤ Lorsque l'on connecte une source de bruit définie dans le domaine fréquentiel, celle-ci est limitée au niveau de la fenêtre de contrôle fréquentiel par les deux grandeurs suivantes :

- **RESBW** : * Représentant la bande de résolution des analyses de bruit.

- **BBSPAN** : * Représentant la fréquence haute du signal de bruit.

En revanche si cette source est définie dans le domaine temporel, elle est limitée par l'unique paramètre **T_E** qui représente l'inverse du pas fréquentiel de résolution du spectre obtenu en sortie de cette source.

A titre d'exemple, si on considère comme sources : une source de bruit « NOISE », définie dans le domaine temporel, et une source en bande de base « BB-S », définie dans le domaine fréquentiel, avec pour paramètres caractéristiques:

- Source **BB-S** : * $F_M = 800.10^{+3} = 800\text{kHz}$ et donc de période $1,25\mu\text{s}$.
- Source **NOISE** : * $T_E = 200\mu\text{s} = \text{Période de la source NOISE}$

Pour traiter les deux sources en même temps, il est nécessaire de définir T_{PERIOD} et T_{STEP} :

- $T_{PERIOD} = 200\mu s$ représentant un multiple entier des périodes des deux sources.
- T_{STEP} permettant d'assurer un échantillonnage suffisant des signaux d'entrée et, est au maximum égal à l'inverse de la fréquence la plus élevée F_M inhérente aux deux sources.

$$T_{STEP} = \frac{1}{F_M} = \frac{1}{800kHz} = 1,25\mu s$$

AI.1.2 : La simulation « Discrete Time »:

Ce mode opératoire est utilisé pour analyser tous types de signaux, qu'ils soient transitoires ou périodiques. L'analyse des différents éléments du réseau s'effectue toujours dans le domaine temporel. Si la transformation du signal à travers un élément fonctionnel, un système optique ou un DSP, s'effectue directement à partir du modèle temporel de l'élément, il n'en est pas de même des éléments électriques ou des réseaux linéaires définis dans le domaine fréquentiel. Dans ce cas, ceux-ci seront transformés en leur réponse impulsionnelle unidirectionnelle, permettant ensuite d'établir celle du système global équivalent. Alors le signal de sortie est obtenu par la convolution de cette réponse impulsionnelle avec le signal d'entrée.

Il est évident que le choix du mode « Discrete Time » se justifie lorsque beaucoup d'éléments de la chaîne sont déjà définis temporellement. C'est par exemple le cas pour l'analyse de systèmes véhiculant des signaux numériques comme des trains binaires aléatoires.

Ce « test bench » autorise également l'emploi de plusieurs sources que l'on connecte aux différents ports du système. L'ensemble des remarques relatives aux sources du traitement FFT reste valable pour le « Discrete Time ».

AI.2. Traitement de la réponse impulsionnelle dans le test bench « Discrete Time »:

En général, un système contient des éléments électriques et comportementaux. Le fonctionnement du mode « Discrete Time » fait que les éléments électriques linéaires et non linéaires et les éléments comportementaux, initialement définis dans le domaine fréquentiel, sont convertis en leurs réponses impulsionnelles, dans le domaine temporel, par « post-

processing ». Ainsi pour permettre le traitement de ce type d'élément, le logiciel effectue les calculs de toutes les réponses temporelles avant de lancer la simulation proprement dite. De la performance de cette étape dépendent les résultats finaux de simulation.

La détermination de la réponse impulsionnelle comporte tout un ensemble de particularités qu'il est utile de connaître:

✓ Premièrement, la fonction de transfert dans le domaine fréquentiel de chaque élément est établie. Ces caractéristiques vont servir à la détermination de la réponse impulsionnelle.

✓ L'utilisateur peut contrôler cette réponse impulsionnelle par son échantillonnage et sa durée en modifiant certains paramètres parmi les six possibles de la fenêtre obligatoire de contrôle temporel « TIME CONTROL ».

- $MAXIMPTIME \geq \frac{5}{BW_{min}}$ où BW_{min} représente la fréquence basse

d'utilisation ou la bande minimale de fréquence. Ce paramètre est en général choisi en fonction de la durée maximale de la réponse impulsionnelle que l'on souhaite. Sa valeur par défaut est *TSTOP*.

- $TSTEP \leq \frac{1}{5 \cdot BW_{max}}$ où BW_{max} représente la bande maximale du signal

RF véhiculée par l'élément considéré. Ce paramètre est directement lié à la résolution temporelle de la réponse impulsionnelle.

- $TSTOP = \frac{1}{RBW}$ qui représente l'inverse de la résolution

fréquentielle.

- *TSAVE* est pris par défaut égal à 0.

- Le nombre minimum de points de fréquence ou le temps de la simulation est défini par le rapport $\frac{MAXIMPTIME}{TSTEP}$

- $MAXIMRATIO \leq \frac{10^{\frac{-abs(SLR)}{20}}}{5}$ avec SLR :Signal information level range en dB.

Qui détermine la plage dynamique en terme de niveau d'information susceptible d'être détecté et par conséquent la durée maximale de la réponse impulsionnelle. Par défaut sa valeur est prise égale à 0,001 => $SLR=46dB$

✓ Méthodiquement on évalue, en premier lieu, la réponse impulsionnelle dans l'intervalle de temps [0 ; MAXIMPTIME]. Ensuite le simulateur démarre un nouveau calcul rétroactif à l'instant MAXIMPTIME pour aller vers le temps 0 en évaluant le rapport entre un maximum local et le maximum global, et en le comparant à MAXIMPRATIO. Si à un instant T, ce rapport est inférieur à MAXIMPRATIO, alors la réponse impulsionnelle est tronquée à cet instant T. La **figure A1-1** montre, à titre d'exemple, la réponse impulsionnelle typique d'un filtre sur laquelle cette troncature est effectuée.

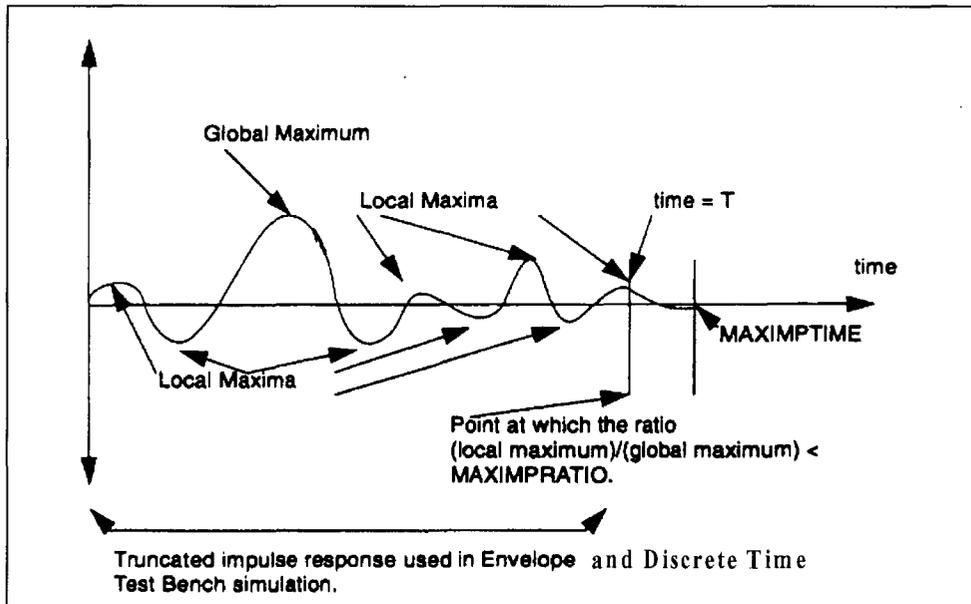


Figure A1-1: Exemple typique de troncature d'une réponse impulsionnelle.

✓ De l'ensemble des paramètres définis précédemment, l'un d'eux est directement lié à la bande passante des signaux RF véhiculés par les différents éléments du système. Il s'agit du TSTEP, qui est fixé au démarrage de la simulation à la valeur du TSTEP_{source}. Ensuite au passage successif au travers des différents éléments « pré-processés », cette grandeur évolue en fonction des bandes passantes respectives de chaque élément. La valeur finale de TSTEP est ainsi rarement identique à celle de départ. Ce procédé permet de simuler chaque élément de la chaîne en fonction de sa bande d'utilisation propre. L'arrêt de la simulation est déterminé par TSTOP.

Le choix de TSTEP_{source} est donc essentiel pour fiabiliser au mieux la simulation finale.

✓ Un autre point très important concerne les traitements successifs sur le signal, effectués au passage des éléments. Pour cela, le signal d'entrée doit être échantillonné

à une fréquence d'échantillonnage f_s vérifiant le critère de Nyquist $f_s > 2 \times f_{\max_spectre}$. Si cette relation se vérifie, on pourra reconstituer complètement ce signal à partir de cette séquence échantillonnée.

Il est donc indispensable de connaître parfaitement l'information de bande passante associée aux signaux véhiculés par le système, y compris le signal de sortie afin de déterminer convenablement ce paramètre $TSTEP_{SOURCE}$.

En pratique il est vivement recommandé de prendre une fréquence d'échantillonnage f_s largement supérieure au critère de Nyquist. En effet, par exemple, un amplificateur non linéaire que l'on excite par un signal monoporteuse ou multiporteuse, va produire à sa sortie de nombreuses raies d'intermodulation et par conséquent aura pour incidence d'élargir les bandes spectrales en sortie et donc la fréquence d'échantillonnage f_s .

Afin de maintenir valable la représentation des signaux passe-bande, il est recommandé de vérifier les critères suivants :

$$BW_{dispositif} < f_c \quad \text{et} \quad f_c \geq f_s/5$$

Dans l'hypothèse où la première condition n'est pas validée, il est utile de modifier la représentation du signal en un signal en bande de base par transformation I/Q (modèle IQFC sous OMNISYS). Cette modification est effectuée automatiquement par le logiciel.

AI.3. Les traitements des éléments électriques non linéaire:

AI.3.1 :Le modèle fréquentiel utilisé dans le mode « Signal FFT »:

La gestion de ce type d'élément, comme celui utilisé lors de nos simulations s'effectue par interconnexion d'éléments comportementaux linéaires et non linéaires, avec la seule restriction qu'il n'est pas possible d'utiliser des systèmes bouclés autour de ces éléments comportementaux. Ceux-ci doivent être unidirectionnels.

Typiquement, les éléments électriques non linéaires sont dépendants de la fréquence mais aussi, pour ce qui nous concerne, de la puissance injectée dans l'élément. Afin de développer le modèle comportemental dans le domaine fréquentiel, il faut séparer les caractéristiques de l'élément qui dépendent de la fréquence de celles qui dépendent de la puissance. Pour cela, le simulateur réalise un modèle équivalent approximatif qui consiste à

cascader un modèle d'entrée linéaire dépendant de la fréquence, suivi par un modèle non linéaire sans effet mémoire, et enfin un modèle de sortie linéaire dépendant de la fréquence.

Ce traitement est schématisé sur la **figure A1-2**, pour l'exemple de l'élément électrique non linéaire « GAIN1 ». C'est cette élément qui est utilisé lors de nos simulations pour introduire l'amplificateur non linéaire dans notre chaîne de caractérisation d'intermodulation biton et multiton NPR. Le signal de source $S_1(f)$ est défini, pour ce cas, dans le domaine fréquentiel.

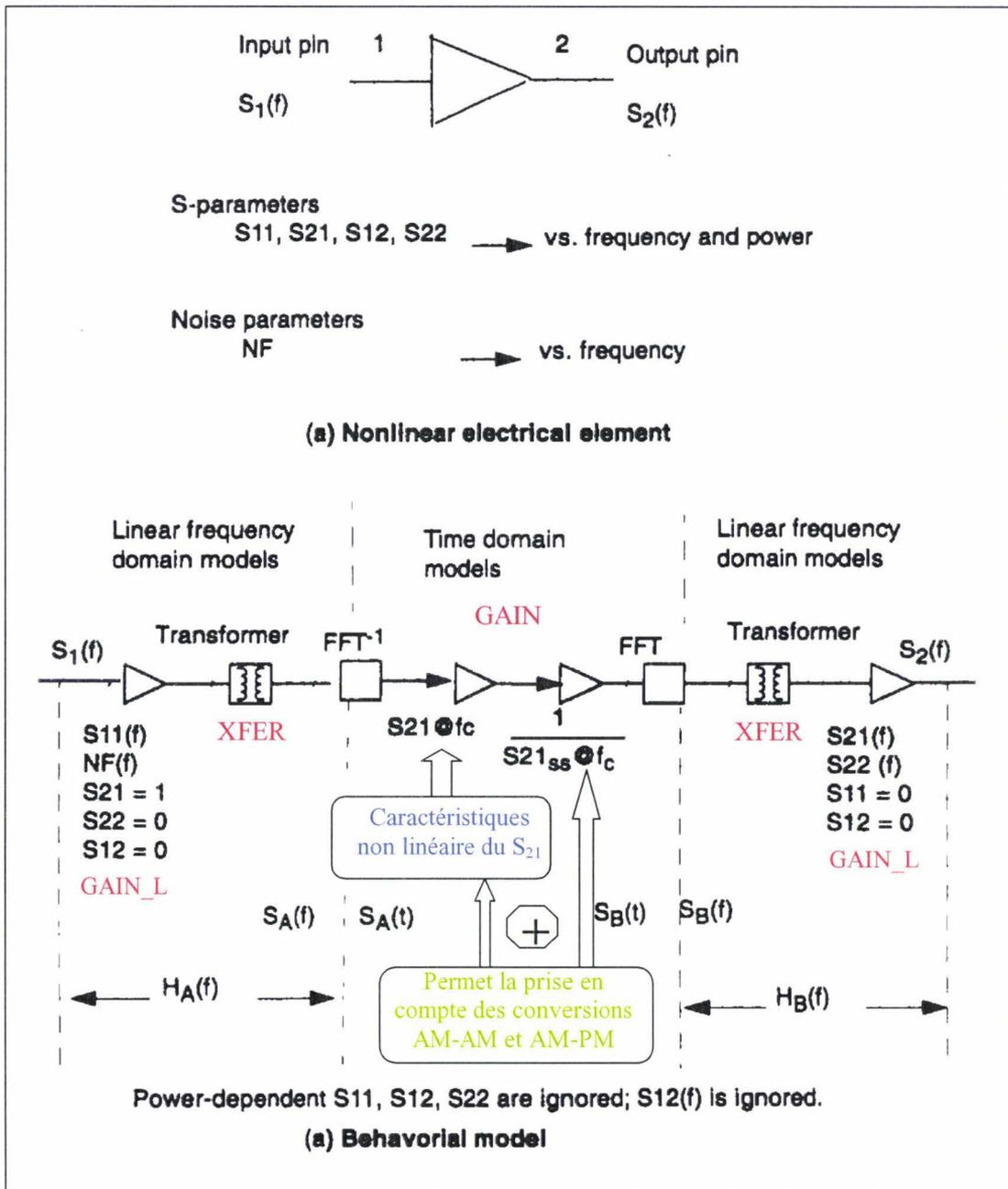


Figure A1-2: Traitement utilisé lors des simulations « Signal FFT » du domaine fréquentiel de l'élément électrique non linéaire « GAIN1 »

- Les éléments OMNISYS utilisés pour le développement du modèle sont :
 - « GAIN_L » : La première section prend en compte l'évolution du coefficient de réflexion de l'entrée S_{11} en fonction de la fréquence avec un $S_{21}=1$. La troisième section prend en compte, respectivement, l'évolution du coefficient de réflexion de la sortie S_{22} et l'évolution du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la fréquence.
 - « XFER » : transformateur d'impédance permettant de conserver une impédance d'entrée et de sortie du modèle « GAIN » de 50Ω .
 - « GAIN » : élément à gain non linéaire, qui permet de paramétrer les conversions AM-AM et AM-PM en fonction de la puissance d'entrée.
- $S_A(t)$ est le signal temporel d'enveloppe complexe périodique obtenu à partir de $S_A(f)$ par transformation FFT^{-1} .
- Pour la simulation « Signal FFT », l'évolution du S_{12} en fonction de la fréquence n'est pas prise en compte. Le modèle est *unidirectionnel*.

AI.3.2 : Le modèle temporel utilisé dans le mode « Discrete Time »:

Pour cette simulation, la gestion des éléments électriques non linéaires s'effectue aussi par interconnexion d'éléments comportementaux linéaires et non linéaires. Une différence essentielle est que, cette fois, le simulateur « discrete time » autorise les boucles entrée /sortie autour des éléments comportementaux. Ceci a pour principal intérêt de prendre en compte le paramètre de transmission inverse $S_{12}(f)$.

Typiquement, les éléments électriques non linéaires dépendent de la fréquence et de la puissance injectée dans l'élément. Afin de développer le modèle comportemental dans le domaine temporel, il faut séparer les caractéristiques de l'élément qui dépendent de la fréquence de celles qui dépendent de la puissance. Pour cela, le simulateur réalise un modèle équivalent approximatif qui consiste à cascader un modèle d'entrée linéaire dépendant de la fréquence, suivi par un modèle non linéaire sans effet mémoire, et enfin un modèle de sortie linéaire dépendant de la fréquence.

Reprenant l'exemple précédent, la **figure A1-3** montre le modèle comportemental « Discrete Time » équivalent à l'élément électrique non linéaire « GAIN1 ». Ce diagramme appelle les commentaires suivants :

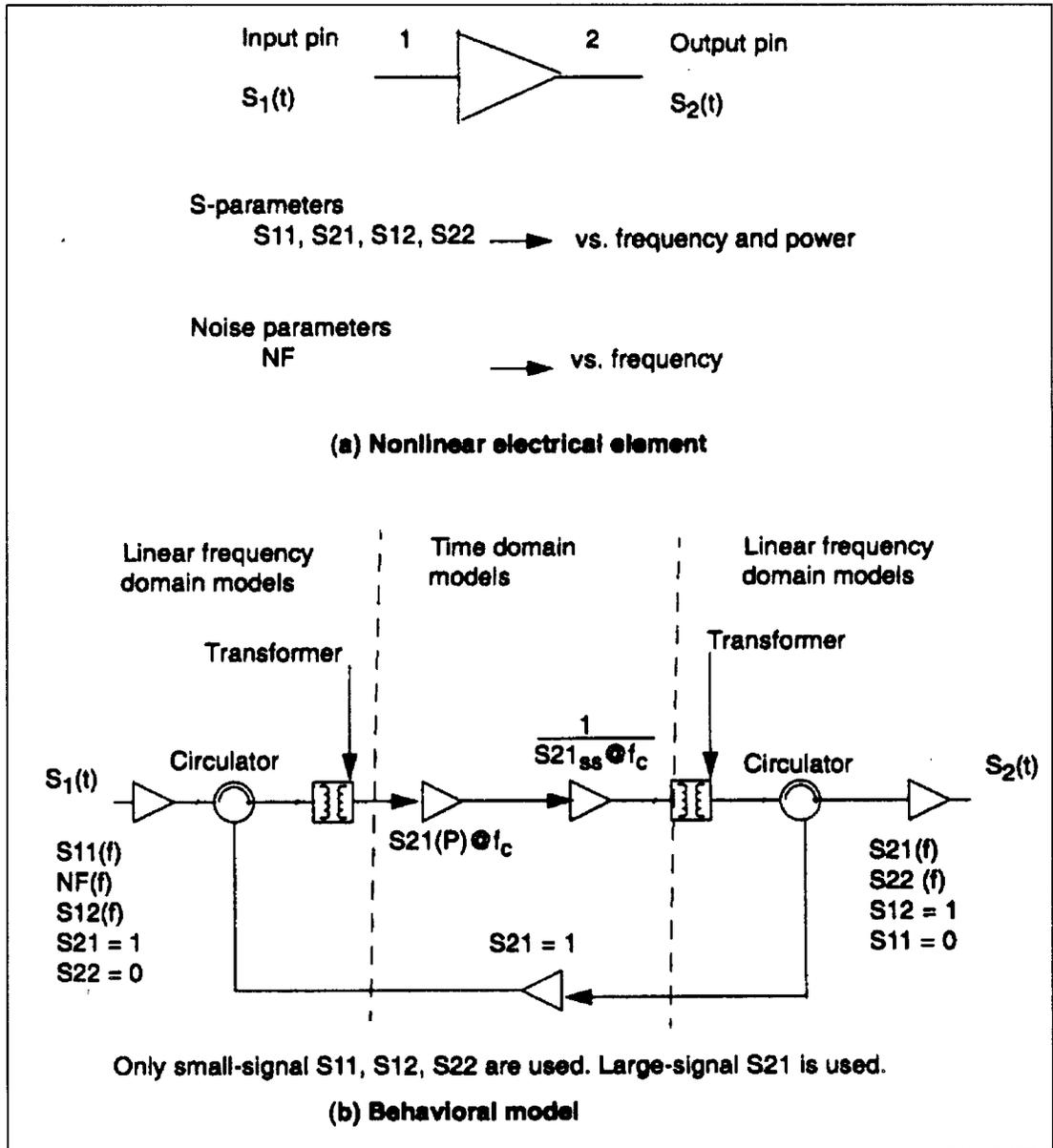


Figure AI-3: Traitement utilisé lors des simulations « Discrete Time » du domaine temporel de l'élément électrique non linéaire « GAIN1 »

- Comme le montre la **figure AI-3**, le modèle comportemental équivalent à notre amplificateur non linéaire n'utilise plus de transformation FFT et FFT^{-1} , entre les modèles linéaires du domaine fréquentiel et le modèle non linéaire du domaine temporel. Ceci vient du fait que lors d'une simulation « Discrete Time », tous les éléments électriques linéaires et non

linéaires sont transformés par « post-processing » en leurs réponses impulsionnelles. On a, alors, une simulation temporelle du système.

- La première section linéaire prend en compte l'évolution du coefficient de réflexion de l'entrée S_{11} en fonction de la fréquence, mais également celle du coefficient de transmission inverse S_{12} , avec un $S_{21}=1$. La troisième section prend en compte, respectivement, l'évolution du coefficient de réflexion de la sortie S_{22} et l'évolution du coefficient de transmission S_{21} en fonction de la fréquence, avec un $S_{12}=1$.

La deuxième section prend en compte la caractéristique non linéaire de S_{21} en fonction de la puissance d'entrée. Cette section est maintenue sous une impédance entrée/sortie de 50Ω par les transformateurs d'impédance « XFER ».

- Pour la simulation « Discrete Time », l'évolution du S_{12} en fonction de la fréquence étant prise en compte, le modèle est donc cette fois *bidirectionnel*.
- Les signaux d'entrée et de sortie sont, dans la majorité des cas, définis dans le domaine temporel. Dans le cas inverse, le logiciel calcule la réponse impulsionnelle de la source fréquentielle.

Pour un élément linéaire, le signal de sortie est obtenu par la combinaison linéaire des transformations du signal entre les ports d'entrée et le port « n » de sortie de l'élément. C'est à dire en utilisant les opérations de convolution des réponses impulsionnelles avec le signal d'entrée :

$$v_n(t) = \sum_{m=1}^M v_m(t) \otimes h_{mn}(t) \quad \text{pour un signal continu}$$
$$v_n[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{j=0}^{J_{mn}} v_m[k-j] \cdot h_{mn}[j] \quad \text{pour un signal échantillonné}$$

avec $h_{mn}[k]$: réponse impulsionnelle entre les ports « n » et « m », à l'instant j.

J_{mn} : longueur d'impulsion discrète entre les ports « n » et « m ».

$v_n(t)$ est à valeur complexe si le signal est RF ou en bande de base complexe

\otimes : représente l'opération de convolution.

La réponse impulsionnelle $h_{mn}(t)$ dérive des paramètres de transmission entre les ports « n » et « m » $S_{np}(f)$. Ces paramètres de transmission étant définis dans le domaine

fréquentiel par une bande passante BW_S et de résolution Δf_S , il est possible de les relier aux deux paramètres essentiels de la simulation « Discrete Time » MAXIMPTIME et TSTEP par :

$$\Delta f_S = \frac{1}{MAXIMPTIME} \quad \text{et} \quad BW_S = \frac{1}{TSTEP}$$

Pour un élément non linéaire, que l'on suppose à non linéarité passe bande et sans effet mémoire, le modèle non linéaire équivalent est un polynôme d'ordre impair. Ces hypothèses signifient que les non linéarités vont générer des distorsions d'intermodulation à la sortie qui ne contiendront que celles localisées autour de la fréquence porteuse RF, et non pas autour des harmoniques de cette porteuse.

Le signal de sortie au port « n » est obtenu par une fonction de transformation non linéaire à l'instant donnée k.

$$v_n[k] = f_n(v_{m1}[k], v_{m1}[k-1], \dots, v_{mM}[k], v_{mM}[k-1], \dots)$$

AI.4. Conclusions:

De nombreux tests de validation, en monoton, biton ou NPR ont permis de constater que si le paramétrage des fenêtres de contrôle temporel (en « discrete time ») ou fréquentiel (en « Signal FFT ») est convenablement effectué alors les résultats finaux sont les mêmes pour les deux types de simulation.

En fin de compte, nous avons choisi la simulation par « Signal FFT » pour les raisons suivantes :

- La simulation « Signal FFT » nécessite moins de paramètres de contrôle.
- La source de bruit est synthétisée par un nombre important de porteuses dans le domaine fréquentiel. Le simulateur « Discrete Time » aurait nécessité le calcul d'une réponse impulsionnelle supplémentaire.
- La simulation est plus rapide en « Signal FFT ».
- L'emploi de cette simulation reste valable pour les signaux que l'on véhicule dans le système même lorsqu'ils sont rendus périodiques.
- L'échantillonnage des données en entrée et sortie reste le même tout le long du traitement « Signal FFT », et il est directement lié au signal de source par l'écart entre raies « DeltaF ».

ANNEXE II

LE BRUIT : QUELQUES DEFINITIONS ET SES APPLICATIONS

AII.1. Quelques définitions usuelles sur le bruit:

AII.1.1 : La nature du bruit : [49]

Compte tenu de la température physique des matériaux, ceux-ci sont tous bruyants, à des niveaux de puissance proportionnels à cette température.

Le bruit est généré par les vibrations aléatoires des électrons et des trous dans le matériau. On réfère souvent ce bruit au bruit thermique. Ce même bruit thermique est considéré comme blanc et à distribution d'amplitude gaussienne (**figure AII-1**).

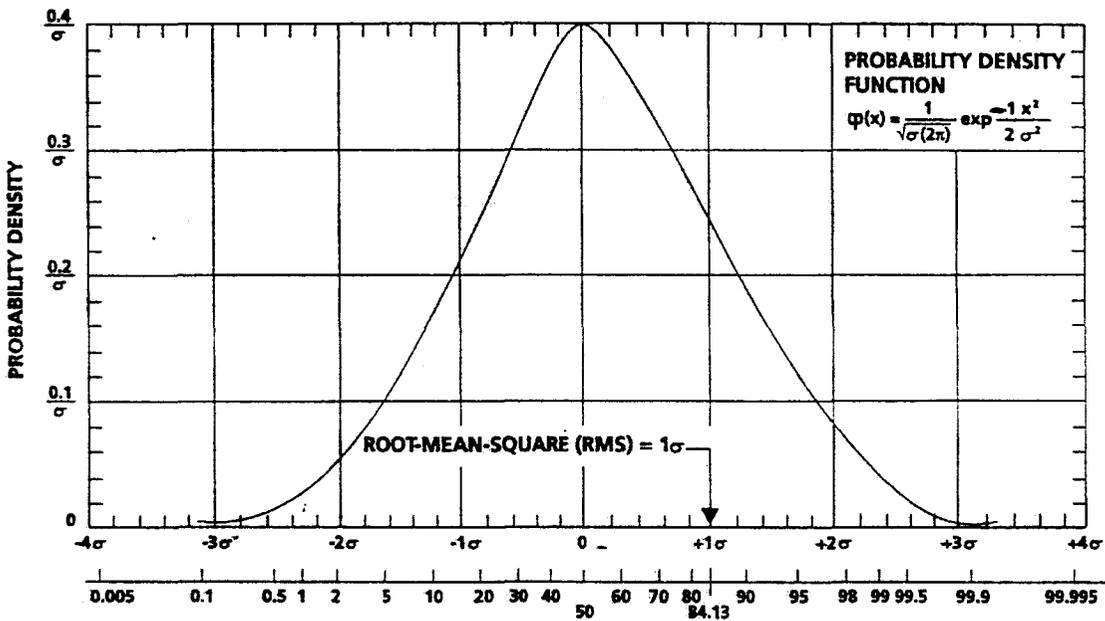


Figure AII-1: Représentation d'une distribution gaussienne.

AII.1.2 : Le bruit blanc :

A l'image d'une lumière blanche, dans laquelle se trouve de la puissance à toutes les couleurs, un bruit est qualifié de « blanc » lorsqu'il possède aux fréquences RF et micro-ondes une distribution de puissance régulière. On parle ainsi de notion de densité spectrale de puissance d'un bruit blanc. Celle-ci étant constante sur toute la bande de fréquence de ce bruit.

La puissance de bruit est alors proportionnelle à la bande passante BW . Ainsi, si la bande de mesure BW_{mesure} est doublée, cela implique que la puissance de bruit détectée est doublée elle aussi, correspondant à une augmentation de 3dB.

Le bruit blanc thermique, intrinsèque à tout matériau, disponible en sortie d'une source bruyante se définit par sa puissance de bruit disponible N .

$$N = k.T.B \quad (\text{AII-2}) \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} k = 1,380.10^{-23} J/K : \text{constante de Boltzmann} \\ T : \text{température absolue} \\ B : \text{bande de bruit en Hertz} \\ N : \text{puissance de bruit disponible en Watt} \end{array} \right.$$

AII.1.3 : Le bruit gaussien :

Le bruit thermique est caractérisé comme gaussien, lorsqu'il suit une loi de distribution d'amplitude gaussienne (**figure AII-1**). Il est important d'indiquer qu'un bruit blanc n'est pas d'office gaussien et inversement.

Le niveau de bruit s'exprimant en diverses unités, telles que $\frac{dBm}{Hz}$; $\frac{V}{\sqrt{Hz}}$ ou « Excess Noise Ratio (ENR) », des relations de conversion permettent, pour un « bruit blanc », de lier ces diverses unités.

- La puissance fournie par la source de bruit :

$$\left\{ \begin{array}{l} dBm = \frac{dBm}{Hz} + 10.\log(BW_{bruit}) \\ dBm = 20.\log(V_{RMS}) - 10.\log(R) + 30dB \\ dBm = 20.\log(V_{RMS}) + 13dB \text{ lorsque } R = 50\Omega \end{array} \right. \quad (\text{AII-3})$$

- Excess Noise Ratio (ENR) : Définit la température équivalente de la source de bruit T_{ne} par rapport à la température de référence $T_0 = 290K$.

$$ENR_{dB} = 10.\log_{10} \left[\frac{T_{ne} - T_0}{T_0} \right] \quad (\text{AII-4})$$

- La densité de puissance de bruit fournie par la source de bruit :

$$\begin{cases} dBm/Hz = 20.\log(\mu V_{RMS}/\sqrt{Hz}) - 10.\log(R) - 90dB \\ dBm/Hz = -174 dBm/Hz + ENR \quad \text{lorsque } ENR > 17dB \end{cases} \quad \text{(AII-5)}$$

AII.1.4 : Généralité sur les applications des sources de bruit :

Une source de bruit, qui produit un « bruit blanc », génère essentiellement un signal large bande de densité de puissance en sortie uniforme en fonction de la fréquence, avec des propriétés d'insensibilité à la température et aux variations de tension d'alimentation.

Son utilisation permet d'effectuer des mesures de gain de récepteur, de facteur de bruit NF, de phases et de largeur de bande. Elle peut être utilisée également pour équilibrer le gain et la phase des voies I et Q des modulateurs – démodulateurs I-Q ou lors de réception de signaux multicanaux et de convertisseurs analogique – numérique à haut débit.

Globalement, l'utilisation d'une source de bruit permet la génération simultanée de beaucoup de fréquences, ce qui procure une grande rapidité de mise en œuvre par rapport à la plupart des autres sources de signal. C'est d'ailleurs ce point de vue qui présente le principal intérêt en ce qui nous concerne, c'est à dire la génération multiporteuse à phases aléatoires.

AII.1.5 : Facteur de bruit d'un système :

Le facteur de bruit NF constitue le paramètre caractéristique du bruit ajouté produit par un système disposant d'une entrée et d'une sortie. Il est très important de maintenir le plus faible possible ce paramètre pour permettre d'augmenter la sensibilité du système.

Le facteur de bruit NF d'un dispositif sous test (DST) précédé par une source de bruit obéit à la relation : $NF(dB) = ENR - 10.\log(Y - 1)$ (AII-6)

- ENR étant le rapport de bruit en excès produit par la source, c'est-à-dire :

$$(T_h - T_0)/T_0, \text{ avec } \begin{cases} T_h = \text{Température de bruit de la source en fonctionnement} \\ T_0 = 290^\circ K \end{cases}$$

- $Y = P_{ON}/P_{OFF}$ où P_{ON} et P_{OFF} représentant respectivement la puissance de sortie en Watt du DST lorsque la source de bruit est alimentée ou éteinte.

Lorsque la température ambiante diffère de 290°K, un facteur de correction ($10.\log A$) doit être ajouté dans le terme de droite de l'expression de NF(dB), avec A défini par :

$$A = 1 - [(T_c/290) - 1] \times [Y/10^{(ENR/10)}] \quad (\text{AII-7})$$

L'influence de ce facteur de correction sur le résultat de NF est très modérée sauf pour de faibles valeurs de NF. La plupart du temps, il n'est pas nécessaire d'en tenir compte.

Il est intéressant de connaître la relation concernant le NF d'une cascade de deux étages (configuration d'un préamplificateur et d'un analyseur de facteur de bruit). La formule (AII-8) et la (figure AII-2) explicitent cette mise en cascade :

$$\left\{ \begin{array}{l} NF_{cascade} = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{G_{a_1}}, \text{ en linéaire} \\ NF_{cascade} (dB) = 10.\log (NF_{cascade}) \end{array} \right. \quad (\text{AII-8}) \quad \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} F_1 \text{ et } G_{a_1} : \text{ facteur de bruit et gain en} \\ \text{puissance disponible du 1er étage} \\ F_2 : \text{ facteur de bruit du 2ème étage} \end{array} \right.$$

$$G_{a_1} = \frac{P_{0ON} - P_{0OFF}}{k.B.(T_h - T_c)} \quad \text{obtenu à partir de la mesure du 1^{er} étage seul avec la source de bruit.}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B = \text{ bande de bruit du système de mesure.} \\ T_h = 290 \times [1 + 10^{(ENR/10)}] \quad \text{en degrés Kelvin} \\ T_c = \text{ température ambiante en degrés Kelvin} \end{array} \right.$$

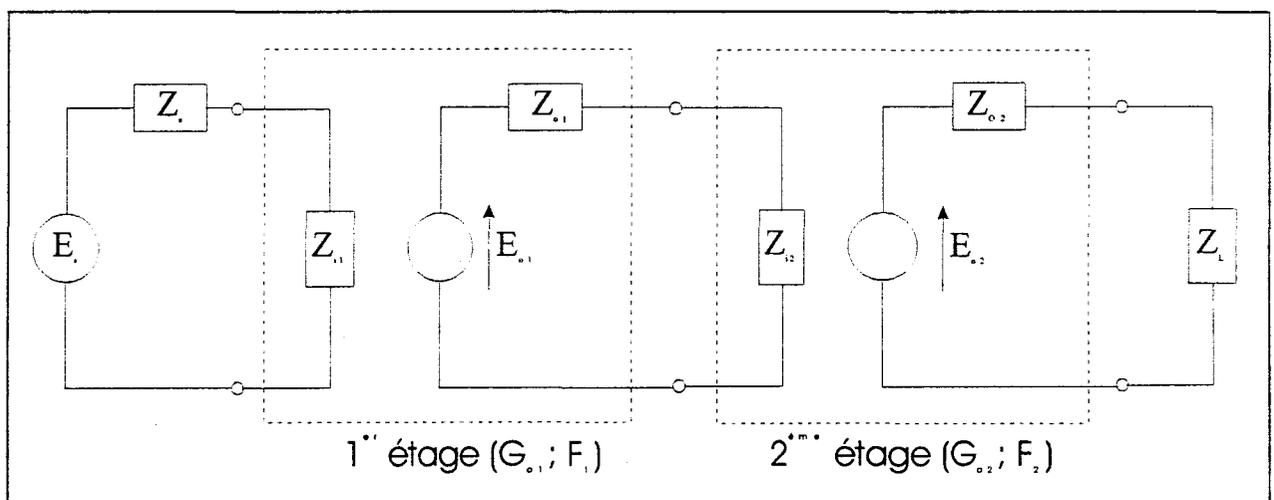


Figure AII-2: Mise en cascade de deux amplificateurs.

AII.2. Quelques applications des sources de bruit:

AII.2.1 : Mesure du produit (gain – bande) :

Le concept de ce test est de mesurer le produit « Gain – Bande » d'un dispositif passif ou actif (**figure AII-3**).

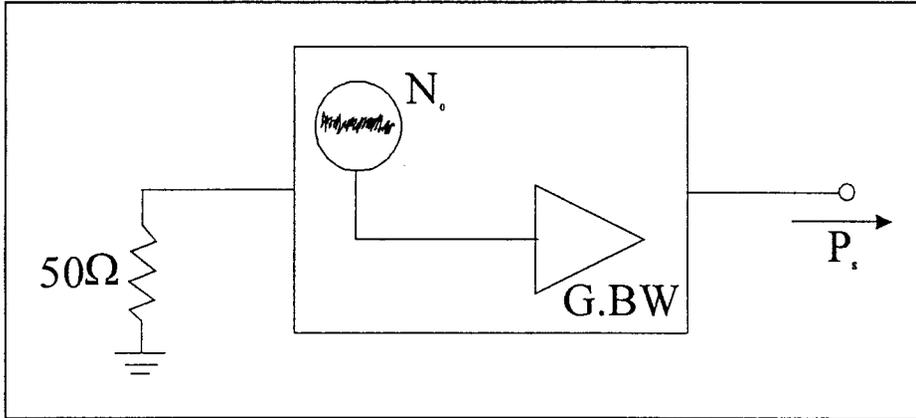


Figure AII-3: Diagramme de principe du test « Gain – Bande ».

On effectue la mesure de la puissance de sortie P_S au mesureur de puissance. Ainsi, connaissant la densité spectrale de bruit de la source d'entrée N_0 , et étant assuré du calibrage du mesureur de puissance, il est possible d'en déduire le produit « Gain – Bande » à partir de :

$$P_S = N_0 \times G.BW \quad (\text{AII-9})$$

AII.2.2 : Etalonnage des analyseurs de spectres :

Dans de nombreuses applications, la réponse en fréquence de l'analyseur de spectres constitue un élément essentiel de performance. Or, l'incidence des atténuateurs RF internes, des filtrages successifs et des variations de gain de conversion des mélangeurs en fonction de la fréquence, rend non constante la réponse en fréquence. Des variations de l'ordre de $\pm 5dB$ sur l'amplitude, pour une bande fréquentielle DC-18GHz, sont observables.

Ainsi, compte tenu des dérivations dans le temps, avec la température, en fréquence et en fonction des niveaux de puissance qui lui sont appliqués, les fabricants d'analyseurs de spectres recommandent un étalonnage annuel, ceci pour limiter les erreurs de mesure.

Une façon simple d'étalonner un analyseur de spectre consiste à lui appliquer le signal d'une source de bruit blanc large bande afin de contrôler sa réponse en fréquence. En effet, les sources de bruit ont pour principal avantage de présenter une réponse en fréquence quasi constante (fluctuations inférieures à $\pm 1,5dB$ pour une source possédant une bande utile s'étendant de 2GHz à 18GHz). Cette source représente ainsi une référence idéale d'étalonnage.

L'excitation d'un analyseur de spectres (**figure AII-4**) par un bruit blanc est un moyen simple d'évaluer les variations d'amplitude de l'analyseur en fonction de la fréquence, pour tenter de les inhiber par la suite lors de l'étalonnage. Ceci est rendu possible par l'emploi de fonctions de correction.

Ces fonctions de correction étant activées, les atténuations et les gains indésirables introduits par le réseau d'entrée de l'analyseur ont pu être éliminés de la mesure.

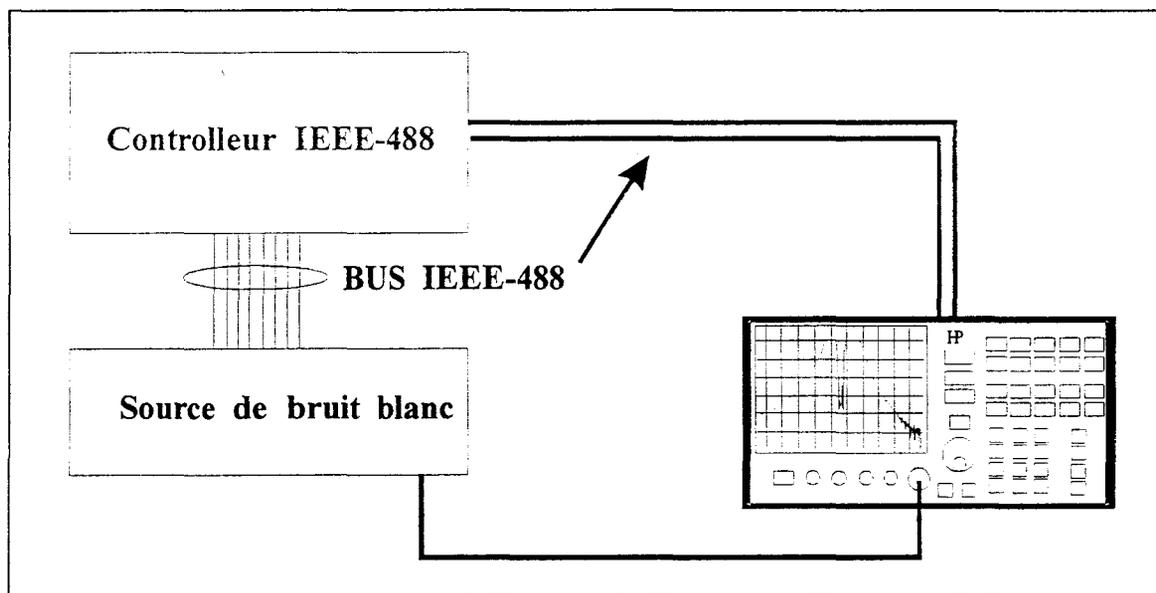


Figure AII-4: Diagramme de principe de l'étalonnage d'un analyseur de spectres à partir d'une source de bruit.

Ce type d'étalonnage nécessitant une source large bande à niveau de puissance constante, la source de bruit blanc présente de nombreux avantages :

- Un prix dérisoire en comparaison de celui d'un générateur de signaux à réponse fréquentielle similaire.
- Un encombrement très réduit, ce qui lui procure une facilité d'intégration dans de nombreux analyseurs de spectres.

- L'association avec des atténuateurs variables permet de garantir l'exactitude des étalonnages sur une large gamme de niveaux de puissance incident à l'analyseur.
- Une automatisation relativement simple à réaliser.
- Les mesures et les corrections lors de l'étalonnage sont rapides à mettre en œuvre (génération instantanée du signal)
- Une précision de correction à 0,1dB près.

AII.2.3 : Caractérisation de la linéarité des amplificateurs :

Toutes les non linéarités d'un dispositif tel qu'un amplificateur causent l'apparition de produits d'intermodulation entre les fréquences d'entrée, impliquant l'ajout de nouvelles fréquences dans la bande du système considéré. Lorsque ces fréquences se rapportent à des canaux de communication, le facteur de distorsion augmente avec ce nombre de canaux, ainsi qu'avec le degré de saturation du dispositif. Ce facteur crête augmentant dans

$$\text{une proportion de } \begin{cases} 10.\log(2n) \text{ en dB} \\ n = \text{nombre de signaux non corrélés,} \\ \text{équi - amplitude.} \end{cases} \quad (\text{AII-10})$$

Ainsi pour le cas simple de deux porteuses, non corrélées, de même amplitude, ce facteur crête atteint 6dB.

Dans le cas limite, où n tend vers l'infini, le résultat s'approche d'une distribution en tension aléatoire et gaussienne. L'usage de la source de bruit blanc gaussien permet donc de simuler l'utilisation d'un signal à porteuses multiples, non corrélées, de mêmes amplitudes et de phases aléatoires. Cette source constitue bien la base de l'évaluation du « Noise Power Ratio ». Méthode du NPR qui est un moyen précis pour reproduire les effets d'intermodulation multiporteuse, et déterminer ainsi les performances des dispositifs testés dans diverses conditions de charge.

L'émulation par un bruit blanc gaussien, limité en bande, permet de prendre en compte un certain nombre de critères, ce que ne fait pas la mesure biton, tels que l'influence de l'écart entre porteuses, celle du niveau variable, et celle du nombre de porteuses, procurant à cette mesure du NPR l'évaluation des produits d'intermodulation dans des conditions très exigeantes pour l'amplificateur.

Une mesure, en fonction de la puissance de sortie et de la charge, permet la détermination d'un point optimum de rapport de signal sur bruit (S/N), qui est donné par le NPR.

Il y a lieu de distinguer, lors des mesures de NPR, deux aspects :

- Les produits de distorsion dûs au fort niveau, et qui constituent la finalité de la mesure.
- L'intervention, à faible niveau d'entrée, du bruit plancher de l'amplificateur (bruit intrinsèque).

Ces deux facteurs constituent, par définition, les limites maximales de dynamique, en environnement multiporteuse. (performances en intermodulation et en plancher de bruit)

L'usage d'équipement automatisé, intégrant une source de bruit blanc gaussien large bande, d'atténuateurs variables, de banques de filtres passe bande et coupe bande, apporte une certaine flexibilité à cette mesure. Equipement couvrant, classiquement, la bande (50MHz - 40GHz).

ANNEXE III

SIMULATION DE LA DISTORSION D'INTERMODULATION EN PRESENCE D'EFFETS MEMOIRES

Cette troisième annexe a pour objectif de présenter une approche de simulation permettant la prise en compte des effets mémoires. Elle a été développée sous le logiciel système OMNISYS.

Cette modélisation permet de contrôler séparément les distorsions d'amplitude et de phase du D.S.T en y affectant un retard représentant de manière approchée un effet mémoire. Pour simplifier la compréhension des phénomènes, nous avons opté pour un retard τ identique pour chaque distorsion.

Compte tenu de la relative complexité de ce modèle, il y avait lieu de le valider avant de pousser plus loin son utilisation. C'est ce qui a été fait en prenant comme DST l'amplificateur MAR3 de Mini-circuits. Après quoi, deux analyses, en présence d'effets mémoires, ont été réalisées avec ce modèle, l'une en excitation biton et l'autre en excitation multiton NPR en conservant le module MAR3 comme DST.

AIII.1 : Elaboration du modèle de simulation sous OMNISYS : « mem.modèle »

Pour la réalisation de ce modèle, nous supposons que les caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM du D.S.T à la fréquence centrale de travail ont été précédemment mesurées, et que la constante de temps τ de l'effet mémoire peut être évaluée.

Ces exigences étant satisfaites, le principe du modèle se trouve dans la réalisation de la relation **AIII-1**:

$$V_s(t) = V(t) \cdot \cos(\omega t + \Phi(t)) = V(t) \cdot \cos \omega t \cdot \cos \Phi(t) - V(t) \cdot \sin \omega t \cdot \sin \Phi(t) \quad \mathbf{AIII-1}$$

avec $V_s(t)$ tension à la sortie de l'amplificateur à l'instant t .

Dans cette relation, l'effet mémoire peut être pris en compte en estimant l'amplitude $V(t)$ et la phase $\Phi(t)$ comme dépendant des tensions d'entrée $V_e(t-\tau_1)$ et $V_e(t-\tau_2)$, respectivement aux instants $(t-\tau_1)$ et $(t-\tau_2)$. Les τ_1 et τ_2 représentent les retards correspondant aux constantes de temps mémoire intervenant dans le fonctionnement du DST.

La **figure AIII-1** donne la schématique globale de simulation appelée « mem.modèle » que nous avons construite à partir d'éléments courants du logiciel OMNISYS pour traiter l'intermodulation d'un amplificateur en présence d'effets mémoires.

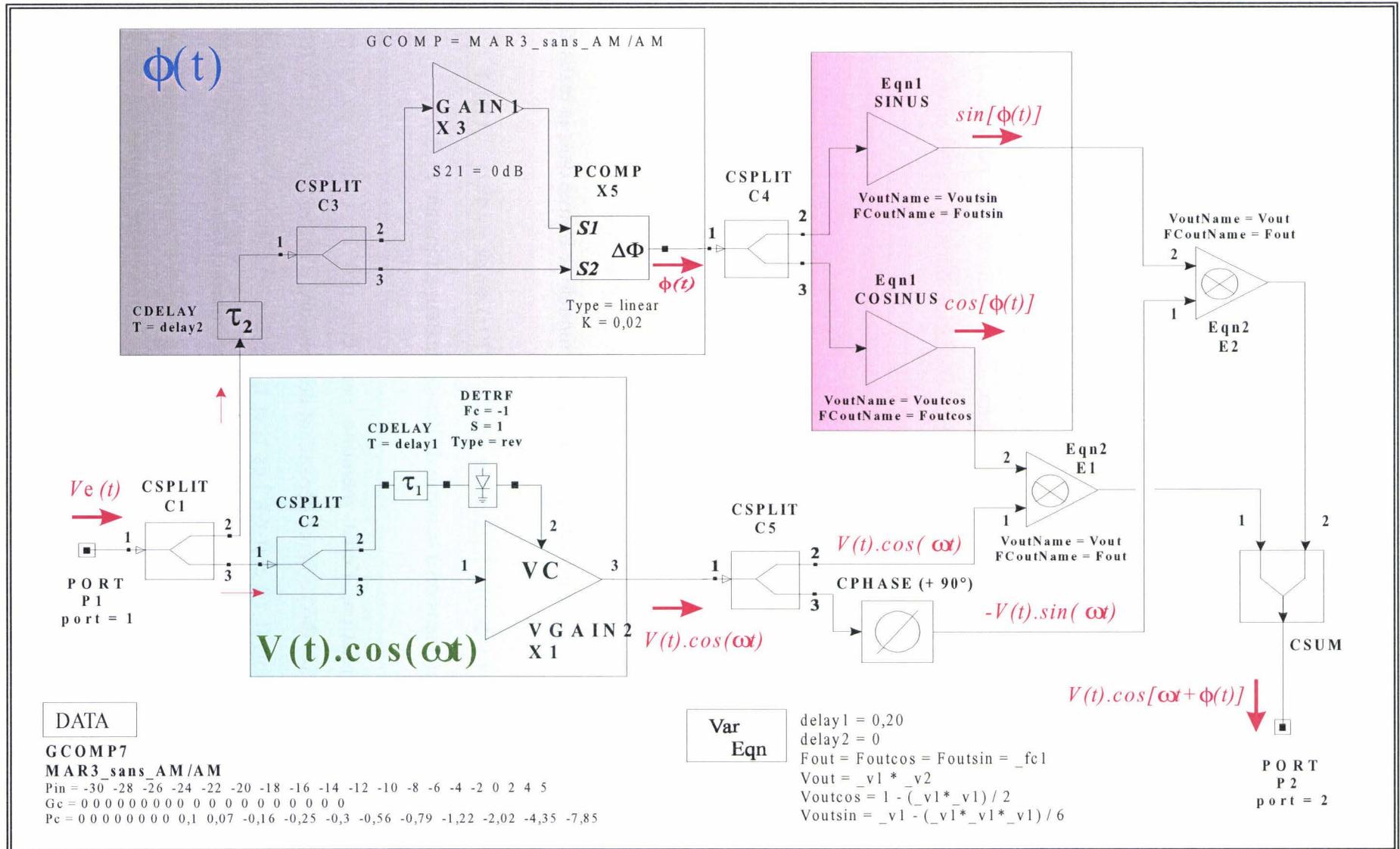


Figure AIII-1: Schématique développée sous OMNISYS pour l'étude d'intermodulation en présence d'effets mémoires

Cette schématique se subdivise en cinq fonctions distinctes, permettant la séparation des effets mémoires affectant respectivement l'amplitude et la phase du signal RF:

- **La compression de $V(t)$** : Elle est réalisée en utilisant l'élément amplificateur à contrôle de gain: « *VGAIN2* ». Cet élément utilise une expression d'interpolation du gain en tension Gain_{lin} du DST en fonction de l'amplitude crête de la tension appliquée en entrée $V(t).\cos\omega t$.

Si l'on suppose le dispositif sous 50Ω , ce gain est obtenu par une mesure en linéaire à l'analyseur de réseau. C'est ce que présente la **figure AIII-2**, à partir de relevés effectués à l'analyseur de réseau HP8753D dans le cas du module MAR3 de Mini-circuits. La fonction analytique polynomiale d'interpolation d'ordre 6 correspondante y est également jointe.

Il suffit d'effectuer la détection de la tension d'entrée $V(t).\cos\omega t$ à l'aide d'un détecteur d'enveloppe « *DETRF* », dont l'action est retardée d'un temps mémoire τ_1 , pour disposer de la commande de contrôle de gain de l'élément *VGAIN2*.

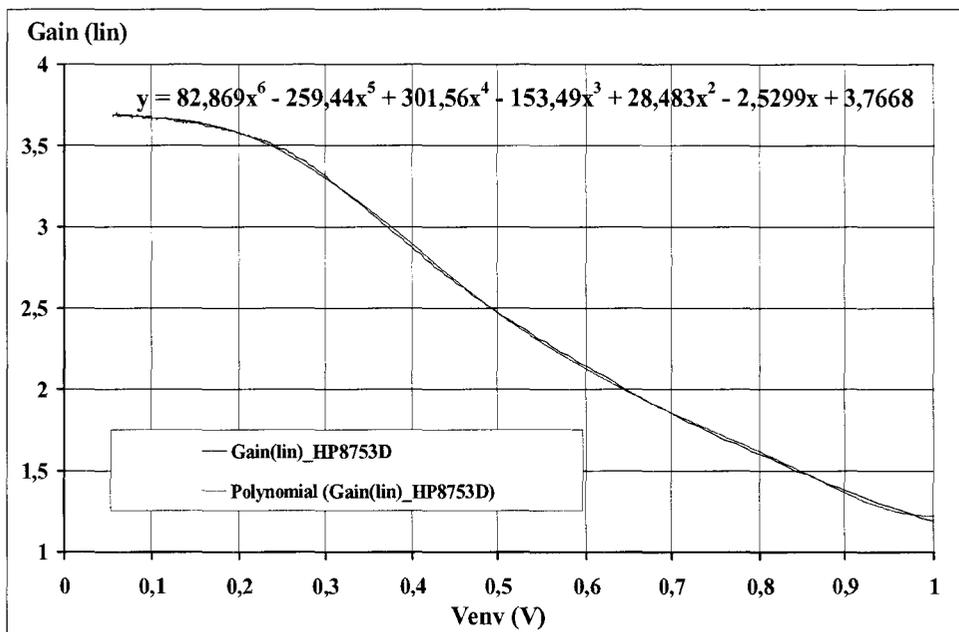


Figure AIII-2: Relevé, pour le MAR3, du gain linéaire en tension et de sa fonction d'interpolation.

- **La déviation de phase $\Phi(t)$** : Le signal d'entrée est d'abord retardé d'un temps mémoire τ_2 . La déviation de phase $\phi(t)$ est alors extraite, en utilisant l'élément comparateur de phase « *PCOMP* ». Cet élément traite les signaux résultant, respectivement, d'une transmission directe sans déphasage (voie de référence) et d'une transmission à travers

l'élément « *GCOMP7* », de gain unité et d'incrément de phase correspondant à la réponse AM/PM du DST. Le comparateur de phase donne ainsi en sortie une valeur de tension $\varphi(t)$, directement proportionnelle au déphasage.

- **Les fonctions « sinus » et « cosinus » de $\Phi(t)$** : Elles se synthétisent en utilisant un élément splitter « *CSPLIT* », suivi de deux éléments « *EQN1* », dans lesquels sont implantées les fonctions de transfert de cosinus et sinus. Ses fonctions correspondent aux développements limités, respectivement, de cosinus et sinus:

$$\begin{cases} \cos \Phi(t) = 1 - \Phi(t)^2 / 2 \\ \sin \Phi(t) = \Phi(t) - \Phi(t)^3 / 6 \end{cases} \quad \text{AIII-2}$$

- **Les fonctions « sinus » et « cosinus » de (ωt)** : Elles se synthétisent en utilisant un élément splitter « *CSPLIT* » suivi d'un déphaseur de 90° sur l'une de ses voies de sortie. Les signaux obtenus correspondent à : $V(t) \cdot \cos \omega t$ et $-V(t) \cdot \sin \omega t$, avec l'amplitude $V(t)$ modulée par l'élément *VGAIN2* qui précède.

- **Les opérations de multiplication et de sommation**: Les deux éléments « *EQN2* » réalisent les opérations de multiplication : $V(t) \cdot \cos \omega t \cdot \cos \Phi(t)$ et $-V(t) \cdot \sin \omega t \cdot \sin \Phi(t)$. Le dernier élément « *CSUM* » permet la sommation des deux fonctions précédentes.

AIII.2 : Validation du modèle :

Pour valider notre modèle, nous avons comparé les résultats de simulation obtenus avec le modèle non linéaire « *GCOMP7* » et avec notre nouveau modèle « **mem.modèle** » mais en imposant $\tau_1 = \tau_2 = 0$.

Pour cela, nous avons analysé le MAR3, autour de 410MHz, pour les trois types d'excitation : monoton, biton et multiton.

Toutes les simulations utilisent la procédure de calcul basée sur la transformée de Fourier Rapide FFT.

Dans le cas de l'excitation monoton, comme le montre la **figure AIII-3**, on obtient un excellent accord entre mesures, modèle « GCOMP7 » et « mem.modèle » tant pour la conversion AM/AM que pour la conversion AM/PM.

Pour l'excitation biton, la **figure AIII-4** montre que les réponses en puissance du fondamentale, du 3^{ème} ordre et du 5^{ème} ordre, obtenus soit avec le modèle « GCOMP7 », soit avec « mem.modèle », sont très voisines même si de légères différences sont perceptibles sur l'ordre 5. Les résultats de mesure ne sont pas reportés sur cette figure. Ils ont fait l'objet, antérieurement, d'une comparaison avec les simulations de GCOMP7 ayant conduit, rappelons le, à un accord très satisfaisant.

Enfin, pour l'excitation multiton NPR, la **figure AIII-5** montre que les mesures avec notre système et les simulations avec les deux modèles donnent des résultats globalement concordants. Il faut noter que la simulation du modèle « GCOMP7 » s'effectue avec 10000 porteuses en entrée, alors que celle du modèle « mem.modèle » est limitée à seulement 600 porteuses, en raison de la complexité du système et, par voie de conséquence, de l'augmentation des besoins en mémoire de calcul. Malgré ces différences substantielles entre les conditions opératoires des deux simulations NPR, il est remarquable que les résultats soient aussi concordants.

De l'ensemble de ces comparaisons, on peut conclure à la validation de notre nouveau modèle « mem.modèle ». Nous allons, dans ce qui suit, l'utiliser dans le cas d'effets mémoires, c'est à dire avec des valeurs de τ_1 et τ_2 différentes de zéro.

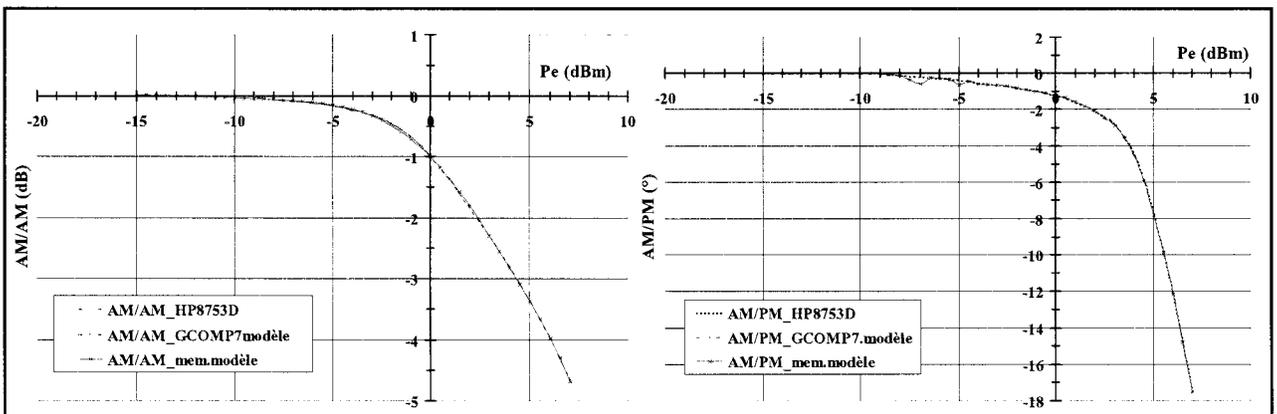


Figure AIII-3: Monoton : Réponses AM/AM et AM/PM mesurées et simulées soit avec le modèle « GCOMP7 » soit avec « mem.modèle ».

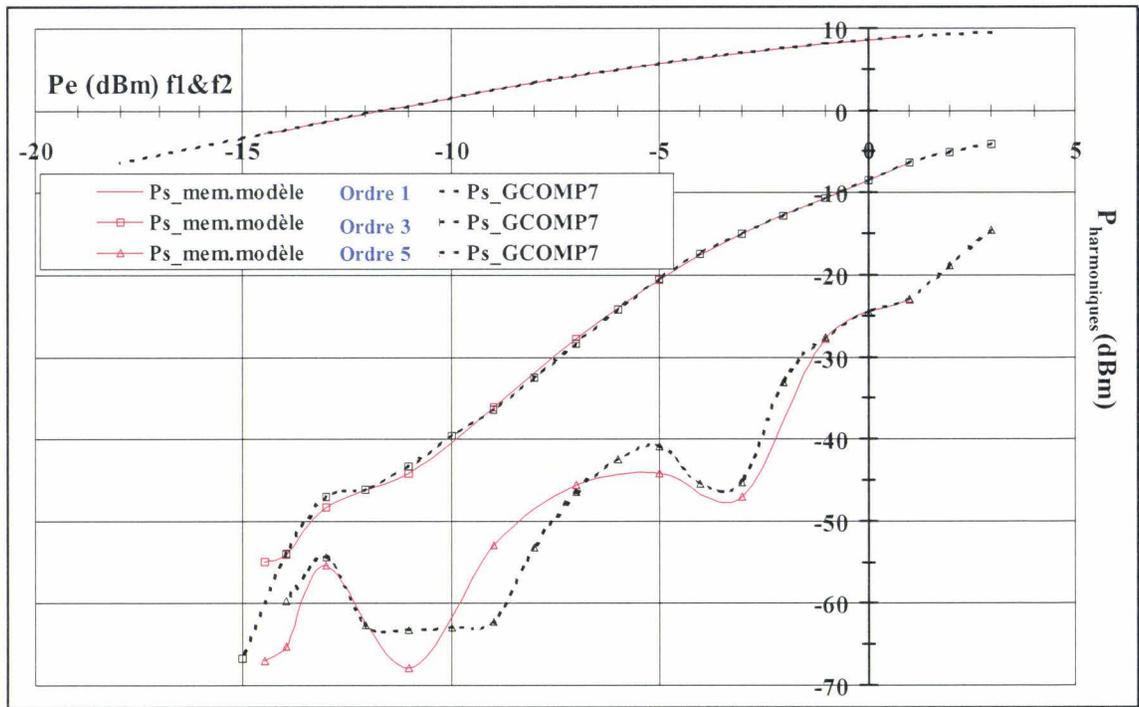


Figure AIII-4: Biton : Réponses d'intermodulation obtenues en simulation avec les modèles « GCOMP7 » et « mem.modèle ».

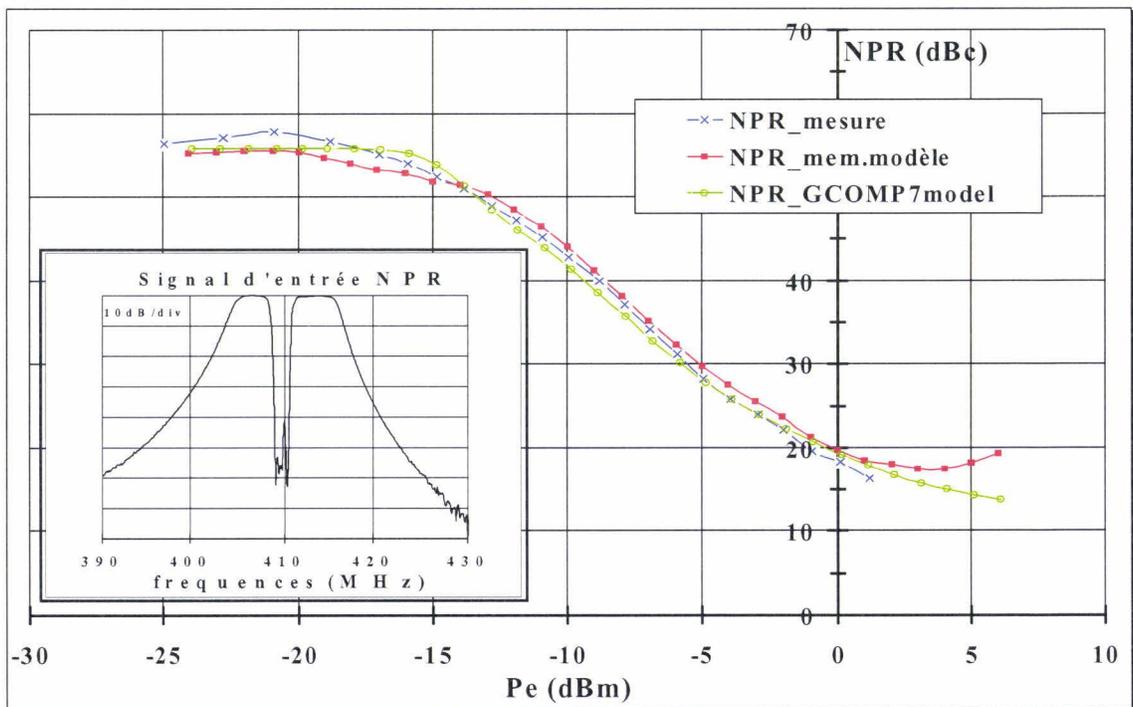


Figure AIII-5: Multiton : Réponses NPR obtenues en mesure et en simulation avec les modèles « GCOMP7 » et « mem.modèle ».

AIII.3 : Etude des effets mémoires sur la distorsion:

Cette étude porte, rappelons le, sur le module amplificateur MAR3 de Mini-circuits qui, parmi les différents modules dont nous disposons, est celui dont la conversion AM/PM est la plus importante. C'est pour cette particularité qu'il a été sélectionné pour cette analyse des effets mémoires.

AIII.3.1. Cas d'une excitation biton:

AIII.3.1.1 Modification produite sur l'enveloppe du signal:

L'excitation étant constitué par deux porteuses de même amplitude et de fréquences 409 et 410MHz. L'enveloppe du signal de sortie peut subir, en fonction du retard mémoire τ des modifications importantes. C'est ce que montre, à titre d'exemple, la **figure AIII-6** pour une puissance totale d'entrée P_e de 0dBm.

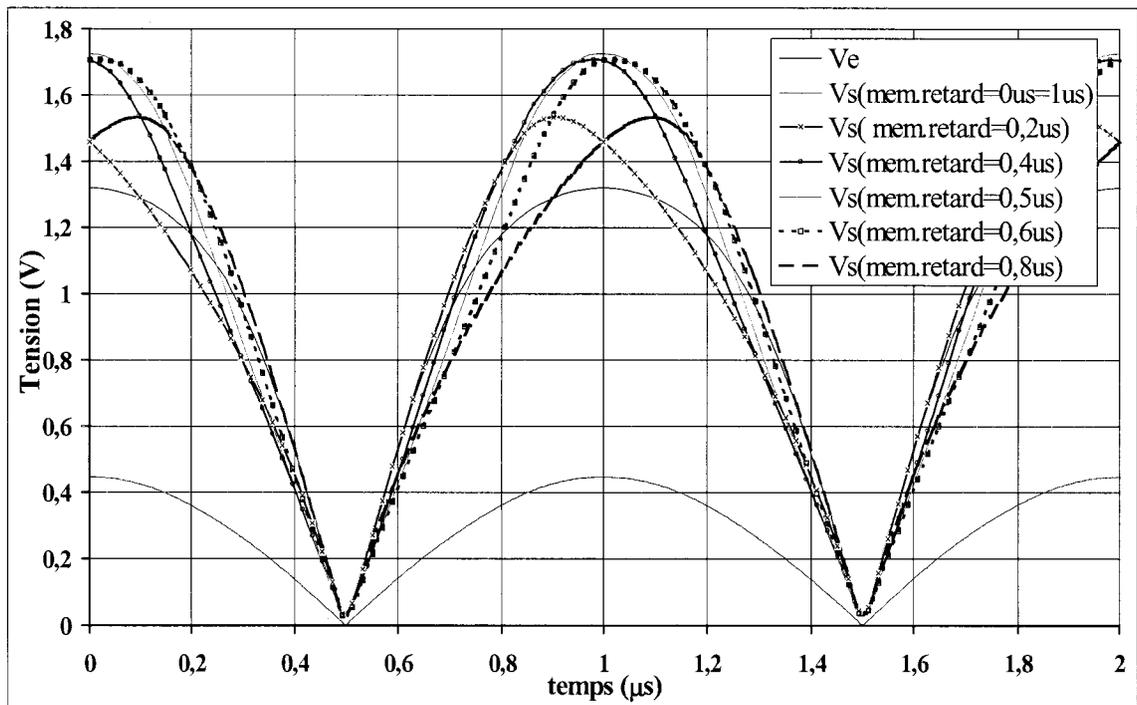


Figure AIII-6: Evolution de l'enveloppe du signal en sortie du module MAR3, en fonction du retard τ , pour une puissance d'entrée de 0dBm d'une excitation biton à 409 et 410MHz.

Sans effet mémoire ($\tau = 0$), on constate que la tension de sortie V_s est affectée d'une forte compression correspondant à 2,5dB environ, comme l'a montré précédemment la **figure AIII-4**.

En revanche, si le retard est compris entre 0 et $0,5\mu\text{s}$, on constate que la compression de V_s diminue progressivement pour atteindre un minimum dans le cas où $\tau=0,5\mu\text{s}$. Cette situation est très proche d'un fonctionnement linéaire puisque le signal n'est alors quasiment pas compressé. Ce retard de $0,5\mu\text{s}$ représente la moitié de la période de battement entre les fréquences porteuses 409 et 410MHz.

Si le retard continue à augmenter, l'évolution de l'enveloppe s'inverse, pour rejoindre à nouveau le cas de $\tau = 0\mu\text{s}$ lorsque $\tau = 1\mu\text{s}$.

Fait important, dans cette analyse d'enveloppe, nous avons trouvé que seule la distorsion d'amplitude AM/AM joue un rôle. En effet, pour l'exemple ci-dessus, on obtient les mêmes relevés d'enveloppe en sortie de l'élément « VGAIN2 » et en sortie finale V_s du modèle, c'est-à-dire que la conversion AM/PM ne soit pas prise en compte ou qu'elle le soit.

AIII.3.1.2 Modification produite sur le spectre du signal:

En ce qui concerne l'évolution du spectre en sortie du module MAR3, cette fois nous retrouvons aussi bien la contribution de la distorsion d'amplitude AM/AM, toujours prépondérante, que de phase AM/PM.

C'est ce que montrent, à titre d'exemple, les **figures AIII-7** et **AIII-8**, où sont portées les variations des composantes fondamentales et du 3^{ème} ordre du spectre, en fonction du retard mémoire τ , respectivement, en sortie de l'élément « VGAIN2 » (absence de conversion AM/PM) et en sortie finale V_s (présence de la conversion AM/PM), pour un niveau de puissance d'entrée $P_e = 0\text{dBm}$.

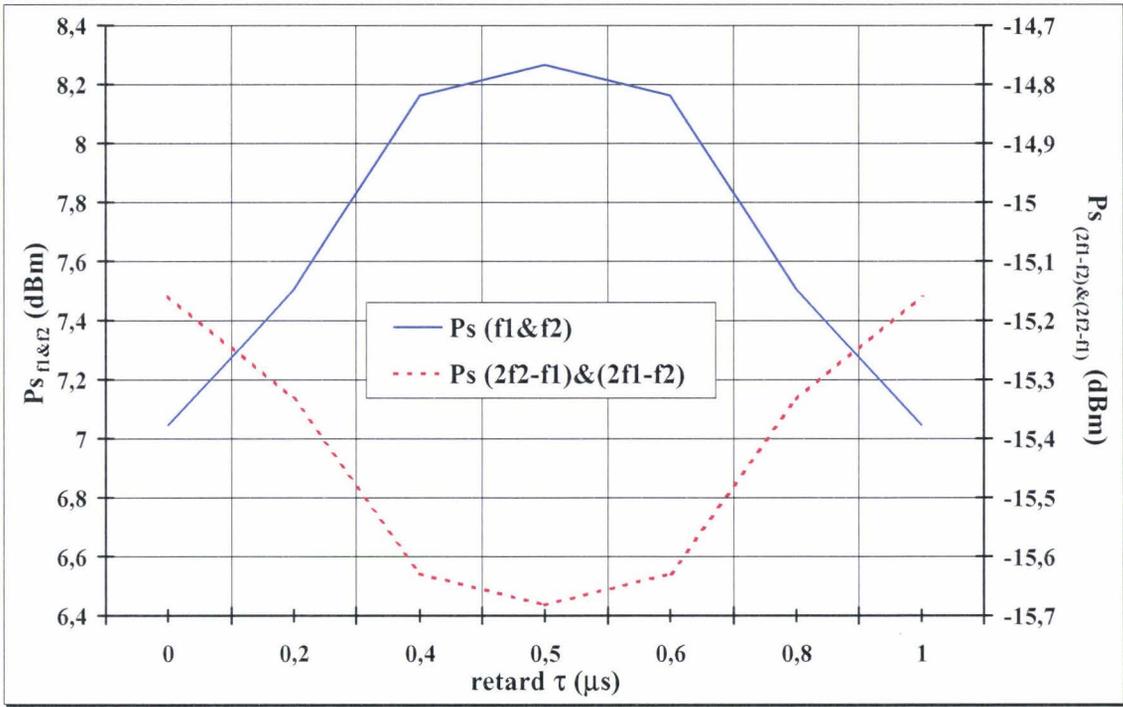


Figure AIII-7: Evolution du spectre en sortie de « VGAIN2 », en fonction du retard τ , pour le module MAR3 et dans le cas d'une puissance d'entrée de 0dBm d'une excitation biton à 409 et 410MHz.

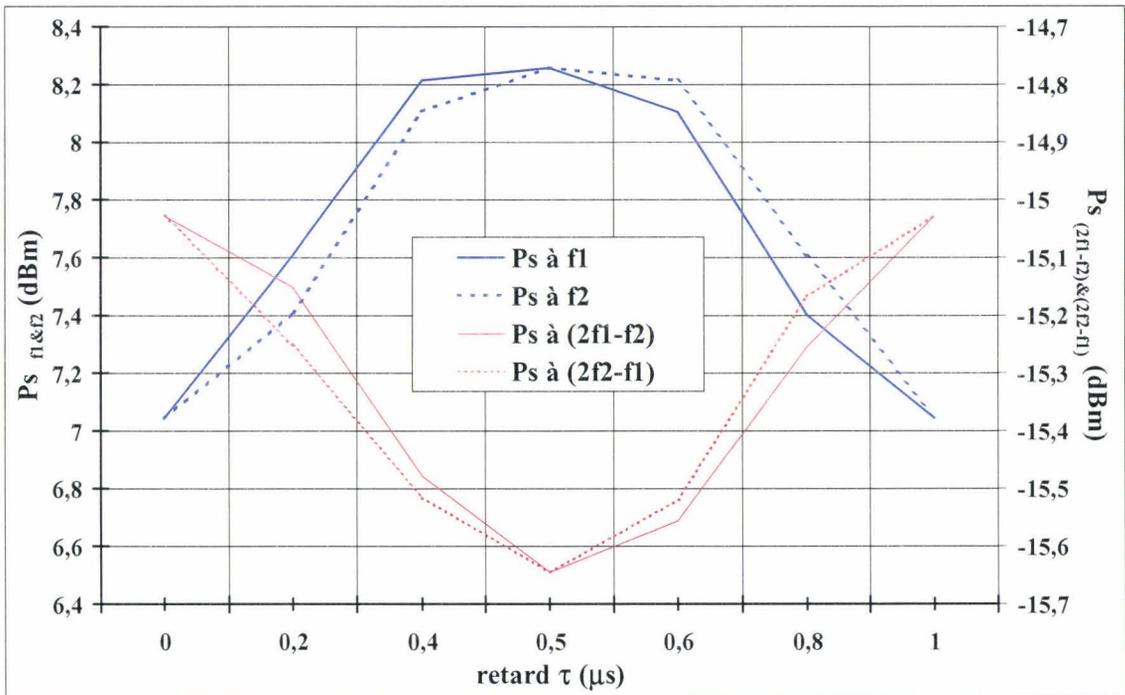


Figure AIII-8: Evolution du spectre en sortie finale, en fonction du retard τ pour le module MAR3 et dans le cas d'une excitation biton à 409 et 410MHz avec une puissance d'entrée de 0dBm.

On constate, sur les deux relevés, que les niveaux de puissance du fondamentale et du 3^{ème} ordre du spectre évoluent lorsque le retard τ varie. On retrouve la périodicité de $1\mu\text{s}$ qui correspond à la fréquence de battement entre les deux porteuses 409 et 410MHz.

La comparaison entre ces deux relevés montre clairement, que la contribution de la distorsion AM/PM produit l'ajout de légères dissymétries du spectre, pour un retard τ donné, sauf pour $\tau=0; 0,5 ; 1; 1,5\mu\text{s}$.

La grandeur essentielle caractérisant l'intermodulation biton étant le C/I_3 , il est intéressant de voir son évolution en fonction du retard τ . La **figure AIII-9** en donne trois exemples en présence simultanément d'AM/AM et d'AM/PM et pour trois niveaux de puissance d'entrée ($P_e=-6 ; 0$ et $+4\text{dBm}$).

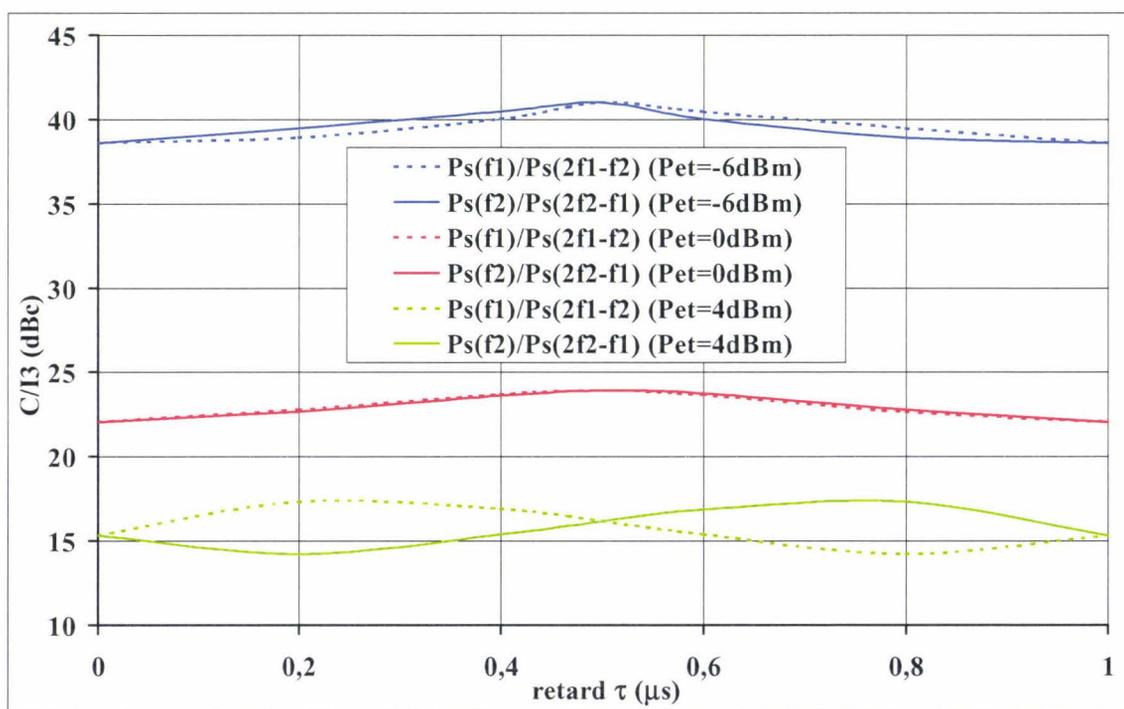


Figure AIII-9: Variations du C/I_3 du module MAR3 en fonction du retard τ , pour trois puissances d'entrée, dans le cas d'une excitation biton à 409 et 410MHz.

On constate des comportements très divers du C/I_3 , en fonction de la puissance et de la valeur du retard τ . Les fluctuations, par rapport au cas d'un retard nul (sans effet mémoire), peuvent atteindre jusqu'à 2dB, ce qui ne peut être ignoré.

AIII.3.2. Cas d'une excitation multiton NPR:

La source multiton utilisée, rappelons le, est une source « *RF_COMB* », comportant 600 porteuses, uniformément réparties avec un écart de fréquence de 83,33kHz, de même amplitude et à phase aléatoire. La bande de bruit totale ainsi générée est de 50MHz autour de la fréquence centrale 410MHz. Un filtrage coupe bande, de largeur 1MHz et de profondeur 50dB, est réalisée au centre de cette bande.

Pour satisfaire pleinement les exigences statistiques des simulations de bruit, nous aurions dû utiliser un nombre plus élevé de porteuses, ce qui n'a pu être le cas pour des raisons de limites de mémoire machine et de temps de simulation trop important.

Néanmoins cette simulation doit déjà raisonnablement nous aider à connaître les phénomènes qui se produisent lorsque l'on combine l'influence des distorsions et des effets mémoires.

AIII.3.2.1 Modification produite sur l'enveloppe du signal:

L'observation de l'enveloppe du signal de sortie, en fonction du temps et pour différentes valeurs de retard τ ne fait pas apparaître de modification claire, par rapport au signal incident. En effet, comme nous pouvons nous y attendre, un bruit ressemble à un bruit.

AIII.3.2.2 Modification produite sur le niveau de puissance en sortie:

En revanche, il est plus approprié d'observer l'évolution de la puissance en sortie par l'intermédiaire de l'élément « *SIGPWR* ». La fonction de cet élément est de donner la valeur de la puissance totale : $P_{S_{tot}}$ dans la bande totale d'excitation NPR.

C'est ce que montre, à titre d'exemple, la **figure AIII-10** où l'on a porté le relevé de la puissance totale $P_{S_{tot}}$ en fonction du retard τ , pour $P_{e_{totale}}=0dBm$. Deux morceaux seulement de ce relevé sont représentés, autour de 0 et 12 μs . En effet, la puissance $P_{S_{tot}}$ est quasi constante en fonction de τ , sauf pour $\tau=0\mu s$; 12 μs et ses multiples où se produisent des impulsions négatives abruptes d'environ 1dB d'amplitude.

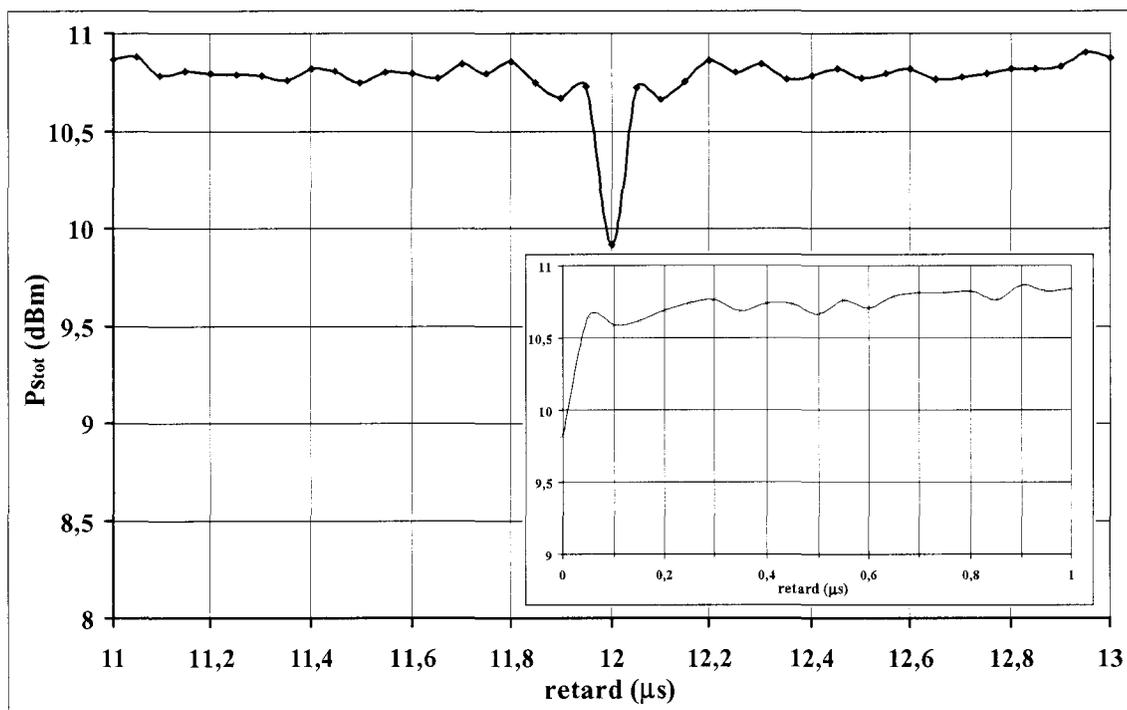


Figure AIII-10: Variations de la puissance $P_{S_{tot}}$ en sortie du module MAR3, en fonction du retard τ , pour une puissance d'entrée de 0dBm, sous une excitation NPR avec une bande de 50MHz centrée sur 410MHz.

La période de 12 μs représente la manifestation directe de la période de battement relative à l'écart de 83,33kHz entre les raies du spectre d'excitation, qui synthétise le processus aléatoire d'entrée.

Pour ce qui est des impulsions périodiques abruptes et négatives, on peut interpréter ce phénomène par une approche statistique :

- Lorsque $\tau = 0\mu s; 12\mu s$ ou ses multiples : On est dans le cas d'une situation en absence d'effet mémoire, et donc les distorsions se produisent instantanément pour chaque pic du signal d'entrée. La compression sur $P_{S_{tot}}$ est alors maximale.

- Lorsque τ diffère de ses valeurs : La nature aléatoire du signal prédomine, ce qui produit une moindre compression et amène $P_{S_{tot}}$ à prendre une valeur quasi invariante. Cette interprétation est corroborée, sur la **figure AIII-10**, par une largeur d'impulsion d'environ 0,1 μs qui apparaît en bon accord avec la constante de temps d'autocorrelation théorique du signal d'entrée, celle-ci étant fixée par la valeur inverse de la bande de bruit de 50MHz. Cette analyse reste vraie si le signal d'entrée est à bande étroite, et que l'on suppose celui-ci comme étant un processus de bruit blanc gaussien.

AIII.3.2.3 Modification produite sur le NPR en sortie:

Nous rappelons que, par définition, le NPR est le rapport entre la densité de puissance des porteuses hors du trou sur la densité de puissance d'intermodulation à l'intérieur du trou. Cette évaluation, en simulation, est réalisée en utilisant deux filtres passe bande idéaux, de largeur 500kHz, que l'on place de façon adéquate.

La **figure AIII-11** montre un exemple typique du relevé de NPR en fonction du retard τ , obtenu pour $P_{e_{totale}}=0dBm$. Comme pour $P_{s_{tot}}$ mais de manière plus accentuée, le NPR fait apparaître des fluctuations autour d'une valeur moyenne de 23,5dBc. Les impulsions périodiques pour $\tau = 0\mu s$, $12\mu s$ et ses multiples, observées pour $P_{s_{tot}}$, sont presque imperceptibles dans le cas du NPR.

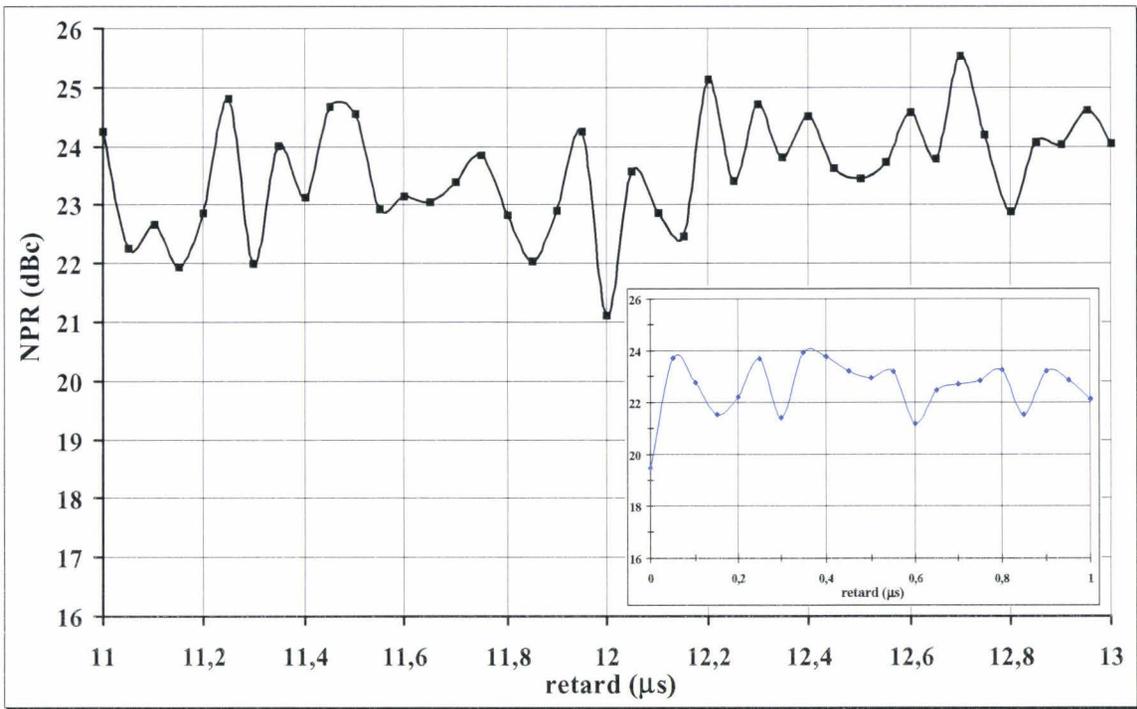


Figure AIII-11: Variations du NPR en sortie du module MAR3, en fonction du retard τ pour une puissance d'entrée de 0dBm, sous une excitation NPR avec une bande de 50MHz centrée sur 410MHz.

Deux explications peuvent être proposées à propos de ces fluctuations :

- Le calcul du NPR est basé sur un rapport de densités de puissance de bruit qui, dans notre cas, s'effectue sur de faibles bandes de fréquence, en comparaison de la bande totale de bruit.

- Ces résultats sont obtenus en faisant la moyenne de cinq simulations seulement. Une augmentation de ce nombre, et donc du temps de calcul correspondant, permettrait de réduire les fluctuations.

En conclusion, après ces remarques que relativisent l'importance des fluctuations du NPR en fonction de τ , on peut affirmer que les effets mémoires ont peu de répercussion sur la mesure de celui-ci. La statistique du signal, qui est ici traité, joue un rôle de nivellement.

ANNEXE IV

CARACTERISTIQUES DU CONSTRUCTEUR DES MMIC d'UMS

➤ **CHA3093**

➤ **CHA2098a**

➤ **CHA5093**

➤ **CHA5295**



20-40GHz Medium Power Amplifier

GaAs Monolithic Microwave IC

Description

The CHA3093 is a high gain broadband four-stage monolithic medium power amplifier. It is designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounds. This helps simplify the assembly process.

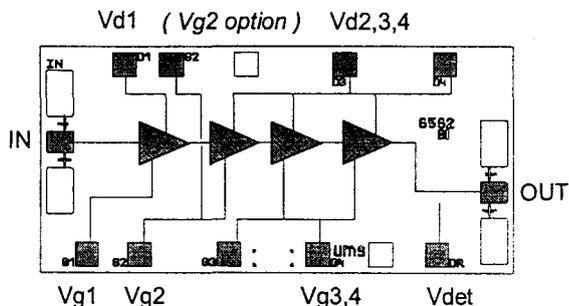
A B.I.T. (Build In Test) monitors a DC voltage that is representative of the microwave output power.

The circuit is manufactured with a PM-HEMT process, 0.25µm gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography.

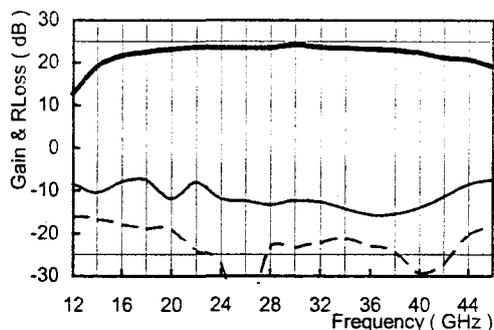
It is available in chip form.

Main Features

- Broadband performances : 20-40GHz
- 20dBm output power.
- 22dB ±1.0dB gain
- Very good broadband input matching
- On chip output power level DC detector
- Low DC power consumption, 300mA @ 3.5V
- Chip size : 0.88 X 1.72 X 0.10 mm



Typical on wafer measurements :



Input RLoss : dash line & output RLoss : solid line.

Main Characteristics

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range	20		40	GHz
G	Small signal gain	18	20		dB
P03	Output power at 3dB gain compression	20	23		dBm
Id	Bias current		300	400	mA

Ref. :DSCHA30937290

1/1

Specifications subject to change without notice

1

United Monolithic Semiconductors S.A.S.
Route Départementale 128 - B.P.46 - 91401 Orsay Cedex France
Tel. : +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09

Electrical Characteristics for Broadband Operation

Tamb = +25°C, Vd1,2,3,4 = 3.5V

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range (1)	20		40	GHz
G	Small signal gain [in 20GHz to 35GHz](1)	20	22		dB
G	Small signal gain (1)	18	20		dB
ΔG	Small signal gain flatness (1)		± 1.0		dB
Is	Reverse isolation (1)		50		dB
P1dB	Pulsed output power at 1dB compression (1)	18	20		dBm
P03	Output power at 3dB gain compression	20	23		dBm
IP3	3 rd order intercept point		29		dBm
PAE	Power added efficiency at saturation		10		%
VSWRin	Input VSWR (1)			2.0:1	
VSWRout	Output VSWR (1)			3.0:1	
NF	Noise figure (2)			10.0	dB
Vdet	Detected voltage : at 25GHz@Pout=20dBm Detected voltage : at 38GHz@Pout=20dBm		0.8 0.4		V V
Id	Bias current (2)		300	400	mA

(1) These values are representative for pulsed on-wafer measurements that are made without bonding wires at the RF ports. In the case of a jig or a module CW mode operation, the typical output power may be around 2dB less.

(2) Input matching is below 2:1 down to 10GHz.

(3) Voltage across an external 10kOhm parallele resistor connected to the voltage detector pad.

Absolute Maximum Ratings

Tamb. = 25°C (1)

Symbol	Parameter	Values	Unit
Vd	Drain bias voltage	5.0	V
Id	Drain bias current	500	mA
Vg	Gate bias voltage	-2.0 to +0.4	V
Pin	Maximum peak input power overdrive (2)	+15	dBm
Ta	Operating temperature range	-40 to +85	°C

Ref. : DSCHA30937290

3/1

Specifications subject to change without notice

1

20-40GHz Medium Power Amplifier

CHA3093a

Typical Scattering Parameters (On wafer Sij measurements)

Bias Conditions : Vd1,2,3,4 = 3.5 Volt, Vg1,2,3,4 = -0.15 Volt, Id = 300 mA.

Freq. GHz	S11 dB	S11 °	S12 dB	S12 °	S21 dB	S21 °	S22 dB	S22 °
10.0	-13.3	138.0	-70.1	178.4	1.6	174.0	-5.8	-177.2
11.0	-14.0	137.0	-72.1	95.4	6.6	143.7	-7.3	178.0
12.0	-14.5	137.3	-64.2	-174.5	10.9	111.5	-8.3	174.0
13.0	-14.8	136.5	-68.9	123.0	15.1	74.6	-10.6	179.4
14.0	-15.1	133.5	-66.4	179.8	17.7	36.1	-9.9	-169.8
15.0	-15.8	132.9	-66.5	164.5	19.5	-1.4	-8.6	-172.9
16.0	-16.2	129.0	-63.8	-167.5	20.8	-38.1	-7.8	-173.7
17.0	-17.5	129.6	-61.0	161.9	21.2	-72.1	-6.9	173.7
18.0	-17.8	131.1	-61.5	150.7	21.8	-99.9	-7.3	164.6
19.0	-18.5	130.0	-57.6	132.3	21.9	-128.2	-7.5	155.8
20.0	-18.3	129.4	-63.4	122.7	23.2	-158.0	-10.8	149.5
21.0	-20.6	120.6	-57.2	116.0	22.4	172.2	-10.1	158.7
22.0	-22.9	139.6	-58.2	88.2	20.5	156.3	-7.4	141.8
23.0	-20.7	124.5	-51.6	48.4	22.0	144.4	-10.8	150.4
24.0	-25.1	133.7	-60.8	-167.2	23.2	106.2	-11.1	137.6
25.0	-26.1	129.3	-56.2	127.5	23.0	84.6	-12.2	145.2
26.0	-32.0	153.8	-55.3	96.6	22.9	62.8	-11.7	141.2
27.0	-28.8	-160.2	-60.8	92.0	22.9	41.8	-12.9	138.4
28.0	-25.1	-144.0	-57.2	103.2	23.1	19.9	-12.9	145.7
29.0	-22.7	-160.1	-55.7	90.9	22.7	-2.2	-11.7	145.2
30.0	-22.5	-154.6	-54.0	67.8	23.2	-18.7	-11.9	131.7
31.0	-20.9	-157.3	-58.2	68.9	23.3	-44.2	-13.6	127.7
32.0	-21.5	-160.9	-55.0	81.0	23.2	-64.6	-12.5	131.9
33.0	-20.2	-154.2	-52.7	58.7	23.1	-87.4	-12.9	111.7
34.0	-20.1	-160.0	-56.7	15.6	23.0	-107.2	-15.1	109.2
35.0	-19.7	-158.3	-57.8	56.8	22.9	-128.5	-16.3	102.4
36.0	-19.8	-163.5	-59.1	21.2	22.9	-147.9	-17.3	101.7
37.0	-19.6	-163.8	-60.2	60.7	22.9	-170.1	-17.6	85.3
38.0	-19.2	-162.4	-55.6	5.7	22.9	168.1	-19.1	61.2
39.0	-20.2	-173.2	-63.6	124.8	22.6	146.9	-20.9	40.0
40.0	-21.8	-176.4	-57.3	78.2	22.5	124.0	-19.4	12.3
41.0	-23.7	-173.2	-62.6	14.9	21.8	102.3	-17.7	-18.5
42.0	-26.1	-167.2	-60.1	92.4	21.7	78.6	-15.2	-39.3
43.0	-31.2	-138.4	-51.8	70.1	21.6	57.9	-12.7	-55.8
44.0	-27.3	-85.2	-54.2	56.5	21.5	34.7	-10.5	-69.3
45.0	-21.5	-92.9	-49.2	87.0	21.3	9.1	-8.3	-86.4
46.0	-26.2	-35.3	-46.5	-6.7	20.3	-16.3	-7.9	-101.5
47.0	-17.0	-27.4	-43.9	-55.8	20.1	-40.2	-7.8	-106.3
48.0	-11.6	-54.0	-39.1	-165.6	19.7	-67.5	-6.1	-111.4
49.0	-8.4	-55.8	-54.2	-160.8	18.9	-97.3	-4.9	-119.1
50.0	-5.7	-69.7	-44.5	-145.5	17.5	-129.8	-4.0	-126.7

Ref. : DSCHA30937290

5/1

Specifications subject to change without notice

1

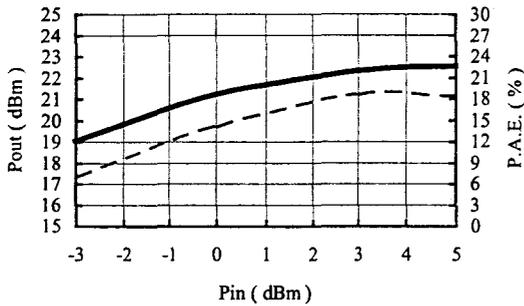
CHA3093a

20-40GHz Medium Power Amplifier

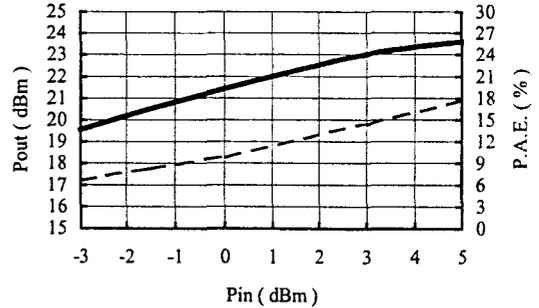
Typical On wafer Power Measurements

Bias Conditions : $V_{d1,2,3,4} = 3.5$ Volt, $V_{g1,2,3,4} = -0.15$ Volt, $I_d = 300$ mA.

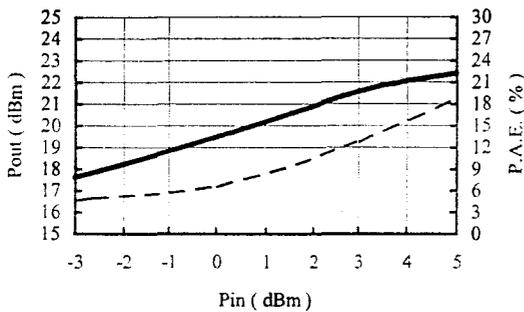
On wafer Pin / Pout at 20 GHz



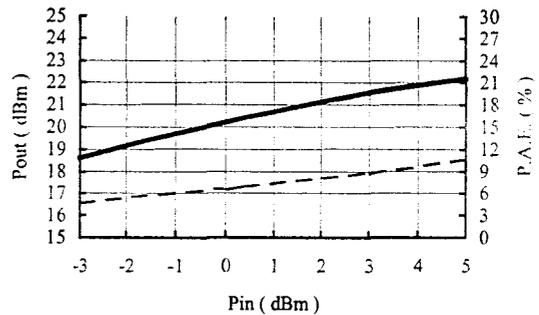
On wafer Pin / Pout at 28 GHz



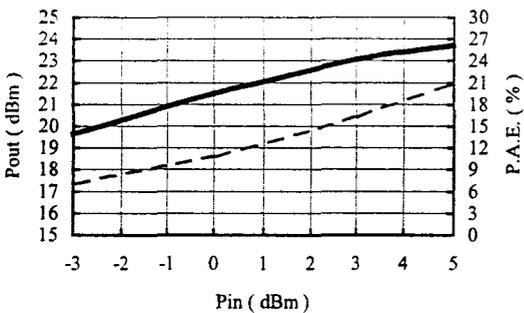
On wafer Pin / Pout at 22 GHz



On wafer Pin / Pout at 38 GHz



On wafer Pin / Pout at 26 GHz

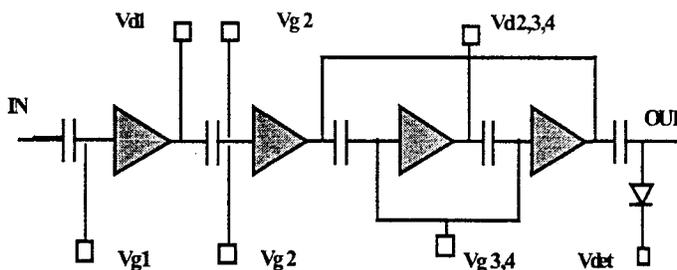


Notes :

- 1- Test conditions :
 $V_{d1,2,3,4} = 3.5$ Volt, $V_{g1,2,3,4} = -0.15$ Volt.
- 2- Power measurements are typical (solid lines). P.A.E. is representative of on wafer measurements on a typical circuit (Dotted lines).

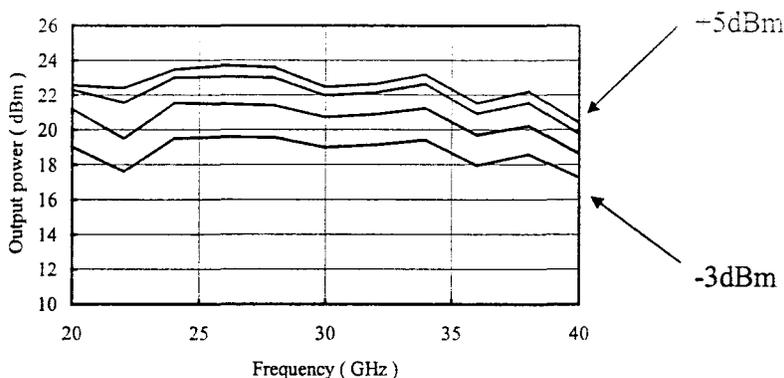
Typical Bias Tuning

The circuit schematic is given below :

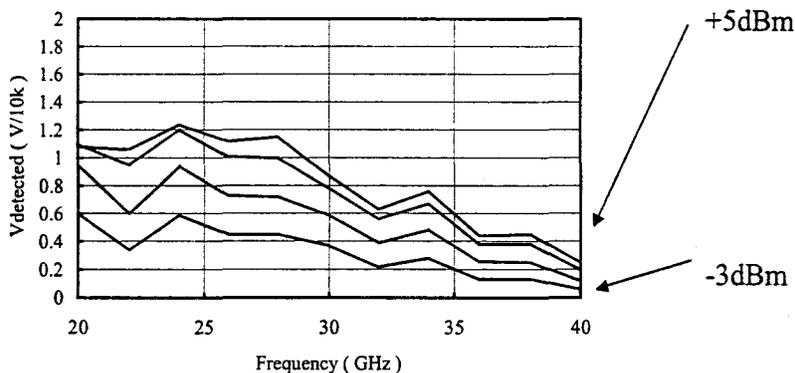


For medium power operation, the four drain biases are connected altogether. In a same way, all the gate biases are connected together at the same power supply, tuned to drive a small signal operating current of 300mA. A separate access to the gate voltages of the two first stages (Vg1,2) is provided in order to be able to tune the first stages for the application, as a lower noise amplifier or a multiplier. An additional pad is provided for monitoring the output power, using the Build In Test. This access, when connected to an external resistor of 10 kOhm (typical value) provides a DC voltage which follows the output power level.

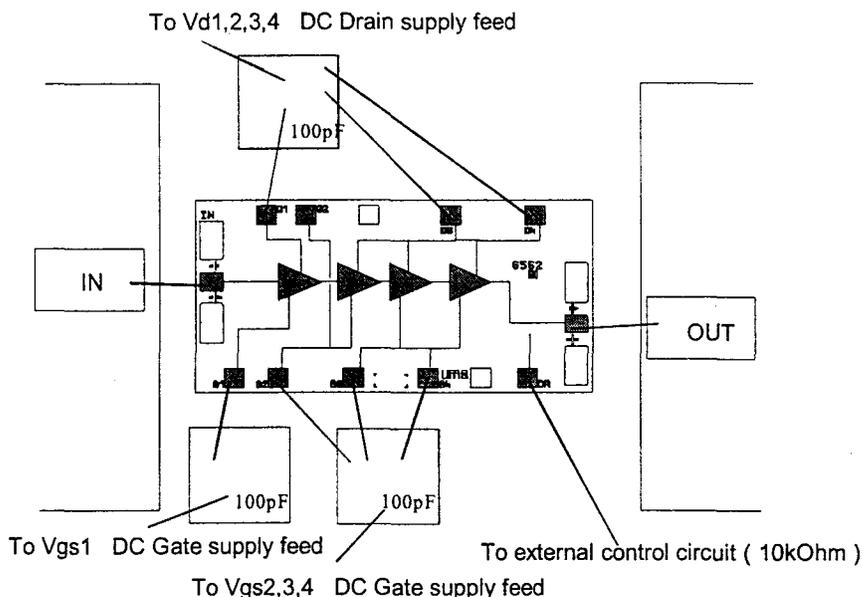
On wafer power measurements for fixed input power of -3dBm, 0 dBm +3dBm & +5 dBm.



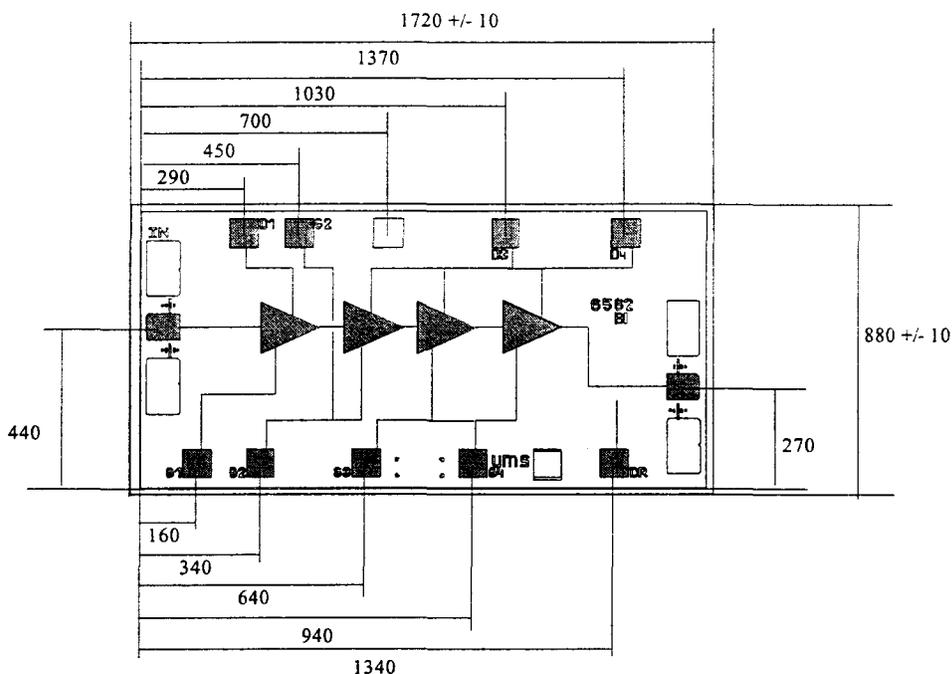
On wafer detected voltage for fixed input power of -3dBm, 0 dBm +3dBm & +5 dBm.



Chip Assembly and Mechanical Data



Note : Supply feed should be capacitively bypassed. 25µm diameter gold wire is recommended.



Bonding pad positions.

(Chip thickness : 100µm. All dimensions are in micrometers)

20-40GHz High Gain Buffer Amplifier

GaAs Monolithic Microwave IC

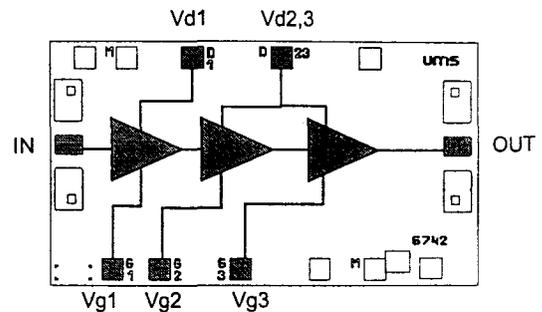
Description

The CHA2098a is a high gain broadband three-stage monolithic buffer amplifier. It is designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounds. This helps simplify the assembly process.

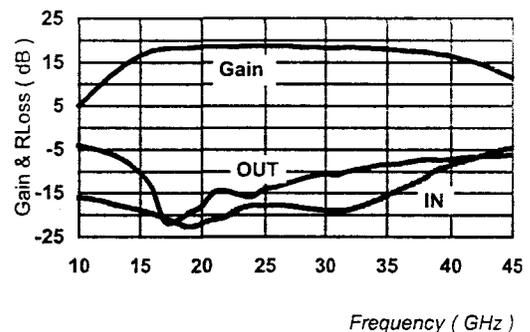
The circuit is manufactured with a PM-HEMT process, 0.25 μ m gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography. It is available in chip form.

Main Features

- Broadband performances : 20-40GHz
- 16dBm output power (1dB gain comp.)
- 19dB \pm 1.5dB gain
- Low DC power consumption, 150mA @ 3.5V
- Chip size : 1.67 X 0.97 X 0.10 mm



Typical on-wafer results :



Main Characteristics

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range	20		40	GHz
G	Small signal gain	17	19		dB
P1dB	Output power at 1dB gain compression	13	16		dBm
Id	Bias current		150	200	mA

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

CHA2098a**20-40GHz High Gain Buffer Amplifier****Electrical Characteristics for Broadband Operation**

Tamb = +25°C, Vd1,2,3 = 3.5V

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range (1)	20		40	GHz
G	Small signal gain (1)	17	19		dB
ΔG	Small signal gain flatness (1)		± 1.5		dB
Is	Reverse isolation (1)		30		dB
P1db	Output power at 1dB gain compression (1)	13	16		dBm
P03	Output power at 3dB gain compression	15	16		dBm
VSWRin	Input VSWR (1)			3.0:1	
VSWRout	Output VSWR (1)			3.0:1	
NF	Noise figure			10.0	dB
Id	Bias current		150	200	mA

(1) These values are representative of on-wafer measurements that are made without bonding wires at the RF ports.

Absolute Maximum Ratings

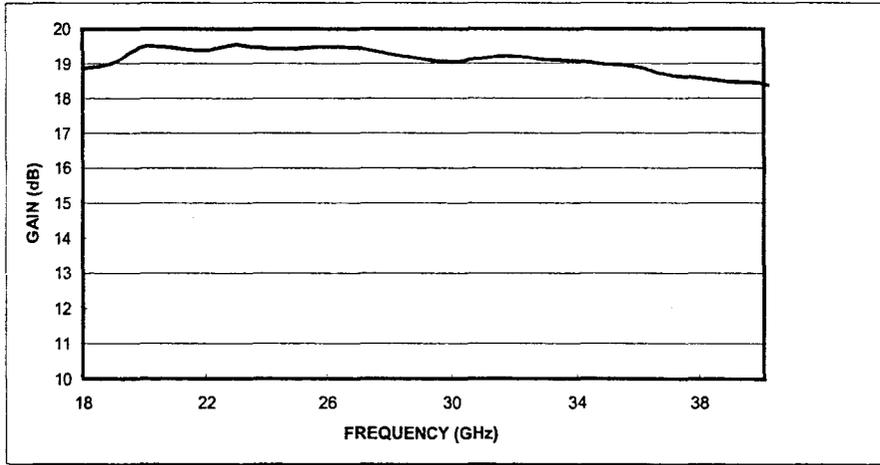
Tamb. = 25°C (1)

Symbol	Parameter	Values	Unit
Vd	Drain bias voltage	4.0	V
Id	Drain bias current	200	mA
Vg	Gate bias voltage	-2.0 to +0.4	V
Ta	Operating temperature range	-40 to +85	°C
Tstg	Storage temperature range	-55 to +155	°C

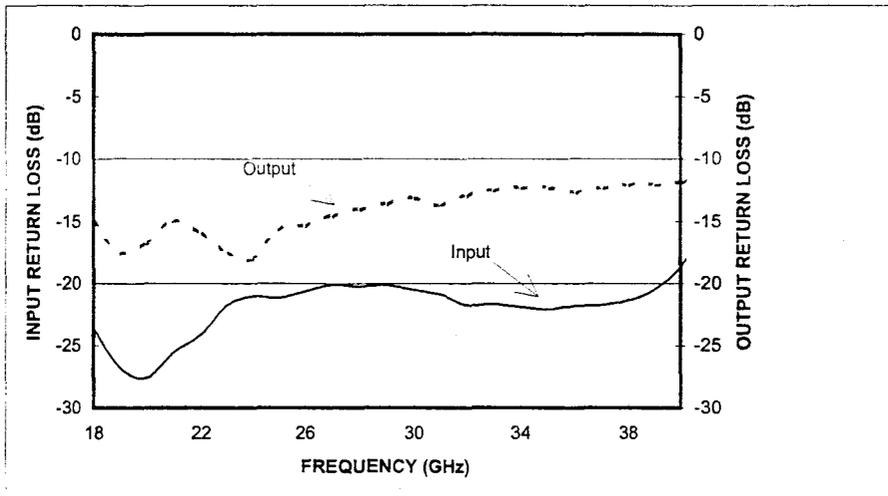
(1) Operation of this device above any of these parameters may cause permanent damage.

Typical Performance

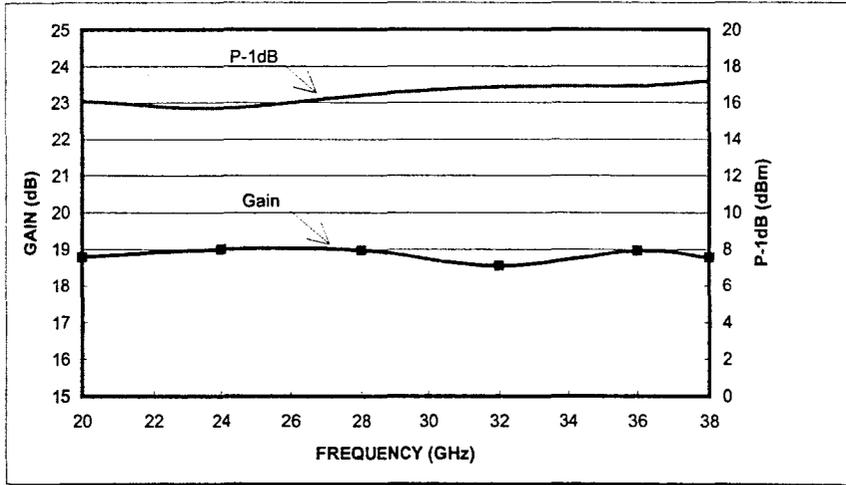
Tamb=+25°C, Vd=3.5V, Vg=-0.1V



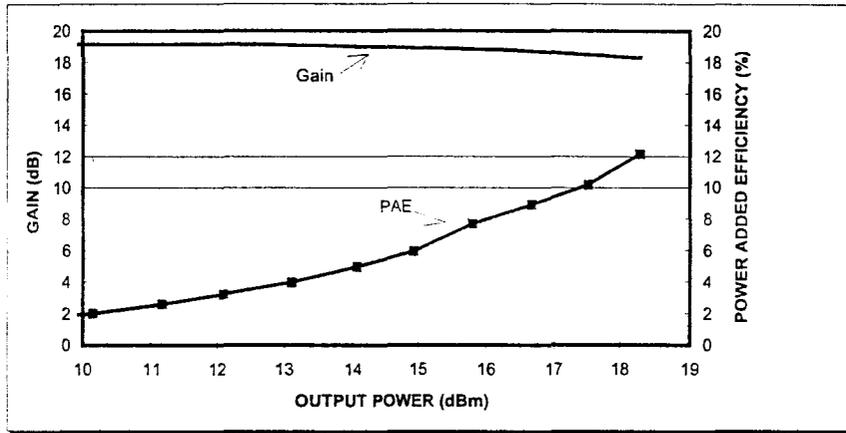
Gain vs Frequency



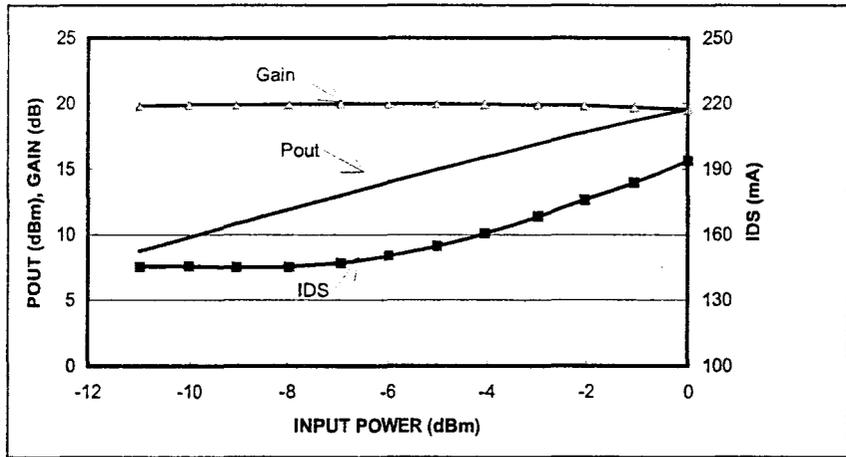
Input and Output Loss vs. Frequency



Gain and Compressed Power vs. Frequency



Gain and Efficiency vs. Output Power (F=30GHz)



Gain, Output Power and IDS vs. Input Power (F=38GHz)

20-40GHz High Gain Buffer Amplifier

CHA2098a

Typical Scattering Parameters (on Wafer)

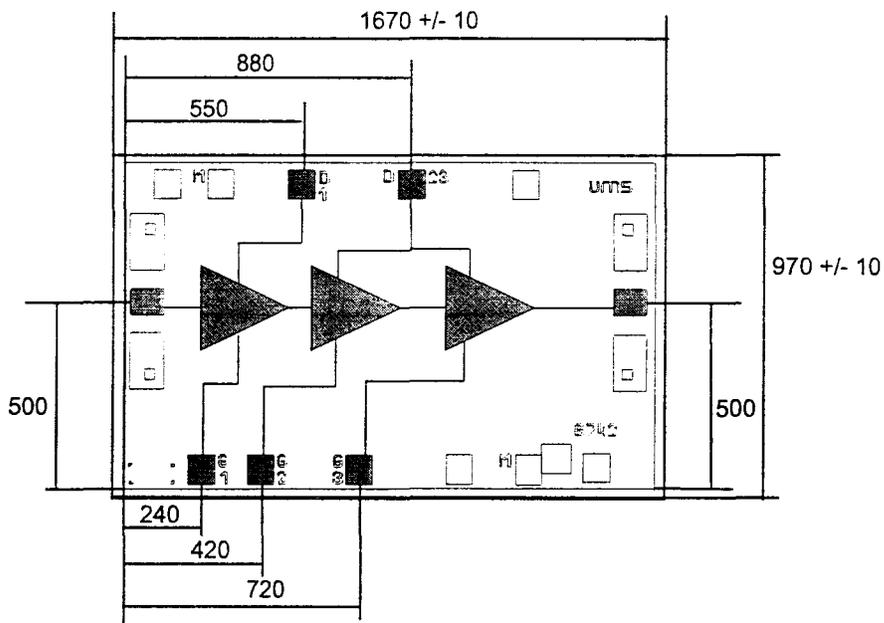
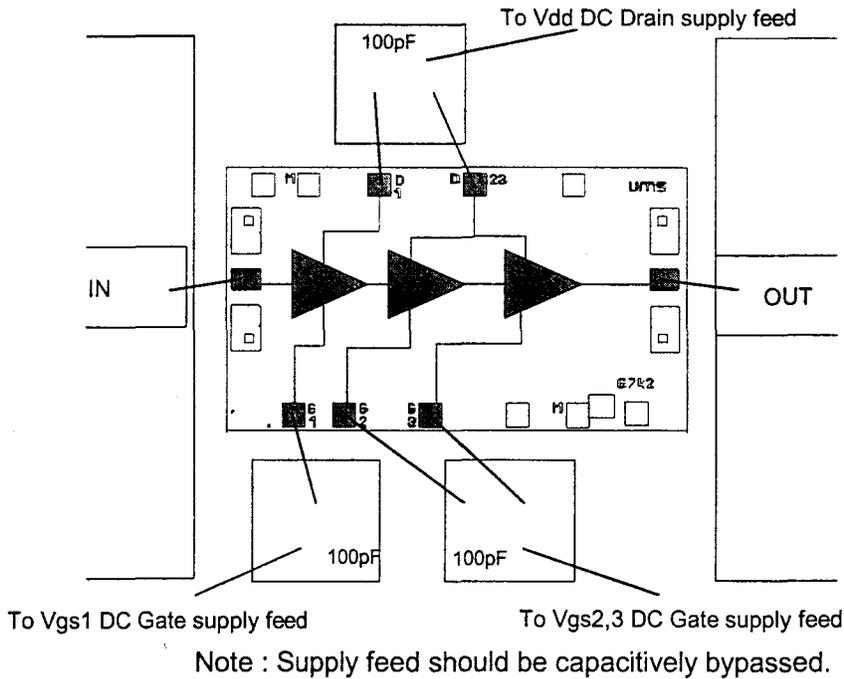
Bias conditions: Vd=3.5V Vg=0V

Freq. GHz	S11 dB	S11 /°	S12 dB	S12 /°	S21 dB	S21 /°	S22 dB	S22 /°
15	-18.37	116.1	-69.59	148.0	16.72	130.6	-7.99	77.7
16	-19.49	113.8	-65.95	154.4	18.13	102.0	-10.02	51.4
17	-20.63	113.4	-65.20	-158.1	18.90	73.7	-13.84	20.3
18	-22.15	114.4	-60.58	155.1	19.31	46.4	-16.29	-13.8
19	-24.36	120.5	-58.79	155.7	19.42	22.3	-19.17	-64.4
20	-26.49	140.0	-54.42	136.8	19.97	-1.6	-18.06	-99.8
21	-24.05	163.8	-51.83	127.3	19.63	-27.5	-16.16	-138.5
22	-22.26	156.6	-52.04	81.3	18.79	-46.8	-16.79	-168.8
23	-21.20	159.0	-60.55	107.0	18.65	-57.2	-17.79	168.2
24	-20.46	150.9	-54.03	100.6	19.86	-80.0	-18.36	-171.8
25	-20.57	148.8	-50.49	90.6	19.82	-102.7	-15.84	175.6
26	-20.37	145.4	-49.95	75.8	19.89	-121.3	-15.59	171.0
27	-20.01	141.8	-49.48	67.0	19.82	-142.0	-14.72	159.9
28	-20.38	136.9	-48.65	53.7	19.60	-161.3	-14.17	154.0
29	-20.51	132.4	-48.33	37.5	19.53	-179.4	-13.37	144.0
30	-21.26	127.2	-49.24	25.1	19.45	162.3	-12.84	131.6
31	-21.82	125.6	-47.95	22.8	19.64	144.2	-13.15	123.6
32	-22.62	129.0	-47.60	3.6	19.53	123.6	-12.50	114.6
33	-21.97	127.4	-48.30	-3.7	19.28	104.7	-12.28	102.1
34	-22.69	118.7	-45.57	-22.6	19.27	86.4	-11.93	93.5
35	-23.12	114.3	-47.53	-45.6	19.15	66.9	-11.82	79.2
36	-22.50	103.9	-48.92	-49.1	18.96	46.8	-12.13	67.7
37	-22.15	91.0	-48.07	-69.1	18.52	28.3	-12.07	58.5
38	-20.65	71.9	-49.33	-67.4	18.36	10.1	-11.87	47.6
39	-18.94	39.2	-46.75	-105.6	18.43	-9.4	-10.98	36.1
40	-17.28	8.4	-47.08	-108.5	18.34	-31.1	-10.60	19.8
41	-14.60	-18.5	-48.00	-134.6	17.82	-53.7	-10.11	6.4
42	-12.20	-40.3	-47.52	-160.4	17.39	-76.8	-9.83	-7.0
43	-10.21	-59.7	-46.21	160.6	16.75	-99.2	-9.28	-20.8
44	-8.25	-80.9	-49.74	147.7	15.88	-123.1	-8.54	-37.0
45	-6.83	-97.6	-48.99	136.5	14.64	-145.6	-8.12	-50.7
46	-5.68	-113.3	-53.12	32.5	13.15	-167.2	-7.61	-62.9
47	-4.73	-129.1	-50.08	-34.8	11.65	172.2	-7.25	-77.1

CHA2098a

20-40GHz High Gain Buffer Amplifier

Chip Assembly and Mechanical Data



Bonding pad positions.
 (Chip thickness : 100µm. All dimensions are in micrometers)



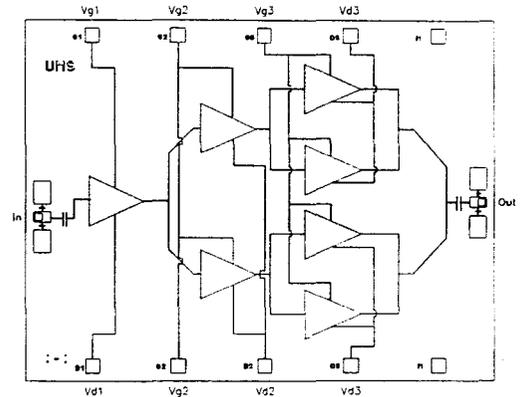
22-26GHz High Power Amplifier

GaAs Monolithic Microwave IC

Description

The CHA5093 is a high gain three-stage monolithic high power amplifier. It is designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounds. This helps simplify the assembly process.

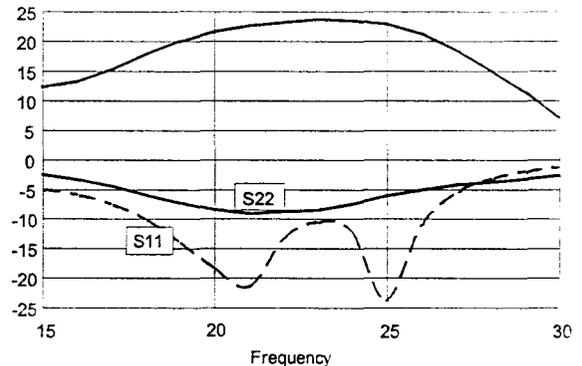
The circuit is manufactured with a PM-HEMT process, 0.25µm gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography. It is available in chip form.



Main Features

- Performances : 22-26GHz
- 29dBm output power
- 20 dB ± 1.5dB gain
- DC power consumption, 600mA @ 6V
- Chip size : 3.27 x 2.47 x 0.10 mm

Gain & RLoss (dB)



Typical on Wafer Measurements

Main Characteristics

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range	22		26	GHz
G	Small signal gain	18	20		dB
P1dB	Output power at 1dB gain compression	28	29		dBm
Id	Bias current		600	900	mA

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

CHA5093**22-26GHz High Power Amplifier****Electrical Characteristics**

Tamb = +25°C, Vd = 6V

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range (1)	22		26	GHz
G	Small signal gain (1)	18	20		dB
ΔG	Small signal gain flatness (1)		± 1.5		dB
Is	Reverse isolation (1)		50		dB
P1dB	Pulsed output power at 1dB compression (1)	28	29		dBm
P03	Output power at 3dB gain compression		29.5		dBm
IP3	3 rd order intercept point (2)		40		dBm
PAE	Power added efficiency at 1dB comp.		19		%
VSWRin	Input VSWR			2.3:1	
VSWRout	Output VSWR			2.3:1	
Tj	Junction temperature for 80°C backside		170		°C
Id	Bias current		600	900	mA

(1) These values are representative for pulsed on-wafer measurements that are made without bonding wires at the RF ports.

(2) Value representative for CW on jig measurement.

Absolute Maximum Ratings

Tamb. = 25°C (1)

Symbol	Parameter	Values	Unit
Vd	Drain bias voltage	6	V
Id	Drain bias current	1200	mA
Vg	Gate bias voltage	-2.5 to +0.4	V
Vgd	Negative gate drain voltage (= Vg - Vd)	-8	V
Pin	Maximum peak input power overdrive (2)	+12	dBm
Ta	Operating temperature range	-40 to +80	°C
Tstg	Storage temperature range	-55 to +155	°C

(1) Operation of this device above anyone of these parameters may cause permanent damage.

(2) Duration < 1s.

22-26GHz High Power Amplifier

CHA5093

Typical On Wafer Scattering Parameters

Bias Conditions : $V_d = +2V$, $V_g = -0.1V$

Freq GHz	S11 dB	S11 /°	S12 dB	S12 /°	S21 dB	S21 /°	S22 dB	S22 /°
1	-0,59	169,8	-83,89	-9,2	-51,47	60	-0,31	-10,4
2	-0,38	158,6	-94,7	-97,3	-66,17	-14,6	-0,04	-22,2
3	-0,57	146,5	-90,83	40,1	-62,89	156,2	-0,04	-33,3
4	-0,92	131,5	-87,53	-65,9	-55,62	-37,1	-0,07	-44,6
5	-1,81	112,8	-91,02	-172,1	-54,96	70,7	-0,08	-55,8
6	-3,56	88,7	-88,88	-109,5	-49,83	87,6	-0,09	-66,9
7	-6,86	56,1	-93,06	-18,3	-45,68	47	-0,1	-78,2
8	-11,49	2	-89,41	-123,6	-28,33	121,7	-0,12	-90
9	-11,08	-75,8	-77,69	-57,9	-13,56	56,8	-0,2	-102,3
10	-7,5	-122,7	-73,31	-105,8	-4,53	-7,7	-0,29	-114,9
11	-5,5	-150,3	-67,65	-103,5	2,35	-66,5	-0,45	-128,5
12	-4,65	-170,2	-64,52	-128,8	9,41	-125,1	-0,84	-143,5
13	-4,49	174,7	-60,09	-138,2	15,11	147,6	-1,9	-157
14	-4,54	161,9	-57,15	-165,4	13,29	74,3	-2,08	-168,6
15	-5,01	149	-54,69	165,9	12,35	33,4	-2,48	174,5
16	-5,95	137,3	-52,41	131,9	13,33	-1,5	-3,31	155,3
17	-7,54	125,2	-54,05	103,3	15,41	-38,2	-4,38	133,5
18	-10,08	116,3	-54,29	99,6	17,95	-81,4	-5,87	109,1
19	-13,87	114,1	-53,07	70	20,07	-128,3	-7,16	81
20	-18,32	120,1	-55,69	61,4	21,69	179,9	-8,31	49
21	-21,53	-166,1	-55,41	49,3	22,71	128,5	-9,09	15,1
22	-13,29	-152,4	-53,16	28,6	23,28	77,4	-8,63	-13,6
23	-10,62	-174,2	-56,67	-23,7	23,74	24,1	-8,36	-36,8
24	-12,11	161,8	-64,73	-101,8	23,55	-30,6	-7,39	-53
25	-23,82	-175,5	-61,49	109,9	22,98	-88,4	-6,07	-67,6
26	-11,02	-104,7	-55,53	89,3	21,32	-147	-4,94	-82,5
27	-5,56	-127,3	-53,1	73	18,44	157,6	-4,11	-97
28	-3,27	-144,5	-49,46	59,2	15,1	107,4	-3,64	-109,9
29	-2,09	-159,2	-49,07	21,2	11,56	59,1	-3,14	-121,3
30	-1,33	-170,7	-47,23	2,2	7,22	12,8	-2,61	-131,9
31	-0,78	178,1	-47,06	-20,4	2,57	-29,9	-2,29	-143,6
32	-0,62	168,3	-50,11	-56,1	-2,99	-69,1	-2,08	-154,5
33	-0,41	159,5	-55,89	-68,4	-9,66	-104	-1,96	-165,5
34	-0,4	151,3	-61,66	-95,4	-22,01	-110,4	-1,99	-175,4
35	-0,38	144	-66,3	-14,3	-14,55	-69,1	-1,86	175,9
36	-0,37	136,5	-59,52	15,6	-14,65	-130,2	-1,68	164,4
37	-0,42	129,1	-57,63	-6	-18,82	-168,4	-1,73	153,9
38	-0,6	121,2	-46,51	1,1	-23,23	162,3	-1,74	143,6
39	-0,71	114,6	-45,63	-40,8	-27,11	137,4	-1,8	132
40	-0,75	106,8	-50,77	-87,7	-29,94	111,9	-1,92	121,4

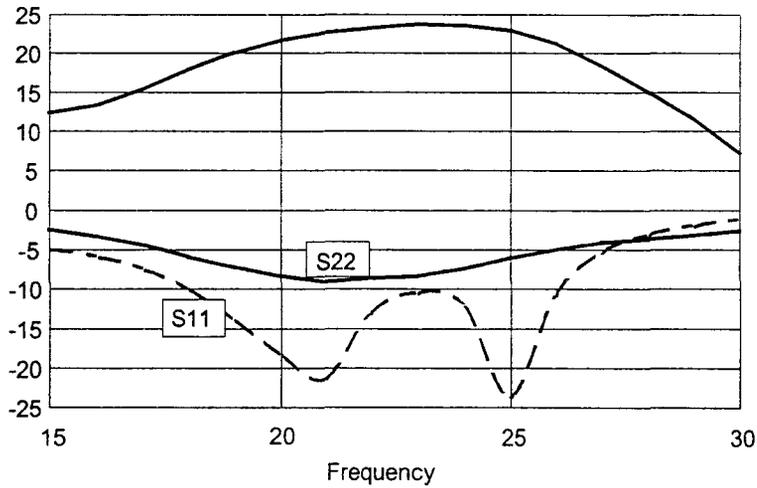
CHA5093

22-26GHz High Power Amplifier

Typical on Wafer Measurements

Bias Conditions: $V_d=2V$, $V_g=-0.2V$, $I_d=400mA$

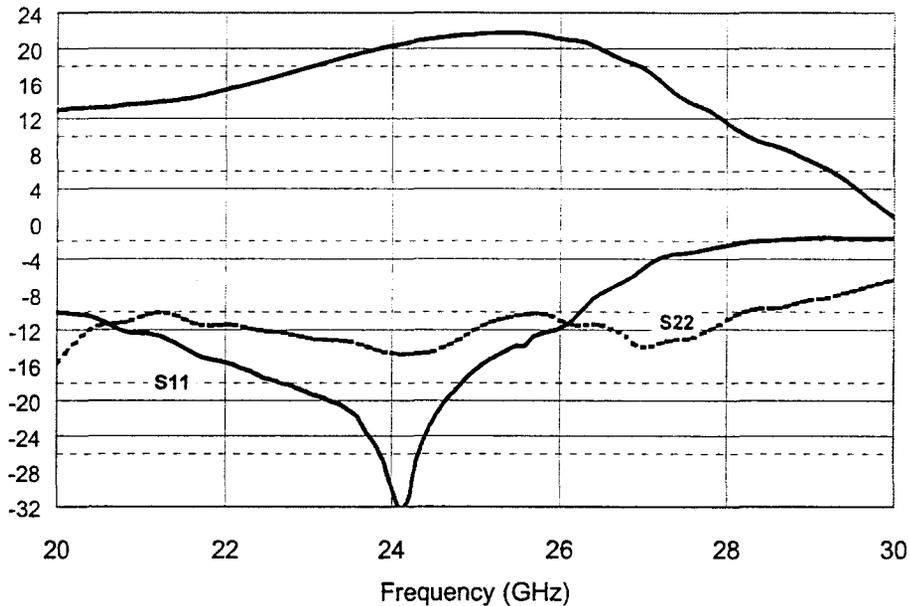
Gain & RLoss (dB)



Typical on Jig Measurements

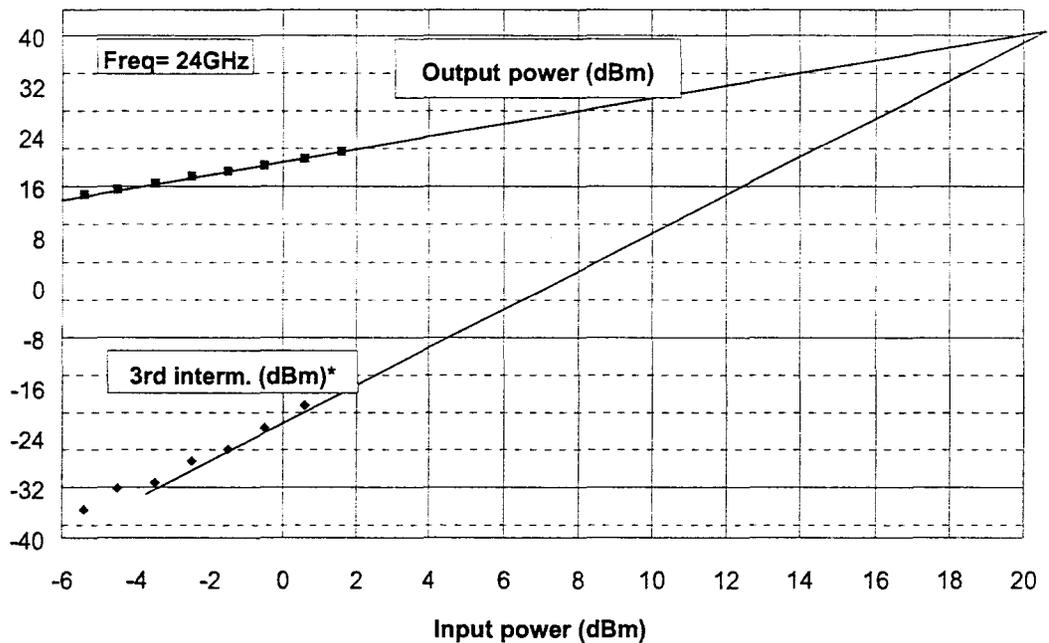
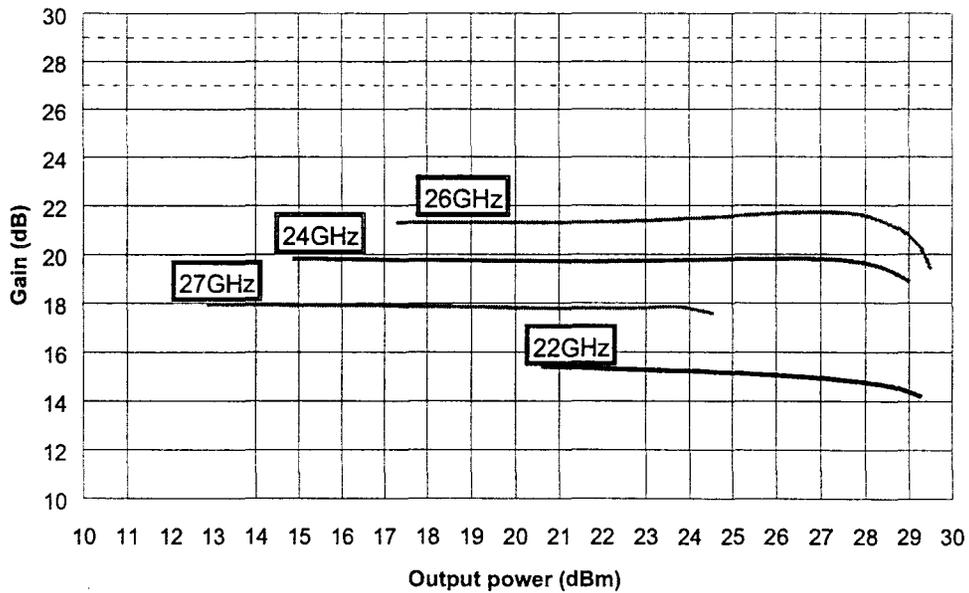
Bias conditions: $V_d=6V$, $V_g=-0.4V$, $I_d=580mA$

Gain & Rloss. (dB)



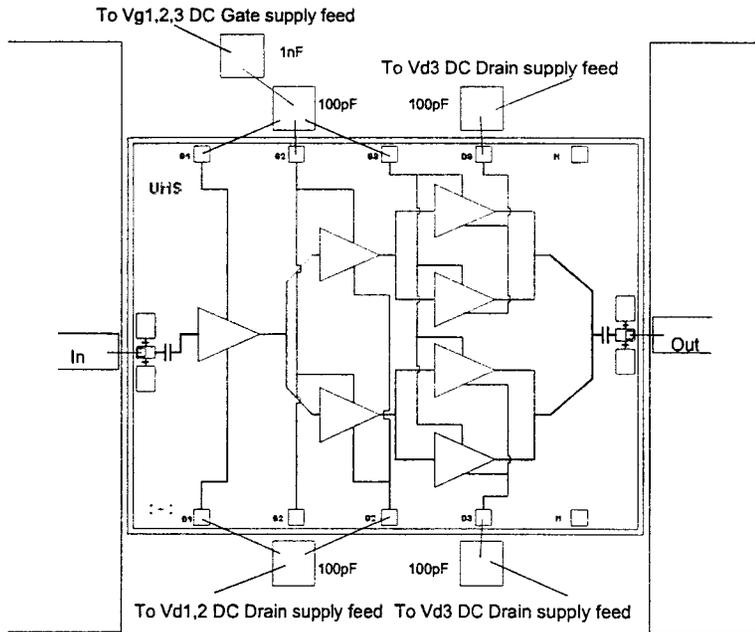
Typical on Jig Measurements

Bias conditions: $V_d=6V$, $V_g=-0.4V$, $I_d=600mA$

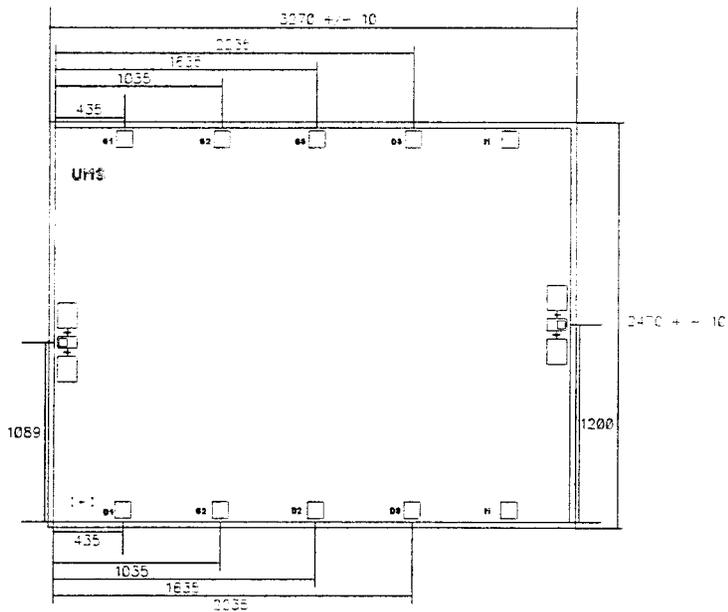


* It is a standard 2 tones measurement with an input signal $F_1 + F_2$, ($F_2 = F_1 + 10MHz$). The third order is measured at the $2F_2 - F_1$ frequency.

Chip Assembly and Mechanical Data



Note : Supply feed should be capacitively bypassed. 25µm diameter gold wire is to be preferred.



Bonding pad positions.
(Chip thickness : 100µm. All dimensions are in micrometers)



24.5-26.5GHz High Power Amplifier

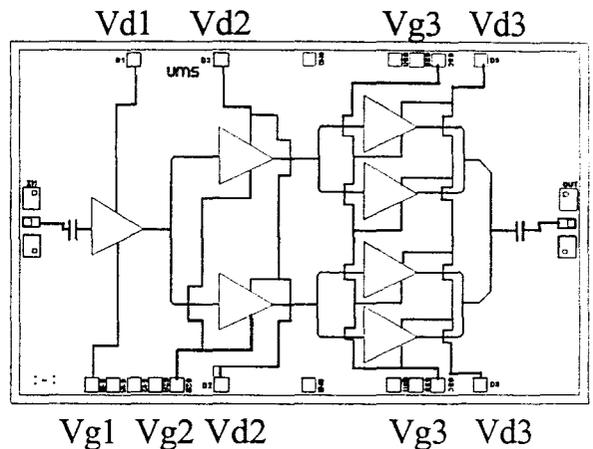
Déterminer

GaAs Monolithic Microwave IC

Description

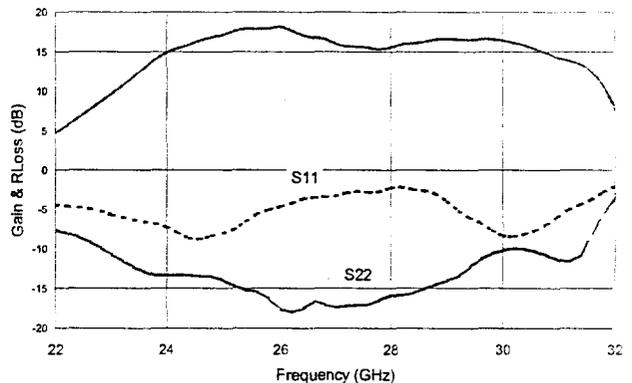
The CHA5295 is a high gain three-stage monolithic high power amplifier. It is designed for a wide range of applications, from military to commercial communication systems. The backside of the chip is both RF and DC grounds. This helps simplify the assembly process.

The circuit is manufactured with a PM-HEMT process, 0.25µm gate length, via holes through the substrate, air bridges and electron beam gate lithography. It is available in chip form.



Main Features

- Performances : 24.5-26.5GHz
- 30dBm output power @ 1dB comp.
- 17 dB ± 1dB gain
- DC power consumption, 850mA @ 6V
- Chip size : 4.01 x 2.52 x 0.05 mm



Typical on jig Measurements

Main Characteristics

Tamb. = 25°C

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range	24.5		26.5	GHz
G	Small signal gain	16	17		dB
P1dB	Output power at 1dB gain compression	29	30		dBm
Id	Bias current		850		mA

ESD Protection : Electrostatic discharge sensitive device. Observe handling precautions !

CHA5295**24-26GHz High Power Amplifier****Electrical Characteristics**

Tamb = +25°C, Vd = 6V Id #850mA

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
Fop	Operating frequency range (1)	24.5		26.5	GHz
G	Small signal gain (1)		17		dB
ΔG	Small signal gain flatness (1)		± 1		dB
Is	Reverse isolation		50		dB
P1dB	Pulsed output power at 1dB compression (1)		30		dBm
P03	Output power at 3dB gain compression (1)		31		dBm
IP3	3 rd order intercept point (2)		41		dBm
PAE	Power added efficiency at 1dB comp.		17		%
VSWRin	Input VSWR			3.5:1	
VSWRout	Output VSWR			2:1	
Tj	Junction temperature for 80°C backside		155		°C
Id	Bias current @ small signal		850	1000	mA

(1) These values are representative for pulsed on-wafer measurements that are made without bonding wires at the RF ports.

(2) Value representative for CW on jig measurement.

Absolute Maximum Ratings

Tamb. = 25°C (1)

Symbol	Parameter	Values	Unit
Vd	Drain bias voltage	(Under Definition)	V
Id	Drain bias current	(Under Definition)	mA
Vg	Gate bias voltage	(Under Definition)	V
Vgd	Negative gate drain voltage (= Vg - Vd)	(Under Definition)	V
Pin	Maximum peak input power overdrive (2)	(Under Definition)	dBm
Ta	Operating temperature range	(Under Definition)	°C
Tstg	Storage temperature range	(Under Definition)	°C

(1) Operation of this device above anyone of these parameters may cause permanent damage.

(2) Duration < 1s.

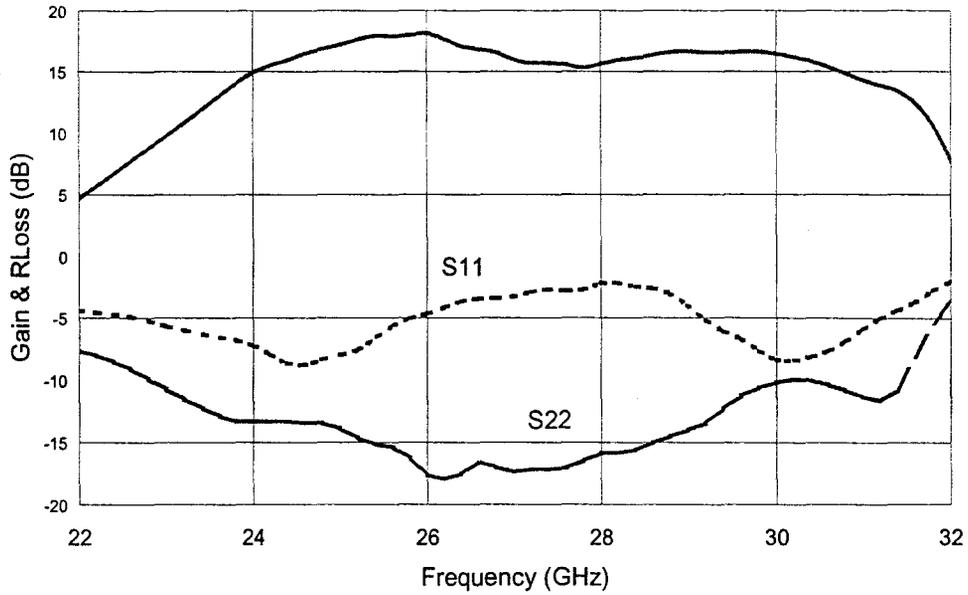
Under Definition : To be soon up-dated. Contact UMS sales for more informations.

24-26GHz High Power Amplifier

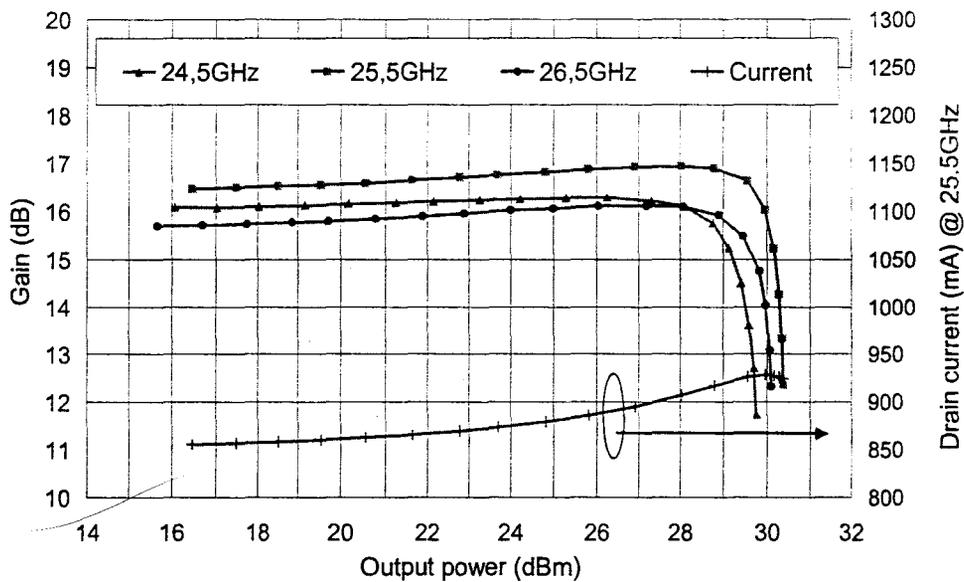
CHA5295

Typical on Jig Measurements (including jig losses)

Bias conditions: $V_d=6V$, V_g tuned for $I_d \#850mA$



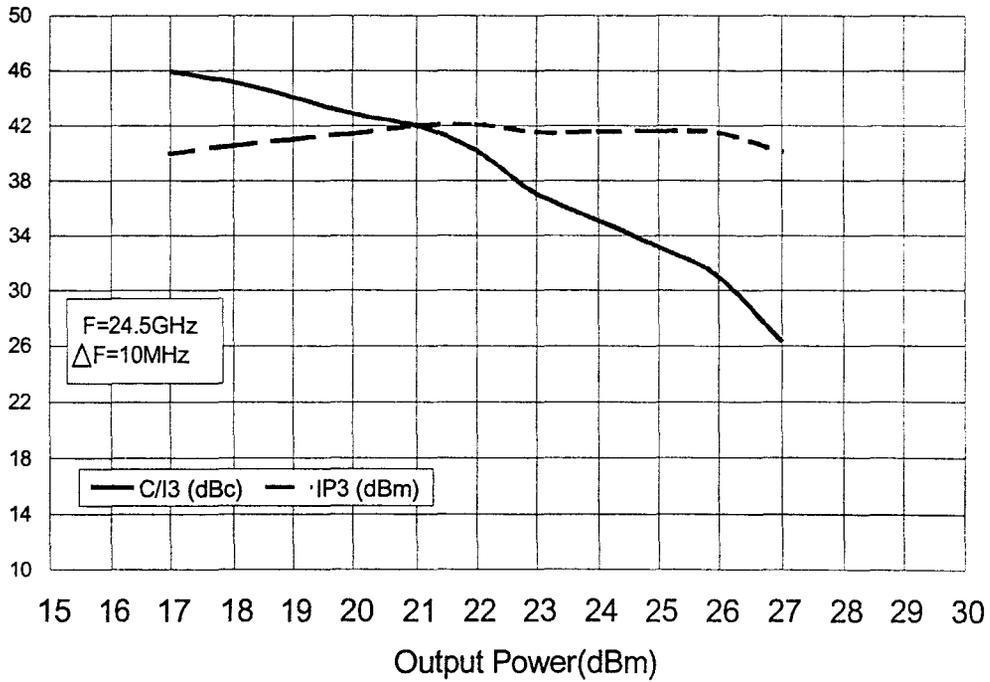
Linear Gain & Return Losses versus frequency



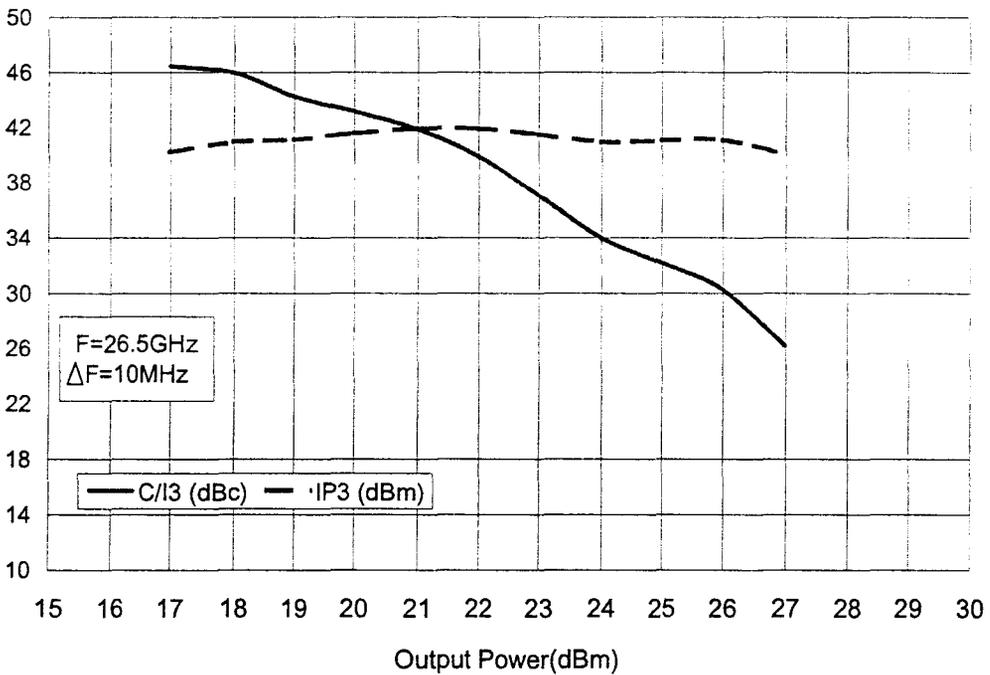
Output power versus frequency & Drain current @ 25.5GHz

CHA5295

24-26GHz High Power Amplifier



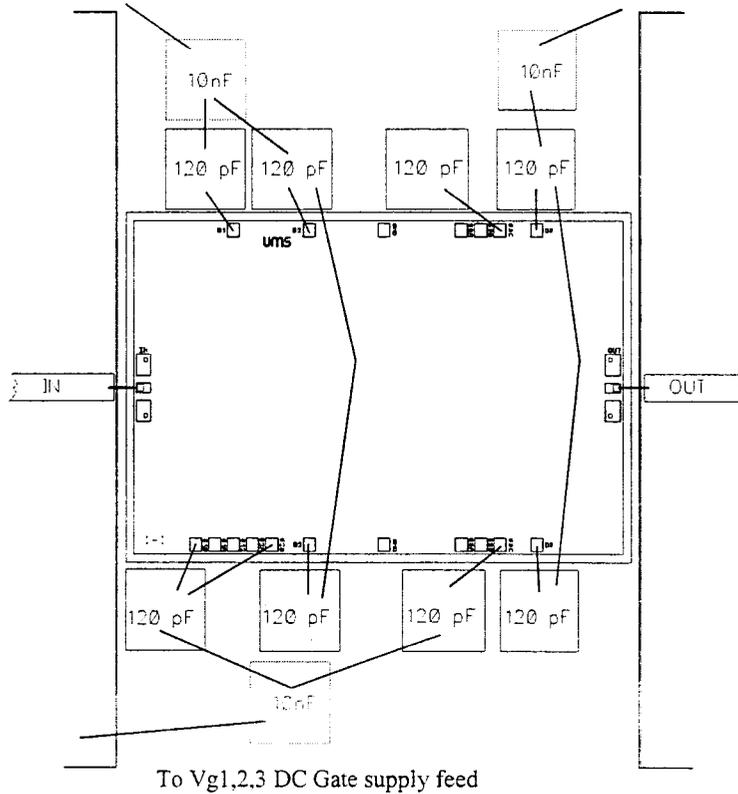
C/I3 & IP3 versus total output power @ 24.5GHz



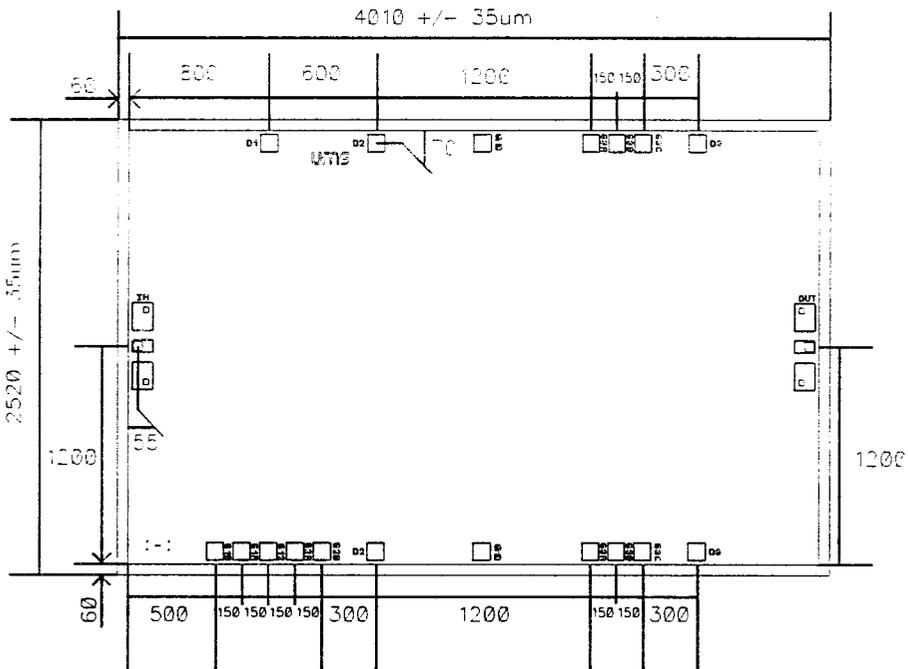
C/I3 & IP3 versus total output power @ 26.5GHz

Chip Assembly and Mechanical Data

To Vd1,Vd2 DC Drain supply feed To Vd3 DC Drain supply feed



Note : Supply feed should be capacitively bypassed. 25µm diameter gold wire is to be preferred.



Bonding pad positions.

(Chip thickness : 50µm. All dimensions are in micrometers)

Ref. : DSCHA52951201 -20-July-01

5/6

Specifications subject to change without notice

Route Départementale 128 , B.P.46 - 91401 ORSAY Cedex - FRANCE
Tel.: +33 (0)1 69 33 03 08 - Fax : +33 (0)1 69 33 03 09



CHA5295

24-26GHz High Power Amplifier

Application note

Bias operation sequence:

ON: Supply Gate voltage
Supply Drain voltage
OFF: Cut off Drain voltage
Cut off Gate voltage

Due to 50µm thickness, specific care is requested for the handling and assembly.

Ordering Information

Chip form : CHA5295-99F/00

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. **United Monolithic Semiconductors S.A.S.** products are not authorised for use as critical components in life support devices or systems without express written approval from **United Monolithic Semiconductors S.A.S.**

RESUME en Français

Le développement croissant des applications civiles dans le domaine des hyperfréquences comme les radiocommunications sans fil, les télécommunications par satellite, etc... ouvre un horizon très vaste aux circuits hyperfréquences à base de transistors. Ces applications véhiculant des signaux multiporteuses avec modulation numérique, nécessitent l'emploi d'amplificateurs de puissance devant concilier des performances contradictoires telles que rendement élevé, forte puissance et bonne linéarité. Dans un contexte d'aide à la conception, notre travail a consisté à mettre en œuvre un système analogique de caractérisation multiporteuses par la technique du Noise Power Ratio (NPR) en bande Ka. La première partie est consacrée à l'introduction des généralités sur l'amplification de puissance et à la modélisation des non linéarités d'un dispositif en environnement multiporteuses. La deuxième partie présente la mise en œuvre concrète du banc de NPR, bâti sur la génération du stimulus à 410 MHz que l'on peut transposer ensuite jusqu'en bande Ka (1-40GHz), avec une dynamique supérieure à 40dBc. Une étude système sur le logiciel OMNISYS a permis la validation du banc en utilisant les conversions monoporteuse AM-AM et AM-PM du dispositif. La dernière partie présente les premiers résultats à 26GHz de mesures NPR sur des MMIC montés en cellule et un composant PHEMT sous pointes constitutif de ces MMIC. Des analyses en fonction de la polarisation et de l'impédance de charge du composant ont permis d'apporter des explications sur les comportements en linéarité. Nous avons aussi cherché à corréler les mesures monoporteuse et biporteuses avec les mesures de NPR. Enfin nous avons conclu ce travail par les perspectives de développement du système.

TITRE en Anglais

Experimental Setup for IM Noise Power Ratio characterization : Application to power HEMT and MMIC analysis in Ka-band

RESUME en Anglais

The increasing development of microwaves in civil applications applied to wireless and satellite telecommunication systems, open a large field to transistor-based RF circuits. Many of these applications use digitally modulated multi-carrier signals. The power amplifiers for these ones, ideally need to have concurrently, high efficiency, high output power and good linearity. All these features are subject to compromise. In a context of design assistance, our work is devoted to the realization of a multi-carrier Ka-band analogic characterization system using the Noise Power Ratio (NPR) technique. The first part of the work shows the general features of power amplifiers and of the non-linear modelling of active devices in multi-carrier environment. The second part shows the NPR measurement test bench setup, which is based on the generation of 410 MHz stimulus, up-converted to Ka-band (1-40GHz), with a up to 40dBc dynamics. A system study using the OMNISYS software allowed the validation of the measurement setup. We used a nonlinear device model, based on amplitude-modulation/amplitude-modulation (AM-AM) and amplitude-modulation/phase-modulation (AM-PM) distortions. The last part shows first results at 26GHz of NPR measurements of SSPAs and of discrete PHEMTs with a technology similar to that used in the integrated circuits. The parameters mainly investigated are the biasing conditions and, for PHEMTs, the load impedance. They allow a comparative study of the non-linear behavior of these devices. We also tried to correlate the monotone and two-tone measurements with NPR measurement. Finally, we show the perspectives of development of the system.

MOTS-CLES

INTERMODULATION
NPR
NON LINEARITE

PHEMT
MMIC
BANDE Ka

GRAND SIGNAL
ANALOGIQUE

UFR d'IEEA - IEMN

Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord

DHS

avenue Poincaré, Cité Scientifique, 59652 – Villeneuve d'Ascq Cédex

FRANCE

