



Université de Limoges

ED 653 – Sciences et Ingénierie (SI)

Faculté des Sciences et Techniques – Institut de Recherche XLIM

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Sciences et ingénierie pour l'information

Présentée et soutenue par

José Anderson SILVA DOS SANTOS

Le 10 décembre 2024

**CARACTÉRISATION DE TRANSISTORS HEMT EN UTILISANT UNE MÉTHODE INNOVANTE DE
MESURE DE LA LINÉARITÉ**

Thèse dirigée par Jean-Christophe NALLATAMBY et Michel PRIGENT

JURY :

Président du jury

M. Jean-Michel NEBUS, Professeur des Universités – XLIM – Université de Limoges

Rapporteurs

M. Éric BERGEAULT, Professeur des Universités – Télécom Paris

M. Fabien PASCAL, Professeur des Universités – IES – Université de Montpellier

Examineurs

M. Mohammed AYAD, Docteur, Ingénieur – United Monolithic Semiconductors – Villebon-sur-Yvette

M. Emmanuel DUPOUY, Docteur, Ingénieur – NXP Semiconductors – Toulouse

M. Raymond QUÉRÉ, Professeur Émérite – XLIM – Université de Limoges

M. Tibault REVEYRAND, Docteur, Ingénieur de recherche – XLIM – Université de Limoges



À ma famille
À mes amis
Aux personnes qui me sont chères

Tu t'assoiras d'abord un peu loin de moi, comme ça, dans l'herbe. Je te regarderai du coin de l'œil et tu ne diras rien. Le langage est source de malentendus. Mais, chaque jour, tu pourras t'asseoir un peu plus près. . .

Antoine de Saint-Exupéry

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier ma famille, particulièrement ma mère Maria, mon père José Jailson et ma sœur Clarice pour leur soutien depuis ma naissance et tous les moments passés ensemble. Merci pour leur soutien inconditionnel, leur patience et leur amour. Je ne serai pas arrivé à la fin de ma thèse sans leurs conseils et orientations. Je remercie M. Stéphane BILA, Directeur de recherche et Directeur de Xlim de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime mes sincères remerciements à M. Raphaël SOMMET, chargé de recherche, de m'avoir accueilli dans son équipe.

J'exprime ma profonde reconnaissance à M. Jean-Christophe NALLATAMBY, mon Directeur de thèse et Professeur à l'Université de Limoges, pour son encadrement, ses conseils et son expertise. J'apprécie toute l'aide qu'il m'a apportée au cours de ces années de thèse. Depuis le moment où je n'étais pas encore arrivé en France, avec toute l'aide apportée dans les procédures administratives pour mon visa et ma carte de séjour, jusqu'à l'aide apportée pour mon logement. Je voudrais également le remercier pour toutes les conversations que j'ai eues au fil des ans et pour toutes les connaissances qu'il m'a transmises. Je garde précieusement tous les conseils et la confiance en moi lorsque je doutais de mes propres capacités.

Merci également à M. Michel PRIGENT, mon Co-directeur de thèse et Professeur émérite à l'Université de Limoges, pour toutes les connaissances qu'il m'a transmises dans le domaine de la radiofréquence, ce qui a certainement renforcé ma passion et ma motivation pour la thèse. Son expérience a été d'une grande importance pour me permettre d'arriver au bout de ma thèse. Je tiens également à le remercier pour les moments de détente au laboratoire où nous avons pu beaucoup rire.

Je remercie Monsieur Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je souhaite également remercier M. Éric BERGEAULT, Professeur à Télécom Paris, ainsi que M. Fabien PASCAL, Professeur à l'Université de Montpellier, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse et la lecture approfondie de ce manuscrit.

Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance aux examinateurs M. Mohammed AYAD, Ingénieur à United Monolithic Semiconductors, M. Emmanuel DUPOUY, Ingénieur à NXP Semiconductors, M. Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, M. Raymond QUÉRÉ, Professeur émérite à l'Université de Limoges et M. Tibault REVEYRAND, Ingénieur de recherche à l'Université de Limoges pour l'honneur qu'ils

me font d'accepter de juger ce travail, ainsi que pour le temps et l'attention qu'ils ont consacrés à la lecture de cette thèse. Leurs observations et critiques constructives seront une source de réflexion pour mes travaux futurs.

Je tiens à remercier M. le Professeur Raymond QUÉRÉ, M. le Professeur Jean-Michel NEBUS et M. Pierre MEDREL, maître de conférences, pour les échanges nombreux et enrichissants que nous avons eus durant ces trois dernières années.

Un merci particulier à M. Emmanuel DUPOUY, mon ancien professeur à l'*Instituto Federal da Paraíba*, il est celui qui m'a fait découvrir la passion pour la recherche. Je suis vraiment reconnaissant pour tout ce que j'ai appris pendant toutes les années où nous avons travaillé ensemble. Il a été l'une des personnes qui a fait naître ma passion pour l'électronique et les télécommunications. Merci beaucoup de m'avoir fait découvrir le laboratoire XLIM à Brive et l'opportunité de réaliser une thèse dans un autre pays où j'ai pu découvrir la France avec sa belle et riche culture, ce pays que j'ai appris à aimer. Sans oublier M. Tibault REVEYRAND pour toutes ses connaissances sur les méthodes d'étalonnage et les mesures qui m'ont permis de développer les bancs de mesure décrits dans cette thèse. Merci pour tous les échanges et corrections.

Je tiens à remercier Clément HALLEPÉE et Damien PASSERIEUX, Ingénieurs à l'Université de Limoges, pour leur aide dans le développement des codes de programmation nécessaires au fonctionnement du banc de mesure.

Je remercie chaleureusement les doctorants et anciens doctorants du laboratoire XLIM, pour leur soutien quotidien, leurs discussions enrichissantes, leur bonne humeur, les quiz à la Banou et les parties de Belote et Tarot, qui ont rendu ces années de recherche plus légères et stimulantes. Un merci tout particulier à Anass, Abdel, Alexandre, Khalil, Julien, Luc, Sébastien, Souhail, Yohann.

Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance envers les professeurs et membres du personnel de l'Université de Limoges à Brive-la-Gaillarde avec qui j'ai pu travailler, M. Carlos VALENTE, M. Didier ROQUES, Mme. Daniele COSTA, M. Fabien COURRÈGES, Mme. Nadège MONNEREAU, Mme. Karine FORTUNATO, M. Vivien LLOVERIA, Mme. Aïcha HASANDRATRA pour leur efficacité et leur disponibilité, sans oublier l'Assistant Ingénieur M. Florent GAILLARD, qui a toujours été là avec patience et professionnalisme.

Je voudrais alors remercier Mme. Marie CELERIER, gestionnaire de l'équipe CCSNL à Brive, pour les nombreuses heures de travail pour préparer toutes les missions. Surtout pour sa personnalité, toujours aimable et souriante. Je suis également reconnaissant pour toutes les conversations sur les sujets les plus variés, y compris les plantes. Merci de m'avoir fait découvrir les noix, les châtaignes et les madeleines Golfier.

Un grand merci aux amis que j'ai rencontrés à Brive pour leur soutien inconditionnel et leur compréhension, surtout dans les moments de doute et de fatigue. Leur présence bienveillante a été un pilier tout au long de ce chemin.

Un grand merci à Dominique GUISE qui est une personne incroyable. Merci pour tous les conseils, pour m'avoir fait découvrir la Corrèze et pour avoir toujours été à mes côtés.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France »

disponible en ligne : <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>



Table des Matières

Introduction générale	29
1 Principes fondamentaux de la caractérisation de la linéarité des amplificateurs de puissance	33
1.1 Introduction	35
1.2 Amplificateurs de puissance	37
1.2.1 Gain en puissance	38
1.2.2 Rendement énergétique	39
1.3 Les techniques de mesure de <i>load-pull</i>	39
1.3.1 <i>Load-pull</i> passif	40
1.3.2 <i>Load-pull</i> actif	42
1.4 Modulations numériques	43
1.4.1 Modulation en quadrature	44
1.4.2 Analyse statistique des modulations	46
1.5 Les facteurs de mérite de linéarité	48
1.5.1 La mesure de l' <i>Error Vector Magnitude</i> (EVM)	48
1.5.2 Rapport de Puissance des Canaux Adjacents (ACPR)	50
1.5.3 La mesure du <i>Noise Power Ratio</i> (NPR)	51
1.6 Signal <i>Unequally Spaced Multi-Tons</i>	52
1.7 Étalonnage	59
1.7.1 Étalonnage à 1 Accès	59
1.7.2 Étalonnage à 2 accès	64
1.7.3 Étalonnage en puissance	68
1.8 Conclusion	71
Références	73
2 Caractérisation des transistors en puce avec un banc de mesure de <i>load-pull</i> passif	77
2.1 Introduction	79

2.2	Configuration <i>load-pull</i> passif Continuous Wave (CW)	80
2.2.1	Source RF et driver (bloc 1 de la figure 2.2)	80
2.2.2	Alimentation DC et Té de polarisation (bloc 2 de la figure 2.2)	81
2.2.3	Analyseur de réseau vectoriel et coupleurs (bloc 3 de la figure 2.2)	82
2.2.4	Pointes et dispositif sous test (DUT) (bloc 4 de la figure 2.2)	83
2.2.5	Tuner programmable et charge (bloc 5 de la figure 2.2)	83
2.3	Étalonnage sur un banc <i>load-pull</i> passif	84
2.4	Estimation de la position du tuner à partir du coefficient de réflexion de sortie voulu	95
2.5	Analyse du gain petit signal des transistors en fonction de l'impédance de charge	98
2.5.1	Paramètres S du dispositif	99
2.5.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner	99
2.5.3	Mesure CW AM/AM pour l'impédance de charge optimale – gain petit signal	101
2.6	Mesures <i>load-pull</i> passif – Mode de fonctionnement <i>Continuous Wave</i> (CW)	103
2.7	Configuration <i>load-pull</i> passif multi-tons (USMT)	106
2.7.1	Génération du signal multi-ton en bande de base (bloc 1 de la figure 2.27)	107
2.7.2	Modulateur I/Q (bloc 2 de la figure 2.27)	110
2.7.3	Utilisation du PNA-X avec l'option Analyseur de spectre	110
2.8	Mesures et résultats – Mode de fonctionnement USMT	111
2.8.1	Comparaison des mesures d'un transistor de développement 400 μm pré-adapté 50 Ω et non-adapté	115
2.8.2	Analyse de l'influence de la séquence des impédances de sortie appliquées sur les mesures de transistors	117
2.8.3	Étude de l'effet mémoire BF dans le transistor	122
2.8.4	Analyse de l'influence de la fréquence sur l'impédance de sortie du transistor	124
2.9	Conclusion	127
	Références	128
3	Caractérisation des transistors en puce avec un banc <i>load-pull</i> actif et validation à l'aide de signaux modulés	131
3.1	Introduction	133

3.2	Configuration <i>load-pull</i> actif Continuous Wave (CW)	134
3.2.1	Source RF et driver (bloc 1 de la figure 3.2)	135
3.2.2	Génération d'impédances de sortie à l'aide de la source RF 2	136
3.2.3	Matrice d'erreur de l'étalonnage sur un banc <i>load-pull</i> actif	141
3.3	Mesures et résultats - <i>Load-pull</i> actif	141
3.4	Validation du banc de mesure USMT à l'aide de signaux modulés complexes	144
3.4.1	Générateur de signaux vectoriels - VSG (bloc 1 de la figure 3.11)	146
3.4.2	Amplificateur driver (bloc 2 de la figure 3.11)	147
3.4.3	Analyseur de spectre (bloc 5 de la figure 3.11)	147
3.4.4	Estimation des pertes du té de polarisation et de la pointe	148
3.4.5	Bilan de puissance du banc de mesure basé sur le VSG et le VSA	152
3.5	Mesures et résultats - Comparaison entre les bancs NVNA et VSG/VSA	159
3.5.1	Signaux 256-QAM, 512-QAM, 1024-QAM et USMT-8	159
3.5.2	Signaux 16-QAM et 64-QAM	177
3.5.3	Analyse statistique des signaux avec modulation OFDM	187
3.6	Conclusion	190
	Références	192
	Conclusion générale et perspectives	193
	Publications et communications relatives à ce travail	197
	A Dénombrement des produits d'intermodulation	201
A.1	Produits d'intermodulation d'ordre 3	202
A.2	Produits d'intermodulation d'ordre 5	203
A.3	Produits d'intermodulation d'ordre 7	206
	B Produits d'intermodulation d'un signal USMT-8	209
	C Calcul de la matrice C	211
	D Principales caractéristiques en fonction de l'impédance de charge pour deux points de polarisation	217
D.1	Point de polarisation : $I_D = 100$ mA/mm et $V_D = 10$ V	219
D.1.1	Paramètres S du dispositif	219
D.1.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner	220

D.1.3	Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal	221
D.2	Point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$	222
D.2.1	Paramètres S du dispositif	222
D.2.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner	223
D.2.3	Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal	223
E	Mesures load-pull passif en mode de fonctionnement CW pour trois points de polarisation	225
E.1	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 50 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	226
E.2	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	227
E.3	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$	229
F	Mesures load-pull passif en mode de fonctionnement multi-tons	231
F.1	Comparaison entre différents développements des transistors AlGaIn/GaN et points de polarisation	232
G	Organigramme de l'algorithme de recherche de l'impédance de charge	241

Table des Figures

1.1	Comportement d'un amplificateur dans les zones linéaire et non-linéaire	38
1.2	Allure typique du gain d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.	38
1.3	Gain, puissance de sortie et PAE d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.	39
1.4	Techniques de mesure de load-pull	40
1.5	Principe de fonctionnement d'un tuner passif	41
1.6	Changement de l'impédance avec une partie réelle constante	41
1.7	Variation de la partie imaginaire de l'impédance	41
1.8	Load-pull actif avec boucle fermée : méthode <i>feed-forward</i>	42
1.9	Load-pull actif avec boucle ouverte	43
1.10	Représentation sur un plan complexe des symboles de la modulation QPSK. L'information binaire (sur 2 bits) associée à un état de phase de la QPSK est donnée par la fonction de <i>mapping</i> . Ici le <i>mapping</i> suit un codage de gray (00 et 11 sont opposés), mais d'autres lois sont possibles.	43
1.11	Principe du modulateur IQ.	44
1.12	Constellation de la modulation RF avec les éléments binaires associés selon le <i>mapping</i> correspondant au codage de Gray	45
1.13	Spectre d'un signal avec multiplexage OFDM	46
1.14	Représentation temporelle d'une modulation 256QAM	46
1.15	PDF de la puissance de l'enveloppe du signal	47
1.16	Définitions des PDF, CDF et CCDF de l'enveloppe d'un signal	47
1.17	CCDF de 3 modulations	48
1.18	Illustrations d'une mesure d'EVM	49
1.19	Impact d'une non-linéarité sur une constellation. L'EVM des symboles rouges est supérieure à celle des symboles bleus.	49
1.20	Impact d'une forte non-linéarité sur une constellation 64-QAM conduisant à un EVM important	50
1.21	Rapport de Puissance des Canaux Adjacents (ACPR)	50

1.22 Amplitude et phase du spectre d'un signal avec des propriétés statistiques gaussiennes	51
1.23 Évaluation du NPR pour un dispositif non-linéaire	52
1.24 Comparaison entre les produits d'intermodulation générés par un dispositif non-linéaire lorsqu'il est soumis à un signal constitué de 3 porteuses régulièrement espacées ou irrégulièrement. La distribution non uniforme des fréquences évite le recouvrement de spectre	53
1.25 Exemples de spectres du signal USMT pour différents valeurs de $p[k]$	55
1.26 Propriétés statistiques du signal USMT-3 : trajectoire de l'enveloppe IQ et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$	56
1.27 Propriétés statistiques du signal USMT-4 : trajectoire de l'enveloppe IQ et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$	56
1.28 Propriétés statistiques du signal USMT-6 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$	57
1.29 Propriétés statistiques du signal USMT-8 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$	57
1.30 Propriétés statistiques du signal USMT-10 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$	57
1.31 CCDF d'un signal USMT-8 avec différentes phases sur les tons.	58
1.32 CCDF d'un signal USMT pour différents nombres de tons.	58
1.33 Banc de mesure sous-pointes avec les plans de mesure	59
1.34 Modèle de l'étalon Open	60
1.35 Modèle de l'étalon Short	61
1.36 Modèle de l'étalon Load	62
1.37 Modèle simplifié du circuit d'entrée (Accès 1)	62
1.38 Modèle simplifié du circuit (2 accès).	64
1.39 Modèle simplifié du circuit (2 accès) avec un Thru	65
1.40 Estimation de la Phase de S_{21} en fonction de la fréquence.	68
1.41 Schéma simplifié du banc sous pointes avec la configuration pour l'éta- lonnage en puissance.	69
1.42 Représentation du côté d'entrée du banc d'entrée comme un quadripôle.	70
2.1 Paramètre S_{11} en fonction du chariot et du plongeur	80
2.2 Banc de mesure de linéarité et de <i>load-pull</i>	81

2.3	Schéma interne du PNA-X, mettant en évidence les accès 2 et 3 utilisés pour la mesure des ondes. On remarque que les cavaliers ont été enlevés afin de permettre une mesure directe des ondes.	82
2.4	Pointe Cascade ACP40-A-GSG-125	83
2.5	Côté sortie du banc de mesure de la linéarité et de <i>load-pull</i>	84
2.6	Mesure des paramètres S des trois blocs séparément	86
2.7	Les paramètres S du câble changent en fonction de sa déformation	86
2.8	Diviser le circuit de sortie en différents blocs	87
2.9	Ondes à l'entrée et à la sortie du tuner	88
2.10	Coefficient de réflexion en fonction des coordonnées (en rouge) et des coordonnées choisies pour effectuer la calibration (en bleu) pour une fréquence de 29 GHz	91
2.11	Configuration du banc de mesure de linéarité et de load-pull pour la mesure du coefficient de réflexion de sortie	92
2.12	Comparaison des coefficients de réflexion estimés (a) et mesurés (b) dans le plan de référence du dispositif sous test	92
2.13	Comparaison des coefficients de réflexion calculés dans le plan de référence du dispositif sous test pour les coordonnées des tableaux 2.1 et 2.2	94
2.14	Comparaison entre le paramètre S_{21} de deux câbles.	94
2.15	Relation entre les plans de référence du DUT, du PNA et de la charge	96
2.16	Étalonnage sur le plan de référence de la charge	96
2.17	Paramètres S de la charge de terminaison	97
2.18	Coefficients de réflexion calculés à l'aide des matrices d'étalonnage et de la caractérisation des charges	98
2.19	Mesures des paramètres S et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement 2 x 75 μm	100
2.20	Gain en fonction du coefficient de réflexion	101
2.21	Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	102
2.22	Courant de drain et de grille	102
2.23	Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée. La croix (X) vert correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	104
2.24	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	105

2.25	Courant de drain DC en mA en fonction de la puissance d'entrée	105
2.26	Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée	106
2.27	Banc de mesure load-pull passif pour la mesure de la linéarité	107
2.28	Spectre du signal modulé avant et après les corrections de l'amplitude et de la phase des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ [19]	111
2.29	Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée. En bleu, l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré. En noir, l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	112
2.30	Courant de drain en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances de charge	113
2.31	Puissance de sortie (RF) en fonction de la puissance d'entrée.	114
2.32	Gain (RF) en fonction de la puissance d'entrée.	114
2.33	Puissance de sortie des tons et puissance des IM_3 en fonction de la puissance d'entrée.	114
2.34	NPR en fonction de la puissance d'entrée.	115
2.35	Impédance de sortie du transistor et rendement en puissance ajoutée (PAE) pour un transistor pré-adapté en sortie et un transistor adapté avec le <i>load-pull</i> passif	116
2.36	Gain (RF) et Puissance de sortie (RF) et Gain (RF) pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le <i>load-pull</i> passif	116
2.37	Courant de drain et Puissance de sortie (RF et IM_3) pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le <i>load-pull</i> passif	117
2.38	NPR et facteur de mérite équivalent à l'EVM pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le <i>load-pull</i> passif	117
2.39	Impédances de sortie appliquées au transistor	118
2.40	Rendement en puissance ajoutée maximal	119
2.41	Puissance de sortie (RF)	119
2.42	Gain (RF)	120
2.43	Courant de drain DC	120
2.44	Puissance de sortie (RF et IM)	121
2.45	Noise Power Ratio (NPR)	121
2.46	Facteur de mérite équivalent à l'EVM	122
2.47	Impédance de sortie du transistor et rendement en puissance ajoutée (PAE) pour trois mesures consécutives. Fréquence d'analyse de 29 GHz	123
2.48	Courant de drain, Puissance de sortie (RF) pour trois mesures consécutives	123

2.49	Puissance de sortie (RF et IM) et Gain (RF) pour trois mesures consécutives	124
2.50	NPR et facteur de mérite équivalent à l'EVM pour trois mesures consécutives	124
2.51	Les impédances d'un tuner passif entre 2,5 et 3 GHz par pas de 10 MHz [19]	125
2.52	Spectre du signal USMT pour une puissance d'entrée de $-3,6$ dBm . . .	126
2.53	Spectre du signal USMT pour une puissance d'entrée de $18,5$ dBm . . .	126
3.1	Principe du load-pull actif en boucle ouverte	134
3.2	Banc de mesure de linéarité et de load-pull actif	135
3.3	Impact de l'onde a_2 sur l'onde b_2	136
3.4	Schéma interne du PNA-X, mettant en évidence ses atténuateurs internes	137
3.5	Représentation des fonctions du système et polynomiale (première itération)	139
3.6	Représentation des fonctions du système et polynomiale (deuxième itération)	140
3.7	Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée. La croix (X) rose correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	142
3.8	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	143
3.9	Courant de drain DC en mA en fonction de la puissance d'entrée	143
3.10	Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée	144
3.11	Banc de mesure pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux modulés QAM	145
3.12	Constellation du signal de sortie et mesures EVM pour un signal 1024-QAM	148
3.13	Plans de référence coaxiaux et du dispositif sous test (entrée et sortie).	149
3.14	Paramètres S du bloc té-de-polarisation et pointe.	150
3.15	Pertes du té de polarisation et de la pointe à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test	152
3.16	Mesure de la puissance d'entrée	153
3.17	Mesure de la puissance de sortie	155
3.18	Configuration pour le calcul de la différence entre la puissance mesurée par l'analyseur de spectre et les puissances mesurées dans les plans de référence d'entrée du DUT	156

3.19 Configuration pour le calcul de la différence entre la puissance mesurée par l'analyseur de spectre et les puissances mesurées dans les plans de référence de sortie du DUT	158
3.20 Largeur de bande des signaux modulés comparée au spectre du signal USMT-8	161
3.21 Propriétés statistiques du signal 256-QAM	162
3.22 Propriétés statistiques du signal 1024-QAM	163
3.23 Propriétés statistiques du signal USMT-8	164
3.24 Propriétés statistiques des signaux USMT-8, 256-QAM et 1024-QAM . .	165
3.25 Transistors « haut » et « bas » dont les mesures sont présentées dans les figures 3.27 à 3.46	166
3.26 Banc de mesure basée sur un NVNA pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux USMT (<i>Unequally Spaced Multi-Tones</i>)	167
3.27 Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques	167
3.28 Puissance de sortie P_{out} en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques	168
3.29 Courant de drain DC I_D en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques	168
3.30 Banc de mesure basée sur un analyseur de réseau vectoriel (NVNA) pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux USMT (<i>Unequally Spaced Multi-Tones</i>) mettant en évidence les atténuateurs entre le coupleur directionnel et le NVNA.	169
3.31 Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques	170
3.32 Vecteur d'erreur pour deux symboles reçus correspondant au symbole A	171
3.33 EVM (<i>Error Vector Magnitude</i>) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques	172
3.34 Comparaison entre les constellations des modulations 256-QAM et 1024-QAM	172

3.35 Constellation du signal de sortie mesuré pour une modulation 1024-QAM à $P_{in} = -4$ dBm et $P_{in} = 16$ dBm	173
3.36 Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = -4$ dBm et une résolution RBW de 1 kHz	174
3.37 Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = 16$ dBm et une résolution RBW de 1 kHz	175
3.38 NPR (<i>Noise Power Ratio</i>) de sortie en fonction de la fréquence d'un transistor caractérise dans un banc de mesure basé sur un NVNA et un banc de mesure basé sur un analyseur de spectre (RBW = 1 kHz) . . .	176
3.39 Propriétés statistiques du signal 16-QAM	178
3.40 Propriétés statistiques du signal 64-QAM	179
3.41 Propriétés statistiques des signaux USMT-8, 16-QAM et 64-QAM	181
3.42 Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM	181
3.43 Puissance de sortie P_{out} en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM	182
3.44 Courant de drain DC I_D en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM	183
3.45 Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM	184
3.46 EVM (<i>Error Vector Magnitude</i>) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM	184
3.47 Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = -3$ dBm et une résolution RBW de 100 Hz	185
3.48 Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = 17$ dBm et une résolution RBW de 100 Hz	186
3.49 NPR (<i>Noise Power Ratio</i>) de sortie en fonction de la fréquence d'un transistor caractérise dans un banc de mesure basé sur un NVNA et un banc de mesure basé sur un analyseur de spectre (RBW = 100 Hz) . .	187
3.50 Propriétés statistiques du signal OFDM	188
3.51 Propriétés statistiques des signaux USMT-8 et OFDM	189

3.52	Excursion du signal en bande de base pour les modulations OFDM et 64-QAM	190
B.1	Produits d'intermodulation d'un signal USMT-8	210
C.1	Ondes à l'entrée et à la sortie du tuner	212
C.2	Circuit de sortie avec les équations en évidence	213
C.3	Schéma simplifié du circuit de sortie de la figure C.2	214
D.1	Mesures des paramètres S_{11} et S_{22} pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	219
D.2	Mesures des paramètres S_{21} et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	220
D.3	Gain en fonction du coefficient de réflexion ($I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$)	220
D.4	Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	221
D.5	Courant de drain et de grille	221
D.6	Mesures des paramètres S_{11} et S_{22} pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$	222
D.7	Mesures des paramètres S_{21} et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$	222
D.8	Gain en fonction du coefficient de réflexion ($I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$)	223
D.9	Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	223
D.10	Courant de drain et de grille	224
E.1	Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	226
E.2	Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	227
E.3	Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée	227

E.4	Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	228
E.5	Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	228
E.6	Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée	229
E.7	Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}	229
E.8	Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	230
E.9	Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée	230
F.1	Impédances de sortie pour différents transistors et points de polarisation	233
F.2	Rendement en puissance ajoutée (PAE) pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	234
F.3	Puissance de sortie en dBm pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	235
F.4	Gain (RF) en dBm pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	236
F.5	Courant de drain DC en mA pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	237
F.6	Puissance de sortie des tons et des produits d'intermodulation IM_3 en dB pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	238
F.7	NPR en dB pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	239
F.8	Facteur de mérite de linéarité équivalent à l'EVM pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1	240
G.1	Organigramme de l'algorithme de recherche du module du coefficient de réflexion Γ	243
G.2	Organigramme de l'algorithme de recherche de la phase du coefficient de réflexion Γ	244

Liste des Tableaux

1.1	Nombre de produits d'intermodulation en fonction du nombre de tons du signal	55
2.1	Coordonnées de la position du chariot et du plongeur pour la procédure d'étalonnage	90
2.2	Coordonnées du chariot et du plongeur pour l'estimation de la figure 2.13	93
2.3	Coefficients de réflexion de sortie en fonction des coordonnées du tuner CCMT-4060 à une fréquence $f = 29$ GHz	95
2.4	Conditions de polarisation	99
2.5	Conditions de polarisation pour les mesures load-pull passif avec un mode d'opération CW	104
2.6	Les huit fréquences de bande de base	109
2.7	Discrétisation des signaux I(t) et Q(t) avec une fréquence d'échantillonnage $f_s = 100$ MHz et 100 000 échantillons	109
2.8	Liste des impédances : de la plus proche à la plus éloignée et séquence aléatoire	118
2.9	Les coefficients de réflexion (amplitude et phase) pour chaque ton à l'entrée et à la sortie du dispositif pour un signal faible puissance ($P_{in} = -3,6$ dBm) et un signal forte puissance ($P_{in} = 18,5$ dBm)	125
3.1	Comparaison entre les huit fréquences de bande de base utilisées dans les bancs de mesures basés sur NVNA et VSG/VSA.	160
3.2	Puissance de sortie (dBm) en fonction de la fréquence (GHz) autour de f_1 pour une résolution RBW de 1 kHz montrant les effets de la dispersion spectrale. La puissance d'entrée est $P_{in} = -2,909$ dBm.	176
3.3	Puissance de sortie (dBm) en fonction de la fréquence (GHz) autour de f_1 pour une résolution RBW de 1 kHz et 100 Hz. Les puissances d'entrée sont $P_{in} = -2,909$ dBm et $P_{in} = -2,658$ dBm respectivement.	186
A.1	Nombre de produits d'intermodulation d'ordre 7 (IM7)	208

LISTE DES TABLEAUX

Introduction générale

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les systèmes de communication ont transformé notre manière de communiquer. On les retrouve dans diverses applications comme la téléphonie mobile, la télévision et les communications par satellite. Ces applications requièrent la transmission d'un volume de données en constante augmentation. Cela entraîne une complexité accrue des techniques de modulation, se traduisant par des signaux avec des dynamiques plus importantes (variations d'amplitude) et une consommation énergétique accrue.

Il y a une demande croissante pour une utilisation durable des ressources disponibles, et la consommation d'énergie en est un élément crucial. De plus, avec l'augmentation de l'utilisation des systèmes embarqués, l'autonomie de ces systèmes devient un paramètre essentiel. Il est donc nécessaire de réduire la consommation d'énergie pour prolonger leur autonomie.

La consommation d'énergie des systèmes de télécommunications est pourtant un paramètre crucial à analyser lors de la conception. Étant donné que la complexité croissante des signaux transmis entraîne une hausse de la consommation d'énergie, il est essentiel de réduire celle des composants du système de communication, notamment les amplificateurs de puissance. L'objectif est d'améliorer les performances de ces dispositifs afin que la majeure partie de l'énergie consommée soit véritablement utile. Pour un amplificateur de puissance, l'idéal serait que toute l'énergie dissipée soit convertie en puissance efficace pour l'amplification du signal.

Les transistors sont des éléments essentiels des amplificateurs de puissance à radiofréquence (RF) et ils consomment la majeure partie de l'énergie dans ces amplificateurs. Il est donc essentiel de réduire leur consommation et d'augmenter leur efficacité. L'un des facteurs influençant l'efficacité des transistors est l'impédance de charge, car ces dispositifs ne sont pas adaptés, à l'entrée et à la sortie, à l'impédance caractéristique du système, qui est de 50Ω . Par conséquent, une variation de l'impédance de charge influence les facteurs de mérite du dispositif tels que le gain, l'efficacité et le rapport signal/produit d'intermodulation (linéarité).

Les dispositifs qui sont soumis à un petit signal ont une excellente linéarité mais un faible rendement. Il est donc nécessaire de caractériser le dispositif dans sa zone non linéaire afin que son rendement soit plus élevé. Dans cette région, il n'est pas possible de savoir à l'avance quelle impédance de charge produit l'efficacité maximale du dispositif. Il est donc nécessaire de rechercher l'efficacité maximale en appliquant différentes impédances de charge selon une méthode connue sous le nom de « load-pull ».

La région d'intérêt se situant dans la région non linéaire du transistor, il est nécessaire de caractériser son impact sur la distorsion du signal transmis. Compte tenu de la complexité croissante des signaux utilisés dans les télécommunications, l'utilisation de

signaux à une ou deux porteuses ne permet pas vraiment une analyse significative du comportement non linéaire du dispositif par rapport au comportement du dispositif lorsqu'il est soumis à un signal de modulation complexe.

D'autre part, l'utilisation de ces signaux implique la nécessité d'un modulateur et d'un démodulateur afin de pouvoir comparer l'information à la sortie du dispositif avec l'information à son entrée. Cette thèse propose donc une technique innovante pour caractériser la non-linéarité des transistors et donc des amplificateurs de puissance RF à l'aide d'un banc de mesure simplifié sans avoir recours à des modulateurs et démodulateurs. Le premier chapitre présente certaines des caractéristiques d'un amplificateur de puissance, telles que le gain et le rendement. Ensuite, deux techniques de load-pull sont présentées, l'une passive qui utilise un tuner passif pour modifier l'impédance de charge et l'autre active qui utilise une seconde source RF. La section suivante examine certains facteurs de mérite qui nous permettent de caractériser la non-linéarité du dispositif. Le signal USMT (Unequally Spaced Multi-Tone) est décrit par la suite. Ce signal permet une séparation entre les fréquences du signal et les produits d'intermodulation créés par effet non linéaire et possède des propriétés statistiques similaires à celles des signaux à modulation complexe. Ces caractéristiques permettent de simplifier le banc de mesure et donc la caractérisation des dispositifs. Enfin, les méthodes d'étalonnage à un accès, à deux accès et en puissance d'un banc de mesure sous pointes basé sur un analyseur de réseau vectoriel non linéaire (NVNA) sont présentées.

Le deuxième chapitre montre la mise en œuvre du banc de mesure pour la caractérisation des transistors non linéaires et des amplificateurs de puissance à l'aide de la méthode load-pull passive. La première version du banc de mesure visait à caractériser les dispositifs à l'aide d'un signal avec une porteuse. Un tuner passif était connecté à la sortie du dispositif pour permettre de modifier l'impédance de charge. Il était connecté aussi près que possible du dispositif afin de réduire les pertes, ce qui signifiait qu'une méthode innovante devait être développée pour réduire le temps d'étalonnage. Ce banc a ensuite été étendu pour permettre la caractérisation des dispositifs utilisant le signal USMT. Des mesures utilisant un signal à une fréquence fixe et le signal USMT ont ensuite été effectuées sur les dispositifs. Il a été possible d'observer certaines limitations de la méthode load-pull passif en raison des pertes entre le tuner et le dispositif qui réduisent la gamme des impédances de charge disponibles et aussi du fait que cette impédance de charge varie le long de la bande passante du signal, ce qui implique des impédances très différentes du début à la fin de la bande passante pour les signaux à large bande.

Pour ce faire, des mesures ont été effectuées par la méthode load-pull actif en utili-

INTRODUCTION GÉNÉRALE

sant une deuxième source RF. Cela implique une modification du banc, qui est présentée dans la première partie du troisième chapitre. De même, les mesures ont été effectuées à l'aide d'un signal à fréquence unique, l'algorithme de recherche de l'impédance de charge étant encore en cours de développement au moment de la rédaction de cette thèse.

Enfin, la deuxième partie du troisième chapitre compare les propriétés statistiques de certaines modulations QAM (Quadrature Amplitude Modulation) avec les propriétés des signaux USMT. Des mesures ont été effectuées sur un transistor pré-adapté de 50Ω sur le banc basé sur le NVNA avec le signal USMT et sur un autre banc utilisant un modulateur et un démodulateur et les signaux modulés par QAM.

1

Principes fondamentaux de la caractérisation de la linéarité des amplificateurs de puissance

Sommaire

1.1	Introduction	35
1.2	Amplificateurs de puissance	37
1.2.1	Gain en puissance	38
1.2.2	Rendement énergétique	39
1.3	Les techniques de mesure de <i>load-pull</i>	39
1.3.1	<i>Load-pull</i> passif	40
1.3.2	<i>Load-pull</i> actif	42
1.4	Modulations numériques	43
1.4.1	Modulation en quadrature	44
1.4.2	Analyse statistique des modulations	46
1.5	Les facteurs de mérite de linéarité	48
1.5.1	La mesure de l' <i>Error Vector Magnitude</i> (EVM)	48
1.5.2	Rapport de Puissance des Canaux Adjacents (ACPR)	50

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

1.5.3	La mesure du <i>Noise Power Ratio</i> (NPR)	51
1.6	Signal <i>Unequally Spaced Multi-Tons</i>	52
1.7	Étalonnage	59
1.7.1	Étalonnage à 1 Accès	59
1.7.2	Étalonnage à 2 accès	64
1.7.3	Étalonnage en puissance	68
1.8	Conclusion	71
	Références	73

1.1 Introduction

L'amplificateur de puissance est un élément crucial dans un système de télécommunications, car il est nécessaire d'amplifier les signaux qui transmettent l'information afin qu'ils puissent traverser un canal de communication et arriver avec une puissance suffisante pour être décodés correctement par le récepteur [1]. Dans l'émetteur et le récepteur d'un système de communication, il y a plusieurs étapes d'amplification, car même si un signal transmis a une puissance considérable, il est nécessaire d'amplifier le signal reçu au niveau du récepteur. D'autre part, les amplificateurs ne sont pas idéaux et le signal subit des distorsions et est affecté par le bruit, ce qui peut dégrader l'information et l'empêcher d'être décodée correctement. C'est pourquoi il est très important de caractériser les éléments constitutifs d'un amplificateur [2]-[4].

L'un des grands défis de la conception et de la caractérisation des amplificateurs de puissance consiste à trouver les points de fonctionnement optimaux pour les dispositifs qui composent l'amplificateur, en particulier les transistors, en fonction des spécifications de conception. L'un des points importants consiste à analyser les effets non linéaires des dispositifs. Certaines de ces caractéristiques importantes sont les suivantes :

- **Gain** : rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée, sachant que lorsque le dispositif fonctionne dans sa zone non linéaire, il y a une diminution du gain par rapport au gain petit signal.
- **Rendement** : la quantité de puissance continue effectivement utilisée pour amplifier le signal.
- **Consommation** : la quantité d'énergie consommée par les dispositifs.
- **Harmoniques et produits d'intermodulation** : en raison de la non-linéarité des dispositifs, de nouvelles fréquences qui n'étaient pas présentes dans le signal d'entrée sont générées. Les harmoniques sont des fréquences multiples des fréquences du signal d'entrée et les produits d'intermodulation sont des combinaisons linéaires des fréquences du signal d'entrée.
- **Erreur de réception des symboles** : dans le cas des modulations numériques, il est possible de quantifier le pourcentage d'erreur sur le symbole reçu par rapport au symbole émis déformé par la non-linéarité d'un amplificateur.

Il est important de caractériser les transistors à l'aide de signaux complexes utilisés dans les principaux types de communications tels que la 5G, par exemple. Parmi les exemples de modulation, il y a la QPSK, la 16-QAM et la 64-QAM [5]. Ces modulations combinées à des méthodes de multiplexage telles que l'OFDM génèrent des signaux dont l'amplitude varie fortement. Les transistors se trouvent donc dans des zones de fonctionnement différentes, de sorte que certaines parties de la forme d'onde sont

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

plus déformées que d'autres. Plus l'amplitude du signal est grande, plus le signal est sensible à la distorsion produite par le dispositif.

Beaucoup de ces signaux complexes ont un grand nombre de porteuses et, par conséquent, un nombre encore plus important de fréquences sera généré en raison de la non-linéarité de ce dispositif. Cela complique la mesure des effets des harmoniques et des produits d'intermodulation. Un autre problème est que l'utilisation de ces signaux complexes nécessite un système de modulation et de démodulation afin d'estimer l'erreur de réception.

Pour résoudre ce problème, un signal plus simple dont les propriétés statistiques sont similaires à celles des signaux complexes est utilisé. Cela signifie que la variation temporelle du signal (distribution de probabilité de la puissance du signal) est similaire aux signaux modulés et que le transistor sera soumis à des conditions de fonctionnement identiques. Un autre avantage est qu'un nombre beaucoup plus faible de porteuses est nécessaire, ce qui simplifie l'étude des harmoniques et des produits d'intermodulation. Avec un espacement irrégulier entre les porteuses, il est possible de s'assurer que les produits d'intermodulation ne se chevauchent pas et ne chevauchent pas les porteuses. Par conséquent, sur la base de la relation inversement proportionnelle entre le rapport de la puissance des porteuses et des produits d'intermodulation et l'erreur de réception du symbole, il est possible d'estimer l'erreur probable dans la transmission d'un signal modulé ayant des propriétés statistiques similaires au signal simple, due aux effets non linéaires de l'amplificateur, simplement en analysant les porteuses et les produits d'intermodulation.

Avant la conception d'un amplificateur, il est nécessaire de trouver les impédances optimales de sortie du transistor pour un facteur de mérite donné (rendement, puissance de sortie, ...). Dans la zone non linéaire, il n'est pas possible d'estimer facilement l'impédance optimale pour chaque facteur de mérite tel que le gain et l'efficacité. Il est donc nécessaire de rechercher le point optimal à l'aide de mesures de **load-pull** actifs et passifs [4].

Comme ces dispositifs sont à l'échelle du micromètre, il est nécessaire de développer un banc sous-pointes afin de caractériser le dispositif. Ceux-ci sont caractérisés à l'aide d'un banc basé sur un analyseur de réseau vectoriel avec des points d'accès permettant la lecture des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du dispositif. Comme le dispositif nécessite des câbles, des connecteurs et d'autres composants pour le mesurer, une méthode d'étalonnage est présentée afin que les ondes présentes aux accès du dispositif puissent être mesurées correctement. La méthode SOLR (*Short-Open-Load-Reciprocal*) est utilisée pour établir cette relation [6]. Un étalonnage en puissance est également nécessaire pour mesurer la puissance de chacune des ondes et déterminer ainsi les caractéristiques de linéarité du dispositif sous test. L'étalonnage de la phase n'est pas nécessaire, car seules des mesures de puissance absolue ont

été effectuées, mais il peut être réalisé en utilisant un générateur de peigne [7], [8]. Il est à noter que l'analyseur de réseau fonctionne également comme un analyseur de spectre, ce qui permet de mesurer la puissance à chaque fréquence séparément.

1.2 Amplificateurs de puissance

L'amplificateur de puissance est un élément crucial dans un système de télécommunications, car il est chargé de faire en sorte qu'un signal ait suffisamment d'énergie pour traverser le canal de communication et être bien reçu par le récepteur. C'est l'élément le plus sensible d'un système de transmission et de réception en raison de sa linéarité et de sa consommation [1], [2].

Son but est d'augmenter l'amplitude et la puissance d'un signal tout en conservant la forme d'onde, c'est-à-dire qu'un amplificateur idéal génère à sa sortie un signal identique au signal d'entrée avec une augmentation de l'amplitude et de la puissance. En fait, le signal de sortie n'est pas une copie exacte du signal d'entrée, mais un signal qui a été soumis au bruit du canal et à la distorsion non linéaire des composants.

Cela signifie que, dans certaines conditions, le signal de sortie du système subira des distorsions causées par cet effet non linéaire. Si l'on considère que le signal transporte l'information à transmettre, la distorsion du signal peut modifier cette information et le récepteur ne recevra pas ce qui a été envoyé.

Un autre point important est la consommation d'énergie continue de l'amplificateur, car les transistors de l'amplificateur utilisent une source externe pour obtenir la puissance qui sera transférée au signal. Idéalement, toute la puissance obtenue de la source externe devrait être transmise au signal d'entrée, mais une partie de cette puissance sera dissipée, notamment sous forme de chaleur. En effet, l'amplificateur, lorsqu'il fonctionne dans sa zone linéaire, a un faible rendement, c'est-à-dire que seule une petite partie de la puissance est effectivement utilisée pour amplifier le signal. En revanche, lorsqu'il fonctionne dans sa zone non linéaire, l'amplificateur est beaucoup plus efficace [4].

Lors de la conception d'un amplificateur, il est important d'utiliser des topologies et des modes de fonctionnement qui réduisent les effets non linéaires et augmentent l'efficacité de l'amplificateur.

Dans la figure 1.1, il est possible d'observer le comportement du transistor dans ses zones linéaire et non-linéaire. Pour le premier cas (figure 1.1a), la forme d'onde du signal de sortie est pratiquement la même que celle du signal d'entrée et pour le deuxième cas (figure 1.1b), la forme d'onde du signal de sortie est distordue à cause des effets non-linéaires.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

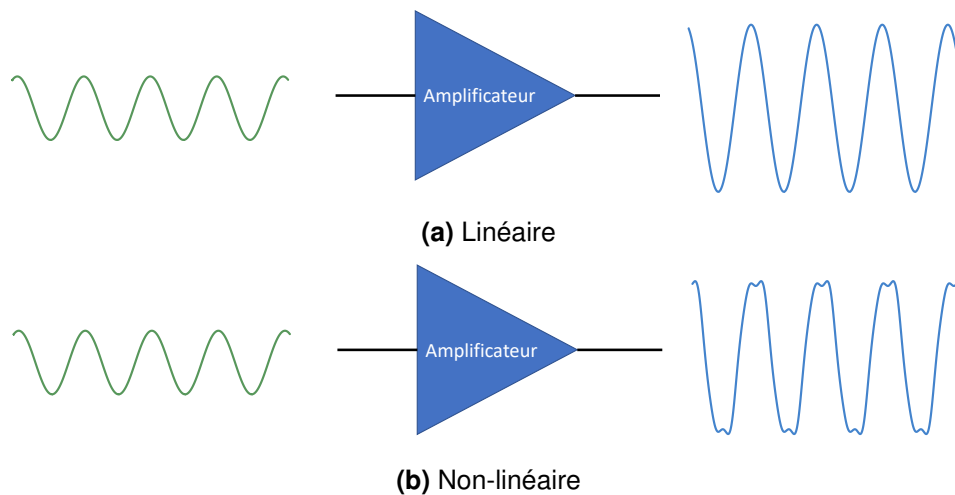


FIGURE 1.1 – Comportement d'un amplificateur dans les zones linéaire et non-linéaire

1.2.1 Gain en puissance

Le gain est le rapport entre le signal de sortie et le signal d'entrée (figure 1.2). Il indique de combien de fois le signal d'entrée a été amplifié. Il peut être représenté linéairement ou en dB. Pour tout amplificateur de puissance, si un petit signal est appliqué (un signal de faible puissance), le signal de sortie sera pratiquement une copie du signal d'entrée. Cela signifie que la courbe de gain en fonction de la puissance du signal d'entrée est relativement constante pour les signaux de faible puissance, mais qu'elle diminue progressivement à mesure que la puissance du signal d'entrée augmente.

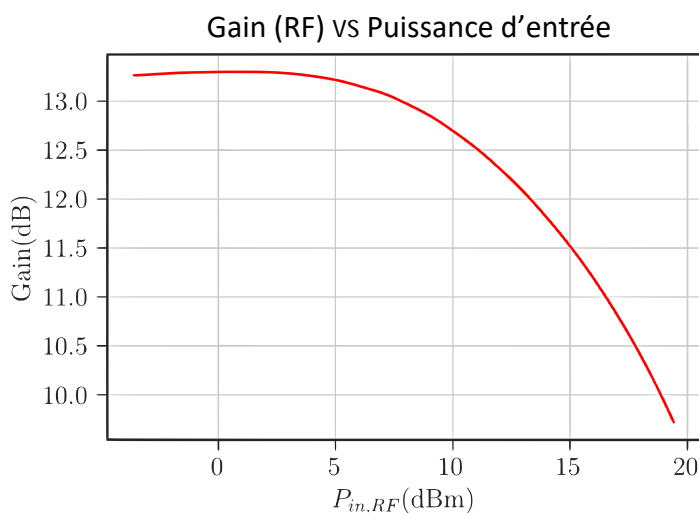


FIGURE 1.2 – Allure typique du gain d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.

1.2.2 Rendement énergétique

Le rendement énergétique d'un amplificateur de puissance peut être défini de deux manières : la première est le rapport entre la puissance du signal de sortie et la puissance continue consommée par l'amplificateur (rendement de sortie), et la seconde est le rapport entre la différence entre les puissances du signal de sortie et d'entrée et la puissance continue consommée. La seconde méthode est plus couramment utilisée pour caractériser les amplificateurs de puissance dans les systèmes de radiofréquence, car elle prend en compte la puissance ajoutée par l'amplificateur lors du calcul du rendement. Ceci est important dans le cas de dispositifs à faible gain, où une grande partie de la puissance de sortie provient de la puissance d'entrée. La deuxième méthode est appelée le rendement en puissance ajoutée ou PAE (**Power Added Efficiency**). Les équations 1.1 et 1.2 présentent les deux méthodes pour calculer le rendement et la figure 1.3 montre le gain, la puissance de sortie et le PAE en fonction de la puissance d'entrée.

$$\text{Rendement de sortie (\%)} = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \times 100 \% \quad (1.1)$$

$$\text{PAE (\%)} = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \times 100 \% \quad (1.2)$$

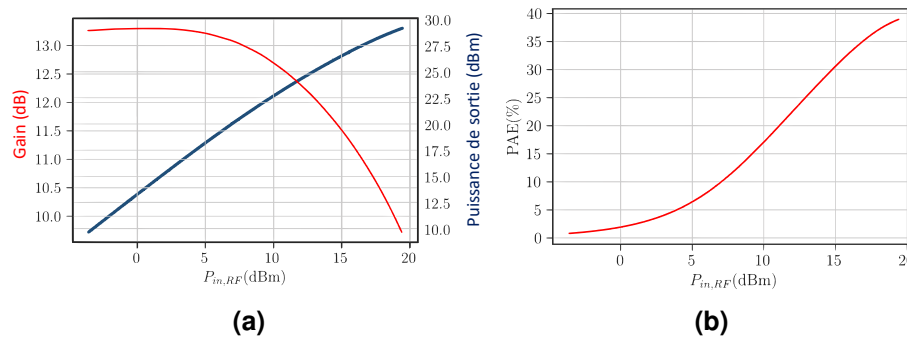


FIGURE 1.3 – Gain, puissance de sortie et PAE d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.

1.3 Les techniques de mesure de *load-pull*

L'objectif de ces techniques de mesure est de caractériser des dispositifs non-linéaires dans des conditions proches de leur usage final. Elle permet de mesurer diverses figures de mérite, telles que le rendement en puissance ajoutée (PAE), le gain, la puissance de sortie ou encore le courant de drain dans différentes conditions d'impédances de charge, afin de faciliter la conception des amplificateurs de puissance.

Les 2 principales familles de **load-pull** sont le **load-pull** passif et le **load pull** actif. Elles sont représentées sur la Figure 1.4 [9].

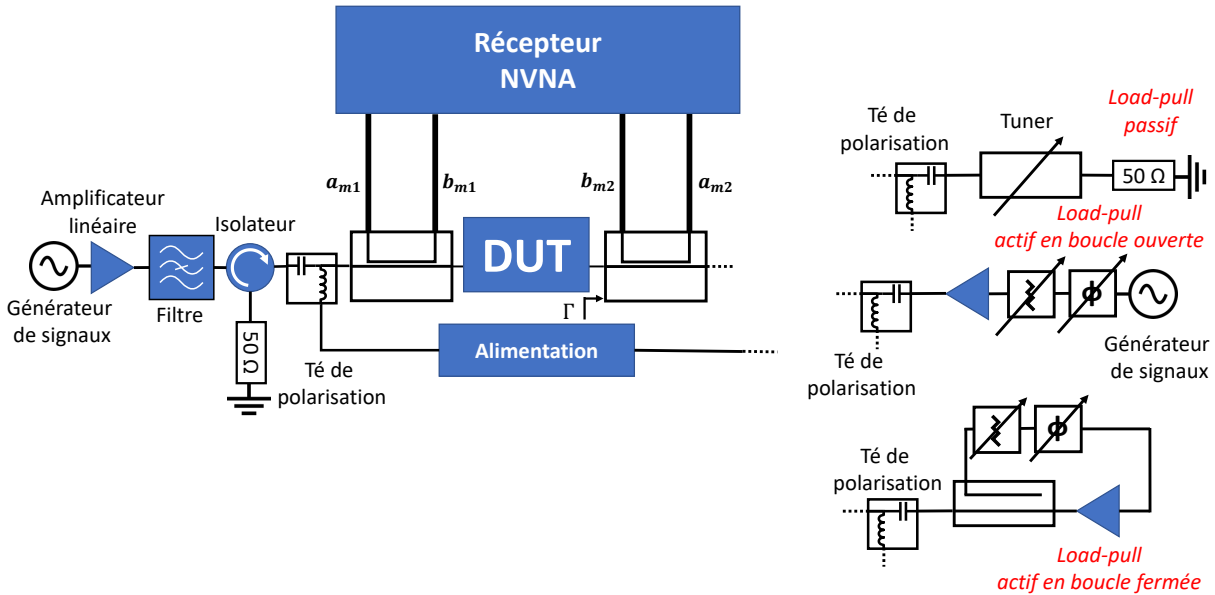


FIGURE 1.4 – Techniques de mesure de **load-pull**

L'objectif de ces bancs de mesure est de modifier le coefficient de réflexion Γ appliqué à la sortie du transistor, soit à la fréquence f_0 pour une caractérisation en onde continue (CW), soit autour de la porteuse f_0 pour une caractérisation en signaux modulés et de mesurer les paramètres de P_{DC} , PAE, G_p , etc. Le récepteur doit disposer de 4 accès pour pouvoir mesurer les quatre ondes aux accès du dispositif (Équation 1.3).

$$\Gamma = \frac{a_2(f_0)}{b_2(f_0)} \quad (1.3)$$

1.3.1 Load-pull passif

La méthode de **load-pull** passif vise à imposer une impédance spécifique à la sortie du DUT (**Device under Test**) à l'aide d'un élément passif [4], [9], [10]. L'une des techniques utilisées pour créer cette impédance consiste à utiliser un composant mécanique appelé tuner. Ce dernier est basé sur une ligne, généralement de 50 Ω , le long de laquelle un plongeur peut être déplacé. En ajustant la position de ce plongeur par rapport à la ligne, on modifie la partie imaginaire de la charge appliquée à la sortie du transistor (voir Figure 1.5).

Le plongeur, monté sur un chariot mobile, permet de modifier par translation la composante réelle de l'impédance appliquée au dispositif sous test (DUT). Ce système mécanique peut être contrôlé par des moteurs pas-à-pas de haute précision, facilitant

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

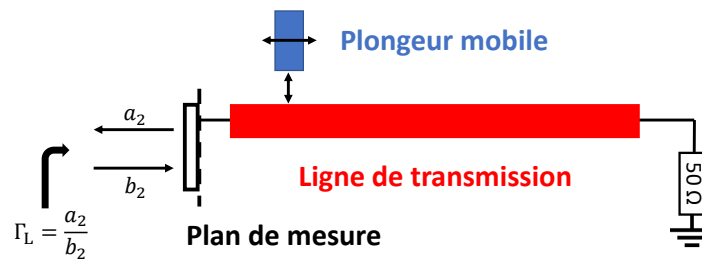


FIGURE 1.5 – Principe de fonctionnement d'un tuner passif

ainsi un contrôle assisté par ordinateur. En déplaçant le plongeur le long de la ligne de transmission, la phase de la charge varie tout en maintenant un rapport d'ondes stationnaires constant (VSWR), comme illustré dans la Figure 1.6.

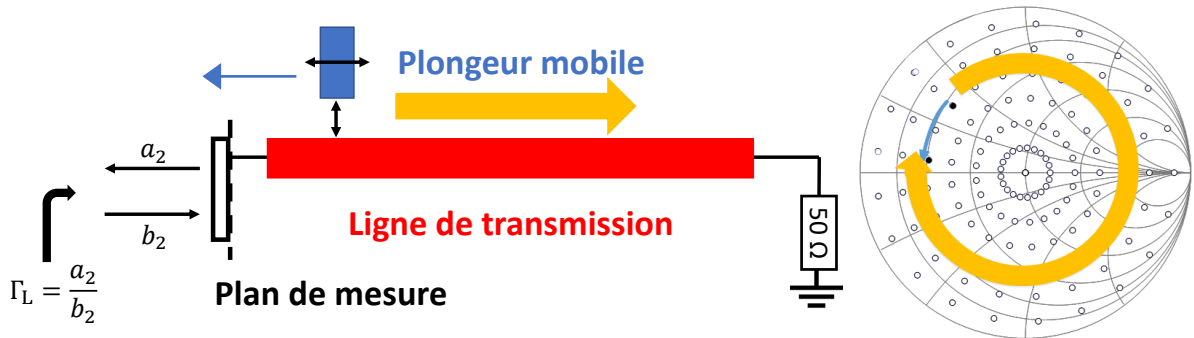


FIGURE 1.6 – Changement de l'impédance avec une partie réelle constante

Lorsque le plongeur mobile s'approche de la ligne de transmission, il perturbe le champ électrique et génère une capacité, ce qui a pour effet d'accroître l'amplitude de la réflexion (voir Figure 1.7).

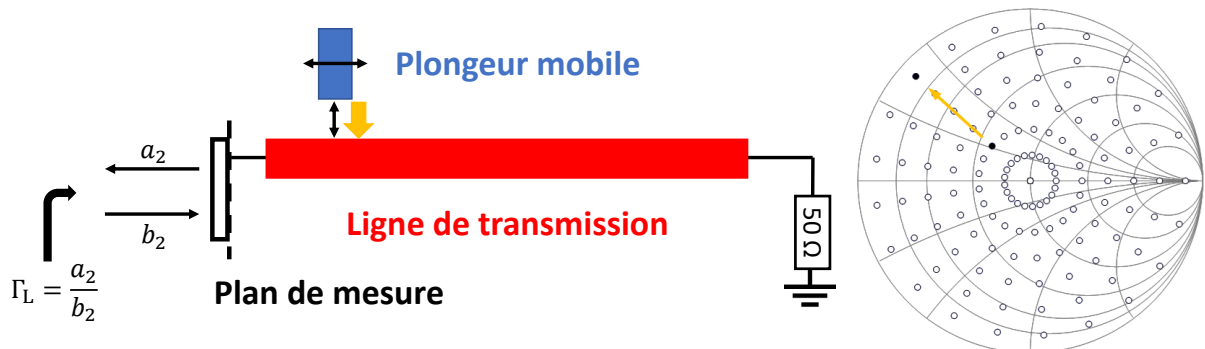


FIGURE 1.7 – Variation de la partie imaginaire de l'impédance

En ajustant les positions sur les deux axes, on pourrait théoriquement obtenir n'importe quelle impédance sans recourir à des composants discrets. Cependant, avec ce type

de tuner, il est difficile d'atteindre des impédances proches des limites de l'abaque de Smith, en raison des pertes inhérentes au système.

1.3.2 *Load-pull* actif

La méthode appelée *load-pull* actif permet de créer l'onde réfléchie de manière active avec un autre générateur de signaux. Le coefficient de réflexion de cette charge est défini de la même manière qu'avec la méthode passive [11]. On distingue principalement deux types de systèmes : ceux à boucle fermée et ceux à boucle ouverte.

Le système à boucle fermée, également appelé **feed forward**, fonctionne en prélevant une portion du signal, souvent à l'aide d'un coupleur, pour la réinjecter ensuite à la sortie du dispositif en test (DUT) (voir Figure 1.8). La modification du coefficient de réflexion en sortie est alors réalisée en ajustant l'amplitude et la phase de l'onde réinjectée.

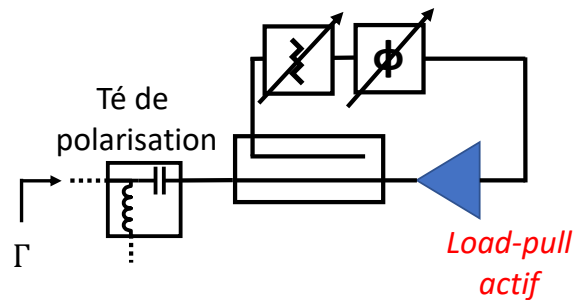


FIGURE 1.8 – *Load-pull* actif avec boucle fermée : méthode *feed-forward*

L'ajustement de l'amplitude se fait en modifiant le niveau d'atténuation des atténuateurs variables (**step attenuator**). La phase, quant à elle, peut être ajustée à l'aide de déphaseurs. Cette approche de *load-pull*, appelée **feed-forward**, est souvent limitée par la bande passante de l'amplificateur d'injection. Par ailleurs, des auto-oscillations peuvent survenir si les paramètres ne sont pas parfaitement contrôlés, que ce soit à la fréquence de travail ou aux harmoniques. Pour réduire ce risque, l'utilisation d'un filtre passe-bande étroit est souvent nécessaire, ce qui restreint encore davantage la plage de fréquences disponible pour l'ensemble du système.

La méthode de *load-pull* à boucle ouverte implique la création de l'onde réfléchie (a_2) à l'aide d'un générateur externe, qui est cohérent avec le générateur de l'onde incidente (voir Figure 1.9) [12], [13].

Sur le plan du système, cette approche est inconditionnellement stable. Elle requiert des équipements de mesure rapides et calibrés pour les ondes incidentes et réfléchies, assurant la convergence vers l'impédance souhaitée malgré l'approche itérative. En effet, la non linéarité du dispositif sous test est inconnue par le système de mesure.

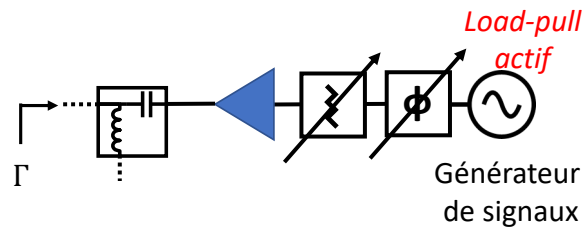


FIGURE 1.9 – *Load-pull* actif avec boucle ouverte

En théorie, ce système peut fonctionner sur une large gamme de fréquences, avec des signaux modulés ou en mode pulsé.

1.4 Modulations numériques

Afin de transmettre une information de l'émetteur au destinataire, il est nécessaire d'optimiser le signal vis à vis du canal de communication. Pour des informations encodées dans les signaux numériques, il faut réaliser une modulation numérique afin que les bits soient transformés en formes d'onde analogiques. Il existe plusieurs méthodes de modulation numérique. La majorité d'entre elles se basent sur la représentation des ensembles de bits par des symboles et ces symboles sont représentés par un nombre complexe possédant une amplitude et phase. Avec une représentation dans un plan complexe, il est possible de calculer les projections sur les axes réels et imaginaires. Ces deux composants, présentés dans la figure 1.10, appelés de I (*In phase - en vert*) et Q (*In Quadrature en rouge*) sont déphasés de 90° . Le symbole est donc représenté par $A = I + jQ$ où $|S|$ correspond à l'amplitude de A et θ correspond à la phase de A .

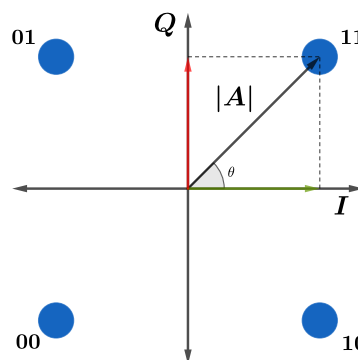


FIGURE 1.10 – Représentation sur un plan complexe des symboles de la modulation QPSK. L'information binaire (sur 2 bits) associée à un état de phase de la QPSK est donnée par la fonction de *mapping*. Ici le *mapping* suit un codage de gray (00 et 11 sont opposés), mais d'autres lois sont possibles.

Chaque symbole est associé à un phaseur où A est l'amplitude d'un signal sinusoïdal et θ est la phase à un instant de référence. Cela représente un signal complexe défini dans l'équation 1.4 [14].

$$\tilde{a}(t) = A(t) \cdot e^{j\theta(t)} = A(t) \cdot \cos(\theta(t)) + j \cdot A(t) \cdot \sin(\theta(t)) \quad (1.4)$$

Ce signal est séparé en 2 composantes $I(t)$ et $Q(t)$ comme indiqué dans les équations 1.5 et 1.6. Il s'agit de deux signaux déphasés de 90° .

$$I(t) = A(t) \cdot \cos(\theta(t)) \quad (1.5)$$

$$Q(t) = A(t) \cdot \sin(\theta(t)) \quad (1.6)$$

1.4.1 Modulation en quadrature

Afin de transmettre l'information contenue dans le signal $\tilde{a}(t)$, il est nécessaire de décaler ces fréquences dans la bande compatible avec le canal de transmission et l'application souhaitée. Dans les paragraphes suivants, le signal complexe $\tilde{a}(t)$ sera considéré comme étant à bande étroite, ce qui signifie que la fréquence maximale de ce signal sera bien inférieure à la fréquence de radio-fréquence (fréquence de la porteuse f_0) du système.

Comme le montre la figure 1.11, les signaux en bande de base $I(t)$ et $Q(t)$ sont transposés en fréquence en étant multipliés par un signal de l'oscillateur local en phase et en quadrature (décalée de 90 degrés).

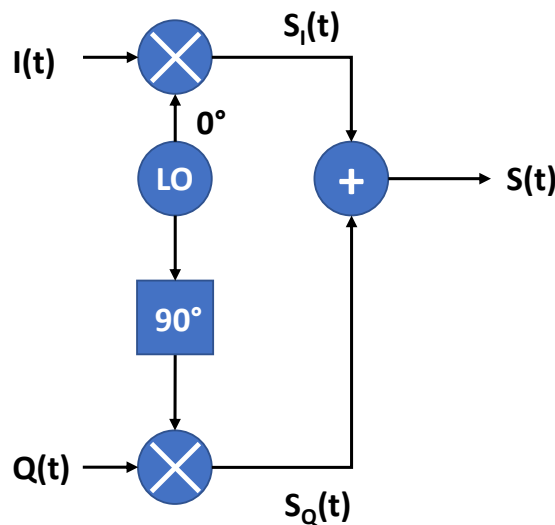


FIGURE 1.11 – Principe du modulateur IQ.

Le signal de sortie $s(t)$ équivalent peut être représenté par la somme de deux signaux (Équation 1.9) :

- $S_I(t)$, qui correspond au signal $I(t)$ multiplié par le signal de l'oscillateur local (Équation 1.7)
- $S_Q(t)$, qui correspond au signal $Q(t)$ multiplié par ce même signal déphasé de 90° (Équation 1.8)

$$S_I(t) = I(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (1.7)$$

$$S_Q(t) = -Q(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \quad (1.8)$$

$$s(t) = S_I(t) + S_Q(t) \quad (1.9)$$

Comme expliqué précédemment, la valeur de l'amplitude et de la phase de $I(t)$ et $Q(t)$ dépend du type de modulation et, pour la modulation choisie, elle dépend du symbole envoyé.

La figure 1.12 présente quelques types de modulation numérique tels que BPSK (Binary Phase Shifting Keying) (figure 1.12a), QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) (figure 1.12b) et 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) (figure 1.12c). Chaque point représente un symbole (ensemble de bits) et donc les valeurs équivalentes $A(t)$, $\theta(t)$, $I(t)$ et $Q(t)$ [5].

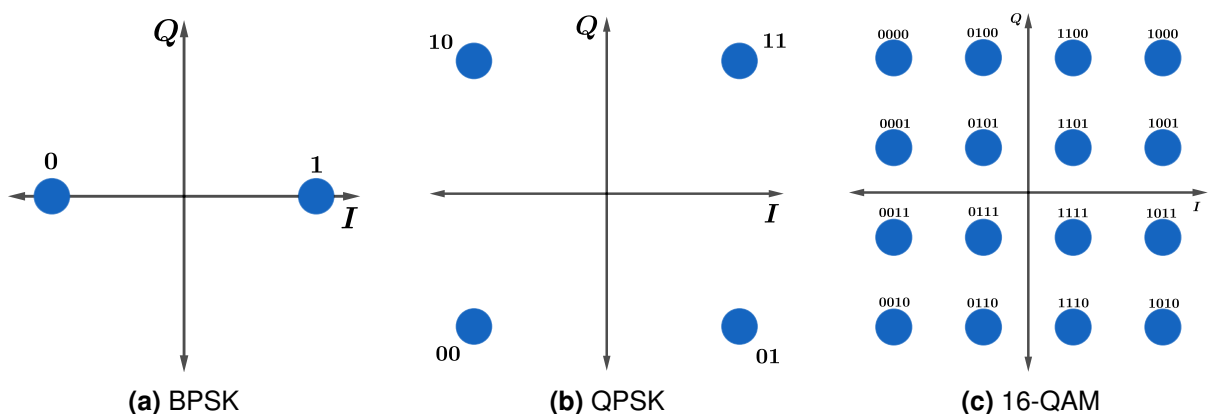


FIGURE 1.12 – Constellation de la modulation RF avec les éléments binaires associés selon le *mapping* correspondant au codage de Gray

1.4.2 Analyse statistique des modulations

Les modulations complexes utilisées aujourd’hui ont des spectres plus ou moins large bande (Figure 1.13 pour l’OFDM) et leur représentation temporelle est aussi très dense (Figure 1.14 pour une 256QAM).

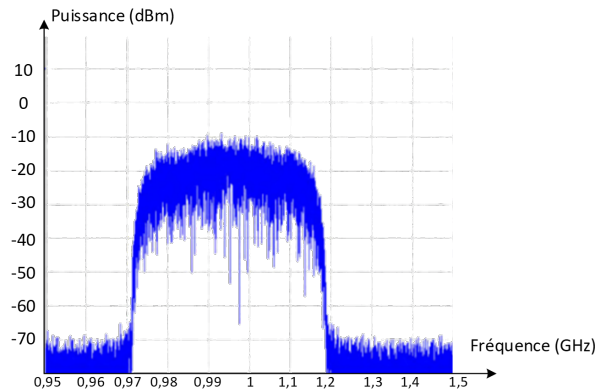


FIGURE 1.13 – Spectre d’un signal avec multiplexage OFDM

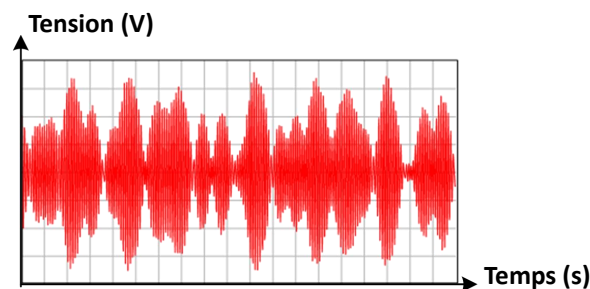


FIGURE 1.14 – Représentation temporelle d’une modulation 256QAM

La solution pour caractériser ces signaux est d’utiliser leurs propriétés statistiques. La première propriété est la PDF (**Probability Density Function**) de l’enveloppe du signal comme indiqué dans la Figure 1.15 [14], [15].

Il s’agit d’une représentation statistique des valeurs de l’amplitude de l’enveloppe du signal sur une trame temporelle considérée. Elle représente le pourcentage d’occupation d’une amplitude donnée du signal.

La forme de la PDF dépend du type de modulation utilisé et du filtrage appliqué sur les signaux en bande de base.

Pour une modulation complexe, la PDF de l’enveloppe a la forme d’une Gaussienne [15]. Un autre paramètre statistique important est le PAPR (Peak to Average Power Ratio) qui définit le rapport entre la puissance maximum d’enveloppe sur la puissance moyenne d’enveloppe (Équation 1.10) :

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

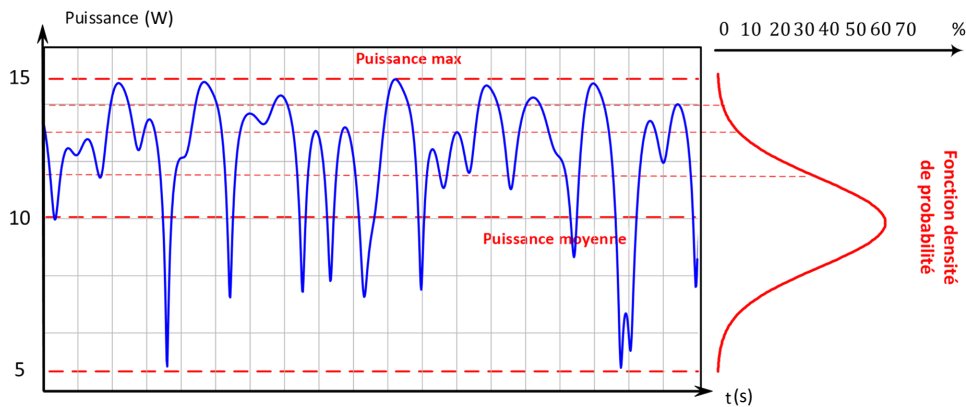


FIGURE 1.15 – PDF de la puissance de l’enveloppe du signal

$$PAPR(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left(\frac{\text{Puissance maximum (W)}}{\text{Puissance moyenne (W)}} \right) \quad (1.10)$$

À partir de la PDF, il est possible de calculer la CDF (Cumulative Density Function) par intégration de la PDF puis la CCDF (Complementary Cumulative Density Function). La valeur maximum de cette CCDF correspond exactement au PAPR en dB (Figure 1.16). Ce PAPR est très important car il qualifie l’excursion de puissance de la modulation et donc permet de dimensionner le fonctionnement des amplificateurs de puissance. Il donne une idée sur la dynamique de puissance instantanée d’enveloppe du signal RF modulé.

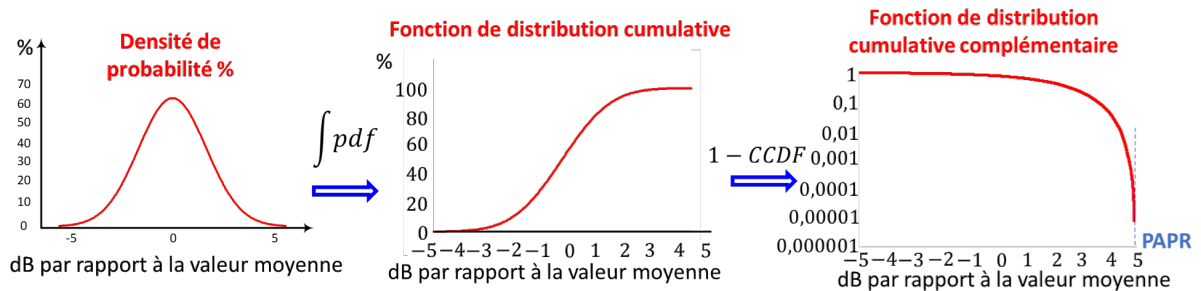


FIGURE 1.16 – Définitions des PDF, CDF et CCDF de l’enveloppe d’un signal

La Figure 1.17 présente quelques exemples de CCDF et donc de PAPR de signaux modulés.

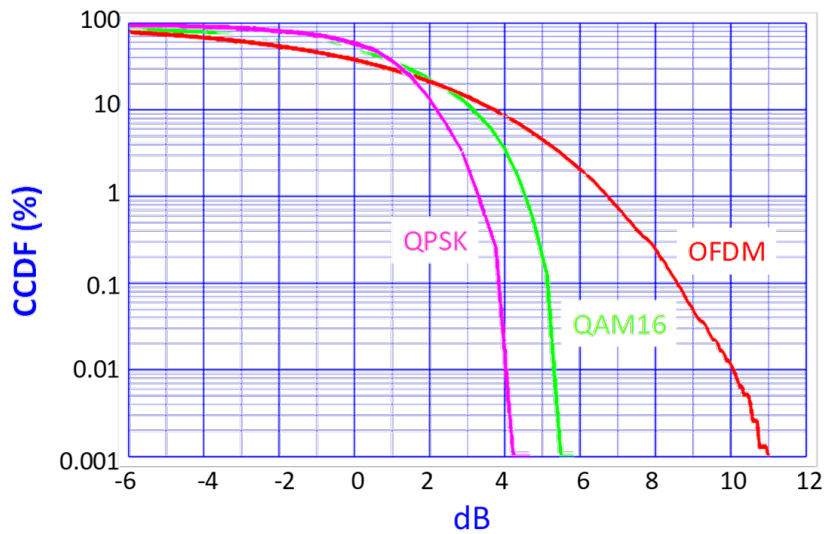


FIGURE 1.17 – CCDF de 3 modulations

La PAPR de la modulation QPSK vaut environ 4 dB, celle de la 16-QAM 5,5 dB et celle de l'OFDM environ 11 dB [16], [17].

1.5 Les facteurs de mérite de linéarité

Différents facteurs de mérite évaluent la linéarité des dispositifs lorsqu'ils sont soumis à des signaux modulés complexes. Ces critères mesurent les produits d'intermodulation créés à la fois dans la bande passante utile et en dehors de celle-ci.

1.5.1 La mesure de l'Error Vector Magnitude (EVM)

L'Error Vector Magnitude (EVM) mesure la différence entre le symbole reçu, après démodulation et passage complet à travers la chaîne de transmission, et le symbole idéalement émis selon la constellation de référence [18]. Cette évaluation de l'EVM est généralement réalisée à l'aide d'un appareil spécialisé, le Vector Signal Analyzer (VSA) [19]. L'impact d'une non-linéarité sur la constellation est illustré dans la Figure 1.18.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

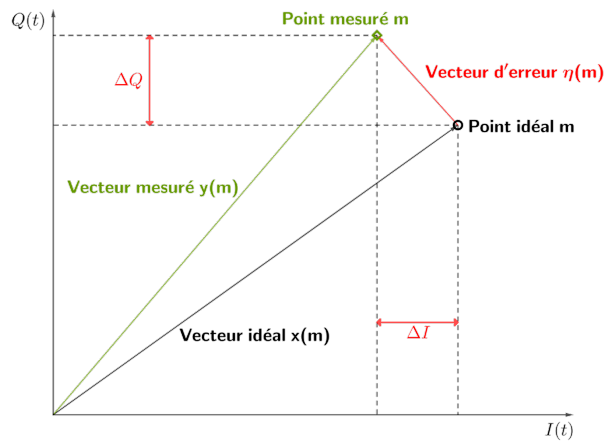


FIGURE 1.18 – Illustrations d'une mesure d'EVM

Le vecteur en noir représente le symbole idéal, celui en vert le mesuré et rouge l'erreur entre les deux vecteurs. La Figure 1.19 montre l'impact d'une non-linéarité (EVM) sur une constellation.

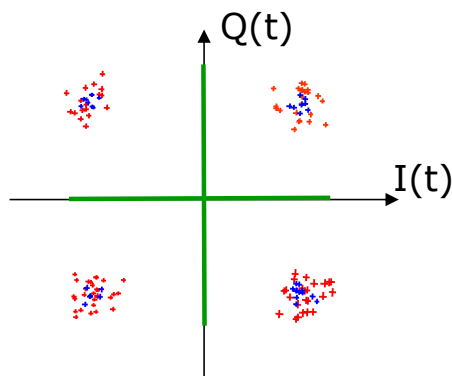


FIGURE 1.19 – Impact d'une non-linéarité sur une constellation. L'EVM des symboles rouges est supérieure à celle des symboles bleus.

L'EVM est l'un des critères les plus couramment utilisés pour évaluer la linéarité d'un dispositif. Pour mesurer l'EVM, il est nécessaire de connaître plusieurs paramètres de la chaîne de transmission, tels que la constellation, le débit, ainsi que les filtres employés à l'émission et à la réception. L'EVM est calculée à partir de symboles échantillonnés, et s'exprime mathématiquement par l'équation 1.11.

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \times \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]}}{S_{max}} \quad (1.11)$$

Ce facteur de mérite est utilisé pour mesurer l'erreur vectorielle moyenne sur tous les symboles de la constellation. La Figure 1.20 illustre l'impact des non-linéarités sur une

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

modulation 64QAM, en montrant un EVM élevé.

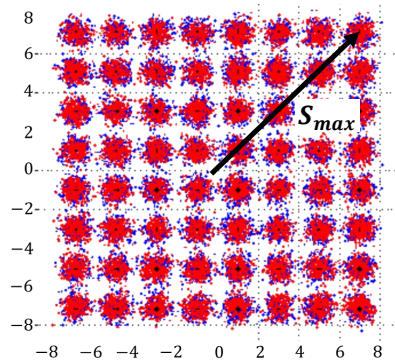


FIGURE 1.20 – Impact d'une forte non-linéarité sur une constellation 64-QAM conduisant à un EVM important

1.5.2 Rapport de Puissance des Canaux Adjacents (ACPR)

Pour utiliser des signaux modulés complexes dans les télécommunications, il est essentiel d'avoir des normes en laboratoire pour réguler le spectre radioélectrique. Par exemple, des canaux distincts sont attribués aux opérateurs de téléphonie pour installer des stations de base qui servent de relais. Ces stations de base utilisent des amplificateurs de puissance capables de délivrer une grande quantité d'énergie. La linéarité devient alors cruciale pour éviter les interférences avec les canaux adjacents. Les produits d'intermodulation d'ordre impair (3, 5, 7) peuvent apparaître à la fois dans et en dehors de la bande du signal émis, affectant les canaux voisins comme illustré dans la Figure 1.21. L'ACPR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne des canaux adjacents et celle du canal principal [20].

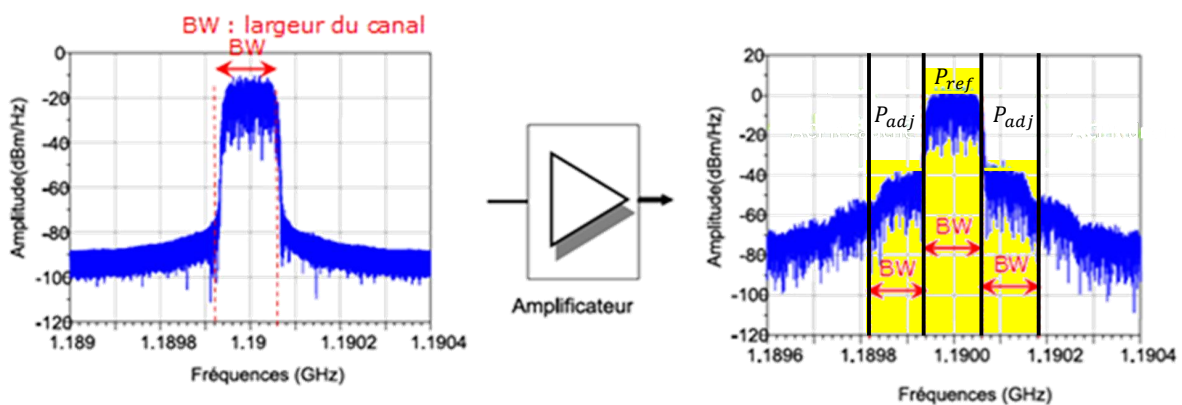


FIGURE 1.21 – Rapport de Puissance des Canaux Adjacents (ACPR)

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

La mesure du paramètre NPR évalue l'impact de la non-linéarité d'un amplificateur de puissance sur la dégradation du signal dans la bande utile dans une configuration multi-porteuses. Le NPR se base sur le calcul du rapport entre la puissance du signal utile et celle du bruit généré à l'intérieur du canal principal. Il est défini par l'équation 1.12 [21]-[25].

$$NPR = 10 \times \log \left(\frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{bruit}}} \right) \text{ (dB)} \quad (1.12)$$

La méthode du trou est actuellement la plus couramment employée. Elle consiste à générer un grand nombre de fréquences (entre 10 000 et 100 000 tons), chacune avec une phase aléatoire tirée uniformément dans l'intervalle $[0, 2\pi[$. Comme illustré dans la Figure 1.22, cette approche permet d'obtenir un signal dont les statistiques $I(t)$ et $Q(t)$ suivent une distribution gaussienne, semblable à un multiplexage de plusieurs QPSK décorréelées [26].

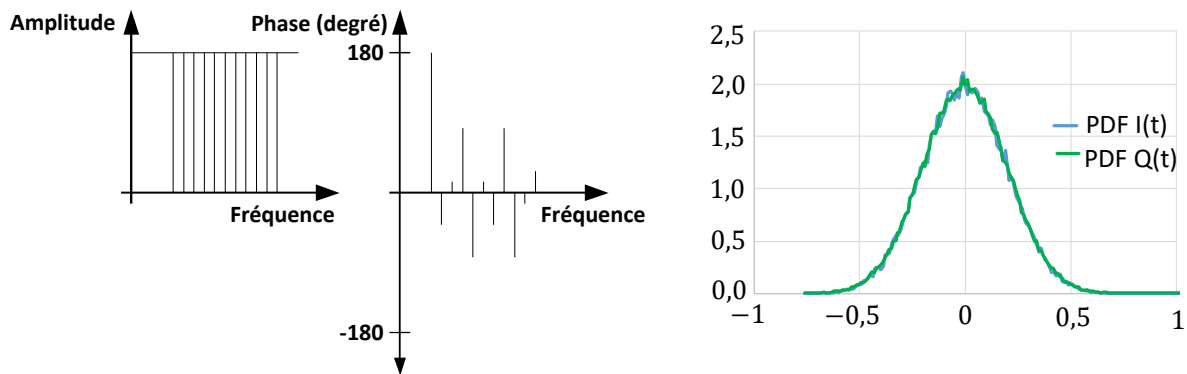


FIGURE 1.22 – Amplitude et phase du spectre d'un signal avec des propriétés statistiques gaussiennes

Un spectre de ce type est représentatif d'un signal temporel ayant des caractéristiques d'un bruit blanc. Ce type de signal est produit à l'aide d'un générateur de formes d'onde arbitraires (AWG) [27]. La trame est échantillonnée et périodisée.

À partir de ce signal avec un spectre constant, un trou est créé dans le spectre à l'aide de techniques numériques (comme l'annulation de porteuses) ou analogiques (comme un filtre coupe-bande ou notch filter). Ce trou, généralement situé au centre du spectre, doit offrir une réjection maximale par rapport au bruit, idéalement entre 40 et 50 dB. Dans le domaine fréquentiel, le trou doit être relativement étroit, représentant environ 5 à 10 % de la bande passante totale acceptée du signal. Lorsqu'un tel signal passe à travers un dispositif non-linéaire, des produits d'intermodulation peuvent apparaître dans

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

cette zone, augmentant ainsi l'amplitude et provoquant une élévation de la puissance dans le spectre, comme illustré dans la Figure 1.23.

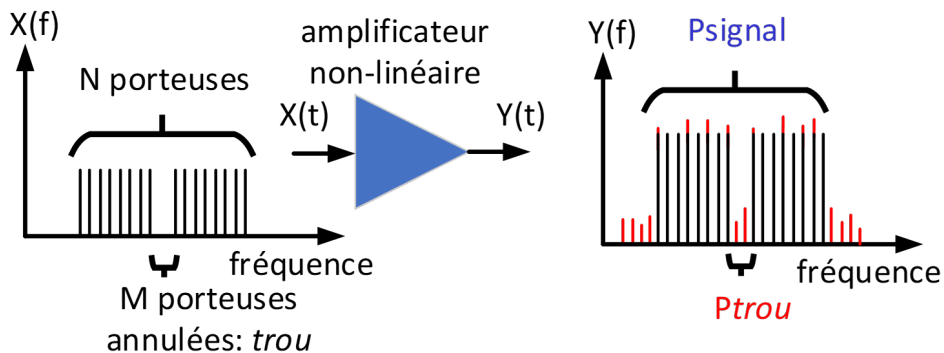


FIGURE 1.23 – Évaluation du NPR pour un dispositif non-linéaire

Pour N fréquences porteuses et M composantes d'intermodulation présents dans le trou, le NPR est déterminé en utilisant l'équation 1.13.

$$NPR = 10 \times \log \left(\frac{\int_N P_{\text{signal}}}{\int_{N-M} P_{\text{bruit}}} \times \frac{N - M}{N} \right) \text{ (dB)} \quad (1.13)$$

Le signal employé pour mesurer le NPR présente des caractéristiques similaires à celles du bruit blanc gaussien, à condition que le trou ne perturbe pas excessivement les statistiques du signal.

J. Sombrin a montré que sous certaines conditions de filtrage le NPR en dB et l'EVM en pourcentage pouvaient s'exprimer par l'équation 1.14 [22]-[24], [28].

$$NPR = 40 - 20 \times \log(EVM) \text{ (dB)} \quad (1.14)$$

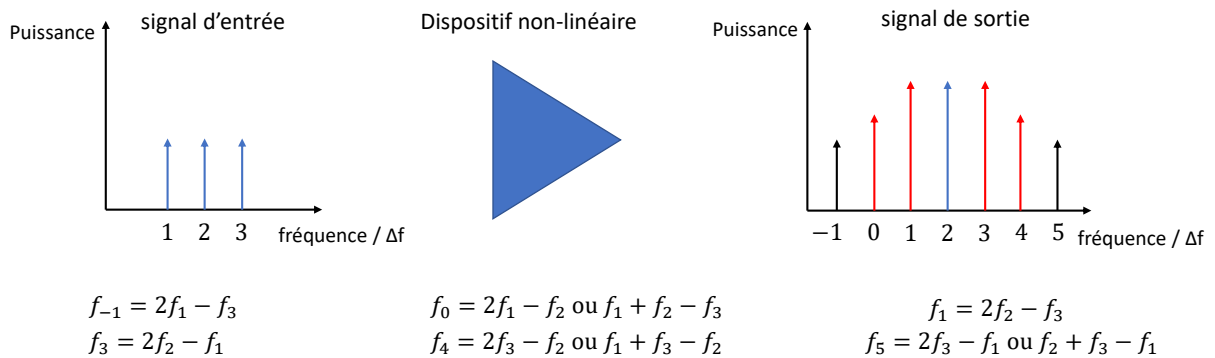
1.6 Signal *Unequally Spaced Multi-Tons*

Pour caractériser un composant au plus près de l'application visée avec des modulations complexes, la mesure de la linéarité avec ce type de modulation oblige à posséder un système capable de générer tout type de modulation et de les démoduler et donc très coûteux.

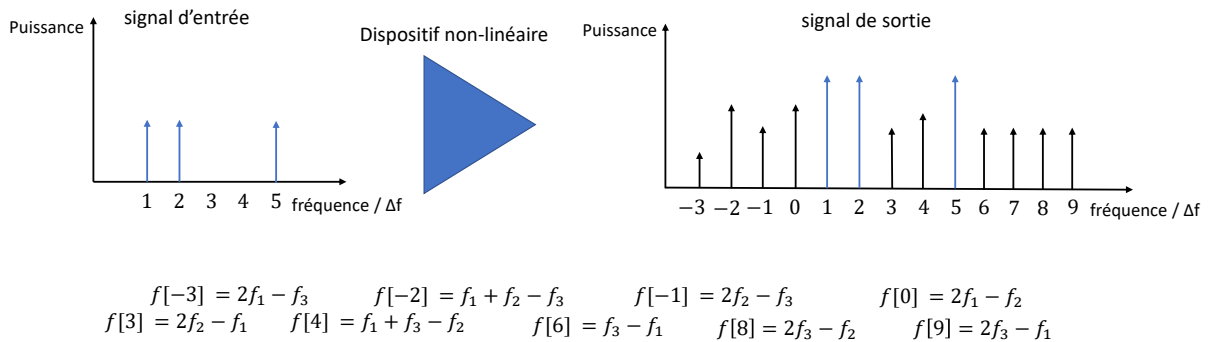
De plus, lors de l'application d'un signal multiporteuse dans un dispositif, des produits d'intermodulation générés par ce dispositif peuvent se superposer et se superposent avec les portuses. Donc, il est impossible de séparer les fréquences porteuses et les produits d'intermodulation. À titre d'illustration, dans la figure 1.24a, un signal avec

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

trois fréquences porteuses espacées de façon équidistante est appliqué à un dispositif non-linéaire produisant des nouvelles fréquences dans le signal de sortie.



(a) Signal multi-tons avec des porteuses également espacées



(b) Signal multi-tons avec des porteuses qui ne sont pas également espacées

FIGURE 1.24 – Comparaison entre les produits d'intermodulation générés par un dispositif non-linéaire lorsqu'il est soumis à un signal constitué de 3 porteuses régulièrement espacées ou irrégulièrement. La distribution non uniforme des fréquences évite le recouvrement de spectre

Elles sont des combinaisons linéaires des fréquences des porteuses du signal d'entrée et peuvent se situer dans la bande ou hors bande de fréquence. Les produits d'intermodulation dans la bande de fréquence du signal peuvent distordre le signal et les produits d'intermodulation hors de la bande de fréquence peuvent se perturber la bande d'autres signaux. Pour l'exemple de la figure 1.24a, le produit d'intermodulation $2f_2 - f_3$ se superpose avec la première porteuse, le produit d'intermodulation $2f_2 - f_1$ se superpose avec la troisième porteuse. De façon similaire les produits d'intermodulation $2f_1 - f_2$ et $f_1 + f_2 - f_3$, et $2f_3 - f_2$ et $f_1 + f_3 - f_2$ se superposent entre eux. Cela signifie qu'il est impossible de distinguer la puissance correspondante à la porteuse et celle correspondante au produit d'intermodulation en utilisant un analyseur de spectre seulement. La recombinaison des produits d'intermodulation se fera de manière différente en fonction des phases des tons, ce qui implique que la mesure sera difficile à reproduire et donc plus difficile à analyser.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Cet exemple est montré sur un signal 3 tons mais sur un signal avec un nombre de tons beaucoup plus élevé les chevauchements de fréquences seront encore plus compliqués et des produits d'intermodulation peuvent se retrouver sur les tons du signal.

L'idéal serait de dissocier toutes les fréquences, tons et produits d'intermodulation inclus. Pour ce faire [23] a proposé une première solution pour que les porteuses du signal d'entrée soient décalées de telle manière qu'il n'y ait pas de chevauchement des fréquences dans le spectre. Dans la figure 1.24b, la dernière fréquence est décalée de 2 et toutes les fréquences sont distinctes.

Un signal multiporteuse avec des fréquences espacées de façon équidistantes peut être représenté par équation 1.15a où $f[1]$ est la fréquence de la première porteuse, k est l'indice du ton et Δf est l'espacement entre chaque porteuse. Cette équation peut être réécrite en mettant en évidence la fréquence de la grille FFT du générateur de signaux arbitraire et de l'analyseur de spectre (Équation 1.15b). Cela permet que les paramètres $f[1]$ et Δf soient considérés comme les entiers l et Δ où $f[1] = l \times f_\epsilon$ et $\Delta f = \Delta \times f_\epsilon$. L'indice k varie de 1 au nombre de tons du signal. f_ϵ est la fréquence de base de la grille FFT.

$$f[k] = f[1] + (k - 1) \times \Delta f \quad (1.15a)$$

$$f[k] = (l + (k - 1) \times \Delta) \times f_\epsilon \quad (1.15b)$$

L'équation qui représente le signal avec des fréquences qui ne sont pas équidistantes (signal ***Unequally Spaced Multi-Tons – USMT***) est basée sur l'équation 1.15b, mais chaque porteuse sera décalée d'un facteur $p[k]$ qui varie en fonction de la fréquence comme exprimé dans l'équation 1.16 [1], [13], [29]-[32].

$$f[k] = (l + (k - 1) \times \Delta + p[k]) \times f_\epsilon \quad (1.16)$$

Cet indice $p[k]$ décale chaque porteuse afin d'éviter que les produits d'intermodulation ne se recouvrent entre eux et ne recouvrent pas les porteuses. Les exemples de valeur pour p suivantes : $[-729, -243, -81, -27, -9, -3, -1, 0]$, $[0, 27, 243, 9, 81, 1, 3, 729]$, $[0, 1, 3, 9, 27, 81, 243, 729]$ conduisent à des spectres dont les produits de troisième, cinquième et septième ordre et les tons ne se recouvrent pas.

Ce signal a été réalisé avec différents nombres de tons (jusqu'à 16) en utilisant un algorithme qui donne le vecteur $p[k]$ pour que les produits d'intermodulation de troisième, cinquième et septième ordre ne se recouvrent pas. Les valeurs du vecteur p sont évaluées par essais successifs. Un autre avantage est la possibilité de varier facilement ses paramètres, tels que la bande passante, la dynamique, la statistique du signal, le nombre de fréquences, l'écart fréquentiel minimal en fonction des contraintes de l'application

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

cible ou du composant qui sera caractérisé. Il est possible, par exemple, de générer différents spectres en changeant les valeurs de $p[k]$ comme présenté dans la figure 1.25.

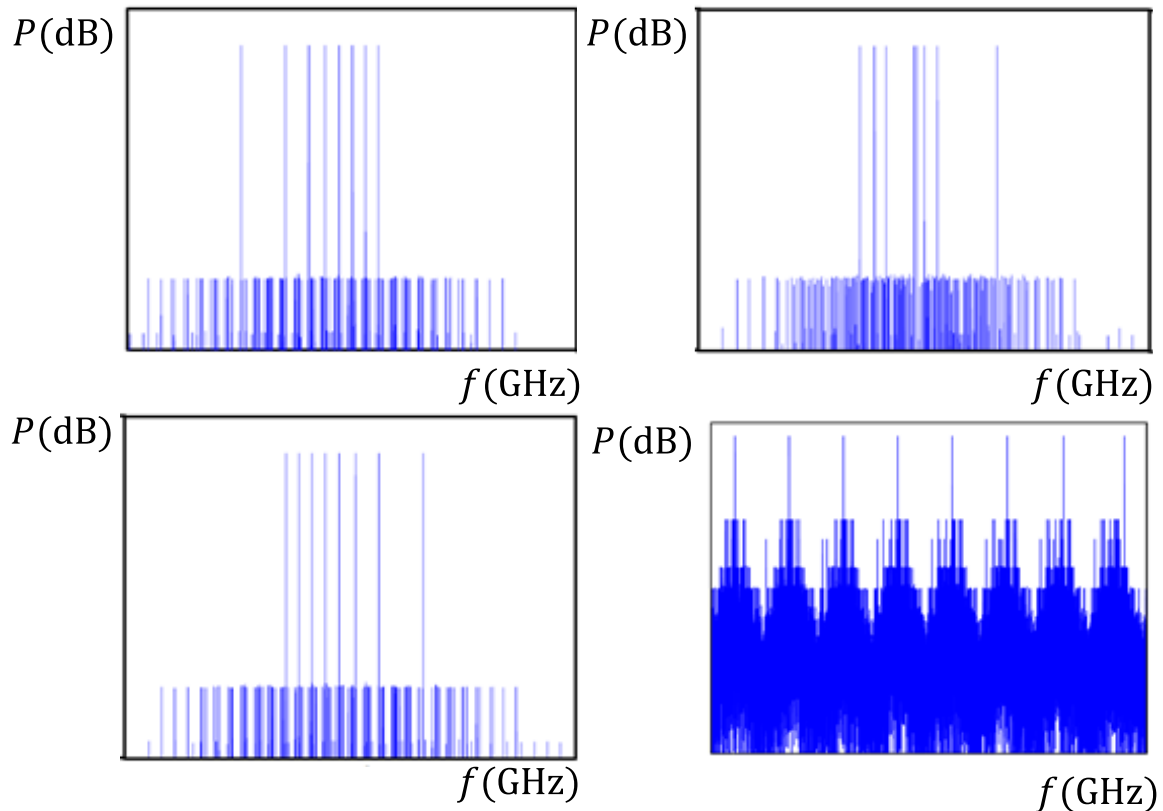


FIGURE 1.25 – Exemples de spectres du signal USMT pour différents valeurs de $p[k]$.

Une fois connues les fréquences du signal, il est important de calculer les fréquences des produits d'intermodulation pour vérifier ensuite l'absence de superposition de ces dernières sur les porteuses. La liste des produits d'intermodulation est présentée dans l'annexe A. Le tableau 1.1 montre le nombre des produits d'intermodulation pour un signal USMT.

Nombre de tons	6	8	9	10	11	12	13	14
Nombre d'IM ₃	140	336	480	660	880	1 144	1 456	1 820
Nombre d'IM ₅	1 176	4 704	8 352	13 992	22 352	34 320	50 960	73 528
Nombre d'IM ₇	5 514	34 904	75 627	152 152	287 892	517 320	889 538	1 472 550

TABLE 1.1 – Nombre de produits d'intermodulation en fonction du nombre de tons du signal

La figure B.1 donnée dans l'annexe B présente un exemple de simulation d'un signal USMT avec 8 tons (USMT-8) avec les produits d'intermodulation de troisième, cinquième et septième ordre. On peut noter que plus l'ordre des produits d'intermodulation est grand, plus la puissance de ces composants est faible.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Comme il est possible d'identifier séparément les tons et les produits d'intermodulation, lors de la mesure, il est possible de calculer rapidement un rapport des puissances, signal multiporteuse sur produits d'intermodulation.

Pour que ce signal puisse être utilisé à la place des signaux à modulations complexes pour caractériser la linéarité des dispositifs, il est nécessaire de comparer les propriétés statistiques du signal USMT avec celles de modulations bien connues et largement utilisées, tels que OFDM et 1024-QAM, par exemple.

L'analyse de la fonction densité de probabilité des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ d'un signal USMT permet de le comparer avec une fonction gaussienne de valeur moyenne nulle et de $\sigma = 0,2$ comme le montrent les figures 1.26 à 1.30. Il faut noter que les propriétés statistiques d'un signal USMT-3 ne ressemblent pas à celles d'une gaussienne comme le montre la figure 1.26.

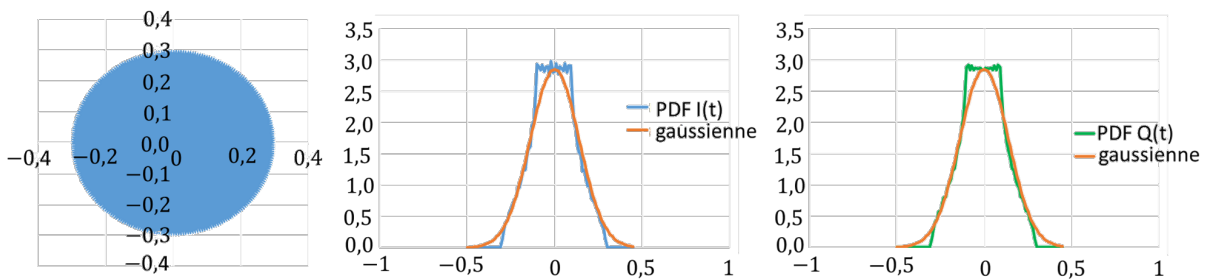


FIGURE 1.26 – Propriétés statistiques du signal USMT-3 : trajectoire de l'enveloppe IQ et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$

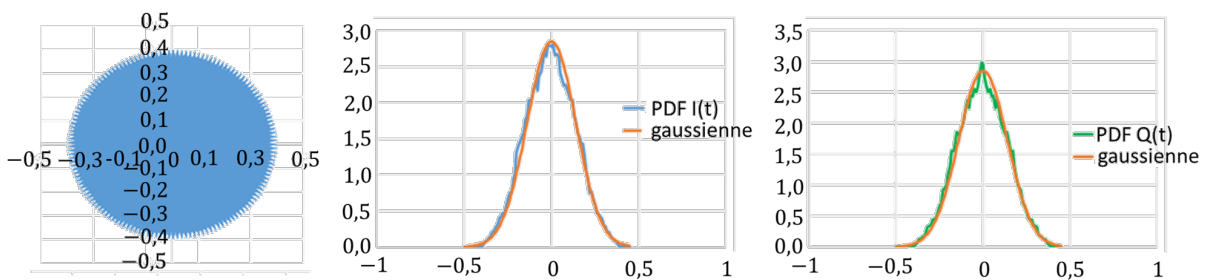


FIGURE 1.27 – Propriétés statistiques du signal USMT-4 : trajectoire de l'enveloppe IQ et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

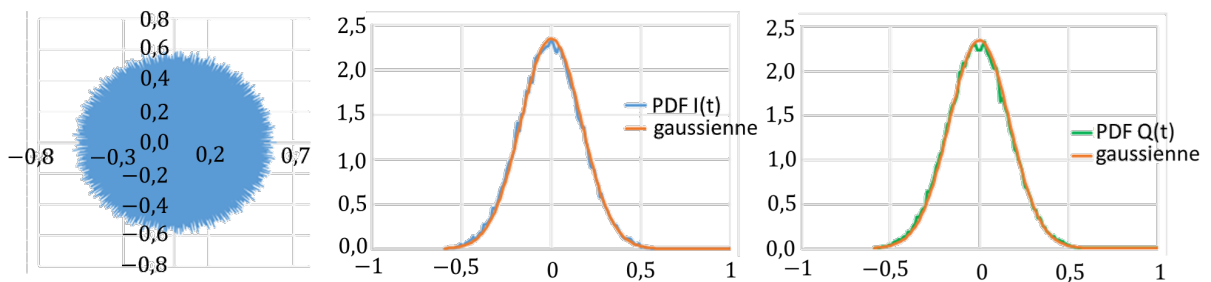


FIGURE 1.28 – Propriétés statistiques du signal USMT-6 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$

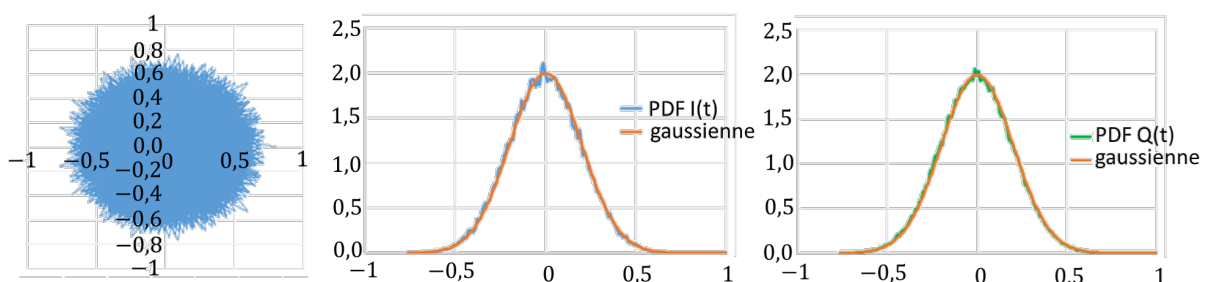


FIGURE 1.29 – Propriétés statistiques du signal USMT-8 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$

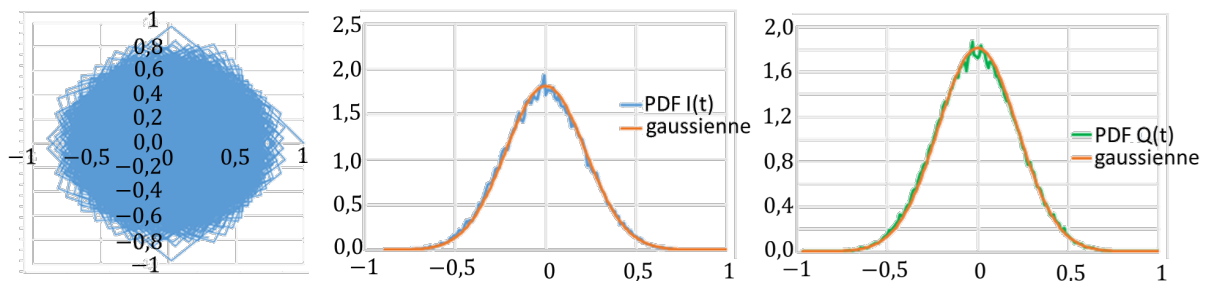


FIGURE 1.30 – Propriétés statistiques du signal USMT-10 : constellation et fonction densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$

En effet, ces propriétés statistiques gaussiennes n'existent que pour un nombre de tons supérieur à 6, ce qui justifie le choix de 8 tons pour la caractérisation du composant. Une autre raison est la quantité de produits d'intermodulation générés par le dispositif. Pour un grand nombre de tons, la quantité de produits d'intermodulation est considérable (Tableau 1.1). Le choix de 8 tons est donc un compromis entre les propriétés statistiques du signal et la quantité de fréquences à mesurer.

Un autre avantage de ce signal est l'indépendance des propriétés statistiques (PDF, PAPR) en fonction du choix des phases des tons. Les propriétés statistiques ne changent

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

pas si les phases des porteuses changent. Cela signifie qu'il n'est pas nécessaire de réaliser plusieurs tirages de phase aléatoires afin d'évaluer le comportement du dispositif pour tous les cas. La figure 1.31 montre la fonction de distribution cumulative complémentaire des signaux USMT-8 avec une phase parabolique, des phases aléatoires et en appliquant toutes les phases à 0 degrés [14].

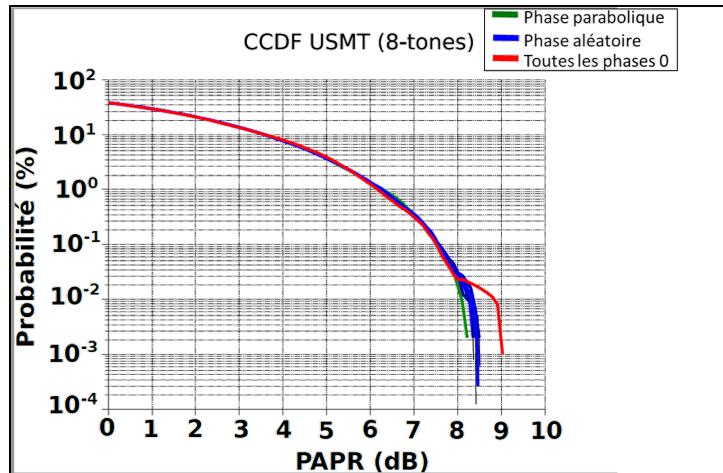


FIGURE 1.31 – CCDF d'un signal USMT-8 avec différentes phases sur les tons.

Dans le cas où toutes les phases sont nulles, cela implique que la puissance instantanée maximale sera la somme de la puissance instantanée maximale de chacun des tons, la PAPR du signal USMT-8 reste pratiquement la même.

La figure 1.32 montre qu'il existe la limite d'environ 9,5 dB pour la PAPR à 0,001 % si le nombre de tons augmente. Cette propriété implique une limitation de ce type de signal s'il est nécessaire d'émuler des signaux à PAPR > 9,5 dB.

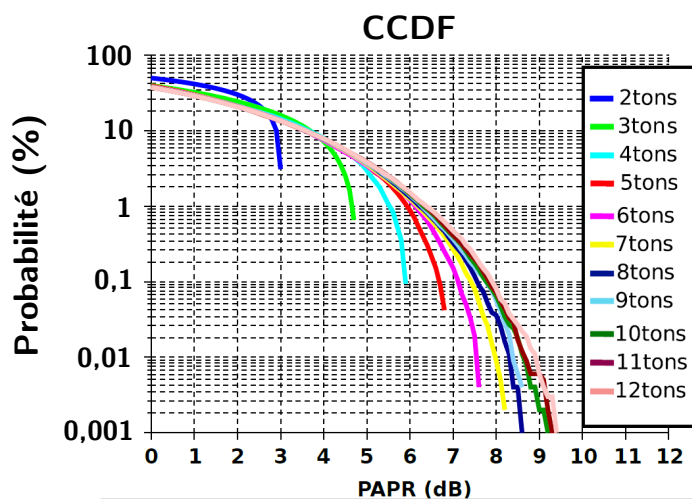


FIGURE 1.32 – CCDF d'un signal USMT pour différents nombres de tons.

1.7 Étalonnage

Les câbles, les coupleurs et les autres composants constituant le test set font que le module et la phase des ondes mesurées par l'analyseur de réseau vectoriel ne correspondent pas aux valeurs des ondes sur le dispositif à mesurer. Il existe donc deux plans de mesure : le plan de mesure du dispositif sous test et le plan de mesure de l'analyseur de réseau (Figure 1.33).

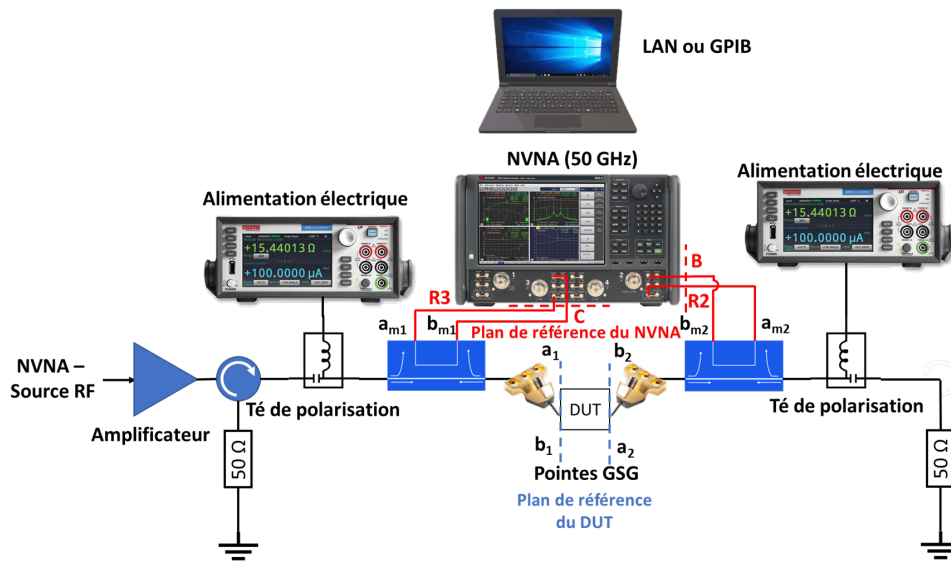


FIGURE 1.33 – Banc de mesure sous-pointes avec les plans de mesure

Pour ce faire, des étalons sont connectés à la place du dispositif sous test (DUT). Ces étalons sont des composants dont les coefficients de réflexion et de transmission, l'impédance et/ou le retard sont connus à l'avance. Ces étalons sont très précis et ont des caractéristiques RF parfaitement maîtrisées et connues [33], [34]. Grâce à cet étalonnage, il est possible de relier les ondes mesurées aux bornes de l'analyseur aux ondes réelles à l'accès du composant mesuré.

Tous les détails des calculs suivants sur l'étalonnage sont issus des travaux de T. REVEYRAND [35].

1.7.1 Étalonnage à 1 Accès

La première étape consiste à réaliser l'étalonnage à chacun des accès. À la place du dispositif sous test, des étalons **Open** (circuit ouvert), **Short** (court-circuit) et **Load** (charge 50 Ω) sont introduits.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

Les étalons ne sont pas modélisés de façon très précise, c'est-à-dire, l'impédance de l'étalon **Open** n'est pas infinie (∞) pour toutes les fréquences, l'impédance du **Short** n'est pas 0Ω pour toutes les fréquences.

Le modèle du **Open** est représenté par une ligne de transmission et une capacité dépendante de la fréquence (Figure 1.34). La capacité peut être décrite par une fonction polynomiale définie dans l'équation 1.17. Les coefficients C_0 , C_1 , C_2 et C_3 sont donnés dans la documentation du kit d'étalonnage. À partir de l'impédance de ce « condensateur » et l'impédance caractéristique de la ligne de transmission Z_0 , il est possible de calculer le coefficient de réflexion Γ_C (Équation 1.18) [36], [37].

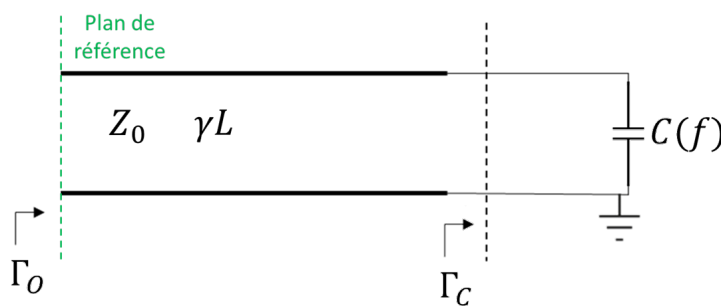


FIGURE 1.34 – Modèle de l'étalon **Open**

$$C(f) = C_0 + C_1 f + C_2 f^2 + C_3 f^3 \quad (1.17)$$

$$\Gamma_C = \frac{Z_C - Z_0}{Z_C + Z_0} = \frac{1 - j \cdot \omega \cdot C(f) \cdot Z_0}{1 + j \cdot \omega \cdot C(f) \cdot Z_0} \quad (1.18)$$

À cause de la ligne de transmission, le coefficient de réflexion réellement présenté par l'étalon **Open** dépend de la longueur et des caractéristiques de la ligne. L'équation 1.19 exprime le coefficient de réflexion Γ_O vu dans le plan de référence présenté dans la figure 1.34.

$$\Gamma_O = \Gamma_C \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot L} \quad (1.19)$$

Dans l'équation précédente (1.19), γ représente la constante de propagation d'onde, celle-ci étant un nombre complexe constitué d'une constante de atténuation α (partie réelle) et d'une constante de phase β (partie imaginaire) (Équation 1.20). La valeur L correspond à la longueur de la ligne de transmission.

$$\gamma = \alpha + j \cdot \beta \quad (1.20)$$

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

L'équation 1.19 peut être exprimée en fonction des constantes α et β (Équation 1.21). Une autre façon pour calculer Γ_O se fait à partir du retard τ et l'équation 1.21 devient l'équation 1.22

$$\Gamma_O = \Gamma_C \cdot e^{-2\alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 2\beta \cdot L} \quad (1.21)$$

$$\Gamma_O = \Gamma_C \cdot e^{-2\alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 4\pi \cdot f \cdot \tau} \quad (1.22)$$

Le modèle du **Short** est représenté par une ligne de transmission et une inductance dépendante de la fréquence (Figure 1.35). Cette inductance est décrite par la fonction définie dans l'équation 1.23. Comme pour l'étalon **Open**, les coefficients L_0 , L_1 , L_2 et L_3 sont trouvés dans la documentation du kit d'étalonnage et Γ_L est présenté dans l'équation 1.24.

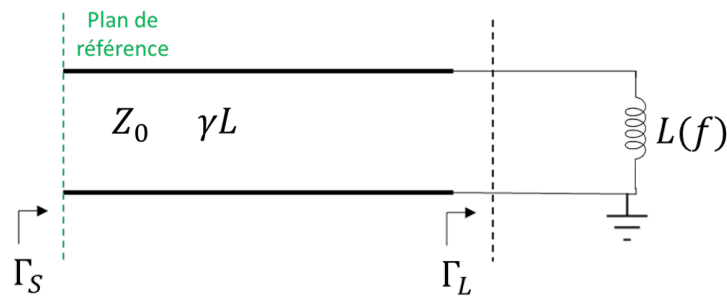


FIGURE 1.35 – Modèle de l'étalon **Short**

$$L(f) = L_0 + L_1 f + L_2 f^2 + L_3 f^3 \quad (1.23)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{j \cdot \omega \cdot L(f) - Z_0}{j \cdot \omega \cdot L(f) + Z_0} \quad (1.24)$$

Le coefficient de réflexion Γ_S sur le plan de référence indiqué dans la figure 1.35 peut être exprimé par l'équation 1.25.

$$\Gamma_S = \Gamma_L \cdot e^{-2\gamma \cdot L} = \Gamma_L \cdot e^{-2\alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 2\beta \cdot L} = \Gamma_L \cdot e^{-2\alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 4\pi \cdot f \cdot \tau} \quad (1.25)$$

L'étalon **Load** est représenté par une ligne de transmission et une impédance Z_L calculé à partir d'une résistance R et d'une inductance L (Figure 1.36).

Le coefficient Γ_Z peut être calculé en utilisant l'équation 1.26, où $Z = R + j \cdot \omega L$. Le coefficient de réflexion vu dans le plan de référence indiqué sur la figure peut également être calculé à l'aide de l'équation 1.27.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

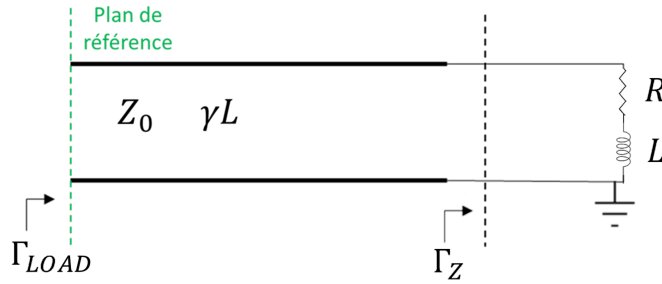


FIGURE 1.36 – Modèle de l'étalon **Load**.

$$\Gamma_Z = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (1.26)$$

$$\Gamma_{LOAD} = \Gamma_Z \cdot e^{-2 \cdot \gamma \cdot L} = \Gamma_Z \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 2 \cdot \beta \cdot L} = \Gamma_Z \cdot e^{-2 \cdot \alpha \cdot L} \cdot e^{-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau} \quad (1.27)$$

Si on considère la mesure de l'analyseur de réseau vectoriel seulement au niveau de l'accès 1, il est possible de réaliser un modèle simplifié (figure 1.37) mettant en évidence les ondes a_1 et b_1 sur le plan de mesure du dispositif sous test (en bleu) et les ondes a_{m1} et b_{m1} sur le plan de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel (en rouge).

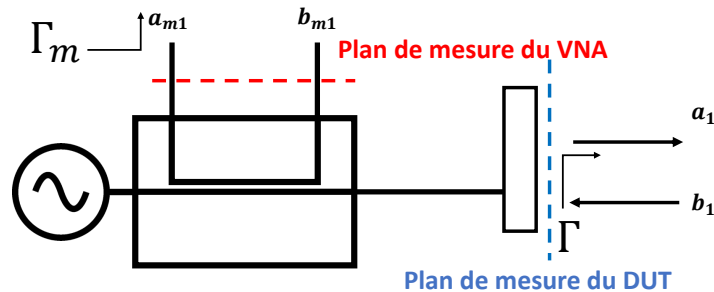


FIGURE 1.37 – Modèle simplifié du circuit d'entrée (Accès 1)

Comme les coupleurs, les câbles et les adaptateurs localisés entre le dispositif et l'analyseur de réseau ont une réponse linéaire, une matrice peut être utilisée pour relier les deux plans de mesure (Équation 1.28) [6].

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \gamma & \delta \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \end{pmatrix} \quad (1.28)$$

Sachant que le coefficient de réflexion des étalons est déjà connu, il est possible de calculer les coefficients de la matrice à partir des coefficients de réflexion Γ_m mesurés.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

$$\Gamma_m = \frac{b_{m1}}{a_{m1}} \quad (1.29)$$

Le coefficient de réflexion dans le plan de mesure du dispositif sous test est donné par l'équation 1.30.

$$\Gamma = \frac{b_1}{a_1} \quad (1.30)$$

En normalisant les termes de la matrice 1.28 par rapport à α , on trouve l'équation 1.31.

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & \frac{\beta}{\alpha} \\ \frac{\gamma}{\alpha} & \frac{\delta}{\alpha} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \end{pmatrix} \quad (1.31)$$

L'intérêt de cette normalisation est le suivant : comme il existe trois étalons, il est nécessaire d'avoir trois équations à trois inconnues. La matrice de l'équation 1.28, ayant quatre coefficients ou quatre inconnues, requiert la résolution de quatre équations. Afin de réduire le nombre d'équations à trois, tous les coefficients sont donc normalisés par rapport à α . Les ondes a_m et b_m peuvent être également normalisées, ce qui donne Γ_m . En tenant compte des deux transformations et en introduisant l'équation 1.31 à l'équation 1.30, cela donne l'équation 1.32 reliant Γ et Γ_m .

$$\Gamma = \frac{\left(\frac{\gamma}{\alpha}\right) + \left(\frac{\delta}{\alpha}\right) \cdot \Gamma_m}{1 + \left(\frac{\beta}{\alpha}\right) \cdot \Gamma_m} \quad (1.32)$$

L'équation 1.32 peut être réarrangée dans un format implicite comme dans l'équation 1.33. En remplaçant Γ et Γ_m par les valeurs calculées et mesurées correspondantes aux étalons **Open**, **Short** et **Load**, le système à trois équations et trois inconnues présenté dans l'équation 1.34 permet le calcul de trois des quatre coefficients et ainsi établir un lien entre Γ et Γ_m . Ce système peut être également représenté en format matriciel (Équation 1.35).

$$-(\beta/\alpha) \cdot \Gamma \cdot \Gamma_m + (\gamma/\alpha) + (\delta/\alpha) \cdot \Gamma_m = \Gamma \quad (1.33)$$

$$\begin{array}{l} \text{Short} \\ \text{Open} \\ \text{Load} \end{array} \left\{ \begin{array}{l} -(\beta/\alpha) \cdot \Gamma_S \cdot \Gamma_{mS} + (\gamma/\alpha) + (\delta/\alpha) \cdot \Gamma_{mS} = \Gamma_S \\ -(\beta/\alpha) \cdot \Gamma_O \cdot \Gamma_{mO} + (\gamma/\alpha) + (\delta/\alpha) \cdot \Gamma_{mO} = \Gamma_O \\ -(\beta/\alpha) \cdot \Gamma_L \cdot \Gamma_{mL} + (\gamma/\alpha) + (\delta/\alpha) \cdot \Gamma_{mL} = \Gamma_L \end{array} \right. \quad (1.34)$$

$$\begin{matrix} \text{Short} \\ \text{Open} \\ \text{Load} \end{matrix} \begin{bmatrix} -\Gamma_{mS} \cdot \Gamma_S & 1 & \Gamma_{mS} \\ -\Gamma_{mO} \cdot \Gamma_O & 1 & \Gamma_{mO} \\ -\Gamma_{mL} \cdot \Gamma_L & 1 & \Gamma_{mL} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \beta/\alpha \\ \gamma/\alpha \\ \delta/\alpha \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_S \\ \Gamma_O \\ \Gamma_L \end{pmatrix} \quad (1.35)$$

L'équation est ensuite réarrangée pour trouver les coefficients β/α , γ/α et δ/α (Équation 1.36).

$$\begin{matrix} \text{Short} \\ \text{Open} \\ \text{Load} \end{matrix} \begin{pmatrix} \beta/\alpha \\ \gamma/\alpha \\ \delta/\alpha \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\Gamma_{mS} \cdot \Gamma_S & 1 & \Gamma_{mS} \\ -\Gamma_{mO} \cdot \Gamma_O & 1 & \Gamma_{mO} \\ -\Gamma_{mL} \cdot \Gamma_L & 1 & \Gamma_{mL} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \Gamma_S \\ \Gamma_O \\ \Gamma_L \end{pmatrix} \quad (1.36)$$

Ces coefficients sont tous normalisés par rapport à α , qui ne peut pas être calculé en utilisant l'étalonnage à 1 accès. Pour ce faire, il est nécessaire de réaliser un étalonnage en puissance et un étalonnage à deux accès.

1.7.2 Étalonnage à 2 accès

L'étalonnage à 2 accès permet de caractériser également les paramètres de transmission du banc de mesure. Cela signifie qu'il évalue l'influence d'un signal appliqué à un accès sur les ondes mesurées dans l'autre accès [6]. La figure 1.38 présente un modèle simplifié du circuit mettant en évidence les ondes sur les plans de mesure du dispositif (DUT) et de l'analyseur de réseau vectoriel (VNA). L'interrupteur représente le fait que le signal est appliqué à chaque accès afin de vérifier l'effet sur l'autre accès.

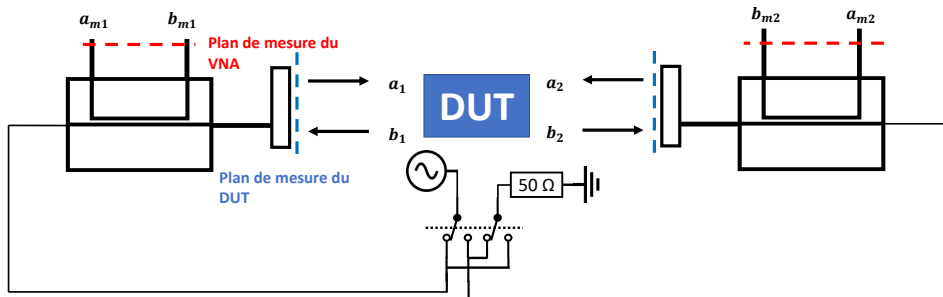


FIGURE 1.38 – Modèle simplifié du circuit (2 accès).

La relation définie par équation 1.28 peut être appliquée à chaque accès pour obtenir les équations 1.37 et 1.38. Ces deux équations peuvent être combinées dans une seule équation qui représente l'étalonnage du système (Équation 1.39).

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 \\ \gamma_1 & \delta_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \end{pmatrix} \quad (1.37)$$

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

$$\begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_2 & \beta_2 \\ \gamma_2 & \delta_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{pmatrix} \quad (1.38)$$

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \\ a_{m2} \\ b_{m2} \end{pmatrix} \quad (1.39)$$

Les valeurs de α_1 et α_2 ne peuvent pas être déduites en effectuant un simple étalonnage à un accès. Pour calculer le coefficient α_2 , le DUT est remplacé par un **Thru** réciproque. Il consiste en une ligne reliant les deux accès. La figure 1.39 montre le montage avec un **Thru** réciproque.

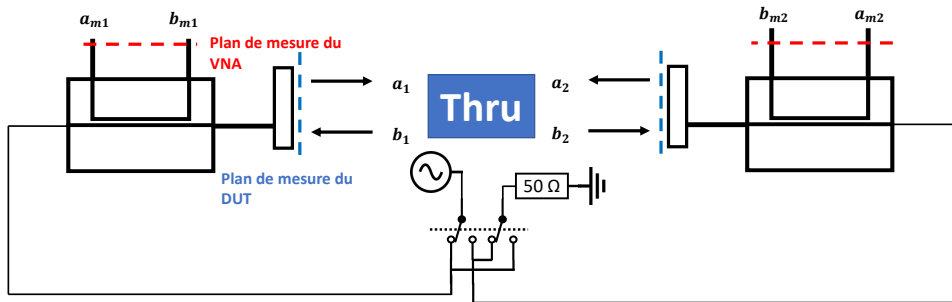


FIGURE 1.39 – Modèle simplifié du circuit (2 accès) avec un **Thru**.

Ce dispositif peut être caractérisé par une matrice de paramètres S (Équation 1.40).

$$S_{\text{Thru}} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

L'équation 1.39 peut être exprimée sous une forme réduite en la normalisant par rapport à α_1 (Équation 1.41).

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \alpha_1 \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & \mathbf{0}_{2,2} \\ \mathbf{0}_{2,2} & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \\ a_{m2} \\ b_{m2} \end{pmatrix} \quad (1.41)$$

avec $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 1 & (\beta_1/\alpha_1) \\ (\gamma_1/\alpha_1) & (\delta_1/\alpha_1) \end{bmatrix}$

$$\mathbf{A}_2 = (\alpha_2/\alpha_1) \cdot \begin{bmatrix} 1 & (\beta_2/\alpha_2) \\ (\gamma_2/\alpha_2) & (\delta_2/\alpha_2) \end{bmatrix}$$

En appliquant les substitutions $\beta'_1 = (\beta_1/\alpha_1)$, $\gamma'_1 = (\gamma_1/\alpha_1)$, $\delta'_1 = (\delta_1/\alpha_1)$, $\beta'_2 = (\beta_2/\alpha_2)$, $\gamma'_2 = (\gamma_2/\alpha_2)$ et $\delta'_2 = (\delta_2/\alpha_2)$, on obtient les équations 1.42 et 1.43 où $a'_1 = (a_1/\alpha_1)$, $b'_1 = (b_1/\alpha_1)$, $a'_2 = \frac{a_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}$ et $b'_2 = \frac{b_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}$.

$$\begin{pmatrix} a'_1 \\ b'_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \beta'_1 \\ \gamma'_1 & \delta'_1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \end{pmatrix} \quad (1.42)$$

$$\begin{pmatrix} a'_2 \\ b'_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \beta'_2 \\ \gamma'_2 & \delta'_2 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{pmatrix} \quad (1.43)$$

Les paramètres du **Thru** sont inconnus, donc il est nécessaire de réaliser une estimation de son comportement [6], [35].

En partant de la définition des paramètres S figurant dans l'équation 1.44, il est possible de constater qu'il n'est pas possible de déterminer directement la matrice S_{Thru} puisque le vecteur colonne $\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$ n'est pas inversible.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (1.44)$$

Afin d'extraire les valeurs des paramètres S, il est nécessaire d'appliquer 2 signaux différents à l'accès 1 puis à l'accès 2, transformant ainsi les vecteurs colonnes $\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix}$ et $\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix}$ par des matrices carrées inversibles $\begin{pmatrix} a_1^{(1)} & a_1^{(2)} \\ a_2^{(1)} & a_2^{(2)} \end{pmatrix}$ et $\begin{pmatrix} b_1^{(1)} & b_1^{(2)} \\ b_2^{(1)} & b_2^{(2)} \end{pmatrix}$ comme indiqué dans les équations 1.45 et 1.46.

$$\begin{pmatrix} b_1^{(1)} & b_1^{(2)} \\ b_2^{(1)} & b_2^{(2)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1^{(1)} & a_1^{(2)} \\ a_2^{(1)} & a_2^{(2)} \end{pmatrix} \quad (1.45)$$

$$\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1^{(1)} & b_1^{(2)} \\ b_2^{(1)} & b_2^{(2)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1^{(1)} & a_1^{(2)} \\ a_2^{(1)} & a_2^{(2)} \end{pmatrix}^{-1} \quad (1.46)$$

En appliquant un signal à l'accès 1 et une charge de 50Ω à l'accès 2, les ondes $a_{m_1}^{(1)}$, $b_{m_1}^{(1)}$, $a_{m_2}^{(1)}$ et $b_{m_2}^{(1)}$ sont mesurées par le VNA et par conséquent les ondes $a_1^{(1)}$, $b_1^{(1)}$, $a_2^{(1)}$ et $b_2^{(1)}$ sont calculées en utilisant les équations 1.42 et 1.43. Également, en appliquant un signal à l'accès 2 et une charge de 50Ω à l'accès 1, les ondes $a_{m_1}^{(2)}$, $b_{m_1}^{(2)}$, $a_{m_2}^{(2)}$ et $b_{m_2}^{(2)}$ sont mesurées par le VNA et par conséquent les ondes $a_1^{(2)}$, $b_1^{(2)}$, $a_2^{(2)}$ et $b_2^{(2)}$ sont calculées. Comme ces ondes ne correspondent pas aux ondes réellement sur les accès du **Thru**, il n'est pas possible de calculer les paramètres S de celui-ci. Donc, les paramètres calculés à partir de ces ondes seront appelés paramètres S' (Équation 1.47).

$$\begin{pmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_1^{(1)} & b_1^{(2)} \\ b_2^{(1)} & b_2^{(2)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1^{(1)} & a_1^{(2)} \\ a_2^{(1)} & a_2^{(2)} \end{pmatrix}^{-1} \quad (1.47)$$

Les relations suivantes peuvent être prouvées : $S_{11} = S'_{11}$, $S_{22} = S'_{22}$, $S_{21} = S'_{21} \cdot \alpha_2$ et $S_{12} = \frac{S'_{12}}{\alpha_2}$ (Équation 1.48). Mais, le **Thru** est réciproque, donc $S_{21} = S_{12}$ et α_2 peut être déduit (Équation 1.49) en utilisant les termes de S'_{21} et S'_{12} .

$$\begin{aligned} S'_{11} &= \left. \frac{b_1'}{a_1'} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{b_1/\alpha_1}{a_1/\alpha_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = S_{11} \\ S'_{22} &= \left. \frac{b_2'}{a_2'} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{\frac{b_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}}{\frac{a_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = S_{22} \\ S'_{21} &= \left. \frac{b_2'}{a_1'} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{\frac{b_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}}{\frac{a_1}{\alpha_1}} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{b_2}{\alpha_2 \cdot a_2} \right|_{a_2=0} = \frac{S_{21}}{\alpha_2} \\ S'_{12} &= \left. \frac{b_1'}{a_2'} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{\frac{b_1}{\alpha_1}}{\frac{a_2}{\alpha_1 \cdot \alpha_2}} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{\alpha_2 \cdot b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \alpha_2 \cdot S_{12} \end{aligned} \quad (1.48)$$

$$\alpha_2 = \pm \sqrt{\frac{S'_{12}}{S'_{21}}} \quad (1.49)$$

Or, nous pouvons remarquer que l'équation précédente possède deux solutions. Afin de trouver la bonne solution, il est nécessaire d'imposer une solution basée sur une estimation de la réponse du **Thru**. Le S_{21} peut être estimé à partir de l'équation 1.50 qui se base sur le retard τ estimé du **Thru**. La valeur de τ est donnée dans le kit d'étalonnage. Ce dispositif est considéré comme étant sans perte.

$$S_{21,est} = 1 \cdot e^{-2 \cdot \pi \cdot f \cdot \tau} \quad (1.50)$$

Dans l'équation précédente, l'amplitude de $S_{21,est}$ peut être considérée comme constante pour un **Thru** avec des pertes négligeables. Dans ce cas, il convient d'analyser la phase de $S_{21,est}$ pour savoir quelle est la mesure la plus proche de la valeur estimée. La figure 1.40 montre l'estimation de la phase de S_{21} et les valeurs calculées de $S_{21} = S'_{21} \cdot \alpha_2$ pour les deux solutions de α_2 .

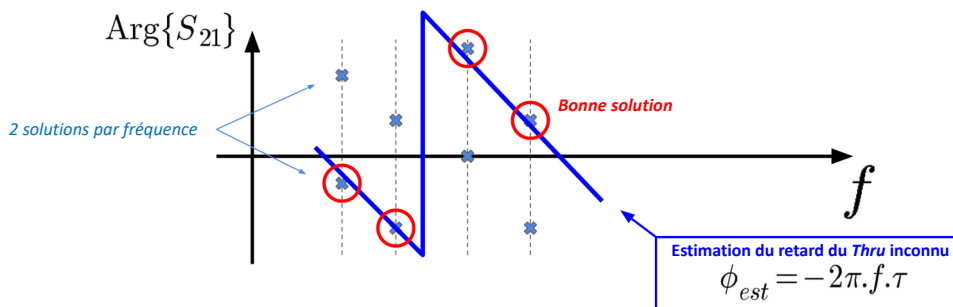


FIGURE 1.40 – Estimation de la Phase de S_{21} en fonction de la fréquence.

À partir des coefficients déjà calculés, il est possible de réaliser des mesures de paramètres S, mais il n'est pas possible de réaliser des mesures de puissance. Il ne reste plus qu'à calculer la valeur de α_1 . Pour ce faire, il est nécessaire de réaliser un étalonnage en puissance.

1.7.3 Étalonage en puissance

Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation du dispositif (Figure 1.33) étant sous-pointes, il est impossible de mesurer la puissance sur le plan de référence du DUT avec une sonde de puissance. En effet, il est impossible de connecter directement les pointes et le connecteur de la sonde de puissance. Il faut donc réaliser une mesure indirecte de la puissance à partir de la mesure des ondes sur le plan de référence du VNA. Pour ce faire, il est nécessaire d'appliquer un signal à l'accès 2, relier les deux pointes par un **Thru** et mesurer la puissance avec une sonde de puissance à l'accès 1. La figure 1.41 présente ce schéma.

Pour connaître la puissance sur le dispositif, il faut connaître le rapport entre les plans de référence du DUT et coaxial. Partant de l'équation 1.37, il est possible de calculer le lien entre les plans de référence du VNA et du DUT, mais il est impossible de calculer le lien entre les plans de référence du VNA et coaxial. Il faut donc réaliser un étalonnage sur le plan de référence coaxial en utilisant un kit d'étalonnage coaxial [38]. Un étalonnage

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

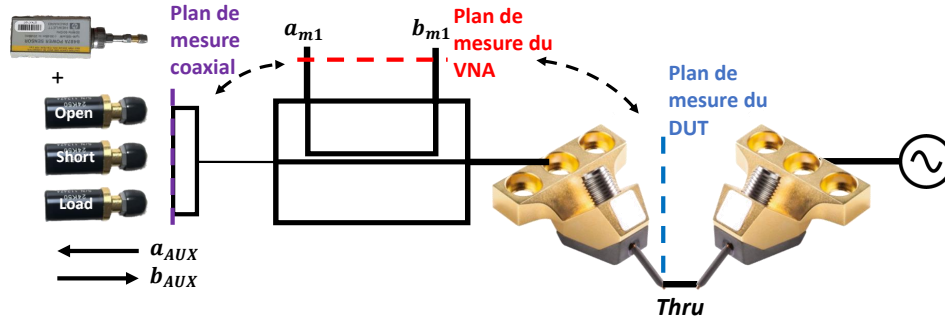


FIGURE 1.41 – Schéma simplifié du banc sous pointes avec la configuration pour l'étalonnage en puissance.

à 1 accès est réalisé en utilisant les étalons **Open**, **Short** et **Load** et l'équation 1.34 pour calculer les coefficients β'_{Aux} , γ'_{Aux} et δ'_{Aux} résultant dans l'équation 1.51.

$$\begin{pmatrix} a_{Aux} \\ b_{Aux} \end{pmatrix} = \alpha_{Aux} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \beta'_{Aux} \\ \gamma'_{Aux} & \delta'_{Aux} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \end{pmatrix} \quad (1.51)$$

L'analyse de l'équation précédente permet d'observer la nécessité de calculer le coefficient α_{Aux} . Pour ce faire, il est nécessaire de connecter la sonde de puissance au plan de référence coaxial et calculer la relation entre les ondes a_{m1} et b_{m1} mesurées et la valeur de la puissance mesurée par la sonde de puissance à partir de l'équation 1.52 où P_{dBm} est la puissance mesurée par celle-ci.

$$|a_{Aux}| = \frac{|a_S|}{|(a_{m1} + \beta'_1 \cdot b_{m1})|} \quad (1.52)$$

où $|a_S| = (\sqrt{2}) \cdot 10^{\frac{P_{dBm} - 30}{20}}$

À partir des équations 1.37 et 1.51, une relation entre les plans de référence du DUT et coaxial peut être établie. En remplaçant l'équation 1.51 dans l'équation 1.37, il est possible de trouver l'expression décrite par l'équation 1.53.

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \alpha_1 \cdot \mathbf{M}_{Aux} \cdot \begin{pmatrix} a_{Aux} \\ b_{Aux} \end{pmatrix} \quad (1.53)$$

avec $\mathbf{M}_{Aux} = \begin{bmatrix} 1 & \beta'_1 \\ \gamma'_1 & \delta'_1 \end{bmatrix} \left[\alpha_{Aux} \begin{bmatrix} 1 & \beta'_{Aux} \\ \gamma'_{Aux} & \delta'_{Aux} \end{bmatrix} \right]^{-1}$

Les câbles, connecteurs, coupleurs et le té-de-polarisation peuvent être regroupés dans un quadripôle (Figure 1.42) où leurs paramètres S peuvent être calculés selon

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

l'équation 1.54. Il faut noter que les ondes a et b sont inversées car les ondes rentrantes dans le système en analyse sont les ondes b et les ondes sortantes sont les ondes a .

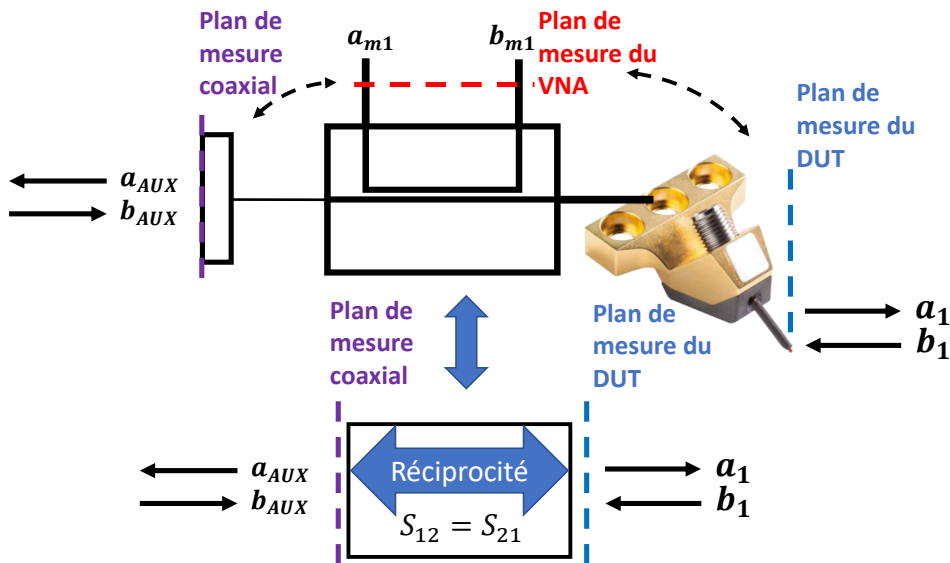


FIGURE 1.42 – Représentation du côté d'entrée du banc d'entrée comme un quadripôle.

$$\begin{pmatrix} a_{Aux} \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} b_{Aux} \\ b_1 \end{pmatrix} \quad (1.54)$$

Cette équation 1.54 peut se mettre sous la forme de l'équation 1.55 et pourtant être réécrite en 1.56 afin de présenter la forme de 1.53.

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12} \cdot S_{21} - S_{11} \cdot S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{Aux} \\ b_{Aux} \end{pmatrix} \quad (1.55)$$

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \end{pmatrix} = \alpha_1 \cdot \begin{bmatrix} M_{11}^{Aux} & M_{12}^{Aux} \\ M_{21}^{Aux} & M_{22}^{Aux} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{Aux} \\ b_{Aux} \end{pmatrix} \quad (1.56)$$

On obtient ainsi une relation entre les termes de la matrice M_{Aux} et les paramètres S du **Thru**. Il est à noter que la matrice d'étalonnage est constituée d'un facteur α_1 multiplié par une matrice. Son déterminant peut alors être défini dans l'équation 1.57. Comme le système est réciproque, $S_{12} = S_{21}$ et le déterminant de la matrice de l'équation 1.55 est unitaire (Équation 1.58).

$$\det(\alpha_1 \cdot M_{Aux}) = \alpha_1^2 \cdot \det(M_{Aux}) \quad (1.57)$$

$$\begin{aligned}
 \left| \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} S_{12} \cdot S_{21} - S_{11} \cdot S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \right| &= \left| \frac{1}{S_{12}} \begin{bmatrix} S_{12} \cdot S_{12} - S_{11} \cdot S_{22} & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix} \right| \\
 &= \left(\frac{1}{S_{12}^2} \right) [S_{12}^2 - S_{11} \cdot S_{22} + S_{11} \cdot S_{22}] \\
 &= -1
 \end{aligned} \tag{1.58}$$

Le module du coefficient α_1 peut être déterminé comme la solution positive de l'équation 1.57 comme suit dans l'équation 1.59.

$$|\alpha_1| = \sqrt{\frac{1}{|M_{Aux}|}} \tag{1.59}$$

Cette valeur peut être remplacée dans l'équation 1.39. La sonde de puissance ne permettant pas de déterminer la phase absolue des ondes, l'étalonnage de la phase serait nécessaire pour calculer la phase de α_1 , mais cet étalonnage ne sera pas inclus dans le cadre de cette thèse, puisque nous ne mesurons que des puissances.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les caractéristiques d'un amplificateur de puissance radiofréquence, en particulier en ce qui concerne le gain, la linéarité et l'efficacité. Il a été noté qu'il est nécessaire de faire un compromis entre la linéarité et l'efficacité et l'importance du facteur de mérite PAE.

L'analyse des propriétés statistiques des signaux de modulation complexes permet de comprendre la dynamique de ces signaux et la manière dont ils seront affectés par la non-linéarité des dispositifs. Ces paramètres sont une référence pour le développement de signaux simplifiés avec des propriétés statistiques similaires qui permettront aux composants d'être soumis à des conditions de non-linéarité similaires. Un exemple est celui du signal USMT (***Unequally Spaced Multi-Tone***) avec 8 porteuses.

La relation d'équivalence entre EVM et NPR signifie que l'erreur de transmission (EVM) peut être estimée dans des conditions spécifiques même sans l'utilisation d'un démodulateur, simplement en utilisant une relation mathématique.

Afin de permettre la mesure des transistors à l'échelle microscopique, la méthode d'étalonnage de puissance adaptée à un banc sous-pointes a été utilisée, aboutissant à une méthode de caractérisation des dispositifs basée sur un analyseur de réseau vectoriel. Les méthodes de ***load-pull*** passif et actif permettent de caractériser les facteurs de mérite des transistors sous différentes impédances de charge et, par conséquent, de

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

trouver les impédances optimales, ce qui permet de développer des circuits d'adaptation afin d'intégrer ces dispositifs dans un amplificateur de puissance et de les améliorer.

Références

- [1] V. GILLET, J.-P. TEYSSIER, T. REVEYRAND, S. LAURENT, M. PRIGENT et R. QUÉRÉ, « A fully calibrated NVNA set-up for linearity characterization of RF power devices using Unequally Spaced Multi-Tone signal through IM3 & IM5 measurements, » in *2018 91st ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, juin 2018, p. 1-4.
- [2] M. KAZIMIERCZUK, *RF Power Amplifiers*. Wiley, 2014.
- [3] B. RAZAVI et R. BEHZAD, *RF microelectronics*. Prentice hall New York, 2012, t. 2.
- [4] S. C. CRIPPS et al., *RF power amplifiers for wireless communications*. Artech house Norwood, 2006, t. 250.
- [5] F. XIONG, *Digital modulation techniques*. Artech, 2006.
- [6] T. REVEYRAND, S. HERNANDEZ, S. MONS et E. NGOYA, « SOLT and SOLR calibration methods using a single multiport “thru” standard connection, » in *2020 95th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Los Angeles, CA, USA : IEEE, 4 août 2020, p. 1-4.
- [7] J. MOLL et S. HAMILTON, « Physical modeling of the step recovery diode for pulse and harmonic generation circuits, » *Proceedings of the IEEE*, t. 57, n° 7, p. 1250-1259, juill. 1969, Conference Name : Proceedings of the IEEE.
- [8] T. REVEYRAND, « ETUDE PRELIMINAIRE POUR LA MISE EN PLACE D’UN SYSTEME DE MESURE DE FORMES D’ONDES TEMPORELLES MULTIHARMONIQUE AU MOYEN DE SONDES « HAUTE-IMPEDANCE », » fr, Rapport interne d’avancement post-doctoral n°1, CNES / IRCOM / NMDG Engineering, nov. 2002.
- [9] M. GAMAL, E. DIN, B. BUNZ et G. KOMPA, « 10 W Broadband Load-Pull for GaN/AlGaN Characterization, » jan. 2005.
- [10] S. A. K. KAHIL, S. LAURENT, R. QUÉRÉ et al., « Linearity characterization of GaN HEMT technologies through innovative on-wafer multi-tone load-pull measurements, » in *2016 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, oct. 2016, p. 37-40.
- [11] Y. TAKAYAMA, « A new load-pull characterization method for microwave power transistors, » in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, t. 76, Cherry Hill, NJ, USA : MTT005, 1976, p. 218-220.
- [12] R. SAINI, « Intelligence driven load-pull measurement strategies, » thèse de doct., Cardiff University, 2013.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

- [13] V. GILLET, J. VERSPECHT, J.-P. TEYSSIER, M. PRIGENT et R. QUÉRÉ, « Arbitrary wideband open-loop active load-pull measurement using Unequally Spaced Multi-Tone stimulus, » in *2020 94th ARFTG Microwave Measurement Symposium (ARFTG)*, jan. 2020, p. 1-4.
- [14] V. GILLET, « Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs, » These de doctorat, Limoges, 18 déc. 2019.
- [15] KEYSIGHT, « Characterizing digitally modulated signals with CCDF curves, » Section : Article Section.
- [16] W. SHIEH et I. DJORDJEVIC, « Chapter 2 - OFDM Principles, » in *OFDM for Optical Communications*, W. SHIEH et I. DJORDJEVIC, éd., Oxford : Academic Press, 2010, p. 31-52.
- [17] D. VYE. « Power amplifier (PA) designers tackle high peak-to-average power ratio (PAPR) with digital predistortion (DPD), » *Microwave Product Digest*. (23 oct. 2019), adresse : <https://www.mpdigest.com/2019/10/23/power-amplifier-pa-designers-tackle-high-peak-to-average-power-ratio-papr-with-digital-predistortion-dpd/> (visité le 24/06/2024).
- [18] ETSI, *Digital Video Broadcasting (DVB) ; Measurement guidelines for DVB systems*, English, Harmonised European Standard, juin 2020.
- [19] P. MEDREL, « Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille, » These de doctorat, Limoges, 21 oct. 2014.
- [20] ETSI, *Digital Terrestrial TV Transmitters ; Harmonised Standard for access to radio spectrum*, English, Harmonised European Standard, juin 2021.
- [21] P. MEDREL, T. REVEYRAND, A. MARTIN, P. BOUYASSE, J.-M. NÉBUS et J. SOMBRIN, « Time domain envelope characterization of power amplifiers for linear and high efficiency design solutions, » in *WAMICON 2013*, avr. 2013, p. 1-6.
- [22] J. B. SOMBRIN, « Optimization criteria for power amplifiers, » *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, t. 3, n° 1, p. 35-45, fév. 2011.
- [23] J. B. SOMBRIN, « On the formal identity of EVM and NPR measurement methods : Conditions for identity of error vector magnitude and noise power ratio, » in *2011 41st European Microwave Conference*, oct. 2011, p. 337-340.
- [24] J. SOMBRIN, « Conditions d'équivalence Des Mesures Ou Simulations de NPR et d'EVM, » in *17eme Journées Nationales Microondes*, mai 2011.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

- [25] J.-P. TEYSSIER, J. DUNSMORE, J. VERSPECHT et J. KERR, « Coherent multi-tone stimulus-response measurements with a VNA, » in *2017 89th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, juin 2017, p. 1-3.
- [26] T. REVEYRAND, D. BARATAUD, J. LAJOINIE et al., « A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers, » in *55th ARFTG Conference Digest*, t. 37, juin 2000, p. 1-5.
- [27] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, « X-series signal generators user's guide. »
- [28] J. SOMBRIN et P. MEDREL, « Cross-correlation method measurement of error vector magnitude and application to power amplifier non-linearity performances, » in *2016 88th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, déc. 2016, p. 1-4.
- [29] S. LAURENT, S. A. K. KAHIL, R. QUÉRÉ et J. SOMBRIN, « A Multi-Tone Load Pull measurement system for on-wafer characterization of microwave power transistors, » in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, oct. 2016, p. 1119-1122.
- [30] J. P. TEYSSIER, J. SOMBRIN, R. QUÉRÉ, S. LAURENT et F. GIZARD, « A test set-up for the analysis of multi-tone intermodulation in microwave devices, » in *84th ARFTG Microwave Measurement Conference*, déc. 2014, p. 1-3.
- [31] V. GILLET, M. BOUSLAMA, J.-P. TEYSSIER, M. PRIGENT, J.-C. NALLATAMBY et R. QUÉRÉ, « An Unequally Spaced Multi-Tone Load–Pull Characterization Technique for Simultaneous Linearity and Efficiency Assessment of RF Power Devices, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 67, n° 7, p. 2505-2513, juill. 2019, Conference Name : IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [32] S. LAURENT, J. P. TEYSSIER, R. QUERE, J. SOMBRIN et M. PRIGENT, « Linearity characterization of RF circuits through an unequally spaced multi-tone signal, » in *2016 88th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, déc. 2016, p. 1-4.
- [33] J. VERSPECHT, « Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices, » 1995.
- [34] A. RUMIANTSEV et N. RIDLER, « VNA calibration, » *IEEE Microwave Magazine*, t. 9, n° 3, p. 86-99, juin 2008, Conference Name : IEEE Microwave Magazine.
- [35] T. REVEYRAND, « Unknown Thru Calibration Algorithm Short-Open-Load-Reciprocal (SOLR), » in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetrewave Circuits (INMMIC 2018)*, Brive-la-Gaillarde, France, juill. 2018.

CHAPITRE 1. PRINCIPES FONDAMENTAUX DE LA CARACTÉRISATION DE LA LINÉARITÉ DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

- [36] D. C. DEGROOT, K. L. REED et J. A. JARGON, « Equivalent Circuit Models for Coaxial OSLT Standards, » in *54th ARFTG Conference Digest*, t. 36, déc. 2000, p. 1-13.
- [37] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, « Specifying calibration standards and kits for keysight vector network analyzers, » Note technique.
- [38] A. FERRERO et U. PISANI, « An improved calibration technique for on-wafer large-signal transistor characterization, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 42, n° 2, p. 360-364, avr. 1993, Conference Name : IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.

2

Caractérisation des transistors en puce avec un banc de mesure de *load-pull* passif

Sommaire

2.1	Introduction	79
2.2	Configuration <i>load-pull</i> passif Continuous Wave (CW)	80
2.2.1	Source RF et driver (bloc 1 de la figure 2.2)	80
2.2.2	Alimentation DC et Té de polarisation (bloc 2 de la figure 2.2)	81
2.2.3	Analyseur de réseau vectoriel et coupleurs (bloc 3 de la figure 2.2)	82
2.2.4	Pointes et dispositif sous test (DUT) (bloc 4 de la figure 2.2)	83
2.2.5	Tuner programmable et charge (bloc 5 de la figure 2.2)	83
2.3	Étalonnage sur un banc <i>load-pull</i> passif	84
2.4	Estimation de la position du tuner à partir du coefficient de réflexion de sortie voulu	95
2.5	Analyse du gain petit signal des transistors en fonction de l'impédance de charge	98

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

2.5.1	Paramètres S du dispositif	99
2.5.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner .	99
2.5.3	Mesure CW AM/AM pour l'impédance de charge optimale – gain petit signal	101
2.6	Mesures load-pull passif – Mode de fonctionnement <i>Continuous Wave</i> (CW)	103
2.7	Configuration <i>load-pull</i> passif multi-tons (USMT)	106
2.7.1	Génération du signal multi-ton en bande de base (bloc 1 de la figure 2.27)	107
2.7.2	Modulateur I/Q (bloc 2 de la figure 2.27)	110
2.7.3	Utilisation du PNA-X avec l'option Analyseur de spectre	110
2.8	Mesures et résultats – Mode de fonctionnement USMT	111
2.8.1	Comparaison des mesures d'un transistor de développement 400 μm pré-adapté 50 Ω et non-adapté	115
2.8.2	Analyse de l'influence de la séquence des impédances de sortie appliquées sur les mesures de transistors	117
2.8.3	Étude de l'effet mémoire BF dans le transistor	122
2.8.4	Analyse de l'influence de la fréquence sur l'impédance de sortie du transistor	124
2.9	Conclusion	127
	Références	128

2.1 Introduction

Le chapitre précédent a présenté les enjeux et les paramètres de base de la caractérisation d'un amplificateur de puissance, en soulignant les facteurs de mérite de la linéarité, le principe de fonctionnement du *load-pull*, le signal USMT et ses caractéristiques statistiques par rapport aux signaux modulés complexes, ainsi que les méthodes d'étalonnage relative et absolue en puissance.

Ce chapitre se concentre sur les mesures de *load-pull* passif à l'aide d'un tuner passif mécanique basé sur une ligne de transmission RF passive avec une impédance caractéristique de 50Ω et des plongeurs. La modification du coefficient de réflexion à une fréquence donnée est réalisée par la position du chariot sur ligne et par la création d'une désadaptation avec le plongeur.

Le banc ayant été développé pour caractériser des transistors en puce, il est nécessaire d'utiliser des pointes, ce qui rend impossible la connexion directe du dispositif au tuner nécessitant la présence d'un câble et des connecteurs. Cela ajoute des pertes, ce qui réduit la gamme des impédances possibles à présenter au dispositif.

Afin de réduire les pertes, le tuner doit être connecté le plus près possible du dispositif, ce qui signifie que le coupleur utilisé pour mesurer les ondes incidentes et réfléchies sortantes doit être connecté après le tuner. Ceci affecte directement la relation entre les plans de référence du DUT et du VNA, impliquant la nécessité de calibrer le banc pour chaque position du tuner, ce qui rend l'étape de calibrage trop lente et fastidieuse. Pour résoudre ce problème, une nouvelle méthode d'étalonnage a été mise au point en tenant compte du fait que tous les éléments du banc (à l'exception du dispositif) ont un comportement linéaire dans les conditions de fonctionnement. Cette relation linéaire permet de trouver une relation directe entre les paramètres S du tuner et la matrice d'étalonnage, ce qui permet de déduire cette matrice pour chaque position du tuner. Ces relations seront étudiées dans ce chapitre.

Une fois l'étalonnage effectué, les dispositifs ont été caractérisés à l'aide d'un signal monofréquence et du signal USMT proposé dans le chapitre précédent. Pour ce faire, deux versions du banc ont été développées : la première utilise une source RF avec un signal monoporteuse et un analyseur de réseau vectoriel non linéaire (NVNA) pour mesurer la puissance des ondes et la seconde utilise un générateur d'ondes arbitraires pour produire un signal en bande de base en phase et en quadrature et un modulateur I/Q pour obtenir les fréquences désirées. Pour le second banc, l'option analyseur de spectre de NVNA a été utilisée pour permettre une mesure séparée de la puissance de chacun des tons et des produits d'intermodulation.

Pour chacun des cas, diverses impédances ont été testées afin d'observer le comportement du dispositif en ce qui concerne le gain, la puissance de sortie, les produits d'intermodulation, le NPR, l'EVM, le rendement en puissance ajoutée, etc.

2.2 Configuration *load-pull* passif *Continuous Wave* (CW)

Pour modifier l'impédance de sortie du transistor, on utilise un tuner, un dispositif mécanique basé sur une ligne de 50Ω , qui permet de modifier l'amplitude et la phase de l'impédance en modifiant la position d'un plongeur et d'un chariot. Comme le montre la figure 2.1, la phase de l'impédance est modifiée en déplaçant le chariot et l'amplitude en déplaçant le plongeur.

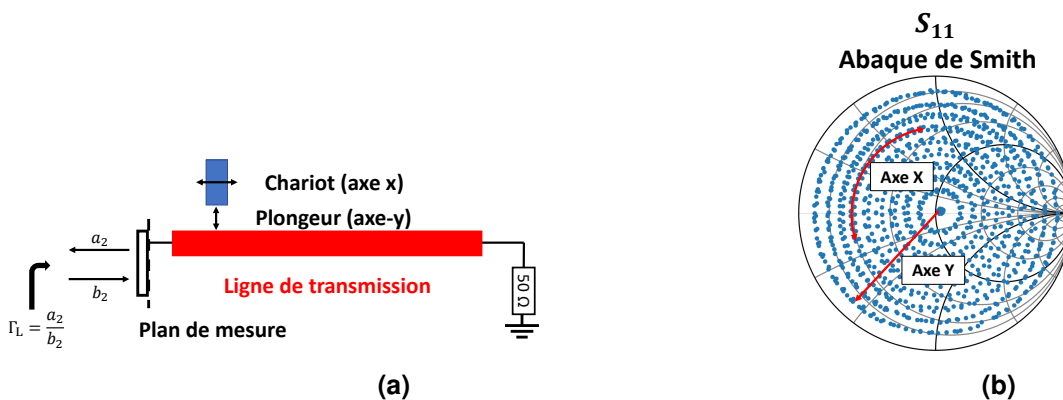


FIGURE 2.1 – Paramètre S_{11} en fonction du chariot et du plongeur

La figure 2.2 montre la configuration utilisée pour caractériser les amplificateurs de puissance avec les mesures de *load-pull*.

2.2.1 Source RF et driver (bloc 1 de la figure 2.2)

Pour caractériser le dispositif sous test (DUT), un signal sinusoïdal est appliqué. Il est généré par l'analyseur de réseau vectoriel (expliqué en détail dans la section 2.2.3). Ce générateur ne délivrant pas assez de puissance pour mettre les dispositifs dans des fonctionnements non linéaires, un amplificateur est ajouté en sortie de ce générateur. Le modèle utilisé pour les mesures présentes dans la section 2.5 (bas niveau) est le RFLUPA27G32GA de RF-Lambda [1] avec une bande de fonctionnement de 27 à 31 GHz, un gain typique de 40 dB et une $P_{sat} = 43$ dBm. D'autre part, les mesures

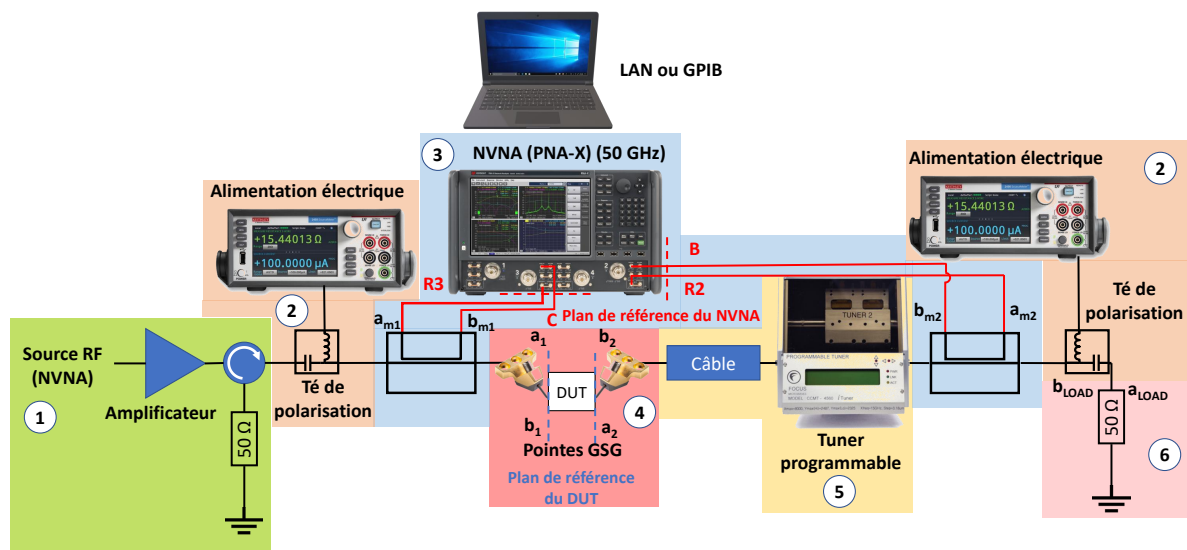


FIGURE 2.2 – Banc de mesure de linéarité et de *load-pull*

présentes dans la section 2.8 (forte puissance) ont été effectuées avec l'amplificateur RFLUPA27G32GN de RF-Lambda [2] également avec une bande de fonctionnement de 27 à 31 GHz, un gain typique de 55 dB à faible niveau et une $P_{sat} = 45,5$ dBm. On peut noter la présence d'un circulateur à la sortie de l'amplificateur. Il est nécessaire pour protéger l'amplificateur à cause de l'onde réfléchi qui peut l'endommager et amener l'impédance de source à une valeur plus proche de 50Ω . L'onde réfléchi est alors dirigée vers la charge 50Ω .

À la sortie de l'amplificateur driver, sont générés des signaux avec des puissances variant entre -20 dBm et 30 dBm. Cela signifie que le driver fonctionne dans sa région linéaire pour une onde continue (CW) et des algorithmes de prédistorsion et des filtres ne sont pas nécessaires pour atténuer les harmoniques.

2.2.2 Alimentation DC et Té de polarisation (bloc 2 de la figure 2.2)

Les alimentations utilisées sont des alimentations 2450 de Keithley [3]. Elles permettent d'appliquer les tensions continues et de mesurer les courants délivrés par commandes à partir de l'ordinateur. Cela permet d'automatiser la mesure de ces grandeurs et de stocker ces données rapidement.

2.2.3 Analyseur de réseau vectoriel et coupleurs (bloc 3 de la figure 2.2)

Pour mesurer la puissance des signaux d'entrée et de sortie, il est nécessaire de mesurer les ondes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test. Afin de séparer ces ondes, on utilise des coupleurs [4]. Ils permettent d'extraire une partie de la puissance des ondes incidentes et réfléchies. Ces ondes sont ensuite mesurées par un analyseur de réseau et ont une puissance proportionnelle à la puissance des ondes qui passent par la ligne de transmission du coupleur (en considérant les pertes de câbles qui relient le coupleur et le VNA (**Vector Network Analyzer**)). Le coupleur utilisé à l'entrée a un couplage de 13 dB et celui utilisé à la sortie a un couplage de 20 dB. L'analyseur de réseau vectoriel est un instrument qui mesure les paramètres de réseau, tels que les paramètres S. Il est un instrument important pour la caractérisation de quadripôles comme les filtres et les amplificateurs (dans la zone linéaire). Pourtant, il existe plusieurs types de VNA, par exemple, le NVNA (analyseur de réseau non-linéaire) [5], [6] qui permet de mesurer des ondes à forte puissance et caractériser des dispositifs non-linéaires.

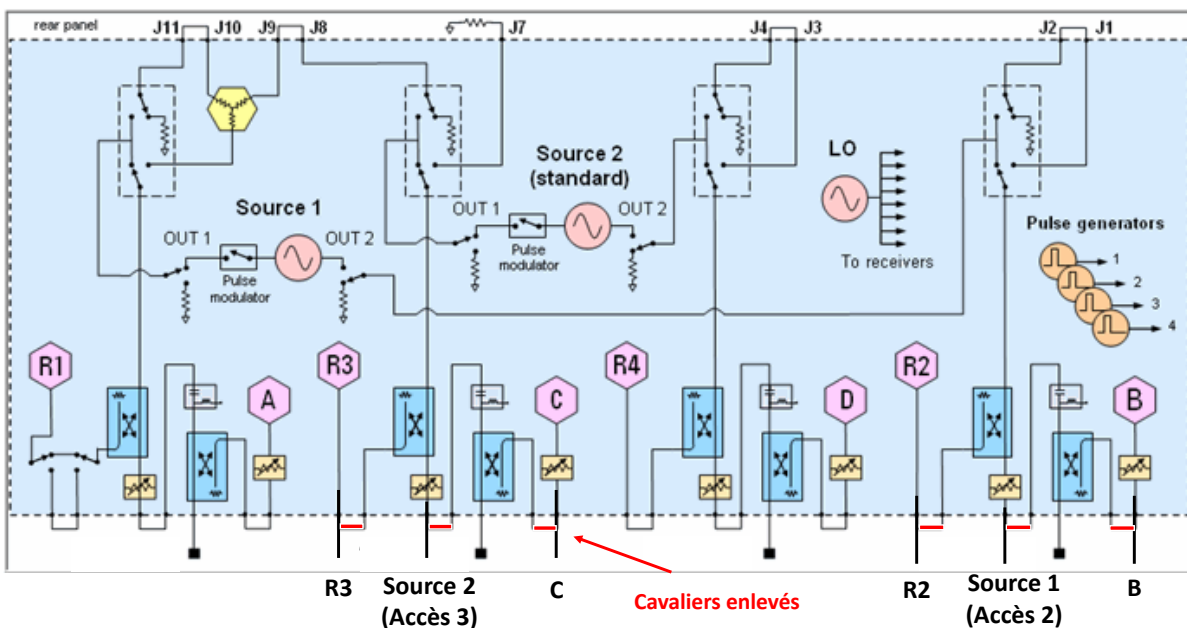


FIGURE 2.3 – Schéma interne du PNA-X, mettant en évidence les accès 2 et 3 utilisés pour la mesure des ondes. On remarque que les cavaliers ont été enlevés afin de permettre une mesure directe des ondes.

Le modèle utilisé est le PNA-X 5245B de Keysight [7]. La figure 2.3 montre le schéma interne du PNA-X. Il est composé de quatre accès. Les accès 3 (pour l'entrée) et le 2

(pour la sortie) on été utilisés pour mesurer les ondes. Des cavaliers (en rouge dans la figure 2.3) ont été enlevés afin de permettre une mesure directe des ondes a et b à l'entrée et à la sortie. Ces cavaliers sont indispensables pour l'utilisation des coupleurs internes afin de réaliser une mesure conventionnelle des paramètres S. De plus, il a deux sources RF qui sont utilisées comme les générateurs cités dans la section 2.2.1.

2.2.4 Pointes et dispositif sous test (DUT) (bloc 4 de la figure 2.2)

Les dispositifs caractérisés nécessitent des pointes spécifiques à connecter au banc de mesure. Ces pointes sont microscopiques et ont un espacement entre les bornes de 100 à 250 μm . Pour les mesures présentées dans cette thèse, les pointes ACP40-A-GSG-125 de Cascade [8] ont été utilisées (figure 2.4) avec un *pitch* de 125 μm . La mesure sous pointes va complexifier l'étalonnage en puissance et également les mesures *load-pull* du récepteur vectoriel.



FIGURE 2.4 – Pointe Cascade ACP40-A-GSG-125

2.2.5 Tuner programmable et charge (bloc 5 de la figure 2.2)

Afin de présenter l'impédance de charge dans le plan du transistor, une des méthodes utilisées est la mesure en *load-pull* passif. Pour ce faire, on utilise un tuner passif basé sur une ligne de transmission et un plongeur. À cause de l'utilisation des pointes, le tuner ne peut pas être connecté directement au DUT sans un câble, ce qui va impacter la plage d'impédances possibles à présenter au dispositif. Le tuner utilisé est le CCMT-4060 de Focus pour les mesures de la section 2.5 et le CCMT-4006 pour les mesures de la section 2.8.

Les tuners de la famille CCMT sont des instruments électromécaniques permettant de positionner avec précision des sondes sur une ligne de transmission pour générer des coefficients de réflexion reproductibles. Focus Microwaves utilise ce concept coaxial pour des fréquences allant de 200 MHz à 50 GHz, couvrant différentes bandes multi-octaves et divers types de tuners. Les sondes sont positionnées à l'aide de moteurs

pas à pas et de mécanismes à vis verticaux et horizontaux, entraînés par des courroies crantées. Tous les tuners CCMT offrent une résolution verticale de 0,75 ou 1,5 mm par pas de moteur (la plus petite distance adressable). Horizontalement, la résolution du pas varie entre 1,25 et 25 mm en fonction de la fréquence de fonctionnement, pour obtenir le meilleur rapport « vitesse d'accord/résolution ». Les tuners CCMT-4060 et CCMT-4006 utilisés pour les mesures fonctionnent entre les fréquences de 6 et 40 GHz et un coefficient d'ondes stationnaires (VSWR) supérieur à 10 :1, 15 :1 dans des conditions optimales [9].

2.3 Étalonnage sur un banc *load-pull* passif

En raison de la présence des pointes, il est nécessaire de connecter le tuner et la pointe de sortie à l'aide d'un câble et de connecteurs. Cela signifie que l'impédance observée à la sortie du dispositif n'est pas la même qu'à l'entrée du tuner. Tous ces composants connectés entre le tuner et la sortie du dispositif introduisent des pertes allers-retours réduisant la gamme des impédances qui peuvent être appliquées au dispositif.

Pour réduire ces pertes, il convient de raccorder le té de polarisation et le coupleur après le tuner, comme le montre la figure 2.2. Cela signifie que la matrice d'étalonnage change en fonction des positions du chariot et du plongeur. Il est donc nécessaire de trouver une méthode pour calculer comment les propriétés du tuner affectent la matrice d'étalonnage.

Le banc de mesure de la figure 2.5 est une modification du banc de la figure 1.33, où un tuner passif a été ajouté entre la pointe et le coupleur.

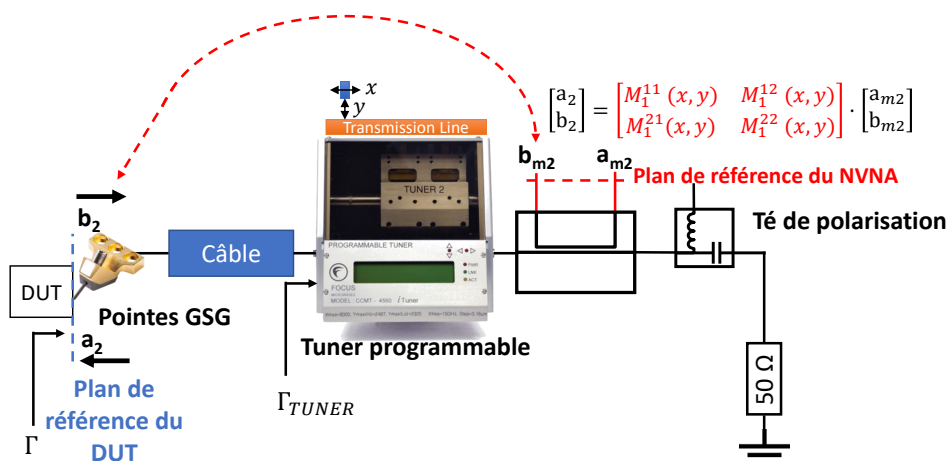


FIGURE 2.5 – Côté sortie du banc de mesure de la linéarité et de *load-pull*

Il est chargé de modifier l'impédance de charge présentée au dispositif sous test. Comme expliqué à la section 1.7, l'analyseur de réseau peut mesurer les quatre ondes à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test à partir des coupleurs. Cela implique la nécessité d'un étalonnage en puissance.

Le tuner doit être connecté le plus près possible de la pointe afin que les pertes dues aux câbles et aux connecteurs soient aussi faibles que possible. Pour ce faire, le tuner doit être connecté entre la pointe et le coupleur, ce qui affecte directement la relation entre les ondes a_{m2} et b_{m2} dans le plan de référence du VNA et les ondes a_2 et b_2 dans le plan de référence du dispositif. L'équation 2.1 illustre cette relation du côté sortie.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Pour une meilleure compréhension, dans les sections suivantes de ce chapitre, la matrice d'étalonnage définie dans l'équation 2.1 sera appelée matrice M_1 , comme indiqué dans l'équation 2.2.

$$\mathbf{M}_1 = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Lorsque les positions du chariot et du plongeur changent, la relation entre les plans de mesure du DUT et du PNA change (figure 2.5). Cela signifie qu'il est nécessaire de trouver un moyen de calculer la matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1 pour n'importe quelle position du tuner. La solution la plus simple consiste à étalonner le banc de mesure pour chaque position souhaitée, mais cette solution est irréalisable en raison du temps nécessaire pour réaliser toutes les étapes.

La deuxième solution consiste à déconnecter tous les composants à la sortie, à savoir la pointe RF, les adaptateurs, les câbles, le té de polarisation et le coupleur, et à mesurer leurs paramètres S séparément à l'aide d'un analyseur de réseau. Une fois ces mesures effectuées, tous les paramètres S doivent être convertis en paramètres T et combinés en utilisant l'approche en cascade pour trouver la réponse totale (matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1). La figure 2.6 montre le schéma avec la mesure des paramètres S de chaque bloc (pointes + câble, tuner et coupleur) séparément. Tous ces paramètres S sont transformés en paramètres T et la matrice \mathbf{T} correspond au produit des trois matrices $\mathbf{T}_{\text{câble}}$, $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ et $\mathbf{T}_{\text{coupleur}}$. Les éléments de cette matrice peuvent être réarrangés pour obtenir la matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1 . Les méthodes de transformation des matrices (S en T et T en M) seront examinées en détail lors du calcul de la troisième méthode.

Le principal problème de cette méthode est la dépendance entre la réponse des câbles

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

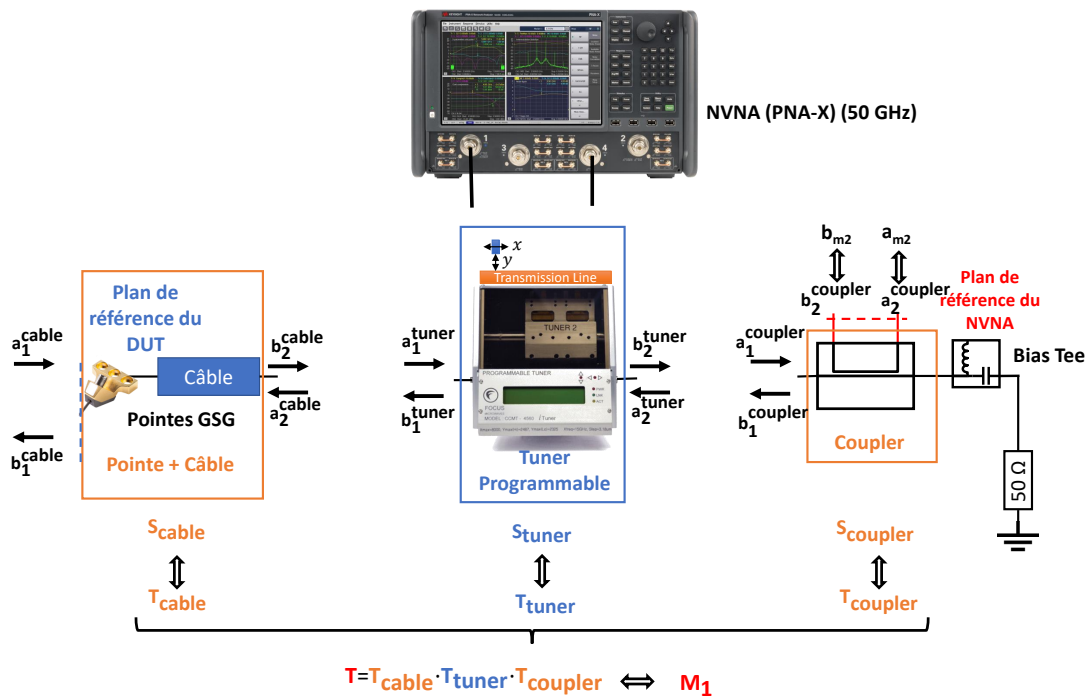


FIGURE 2.6 – Mesure des paramètres S des trois blocs séparément

et leur déformation, puisque les paramètres S des câbles changent en fonction de leur position, comme le montre la figure 2.7.

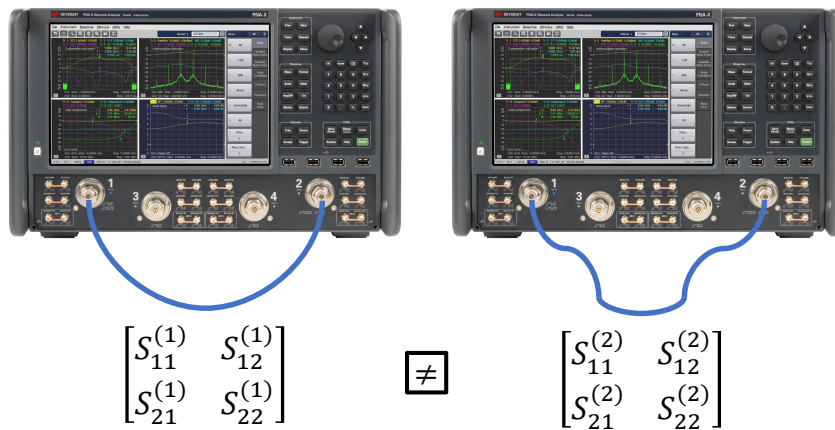


FIGURE 2.7 – Les paramètres S du câble changent en fonction de sa déformation

En d'autres termes, les paramètres mesurés avec le PNA et les paramètres du câble connecté au circuit ne sont pas les mêmes. Il est donc impossible de trouver la matrice d'étalonnage en combinant simplement les paramètres de chaque composant.

Comme tous les composants sont linéaires (à savoir la pointe RF, les adaptateurs, les câbles, le té de polarisation et le coupleur) et montés en cascade, et que le tuner ne

peut pas être déformé, il est possible de trouver une relation linéaire entre la matrice d'étalonnage et les paramètres S du tuner (préalablement caractérisés à l'aide d'un analyseur de réseau) à partir des paramètres T.

Après la caractérisation du tuner (paramètres S) en fonction de la position du chariot et du plongeur, comme le montre la figure 2.1b pour le paramètre S_{11} , il est nécessaire de comprendre la relation entre les paramètres S du tuner et la matrice d'étalonnage. Les positions du chariot (X) et du plongeur (Y) seront nommées **coordonnées** du tuner. Le circuit de sortie peut être considéré comme trois boîtes noires montées en cascade, comme le montre la figure 2.8. Le premier bloc correspond à tous les composants localisés entre la pointe RF et le tuner, le deuxième correspond au tuner et le troisième correspond au coupleur.

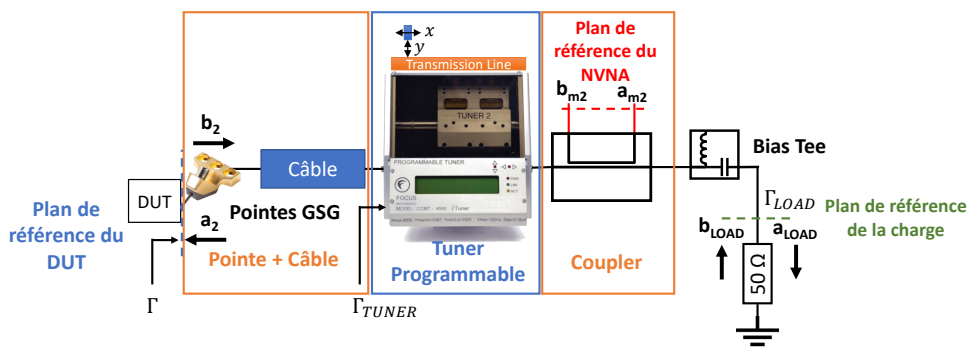


FIGURE 2.8 – Diviser le circuit de sortie en différents blocs

Lorsque les blocs sont connectés en cascade, la matrice qui représente les paramètres T de l'ensemble des blocs correspond au produit des paramètres T de chacun des blocs comme le montre l'équation 2.3. La matrice \mathbf{T} correspond à la matrice de paramètres T de l'ensemble des blocs, la matrice $\mathbf{T}_{\text{cable}}$ correspond aux paramètres T de la pointe, du câble et des connecteurs, la matrice $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ correspond aux paramètres T du tuner et la matrice $\mathbf{T}_{\text{coupleur}}$ correspond aux paramètres T du coupleur, des connecteurs et de câbles reliant le coupleur au VNA.

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{\text{cable}} \cdot \mathbf{T}_{\text{tuner}} \cdot \mathbf{T}_{\text{coupleur}} \quad (2.3)$$

La matrice \mathbf{T} peut être obtenue en réarrangeant les coefficients de la matrice \mathbf{M}_1 de sorte que l'équation 2.1 peut être transformée en une relation de paramètres T (Équation 2.4).

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE LOAD-PULL PASSIF

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) & T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) & T_{22}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{m2} \\ a_{m2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

De même, la matrice T_{tuner} peut être calculée en convertissant la matrice des paramètres S en paramètres T comme le montre les équations 2.5 et 2.6 pour les ondes à l'entrée et à la sortie du tuner ($a_{tuner}^1, a_{tuner}^2, b_{tuner}^1$ et b_{tuner}^2) représentés dans la figure 2.9.

$$\begin{pmatrix} b_{tuner}^1 \\ b_{tuner}^2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{tuner}^{11} & S_{tuner}^{12} \\ S_{tuner}^{21} & S_{tuner}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{tuner}^1 \\ a_{tuner}^2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{pmatrix} a_{tuner}^1 \\ b_{tuner}^1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11} & T_{tuner}^{12} \\ T_{tuner}^{21} & T_{tuner}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} b_{tuner}^2 \\ a_{tuner}^2 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

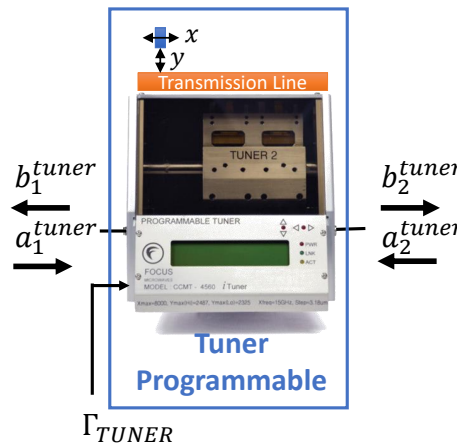


FIGURE 2.9 – Ondes à l'entrée et à la sortie du tuner

Les équations 2.7 et 2.8 montrent les relations entre les paramètres S et les paramètres T.

$$\begin{aligned} S_{tuner}^{11} &= \frac{T_{tuner}^{21}}{T_{tuner}^{11}}, & S_{tuner}^{12} &= \frac{T_{tuner}^{11} \cdot T_{tuner}^{22} - T_{tuner}^{12} \cdot T_{tuner}^{21}}{T_{tuner}^{11}}, \\ S_{tuner}^{21} &= \frac{1}{T_{tuner}^{11}}, & S_{tuner}^{22} &= -\frac{T_{tuner}^{12}}{T_{tuner}^{11}} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} T_{tuner}^{11} &= \frac{1}{S_{tuner}^{21}}, & T_{tuner}^{12} &= -\frac{S_{tuner}^{22}}{S_{tuner}^{21}}, \\ T_{tuner}^{21} &= \frac{S_{tuner}^{11}}{S_{tuner}^{21}}, & T_{tuner}^{22} &= \frac{S_{tuner}^{12} \cdot S_{tuner}^{21} - S_{tuner}^{11} \cdot S_{tuner}^{22}}{S_{tuner}^{21}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Les matrices en orange dans l'équation 2.3 ne peuvent pas être trouvées directement car la multiplication de la matrice n'est pas commutative. Néanmoins, il est possible de trouver une autre équation matricielle qui met en relation les éléments en bleu et en rouge et qui peut être créée en réarrangeant l'équation matricielle 2.3 comme dans l'équation 2.9, où \mathbf{C} est une matrice de dimension 4x4.

$$\vec{T} = \mathbf{C} \cdot \vec{T}_{tuner} \Rightarrow \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) \\ T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) \\ T_{22}(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11}(x, y) \\ T_{tuner}^{12}(x, y) \\ T_{tuner}^{21}(x, y) \\ T_{tuner}^{22}(x, y) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La relation entre les matrices \mathbf{T} et \mathbf{T}_{tuner} peut être trouvée en les convertissant en vecteurs colonnes, comme indiqué dans l'équation 2.10. Le détail de cette transformation est présenté dans l'annexe C.

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow \vec{T} = \begin{bmatrix} T_{11} \\ T_{12} \\ T_{21} \\ T_{22} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Tous les paramètres de l'équation 2.9 en orange sont inconnus mais constants puisque les composants associés ne subissent pas de déformation mécanique, les paramètres en bleu correspondent à la caractérisation du tuner, et les paramètres en rouge peuvent être trouvés en utilisant l'étalonnage standard.

Les vecteurs-colonnes \vec{T} et \vec{T}_{tuner} n'étant pas inversibles, il est impossible de calculer la matrice \mathbf{C} en réalisant un étalonnage avec une coordonnée du tuner. Il est donc nécessaire de faire quatre mesures pour trouver les coefficients C_{ij} de la matrice \mathbf{C} . Ces mesures sont réalisées pour quatre coordonnées différentes du tuner. Par conséquent, quatre matrices $\mathbf{M}_1(x_1, y_1)$, $\mathbf{M}_1(x_2, y_2)$, $\mathbf{M}_1(x_3, y_3)$ et $\mathbf{M}_1(x_4, y_4)$ sont générées. Chaque matrice est transformée en vecteur-colonne $\vec{T}(x, y)$ et tous ces vecteurs sont assemblés afin d'obtenir une matrice de dimension 4x4 \mathbf{T}_{4x4} comme le montre l'équation 2.11.

$$\begin{bmatrix} T_{11}(1) & T_{11}(2) & T_{11}(3) & T_{11}(4) \\ T_{12}(1) & T_{12}(2) & T_{12}(3) & T_{12}(4) \\ T_{21}(1) & T_{21}(2) & T_{21}(3) & T_{21}(4) \\ T_{22}(1) & T_{22}(2) & T_{22}(3) & T_{22}(4) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11}(1) & T_{tuner}^{11}(2) & T_{tuner}^{11}(3) & T_{tuner}^{11}(4) \\ T_{tuner}^{12}(1) & T_{tuner}^{12}(2) & T_{tuner}^{12}(3) & T_{tuner}^{12}(4) \\ T_{tuner}^{21}(1) & T_{tuner}^{21}(2) & T_{tuner}^{21}(3) & T_{tuner}^{21}(4) \\ T_{tuner}^{22}(1) & T_{tuner}^{22}(2) & T_{tuner}^{22}(3) & T_{tuner}^{22}(4) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Dans cette équation (2.11), la coordonnée (x_1, y_1) est représentée par (1), la coordonnée (x_2, y_2) est représentée par (2) et ainsi de suite. Le même processus est effectué pour les matrices de paramètres S du tuner $\mathbf{S}_{tuner}(x_1, y_1)$ à $\mathbf{S}_{tuner}(x_4, y_4)$ mesurées aux coordonnées respectives, ce qui permet d'obtenir la matrice de dimension 4x4 $\mathbf{T}_{tuner4x4}$. Avec les deux matrices carrées \mathbf{T}_{4x4} et $\mathbf{T}_{tuner4x4}$, il est possible de calculer les seize coefficients de la matrice \mathbf{C} en inversant la matrice $\mathbf{T}_{tuner4x4}$ définie dans l'équation 2.12.

$$\mathbf{C} = \mathbf{T}_{4x4} \cdot \mathbf{T}_{tuner4x4}^{-1} \quad (2.12)$$

La matrice $\mathbf{M}_1(x, y)$ peut alors être trouvée pour toutes les coordonnées du tuner (les coordonnées où la caractérisation en paramètres S a été faite auparavant) à l'aide de l'équation 2.9. À partir du vecteur-colonne $\overrightarrow{T}_{tuner}(x, y)$ et de la matrice \mathbf{C} , il est possible d'estimer le vecteur-colonne $\overrightarrow{T}(x, y)$ et par conséquent la matrice d'étalonnage $\mathbf{M}_1(x, y)$ pour chaque coordonnée du tuner.

Les quatre coordonnées doivent être les plus orthogonales possibles entre elles pour garantir une solution correcte. En d'autres termes, l'amplitude et la phase du coefficient de réflexion doivent être différentes pour chaque coordonnée afin d'éviter que l'équation matricielle 2.11 ne soit insolvable. Dans l'exemple présenté dans la figure 2.10 correspondant à la fréquence de 29 GHz et le tableau 2.1, compte tenu du coefficient de réflexion à l'entrée du tuner, quatre points rouges ont été choisis pour valider l'équation 2.9.

X	0	393	830	1 213
Y	1 589	1 858	2 042	2 279

TABLE 2.1 – Coordonnées de la position du chariot et du plongeur pour la procédure d'étalonnage

Les critères utilisés sont une couverture maximale de l'abaque de Smith avec des coefficients de réflexion au centre et au bord de l'abaque de Smith et ceux pas trop proches du bord de l'abaque afin d'augmenter la précision de l'étalonnage. Car la mesure est imprécise si le coefficient de réflexion Γ_{tuner} est trop élevé en raison de la faible puissance des ondes à la sortie du tuner. En d'autres termes, si le coefficient

Coefficient de réflexion à l'entrée du tuner (Γ_{TUNER})

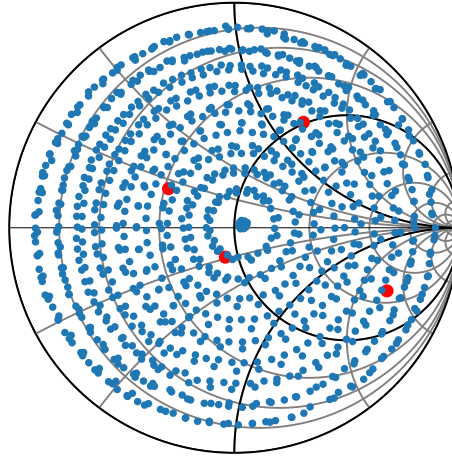


FIGURE 2.10 – Coefficient de réflexion en fonction des coordonnées (en rouge) et des coordonnées choisies pour effectuer la calibration (en bleu) pour une fréquence de 29 GHz

de réflexion du tuner est trop élevé, peu de puissance sera transmise à la sortie du tuner, ce qui aura un impact sur les mesures d'ondes du VNA.

Il est nécessaire d'étalonner le circuit à l'aide d'un étalonnage standard pour toutes les coordonnées afin de vérifier si la méthode d'étalonnage fonctionne. Ensuite, il est possible de comparer les résultats mesurés avec les valeurs calculées pour vérifier leur cohérence et valider notre méthode.

Afin de valider la méthode présentée dans cette section, le coefficient de réflexion de sortie Γ au plan de référence du DUT (figure 2.5) a été mesuré pour différentes positions du tuner. Pour ce faire, une ligne (*Thru*) a été connectée entre les pointes d'entrée et de sortie, comme indiqué dans la figure 2.11.

Pour chaque position du tuner, une matrice d'étalonnage a été calculée selon deux méthodes :

- La première méthode, présentée dans cette section, consiste à calculer la matrice d'étalonnage en utilisant la méthode présentée dans cette section, c'est-à-dire à partir des étalonnages effectués aux quatre coordonnées du tableau 2.1. La matrice \mathbf{C} peut être calculée en utilisant quatre de ces coordonnées, et les coefficients de réflexion pour toutes les coordonnées peuvent être estimés à l'aide de cette matrice. La matrice d'étalonnage ne peut être évaluée qu'aux coordonnées où une caractérisation du paramètre S du tuner a été effectuée. La figure 2.12a présente les coefficients de réflexion mesurés en utilisant la méthode

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

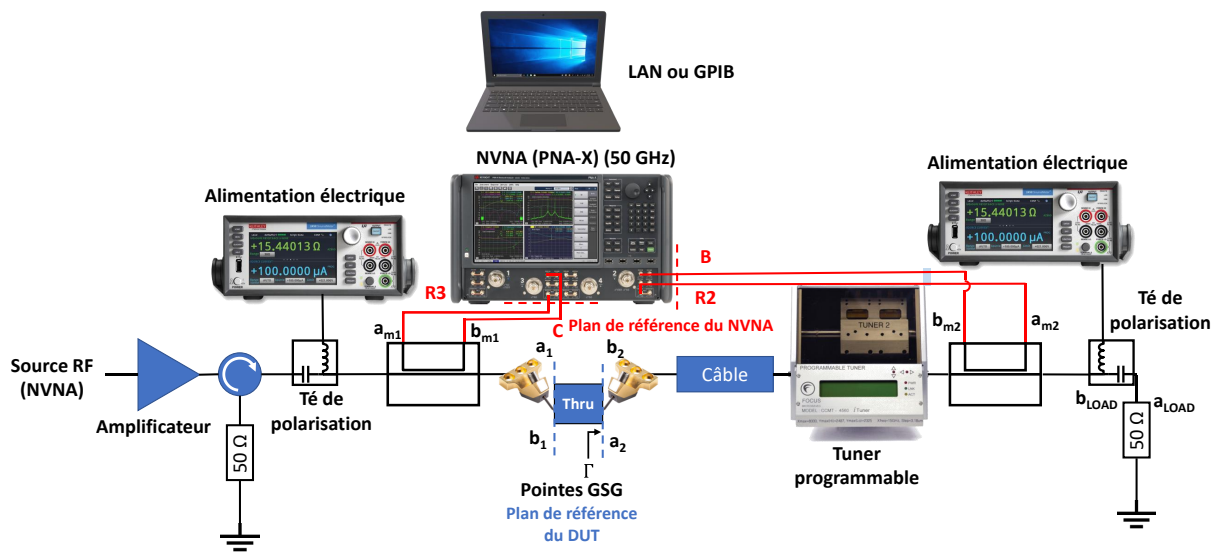


FIGURE 2.11 – Configuration du banc de mesure de linéarité et de load-pull pour la mesure du coefficient de réflexion de sortie

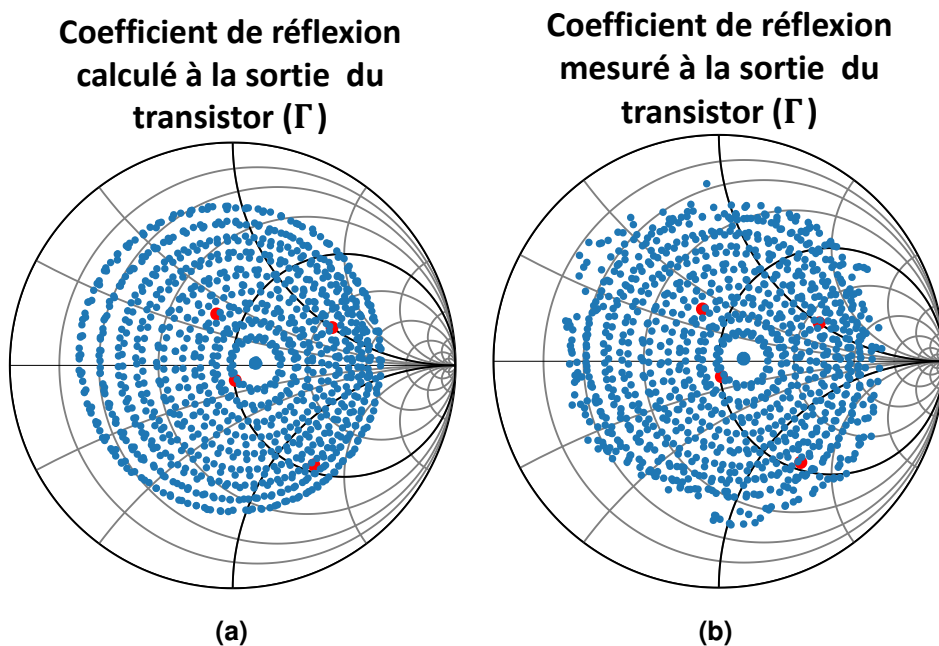


FIGURE 2.12 – Comparaison des coefficients de réflexion estimés (a) et mesurés (b) dans le plan de référence du dispositif sous test

présentée dans cette section. Ils correspondent aux coefficients de réflexion dans le plan de référence du tuner, représentés en bleu et en rouge dans la figure 2.10.

- La seconde méthode, expliqué dans le chapitre 1, consiste à calculer la matrice d'étalonnage en réalisant un étalonnage standard à la position concernée. La figure 2.12b présente le coefficient de réflexion de sortie mesuré dans le plan

de mesure du dispositif sous test à l'aide d'un étalonnage standard pour des différentes positions du tuner.

La comparaison entre les deux graphiques montre que la réponse fournie par cette méthode est relativement précise par rapport aux valeurs mesurées, à l'exception des points situés au bord de l'abaque de Smith en raison de la valeur élevée de l'amplitude du coefficient de réflexion impliquant un signal faible et imprécis mesuré par le PNA. Pour s'assurer que le choix des coordonnées du tuner n'influence pas considérablement le coefficient de réflexion estimé dans le plan de référence du DUT, quatre autres coordonnées ont été choisies pour calculer les coefficients de réflexion. Ces coordonnées sont indiquées dans le tableau 2.2.

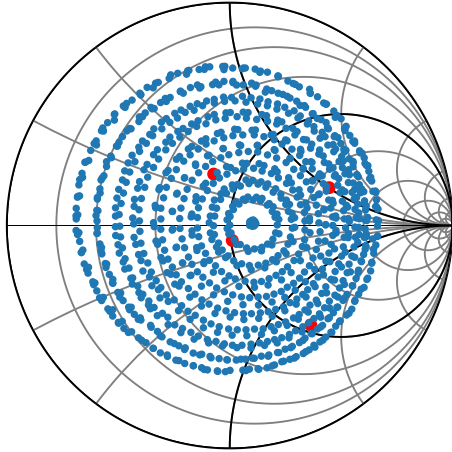
X	488	814	1 223	1 639
Y	1 709	1 916	2 042	2 279

TABLE 2.2 – Coordonnées du chariot et du plongeur pour l'estimation de la figure 2.13

La figure 2.13 montre la comparaison entre les coefficients de réflexion estimés pour les coordonnées des tableaux 2.1 et 2.2. On constate que les valeurs estimées des coefficients de réflexion sont très proches, ce qui minimise l'impact du choix des coordonnées du tuner tant que les coefficients de réflexion correspondants sont bien répartis dans l'abaque de Smith.

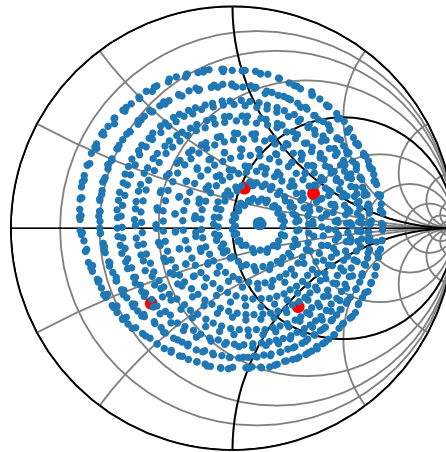
Comme le montrent les figures 2.10 et 2.12, l'amplitude maximale du coefficient de réflexion disponible à la sortie du composant est inférieure à l'amplitude disponible à l'entrée du tuner. Comme expliqué précédemment, cela est dû aux pertes allers-retours du câble reliant les pointes et le tuner. Les câbles utilisés ont la particularité d'avoir une grande stabilité d'amplitude et de phase, ce qui garantit des mesures très fiables et répétables. Ils conviennent parfaitement pour les mesures sous pointes. Le câble Stability SP-24-MM-12-LP fonctionne dans une bande de fréquence allant jusqu'à 50 GHz et a une stabilité de phase de ± 4 degrés et une stabilité d'amplitude de $\pm 0,05$ dB. La fiche technique du câble Reynolds SN005 n'a pas pu être trouvée, mais les deux câbles ont été caractérisés avec un signal CW à 29 GHz. La figure 2.14 présente l'amplitude et la phase du paramètre S_{21} pour deux câbles différents. Le câble Reynolds SN005 présente moins de pertes que le câble Stability SP-24-MM-12-LP [10], ce qui lui permet de présenter un coefficient de réflexion plus élevé au dispositif sous test. Le câble Reynolds SN005 a été utilisé pour toutes les mesures présentées dans les figures précédentes, car il présente une perte plus faible, ce qui permet d'utiliser une plus large gamme d'impédances.

Coefficient de réflexion
calculé à la sortie du
transistor (Γ)



(a) Tableau 2.1

Coefficient de réflexion
calculé à la sortie du
transistor (Γ)



(b) Tableau 2.2

FIGURE 2.13 – Comparaison des coefficients de réflexion calculés dans le plan de référence du dispositif sous test pour les coordonnées des tableaux 2.1 et 2.2

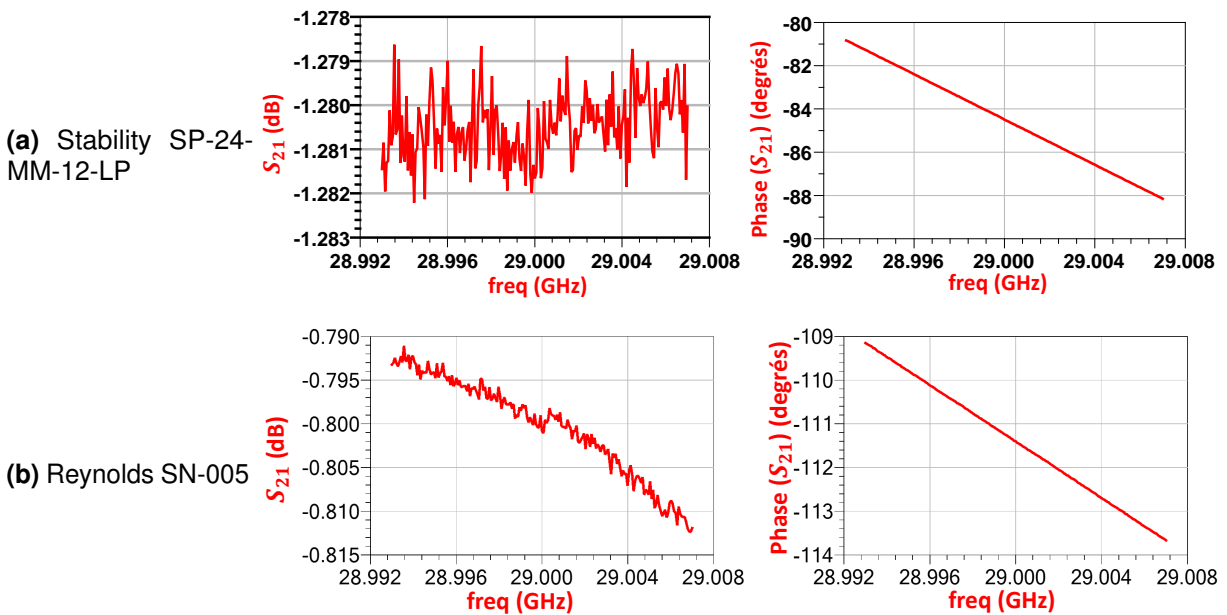


FIGURE 2.14 – Comparaison entre le paramètre S_{21} de deux câbles.

2.4 Estimation de la position du tuner à partir du coefficient de réflexion de sortie voulu

La méthode précédente permet d'établir la relation entre les paramètres S du tuner et la matrice d'étalonnage, mais pour trouver les coordonnées du tuner à partir du coefficient de réflexion souhaité, il est nécessaire de mesurer le coefficient de réflexion de sortie dans toutes les positions du tuner en utilisant une ligne entre les pointes (*Thru*) comme exemplifié dans la figure 2.11. Un tableau reliant les coordonnées du tuner et les coefficients de réflexion de sortie peut être généré et ainsi les coordonnées correspondantes au coefficient de réflexion souhaité peuvent être trouvées rapidement. Le tableau 2.3 montre les coefficients de réflexion de sortie Γ mesurés pour les coordonnées du tableau 2.1.

X	Y	$ \Gamma $	$\angle\Gamma$
0	1589	0,068	-80,48°
393	1858	0,242	107,42°
830	2042	0,476	20,82°
1213	2279	0,576	-50,84°

TABLE 2.3 – Coefficients de réflexion de sortie en fonction des coordonnées du tuner CCMT-4060 à une fréquence $f = 29$ GHz

Toutefois, cette méthode présente l'inconvénient de nécessiter des mesures du coefficient de réflexion de sortie Γ pour plusieurs positions du tuner afin de trouver celles qui produisent le coefficient de réflexion de sortie souhaité.

Le coefficient de réflexion de sortie en fonction des coordonnées du tuner peut être trouvé directement sans mesure, en connaissant les caractéristiques de la charge de terminaison (illustrée dans la figure 2.15) connectée au circuit et la relation entre les plans de références du DUT (indiqué en bleu) et de la charge (indiqué en vert).

Or, la seule relation connue est la relation entre les plans de référence du DUT et du NVNA (indiqué en rouge) représentée par la matrice $\mathbf{M}_1(x, y)$ (Équation 2.13).

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{m_2} \\ b_{m_2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Ainsi, il est nécessaire d'effectuer un étalonnage SOL dans le plan de référence de la charge. Il permettra de trouver la relation entre les plans de référence du NVNA et de la charge représentée par la matrice \mathbf{M}_2 comme le montre l'équation 2.14.

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

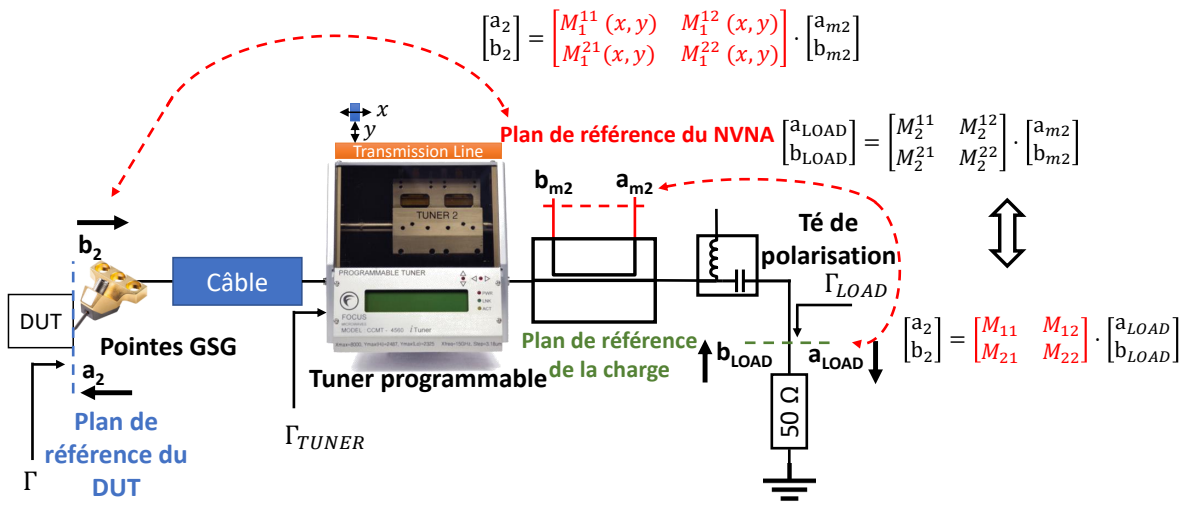


FIGURE 2.15 – Relation entre les plans de référence du DUT, du PNA et de la charge

$$\begin{bmatrix} a_{LOAD} \\ b_{LOAD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_2^{11} & M_2^{12} \\ M_2^{21} & M_2^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Pour ce faire, une ligne est connectée entre les pointes d'entrée et de sortie, un signal est appliqué au banc de mesure et la charge 50 Ω est remplacée par des étalons « *Open* », « *Short* » et « *Load* » en utilisant la méthode présentée dans la section 1.7.1 du chapitre 1. Cet étalonnage est représenté dans la figure 2.16.

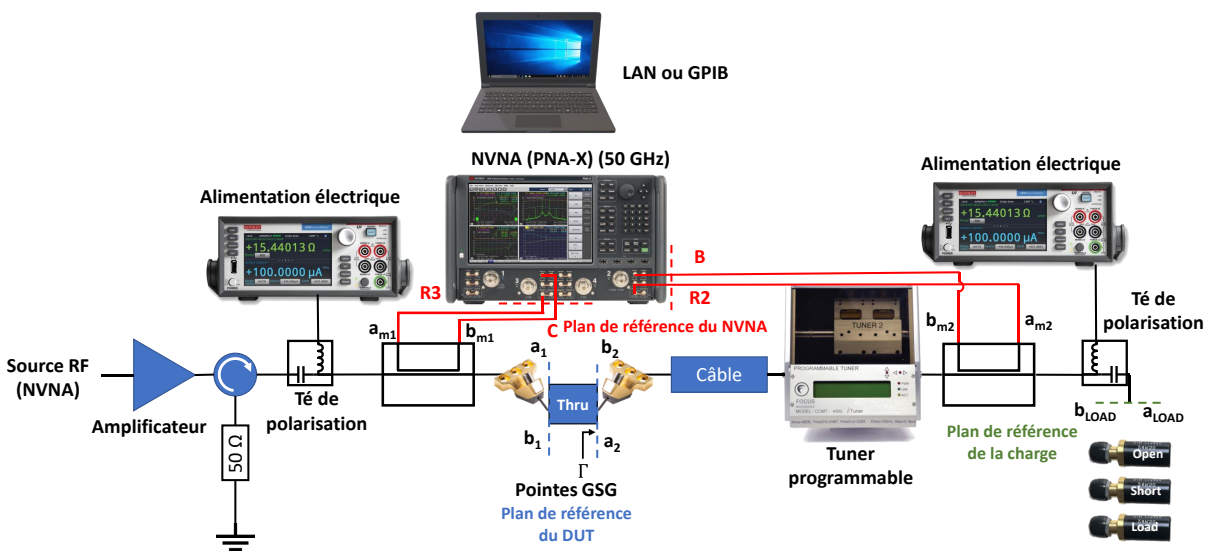


FIGURE 2.16 – Étalonnage sur le plan de référence de la charge

Une relation entre les plans de référence du dispositif sous test et de la charge peut

alors être trouvée en combinant les matrices d'étalonnage $M_1(x, y)$ et M_2 résultant dans la matrice $M(x, y)$ comme indiqué dans l'équation 2.15.

$$\begin{bmatrix} M_{11}(x, y) & M_{12}(x, y) \\ M_{21}(x, y) & M_{22}(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_2^{11} & M_2^{12} \\ M_2^{21} & M_2^{22} \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.15)$$

Le coefficient de réflexion de sortie Γ pour chaque coordonnée du tuner peut être calculé à l'aide de la matrice $M(x, y)$ définie dans l'équation 2.16, sachant qu'il s'agit de la relation entre les plans de référence du DUT et de la charge.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}(x, y) & M_{12}(x, y) \\ M_{21}(x, y) & M_{22}(x, y) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{LOAD} \\ b_{LOAD} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

En définissant le coefficient de réflexion de sortie $\Gamma = \frac{a_2}{b_2}$ et de la charge $\Gamma_{LOAD} = \frac{b_{LOAD}}{a_{LOAD}}$, il est possible de relier Γ et la matrice $M(x, y)$ à l'aide de l'équation 2.17.

$$\Gamma = \frac{1 + M'_{12} \cdot \Gamma_{LOAD}}{M'_{21} + M'_{22} \cdot \Gamma_{LOAD}}, \quad \text{où} \quad \begin{aligned} M'_{12} &= M_{12}/M_{11} \\ M'_{21} &= M_{21}/M_{11} \\ M'_{22} &= M_{22}/M_{11} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Il est possible d'observer dans l'équation 2.17, le coefficient de réflexion de la charge Γ_{LOAD} . Afin de le connaître, une caractérisation en paramètres S à un accès de la charge 50Ω a été réalisée. Le coefficient Γ_{LOAD} est montré dans la figure 2.17 pour une fréquence de 16 GHz à 35 GHz.

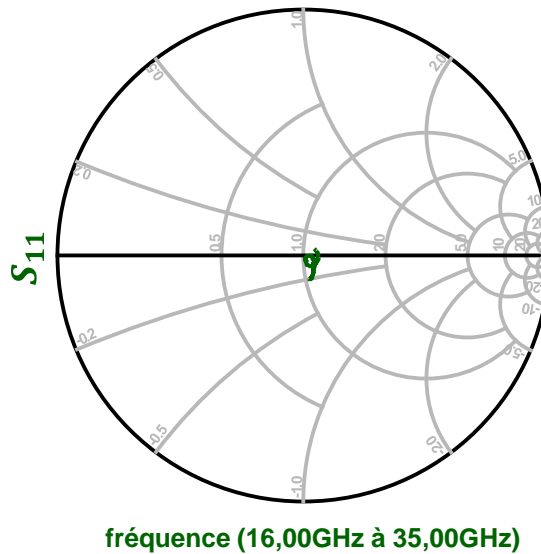


FIGURE 2.17 – Paramètres S de la charge de terminaison

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

Ensuite, pour chaque position du tuner, la matrice $M(x, y)$ équivalente est calculée et en utilisant l'équation 2.17, on obtient le coefficient de réflexion de sortie Γ sans nécessiter de mesures. Un tableau est donc généré pour toutes les positions où l'étalonnage a été fait, il est possible de chercher les coordonnées du tuner qui génèrent le coefficient de réflexion de sortie Γ le plus proche de la valeur souhaité.

La figure 2.18 présente le coefficient de réflexion calculé en fonction des coordonnées du tuner avec la méthode développée dans cette section. Comme on le voit, les résultats sont très proches de ceux présentés dans la figure 2.12a dans la section 2.3 du chapitre 2.

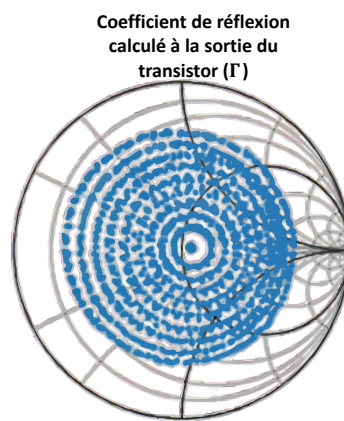


FIGURE 2.18 – Coefficients de réflexion calculés à l'aide des matrices d'étalonnage et de la caractérisation des charges

2.5 Analyse du gain petit signal des transistors en fonction de l'impédance de charge

Nous allons présenter dans cette partie les résultats de caractérisation en puissance des transistors HEMT AlGaIn/GaN de longueur de grille de 150 nm de la filière GH15 de la fonderie UMS dédiés aux applications de puissances.

Il est possible de caractériser ces transistors en utilisant le banc de mesure présenté dans les sections précédentes. Cette section présente les données de mesure des paramètres S, des mesures du gain petit signal en fonction de l'impédance de charge, et de la caractérisation AM/AM (courbe de compression du dispositif sous test – puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée) [11] pour l'impédance de charge donnant le gain petit signal maximal.

Les mesures ont été réalisées dans différentes conditions de polarisation et pour deux développements de transistors AlGaIn/GaN, soit 2x75 μm et 4x50 μm de largeur de grille. La fréquence de travail est 29 GHz compte tenu des équipements que nous disposons. Les développements, les densités de courant de drain et la tension de drain sont résumées dans le tableau 2.4.

Développement (μm)	Densités de courant de drain (mA/mm)	Tension de drain (V)
2 x 75 μm	150 mA/mm	20 V
4 x 50 μm	100 mA/mm	10 V
		20 V

TABLE 2.4 – Conditions de polarisation

Cette section montre les mesures effectuées sur le transistor de développement de 2 x 75 μm polarisé avec une densité de courant de drain de 150 mA/mm et une tension de drain de 20 V. Les résultats obtenus pour le transistor de développement 4 x 50 μm sont donnés dans l'annexe D.

2.5.1 Paramètres S du dispositif

Pour un signal de 29 GHz, le transistor n'est pas adapté 50 Ω à l'entrée et à la sortie. Cela signifie qu'une partie du signal appliqué est réfléchi et qu'il faut plus de puissance pour atteindre la saturation (environ 20 dBm de puissance d'entrée P_{in}). La figure 2.19 montre les paramètres S_{11} , S_{21} et S_{22} et le gain petit signal G_p en fonction de la fréquence. Pour vérifier que le gain petit signal est correct, on utilise l'équation 2.18 qui donne le gain en puissance G_p petit signal (zone linéaire) en fonction des paramètres S (P_{out}/P_{in} où P_{out} est la puissance dissipée dans la charge de coefficient de réflexion Γ , et P_{in} la puissance dissipée dans l'impédance d'entrée du transistor). En appliquant les paramètres S pour chaque fréquence dans l'équation 2.18, il est possible de trouver le gain G_p estimé comme le montre la figure 2.19d. On peut noter que pour un petit signal, le gain maximal se situe autour du conjugué du S_{22} du dispositif (Figure 2.19b).

$$G_p = 10 \cdot \log \left(\frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma|^2(1 - |S_{11}|^2)} \right) \text{ (dB)} \quad (2.18)$$

2.5.2 Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner

Il est nécessaire de mesurer le gain petit signal pour différentes impédances de sortie à 29 GHz afin de vérifier s'il est conforme au gain estimé calculé avec l'équation 2.18.

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

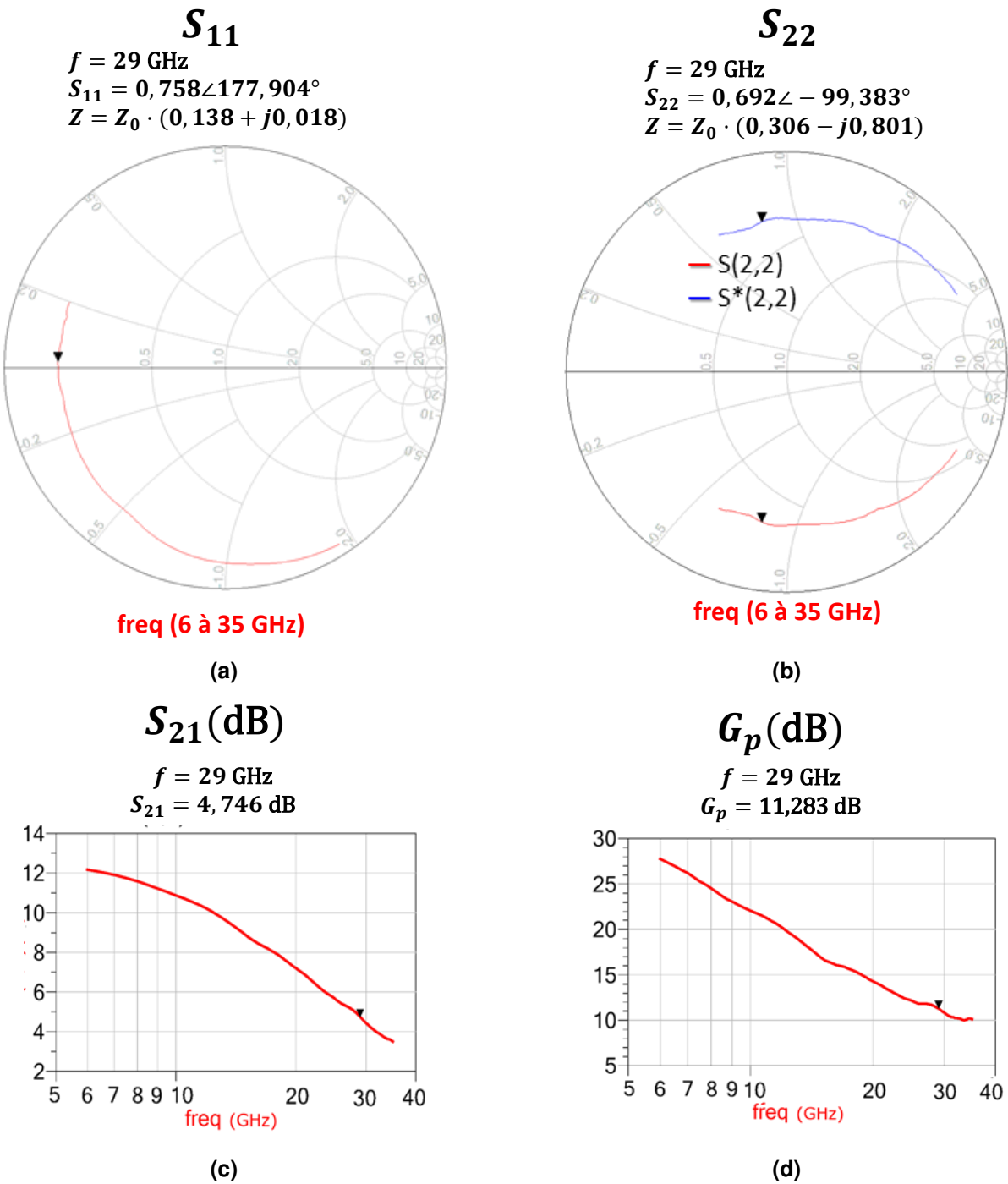


FIGURE 2.19 – Mesures des paramètres S et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement $2 \times 75 \mu\text{m}$.

La figure 2.20a illustre la mesure du gain petit signal en fonction des coefficients de réflexion présentés dans la figure 2.20b. Les points les plus à gauche de la figure 2.20a correspondent aux coefficients situés au centre de l'abaque de Smith, et les points les plus à droite de la figure 2.20a aux coefficients situés au bord de l'abaque.

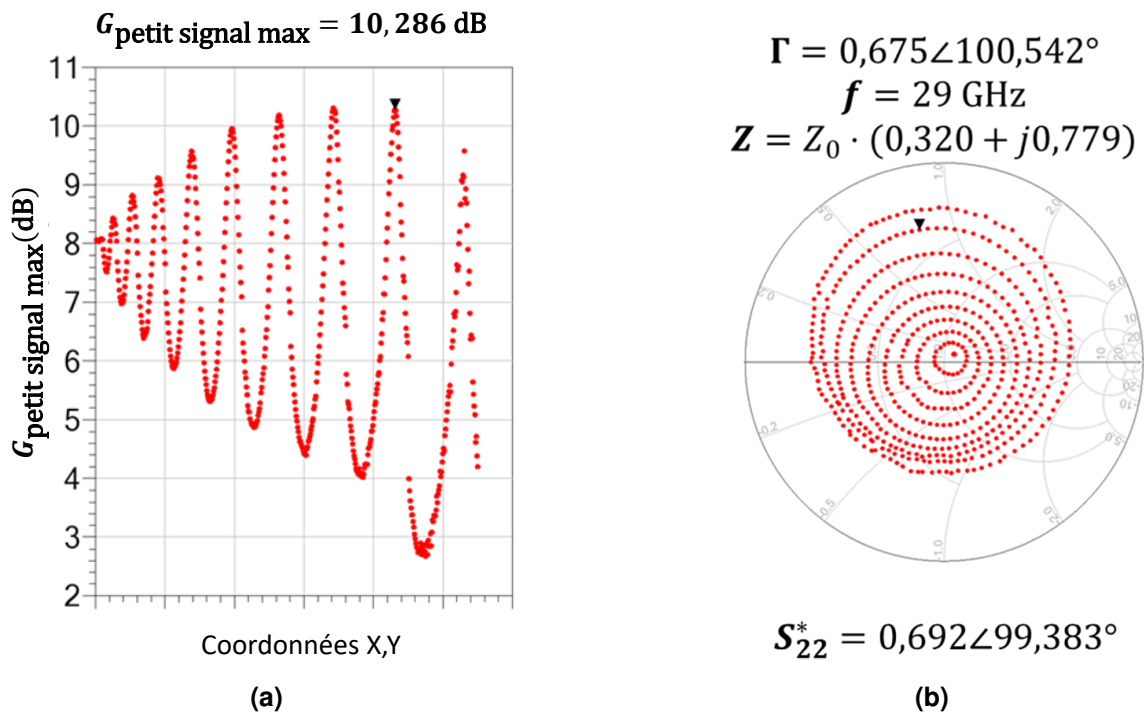


FIGURE 2.20 – Gain en fonction du coefficient de réflexion

Le gain maximal de 10,3 dB est obtenu pour un coefficient de réflexion de :

$$\Gamma = 0,675 \angle 100,542^\circ.$$

Ce résultat est proche des valeurs estimées de 11,3 dB pour un :

$$\Gamma = 0,692 \angle -99,383^\circ.$$

Ces mesures ont permis de valider notre méthode d'étalonnage et notre principe de mesure.

2.5.3 Mesure CW AM/AM pour l'impédance de charge optimale – gain petit signal

À cause de la présence du câble et du tuner passif, le coefficient de réflexion dans le plan de référence du transistor (dispositif sous test – DUT) ne peut pas dépasser 0,7 en module pour la fréquence de 29 GHz.

Après avoir trouvé l'impédance de charge pour un optimum de rendement en puissance ajoutée (PAE), il est alors possible de caractériser le dispositif en CW en fonction de la puissance d'entrée.

La figure 2.21 présente le gain et la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Le point de compression à 1 dB se trouve à environ 7 dBm de la puissance d'entrée. Pour une puissance d'entrée de 20 dBm, il y a plus de 5 dB de compression,

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

ce qui implique que le transistor est bien saturé.

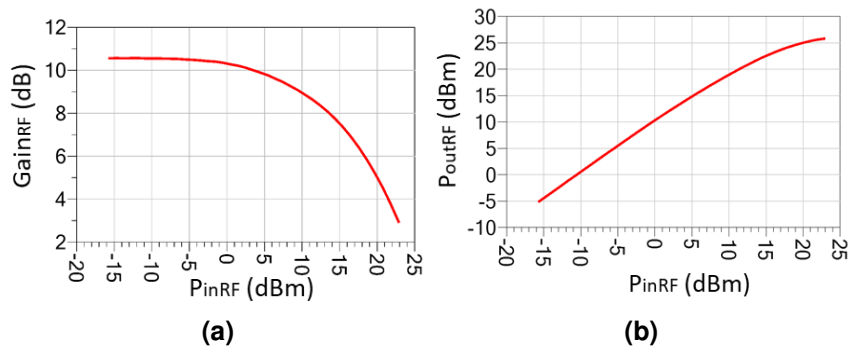


FIGURE 2.21 – Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

Le courant moyen de drain mesuré (I_D) est illustré à la figure 2.22.

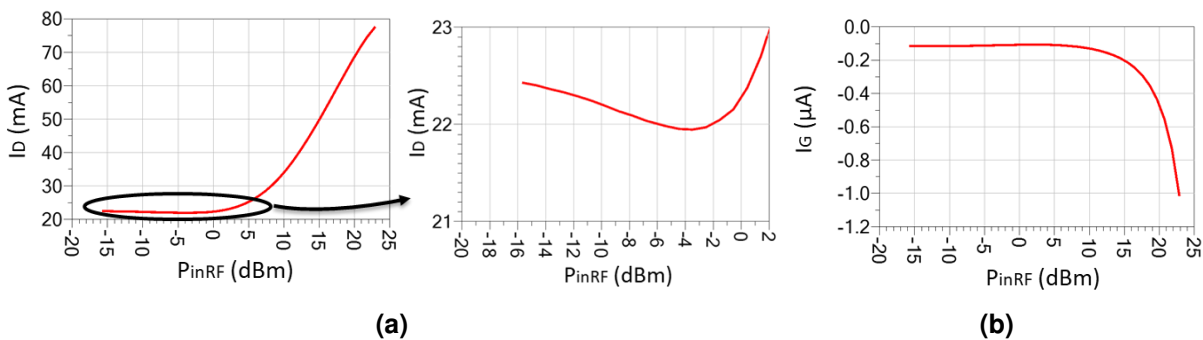


FIGURE 2.22 – Courant de drain et de grille

Ce courant présente une décroissance locale quand la puissance d'entrée augmente. Cette décroissance est significative de la nature asymétrique des processus de capture et d'émission de charges par les pièges, conduisant à l'augmentation de leur état de charge quand la puissance d'entrée augmente. Ces effets de piège [12] sont imputables aux défauts et imperfections présents dans l'épitaxie et/ou provenant de la fabrication du transistor.

Chaque piège requiert certaines conditions électriques et en température pour qu'il soit activé, car localisé à différents endroits de la structure et à différents niveaux d'énergie conduisant à des constantes de temps de capture et d'émission allant de l'ordre de quelques centaines de Hz jusqu'à plusieurs MHz.

Dans cette section nous avons présenté la caractérisation des paramètres S en puissance d'un transistor mesuré sous pointes. Les valeurs des paramètres S ont été utilisées pour estimer le gain petit signal du dispositif pour un coefficient de réflexion de sortie présenté au dispositif égal au conjugué de S_{22} . Le gain petit signal a ensuite

été mesuré à l'aide du banc de la figure 2.2 étalonné avec la méthode de la section 1.7 pour différentes coordonnées du tuner et, par conséquent, pour différentes impédances de charge. Le coefficient de réflexion pour lequel le gain maximal a été trouvé a ensuite été comparé au conjugué de S_{22} et son gain G_p a été estimé. Les valeurs trouvées montrent que notre banc de mesure permet de trouver l'impédance optimale pour le gain petit signal maximal.

2.6 Mesures load-pull passif – Mode de fonctionnement *Continuous Wave (CW)*

Les mesures présentées dans la section 2.5.3 ont été effectuées sur l'impédance de charge permettant d'obtenir le gain petit signal maximal, c'est-à-dire une impédance dont le coefficient de réflexion équivalent se situe autour du conjugué du S_{22} du transistor. Mais le comportement du dispositif sous test dans sa zone non linéaire est différent et les impédances optimales sont également différentes. Le premier point à noter est qu'il existe une impédance différente pour chaque facteur de mérite à optimiser. Par exemple, dans la zone non linéaire, l'impédance de sortie pour obtenir le gain maximal est différente de l'impédance nécessaire pour obtenir le NPR maximal à la même puissance d'entrée, qui est également différente de l'impédance nécessaire pour obtenir l'efficacité maximale.

Ces impédances ne peuvent pas non plus être calculées mathématiquement et l'une des solutions pour les trouver consiste à prendre des mesures du facteur de mérite à optimiser pour différentes impédances et à sélectionner celle qui permet d'obtenir la valeur optimale.

Pour les mesures de cette section, le facteur de mérite à optimiser est le rendement en puissance ajoutée (PAE) et, à cette fin, des mesures ont été effectuées sur les facteurs de mérite PAE, la puissance de sortie, le courant de drain DC et le gain.

Les mesures ont été réalisées dans différentes conditions de polarisation et pour un développement de transistor AlGaIn/GaN de $2 \times 75 \mu\text{m}$ de largeur de grille. La liste des développements de transistors et des points de polarisation est présentée dans le tableau 2.5. Comme dans la section 2.5, la fréquence de travail est de 29 GHz.

Tous les résultats présentés dans cette section proviennent du transistor de développement de deux doigts de $75 \mu\text{m}$ de largeur de grille et pour le point de polarisation de $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$. Les résultats obtenus pour les autres conditions de polarisation sont donnés dans l'annexe E.

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

Développement (μm)	Densités de courant de drain (mA/mm)	Tension de drain (V)
2 x 75 μm	50 mA/mm	10 V
	100 mA/mm	10 V
		20 V
	150 mA/mm	10 V

TABLE 2.5 – Conditions de polarisation pour les mesures load-pull passif avec un mode d’opération CW

La figure 2.23a montre les impédances auxquelles les mesures ont été effectuées sur le transistor. Elles sont représentées par des points sur l’abaque de Smith. Elles sont situées autour de $S_{22}^* = 0,540 \angle 119,25^\circ$, représenté par le losange jaune. Il convient de noter que les mesures n’ont pas été effectuées exactement au conjugué de S_{22} . Il faut également noter l’impédance à laquelle le rendement en puissance ajoutée maximal a été trouvé pour le transistor en saturation représentée par la croix (X) verte. Le coefficient de réflexion équivalent est $\Gamma = 0,573 \angle 116,44^\circ$. Ce point ne correspond pas à l’impédance de l’optimum de PAE maximal pour le dispositif, mais à l’impédance qui produit le PAE maximal parmi celles énumérées dans l’abaque de Smith et compte tenu de la puissance d’entrée maximale appliquée au dispositif comme le montre la figure 2.23.

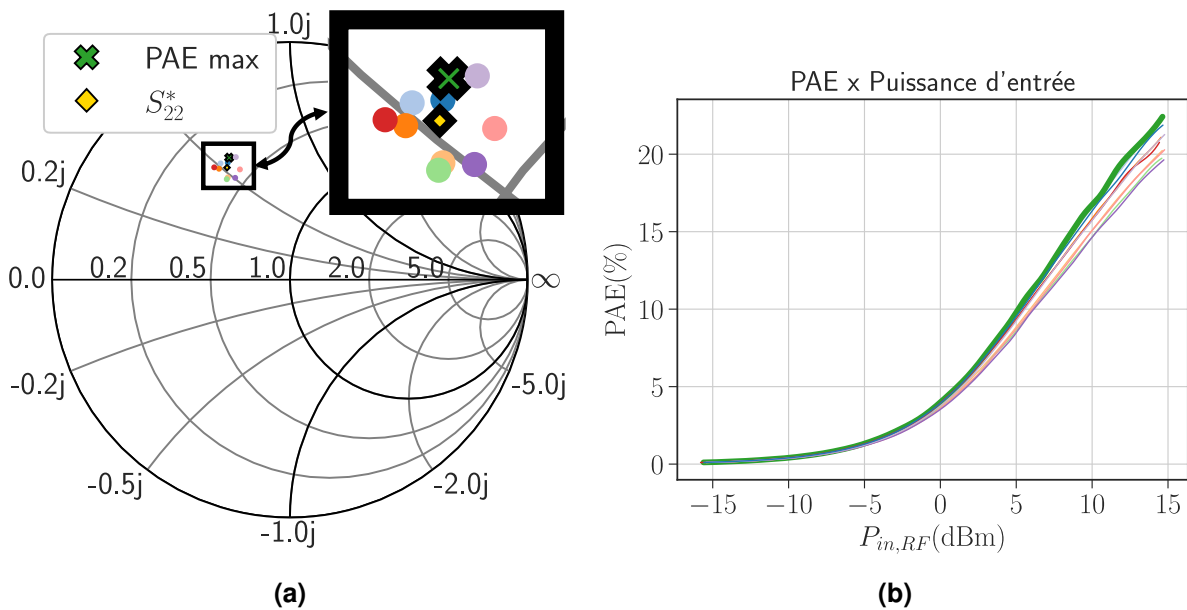


FIGURE 2.23 – Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d’entrée. La croix (X) verte correspond à l’impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l’impédance correspondante au conjugué de S_{22}

Comme les impédances de charge choisies sont situées dans une petite zone autour

du conjugué S_{22} , la variation du PAE ne se révèle pas si importante. Il est possible de noter dans la figure 2.23b une variation d'environ 4 points de pourcentage entre les valeurs minimale et maximale pour une puissance d'entrée de $P_{in} = 15$ dBm.

Les valeurs de la puissance de sortie (voir Figure 2.24) et du courant de drain DC (voir 2.25) ne varient pas de manière significative en fonction de l'impédance de charge pour la même raison décrite ci-dessus.

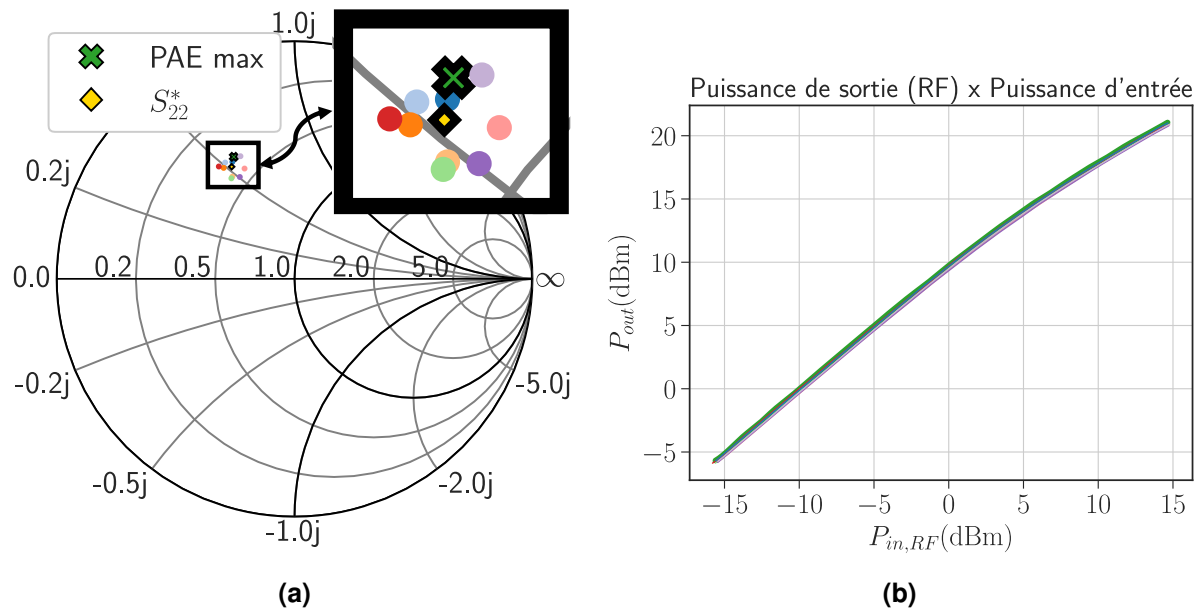


FIGURE 2.24 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

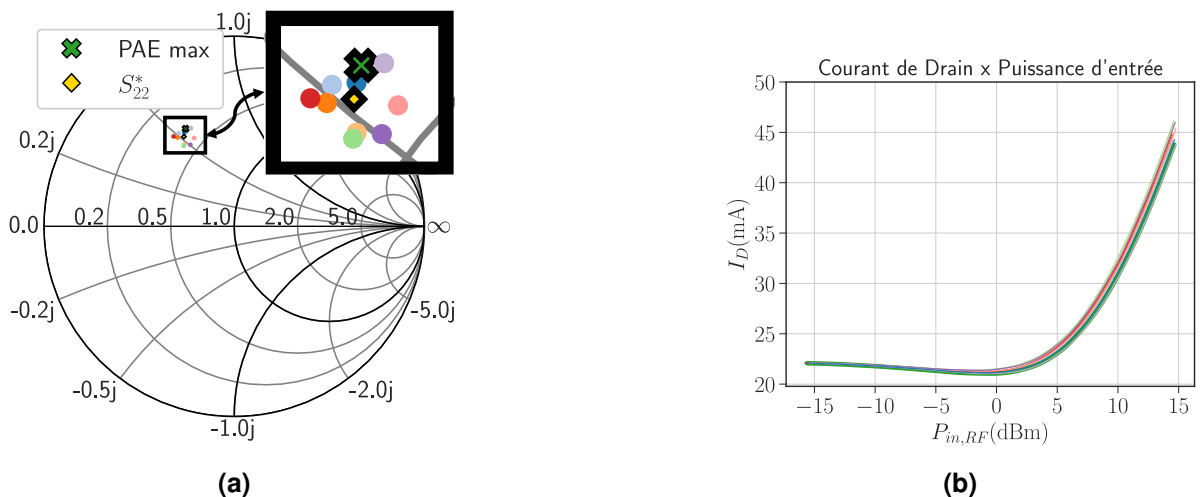


FIGURE 2.25 – Courant de drain DC en mA en fonction de la puissance d'entrée

Pour le gain illustré dans la figure 2.26, la variation est d'environ 0,5 dB pour une

puissance d'entrée de $P_{in} = 15$ dBm.

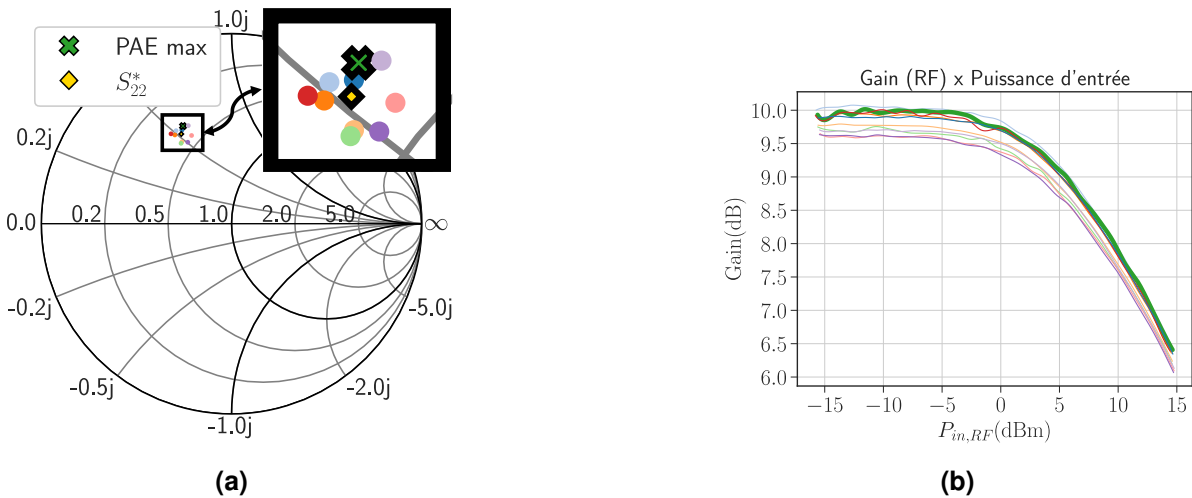


FIGURE 2.26 – Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée

Ces figures représentent le PAE, la puissance de sortie, le courant de drain DC et le gain du transistor en fonction de la puissance d'entrée pour chacune des impédances représentées dans l'abaque de Smith à gauche de chaque graphique.

Les mêmes considérations peuvent être faites pour les mesures effectuées aux autres points de polarisation, que se trouvent dans l'annexe E, à savoir que la variation des figures de mérite est minimale du fait que les impédances de charge sont situées dans une petite zone autour du conjugué de S_{22} .

2.7 Configuration *load-pull* passif multi-tons (USMT)

Afin de vérifier la réponse non-linéaire du dispositif lorsqu'il est soumis à un signal complexe, le signal USMT à 8 tons décrit dans la section 1.6 du chapitre 1 est appliqué au dispositif. Le banc utilisé pour caractériser le dispositif est décrit dans la figure 2.27. Il est similaire au banc de la figure 2.2, sauf qu'un générateur d'ondes arbitraires est utilisé pour générer les signaux USMT-8 $I(t)$ et $Q(t)$ en bande de base et le mélangeur I/Q pour convertir les fréquences en bande Ka.

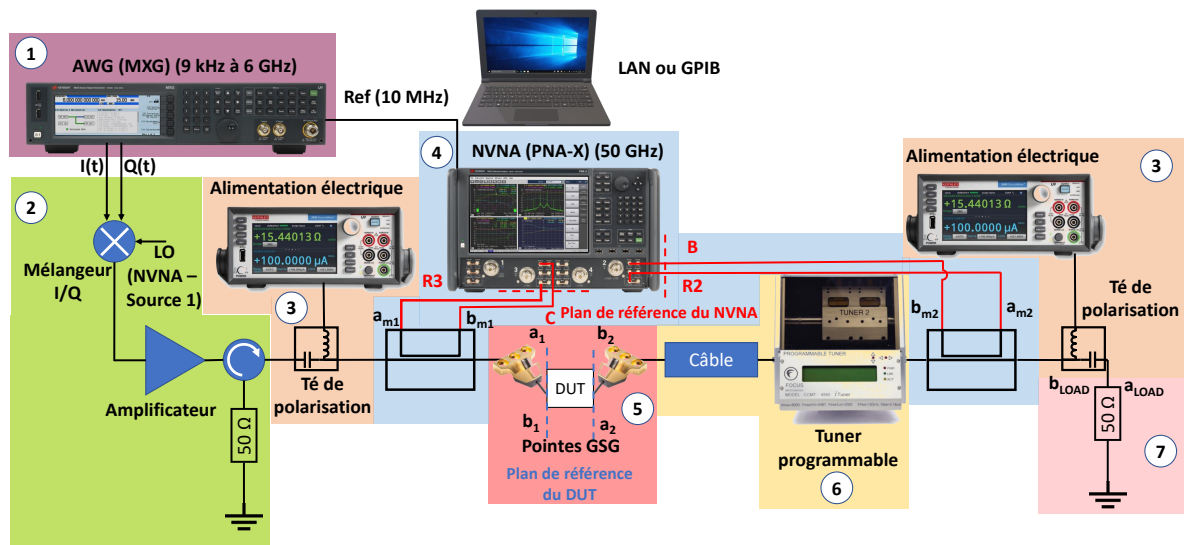


FIGURE 2.27 – Banc de mesure load-pull passif pour la mesure de la linéarité

2.7.1 Génération du signal multi-ton en bande de base (bloc 1 de la figure 2.27)

Le modèle du générateur d'onde arbitraire utilisé est le Keysight MXG N5182B [13]. Il peut générer des signaux en bande de base $I(t)$ et $Q(t)$ et des signaux modulés autour de fréquences jusqu'à 6 GHz. Les signaux en bande de base sont produits à l'aide d'un programme Python [14] et envoyés via l'interface GPIB [15], [16]. Comme il s'agit d'un instrument numérique contrôlé par un ordinateur, il n'est pas possible de générer les signaux directement sous forme analogique. Pour qu'ils soient reconnus par l'instrument, il est nécessaire de prendre en compte la fréquence d'échantillonnage, le nombre d'échantillons par période et par conséquent, la fréquence de la grille FFT f_c . Ensuite, les signaux numériques sont transformés en données binaires et envoyés à l'instrument. Ils sont alors transformés en signaux analogiques par un convertisseur numérique-analogique. Comme la fréquence maximale exploitable pour les signaux modulés est de 6 GHz, il est nécessaire d'utiliser un modulateur externe pour atteindre les fréquences supérieures à 6 GHz. Les signaux en bande de base $I(t)$ et $Q(t)$ sont connectés à un modulateur I/Q (Marki MLIQ-1845L [17]), pour transposer les fréquences des signaux de bande de base dans la bande de fréquence souhaitée. Le signal de l'oscillateur local (LO) provient du PNA-X.

Pour générer le signal USMT nous utilisons un signal multi sinusoïdal avec des fréquences non-équidistantes. On rappelle ci-dessous l'équation 1.16 définie dans le chapitre 1 :

$$f[k] = (l + (k - 1) \times \Delta + p[k]) \times f_\epsilon \quad (2.19)$$

où l , k , $p[k]$ sont des entiers.

Les étapes pour la génération de ce signal sont :

- la connaissance de la fréquence d'échantillonnage du générateur f_s [13]
- le nombre d'échantillons par période de trame
- le calcul de la fréquence de la grille FFT f_ϵ
- la définition de la fréquence du premier ton $f[1]$
- l'écart Δf
- le nombre de tons N
- le vecteur p produit l'espacement non uniforme des tons pour garantir que tous les produits d'ordre 3 sont distincts des fréquences porteuses et des produits d'intermodulation

Pour les mesures suivantes, la fréquence d'échantillonnage est 100 MHz et le nombre d'échantillons est 100 000, ce qui produit une fréquence de la grille FFT $f_\epsilon = 1$ KHz (Équation 2.20). Cela signifie que le signal envoyé au générateur MXG a une durée de 1 ms (Équation 2.21). La bande passante d'acquisition est égale à $BW = 2,1$ MHz.

$$f_\epsilon = \frac{f_s}{\text{Nombre de échantillons}} = \frac{100 \text{ MHz}}{100\,000} = 1 \text{ kHz} \quad (2.20)$$

$$t_{\text{signal}} = \frac{1}{f_\epsilon} = \frac{1}{1 \text{ kHz}} = 1 \text{ ms} \quad (2.21)$$

Tous les fréquences présentes dans le signal doivent être multiples de f_ϵ . Afin de caractériser le dispositif avec des mesures de **load-pull** passif, il est nécessaire d'utiliser un signal en bande étroite pour que le coefficient de réflexion de sortie ne change pas considérablement en fonction de la fréquence. La fréquence du premier ton ne peut pas être nulle ou très basse, car la composante de fréquence provenant de l'oscillateur local perturbera le premier ton. Donc, le choix de $f[1] = 3$ MHz peut satisfaire cette contrainte. En la normalisant par rapport f_ϵ , on trouve la valeur $l = 3\,000$ (Équation 2.22) qu'on peut remplacer dans l'équation 2.19. Pour respecter les contraintes de variation en module et phase en fonction de l'impédance à présenter dues au tuner passif, un $\Delta f = 200$ kHz (ou $\Delta = 200$) a été choisi (Équation 2.23).

$$l = \frac{f[1]}{f_\epsilon} = \frac{3 \text{ MHz}}{1 \text{ kHz}} = 3\,000 \quad (2.22)$$

$$\Delta = \frac{\Delta f}{f_c} = \frac{200 \text{ kHz}}{1 \text{ kHz}} = 200 \quad (2.23)$$

Le nombre de tons a été fixé à 8 pour simplifier le signal et respecter les consignes définies dans la section 1.6 du chapitre 1. Le vecteur p choisi a été le [0, 1, 3, 9, 27, 81, 243, 729]. La liste de fréquences des tons en bande de base est donnée dans le tableau 2.6.

$f_1(\text{MHz})$	$f_2(\text{MHz})$	$f_3(\text{MHz})$	$f_4(\text{MHz})$
3	3,201	3,403	3,609
$f_5(\text{MHz})$	$f_6(\text{MHz})$	$f_7(\text{MHz})$	$f_8(\text{MHz})$
3,827	4,081	4,443	5,129

TABLE 2.6 – Les huit fréquences de bande de base

Le signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont définis par les équations 2.24 et 2.25. Les phases de chaque ton sont aléatoires, la forme d'onde résultante est insensible à la phase des tons. Pour un signal à 8 tons, $N = 8$.

$$I(t) = \sum_{k=1}^N \cos(2 \cdot \pi \cdot f[k] \cdot t + \theta[k]) \quad (2.24)$$

$$Q(t) = \sum_{k=1}^N \sin(2 \cdot \pi \cdot f[k] \cdot t + \theta[k]) \quad (2.25)$$

Comme les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont générés à partir d'un programme Python, puis envoyés au générateur d'ondes arbitraires et ce dernier ne lit que les signaux au format numérique (échantillonnés et quantifiés), il est nécessaire de numériser les signaux avant de les envoyer. Pour ce faire, un vecteur t de 100 000 points (ou le nombre d'échantillons choisi) sera créé avec une période d'échantillonnage $T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{100 \cdot 10^6} \text{ s} = 10 \text{ ns}$ qui dépend de la fréquence d'échantillonnage du générateur. Le tableau 2.7 résume la discrétisation des signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

$I[0]$	$I[1]$	$I[2]$...	$I[99998]$	$I[99999]$
$Q[0]$	$Q[1]$	$Q[2]$...	$Q[99998]$	$Q[99999]$
$t[0] = 0 \text{ s}$	$t[1] = 10 \text{ ns}$	$t[2] = 20 \text{ ns}$...	$t[99998] = 999,98 \mu\text{s}$	$t[99999] = 999,99 \mu\text{s}$

TABLE 2.7 – Discrétisation des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ avec une fréquence d'échantillonnage $f_s = 100 \text{ MHz}$ et 100 000 échantillons

Les équations 2.24 et 2.25 peuvent donc être réécrites en tenant compte des échantillons comme le montrent les équations 2.26 et 2.27.

$$I[n] = \sum_{k=1}^N \cos(2 \cdot \pi \cdot f[k] \cdot t[n] + \theta[k]) \quad (2.26)$$

$$Q[n] = \sum_{k=1}^N \sin(2 \cdot \pi \cdot f[k] \cdot t[n] + \theta[k]) \quad (2.27)$$

2.7.2 Modulateur I/Q (bloc 2 de la figure 2.27)

Ces signaux en bande de base doivent ensuite être transposés en RF pour caractériser le dispositif. L'objectif du banc de mesure est la caractérisation en puissance des amplificateurs de puissance en appliquant le principe du *load-pull* dans la bande Ka (entre 26,5 GHz et 40 GHz) [18]. Afin de transposer les fréquences des signaux en bande de base à la bande Ka, il est nécessaire d'utiliser un mélangeur (modulateur I/Q) [17].

Il transpose les signaux en bande de base autour du signal appelé **oscillateur local**. Cette opération génère deux copies du signal en bande de base en bandes latérales inférieure et supérieure autour de la fréquence de l'oscillateur local. Il est nécessaire de supprimer une de ces bandes. Cela peut se faire en ajustant l'amplitude et la phase de $I(t)$ et $Q(t)$ pour compenser la différence de l'atténuation et du retard produit par des câbles qui relient le générateur au mélangeur. Comme le temps de propagation d'onde et l'atténuation de chaque câble ne sont pas égaux, il y a un déséquilibre entre les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ qui doit être compensé au niveau du générateur. Une fois qu'ils seront équilibrés, c'est-à-dire qu'ils ont la même amplitude et sont décalés de 90 degrés, la bande latérale inférieure aura une amplitude beaucoup plus faible que la bande latérale supérieure (un rapport de plus de 60 dB). La figure 2.28 montre le spectre du signal modulé avant et après les corrections d'amplitude et phase sur les signaux $I(t)$ et $Q(t)$. De plus, un décalage DC est ajouté aux signaux en bande de base afin d'atténuer la fuite de l'oscillateur local. L'atténuation d'oscillateur local après ce réglage est d'environ 30 dB. Pour les mesures présentées dans cette section, la fréquence de l'oscillateur local est toujours fixé à 29 GHz.

Comme expliqué dans la section 2.2.1, un amplificateur driver est connecté à la sortie du générateur pour amplifier le signal qui sera appliqué au dispositif.

2.7.3 Utilisation du PNA-X avec l'option Analyseur de spectre

L'utilisation avec l'option **Spectrum Analyzer** [20] permet de « transformer » l'analyseur de réseau en un analyseur de spectre. Cela permet de mesurer séparément chaque

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

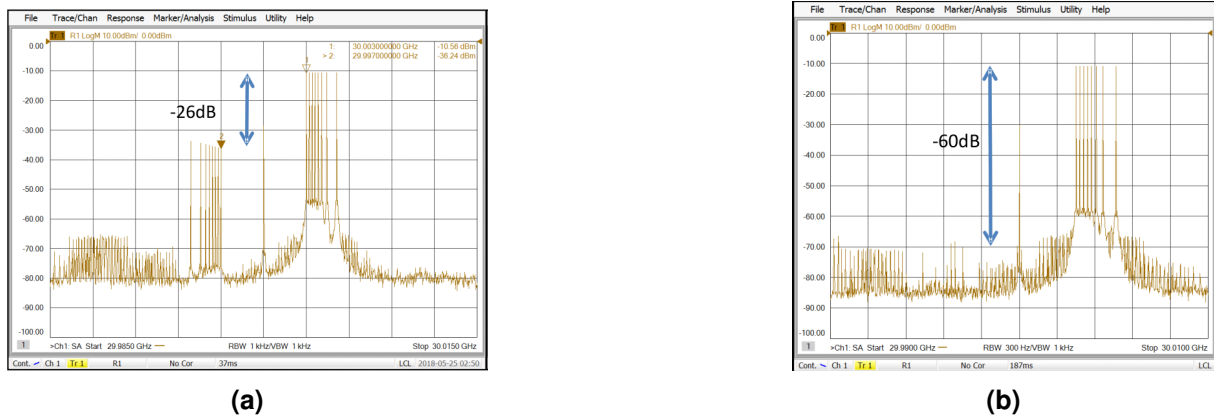


FIGURE 2.28 – Spectre du signal modulé avant et après les corrections de l’amplitude et de la phase des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ [19]

composante des ondes de puissance a et b à l’entrée et à la sortie du dispositif. Un autre avantage est la possibilité de mesurer la puissance de chaque raie. Avec l’utilisation du signal USMT, il est possible de mesurer séparément la puissance des tons et des produits d’intermodulation ce qui simplifie la mesure de la NPR, par exemple. La méthode d’étalonnage présentée précédemment doit être effectuée à chacune des fréquences de tons et des produits d’intermodulation.

2.8 Mesures et résultats – Mode de fonctionnement USMT

Pour mesurer les facteurs de mérite de la linéarité tels que le rapport signal/bruit, il est nécessaire d’appliquer un signal à forte dynamique tel que le signal USMT à 8 tons. Comme le signal comporte plusieurs fréquences, l’impédance observée à la sortie du dispositif est différente pour chaque ton et produit d’intermodulation. Pour choisir la position du tuner à l’aide de l’équation 2.17, on utilise la fréquence du premier ton f_1 . C’est l’impédance associée à cette fréquence qui est indiquée sur les abaques de Smith dans cette section.

Les mesures et résultats suivants ont été effectués sur des transistors HEMT Al-GaN/GaN de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$ de largeur de grille de la filière GH15 de United Monolithic Semiconductors – UMS à une tension de polarisation de drain de 20 V et pour une densité de courant de 150 mA/mm correspondant à la classe de fonctionnement AB [21]. Comme pour les mesures avec un signal CW, les impédances optimales se situent autour du point S_{22}^* . Sur la figure 2.29a, ce point est représenté

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

par le point noir. Les impédances mesurées sont celles qui sont les plus proches de S_{22}^* . Il est à noter que ces impédances se trouvent dans les positions où la caractérisation du paramètre S du tuner a été effectuée. La figure 2.29b montre le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée pour chacune des impédances présentées dans la figure 2.29a.

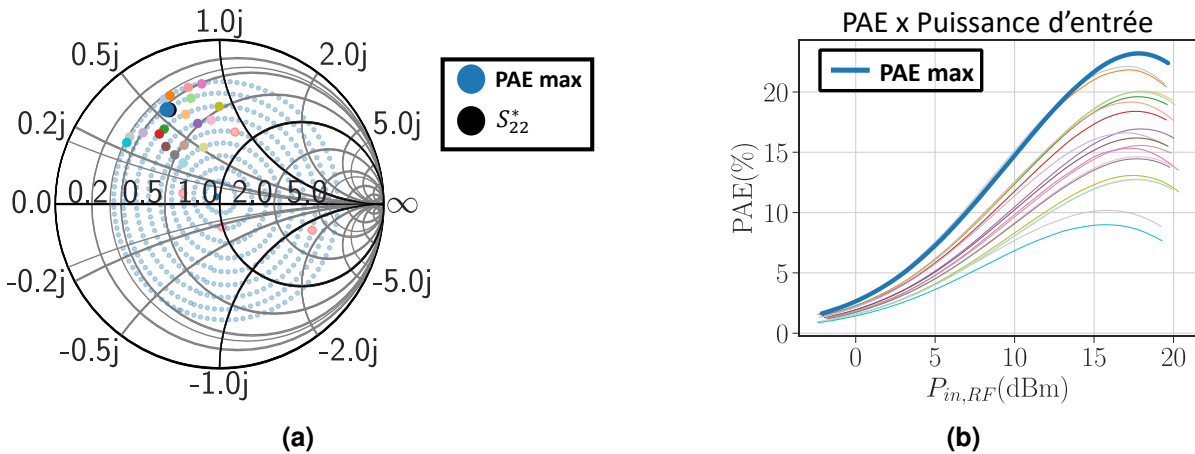


FIGURE 2.29 – Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée. En bleu, l'impédance permettant d'obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré. En noir, l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}

Le point en bleu dans la figure 2.29a représente l'impédance permettant d'obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré. La valeur de 23 % mesurée à 29 GHz ne correspond pas à la valeur maximale possible pour ce dispositif en ce point de polarisation, car le câble qui relie les pointes de mesures et le tuner réduit la plage d'impédances qui peuvent être présentées au transistor. Cela implique un coefficient de réflexion maximal d'environ 0,7 qui peut être présenté au plan de référence du DUT, ce qui est une limitation de notre banc de mesure de load-pull passif. Il est donc impossible d'atteindre le coefficient de réflexion de $|\Gamma| = 0,79$, point pour lequel UMS a mesuré un PAE max de 48 % et un gain petit signal de 13 dB pour un signal CW monofréquence à 30 GHz.

Par ailleurs, un signal USMT-8 a un PAPR de 8,5 dB, donc il est normal aussi que la valeur du PAE soit inférieure pour un signal modulé par rapport à un signal CW.

Le calcul de la puissance d'entrée et de la puissance de sortie RF consiste à sommer la puissance moyenne de chacun des tons à l'entrée et la sortie comme le montrent les équations 2.28 et 2.29 pour un signal à N tons.

$$P_{in,RF} = 10 \times \log_{10} \left(\sum_{i=1}^N P_{in,i} \right) \text{ (dBm)} \quad (2.28)$$

$$P_{out,RF} = 10 \times \log_{10} \left(\sum_{i=1}^N P_{out,i} \right) \text{ (dBm)} \quad (2.29)$$

De même, le calcul de la puissance des produits d'intermodulation de sortie consiste à sommer la puissance moyenne de chacun des produits d'intermodulation (Équation 2.30 pour un signal à M produits d'intermodulation). Pour ces mesures, seuls les produits d'intermodulation d'ordre 3 ont été pris en compte avec $M = 336$ dont $M_{IB} = 224$ dans la bande du signal (IB) et $M_{OB} = 112$ hors de la bande du signal (OB).

$$P_{out,IM_3} = 10 \times \log_{10} \left(\sum_{j=1}^M P_{out,j} \right) \text{ (dBm)} \quad (2.30)$$

Le NPR est le rapport entre la puissance des tons et la puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 situés dans la bande des 8 tons. L'équation 2.31 montre cette relation.

$$NPR = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=1}^N P_{out,i}}{\sum_{j=1}^{M_{IB}} P_{out,j}} \right) \text{ (dB)} \quad (2.31)$$

Les figures suivantes (2.30 – 2.34) montrent quelques facteurs de mérite pour le transistor de taille $4 \times 50 \mu\text{m}$, tels que le courant de drain DC, la puissance de sortie (RF), le gain (RF), la puissance de sortie des produits d'intermodulation et la NPR en fonction de la puissance d'entrée et pour plusieurs impédances de charge.

Ces mesures ont été effectuées à une tension de polarisation de drain de 20 V en classe AB (150 mA/mm de densité de courant de drain) en commençant par l'impédance la plus proche de S_{22}^* et en terminant par l'impédance la plus éloignée.

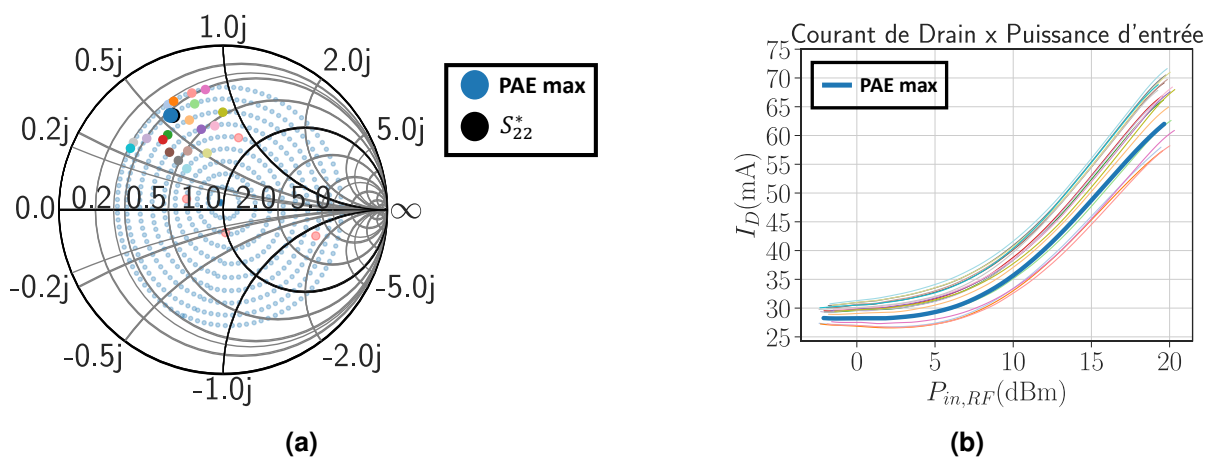


FIGURE 2.30 – Courant de drain en fonction de la puissance d'entrée pour plusieurs impédances de charge

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

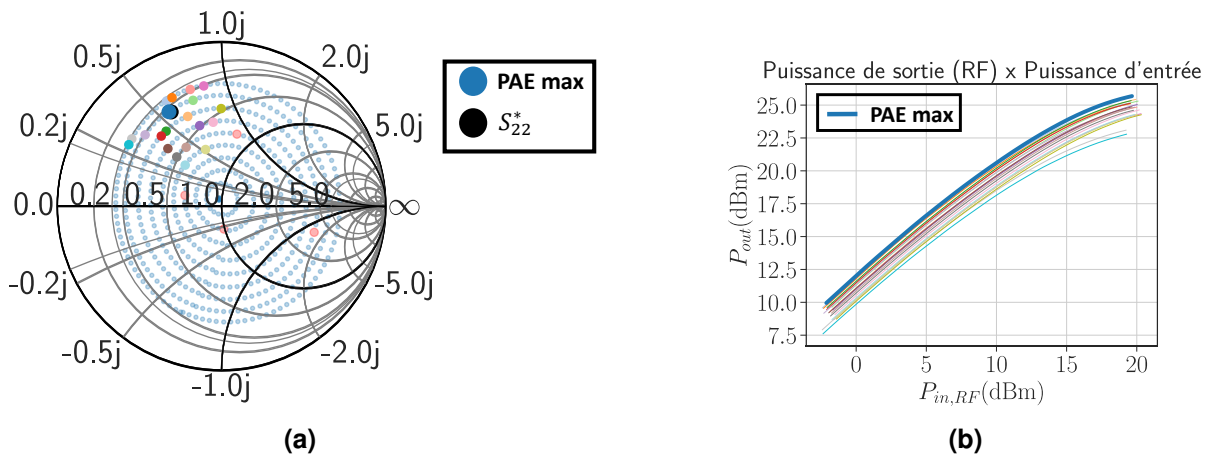


FIGURE 2.31 – Puissance de sortie (RF) en fonction de la puissance d'entrée.

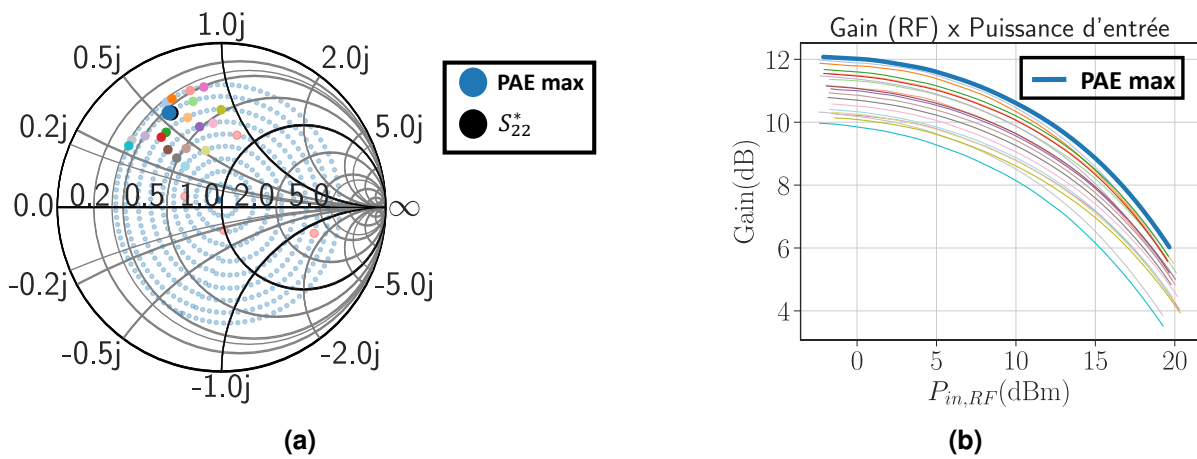


FIGURE 2.32 – Gain (RF) en fonction de la puissance d'entrée.

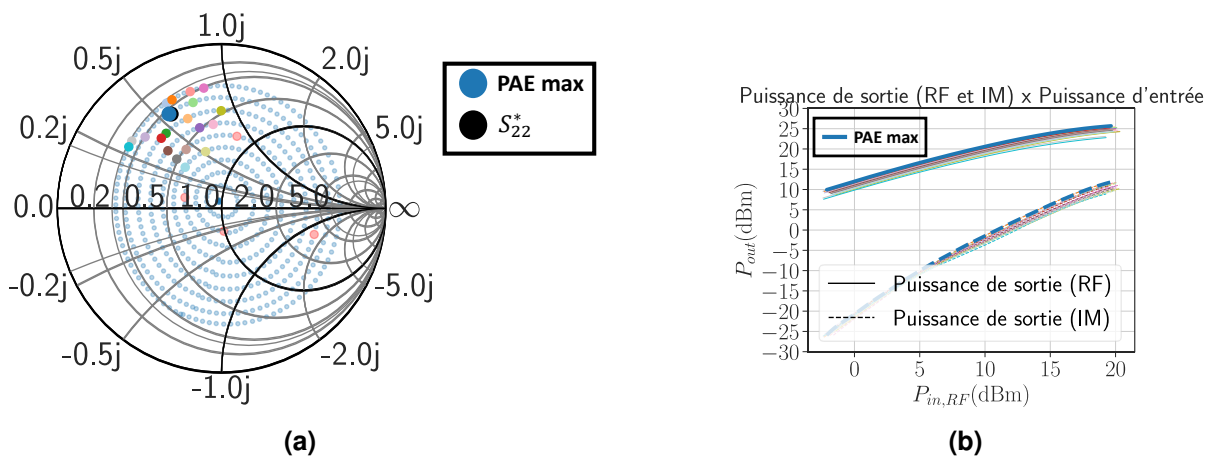


FIGURE 2.33 – Puissance de sortie des tons et puissance des IM_3 en fonction de la puissance d'entrée.

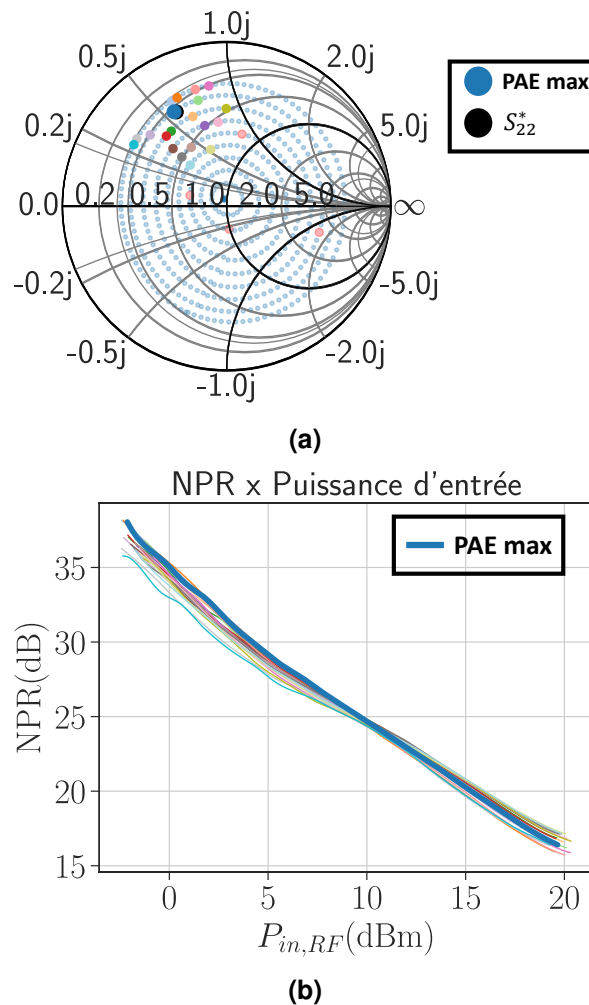


FIGURE 2.34 – NPR en fonction de la puissance d'entrée.

Les mesures ont été réalisées sur des transistors HEMT de largeur de grille de $50 \mu\text{m}$ et pour trois développements différents. Ces mesures effectuées pour plusieurs impédances de charge et des points de polarisation différents sont données dans l'annexe F.

2.8.1 Comparaison des mesures d'un transistor de développement $400 \mu\text{m}$ pré-adapté 50Ω et non-adapté

Pour le transistor $8 \times 50 \mu\text{m}$ et un point de polarisation $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$, une nouvelle mesure des facteurs de mérite a été effectuée autour de l'impédance qui produit le PAE maximal parmi celles présentées à la figure F.1 donnée en annexe. Ces mesures ont ensuite été comparées à celles effectuées sur un transistor pré-adapté à l'entrée et à la sortie pour une impédance de 50Ω . Les mesures de ce second transistor

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

ont été effectuées sur la version classique du banc de mesure présenté précédemment à la figure 1.33 en appliquant le signal multi-tons.

Les figures 2.35 à 2.38b montrent une comparaison entre les deux transistors pour tous les facteurs de mérite analysés dans les mesures précédentes.

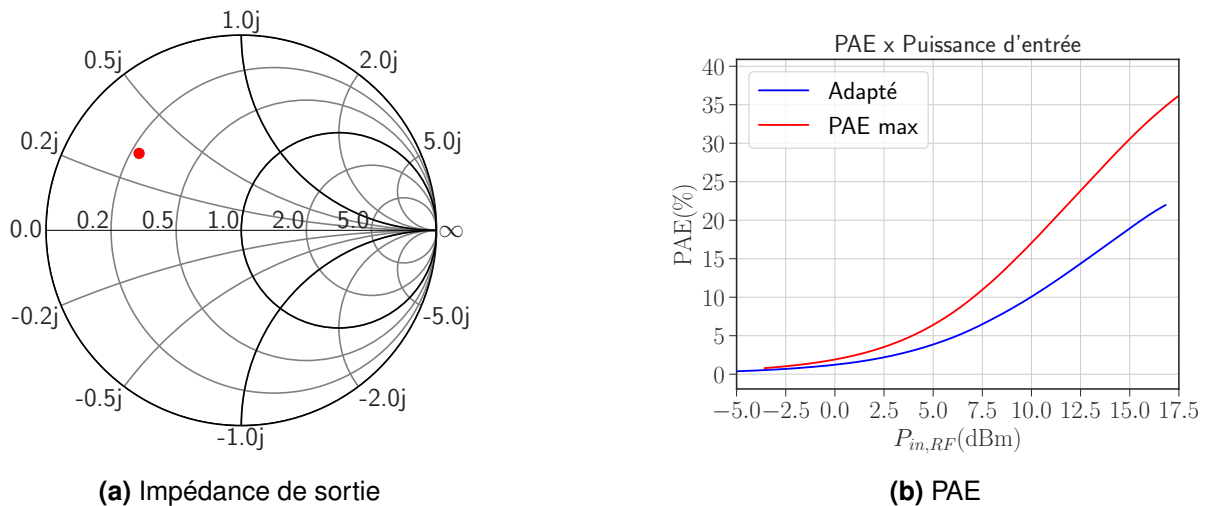


FIGURE 2.35 – Impédance de sortie du transistor et rendement en puissance ajoutée (PAE) pour un transistor pré-adapté en sortie et un transistor adapté avec le *load-pull* passif

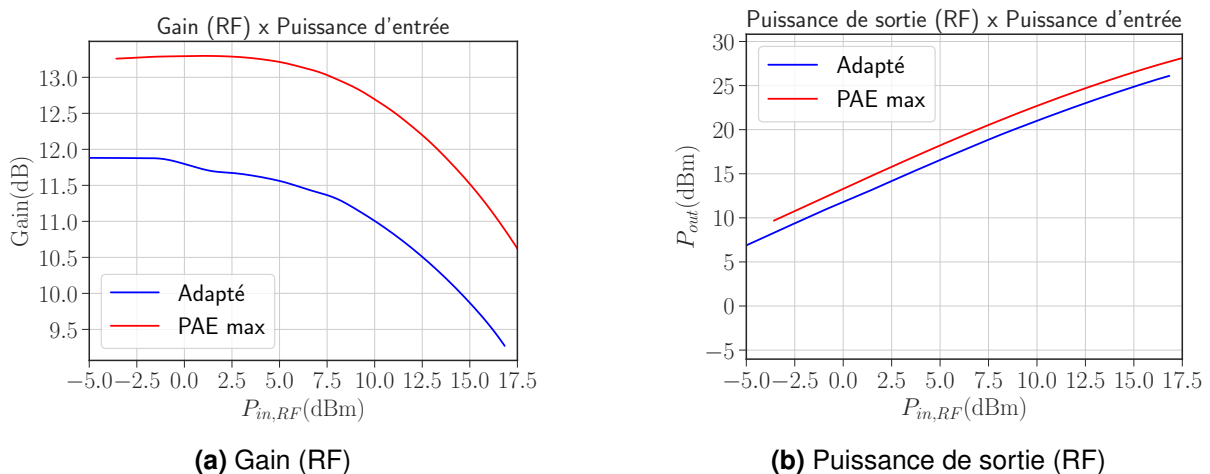


FIGURE 2.36 – Gain (RF) et Puissance de sortie (RF) et Gain (RF) pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le *load-pull* passif

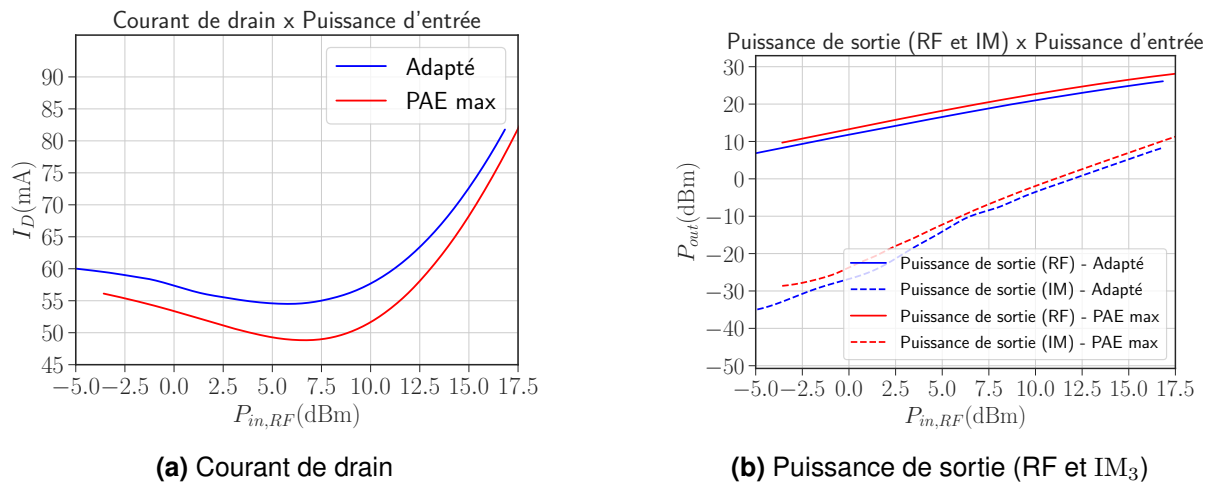


FIGURE 2.37 – Courant de drain et Puissance de sortie (RF et IM₃) pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le *load-pull* passif

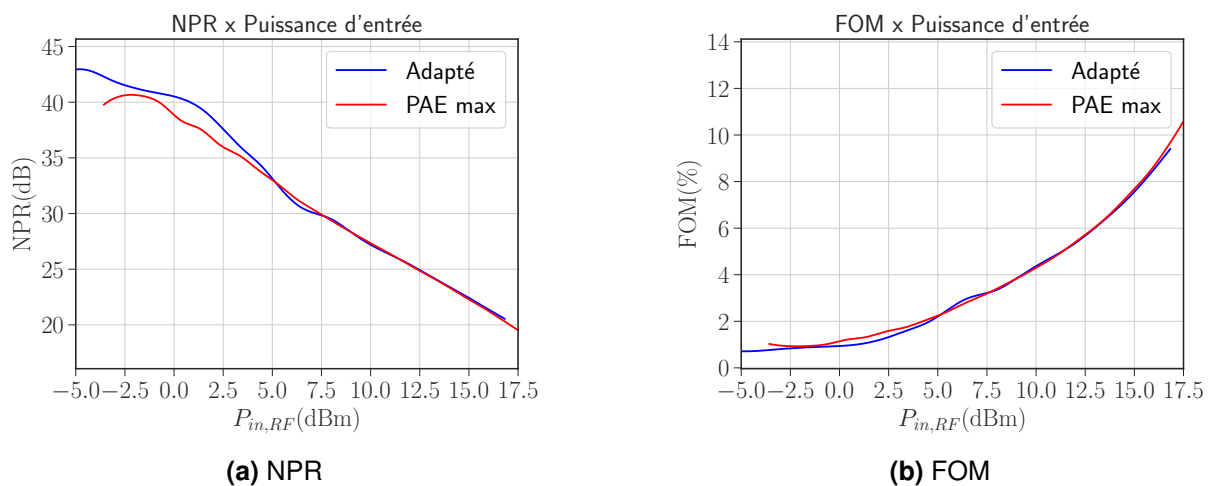


FIGURE 2.38 – NPR et facteur de mérite équivalent à l'EVM pour un transistor pré-adapté et un transistor adapté avec le *load-pull* passif

On constate que le NPR et le FOM équivalent à l'EVM sont très proches, montrant une réponse non linéaire équivalente, mais le gain est plus élevé et la consommation plus faible dans le dispositif non adapté, ce qui implique un rendement plus élevé pour ce dispositif.

2.8.2 Analyse de l'influence de la séquence des impédances de sortie appliquées sur les mesures de transistors

Comme nous avons montré dans la section F.1, la séquence d'impédances commence par celle qui est la plus proche du conjugué de S_{22} et se termine par celle qui en est

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

la plus éloignée. Cette section analyse l'effet sur les facteurs de mérite du choix d'une séquence d'impédances différente. Les figures 2.39 à 2.46 montrent une comparaison entre les deux scénarios. Toutes les mesures ont été effectuées aux impédances indiquées dans la figure 2.39. Les mesures ont été effectuées sur le transistor 8 x 50 μm avec un point de polarisation de $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$. Il faut noter que l'ordre des impédances a un effet minime sur les facteurs de mérite mesurés.





















Impédances	La plus proche à la plus éloignée			Aléatoire			
	Coefficients de réflexion	Couleur	Module	Phase (dégrés)	Couleur	Module	Phase (dégrés)
1			0,6592	157,46		0,5741	172,35
2			0,6524	160,90		0,6549	143,02
3			0,6160	151,06		0,6276	165,38
4			0,6467	164,27		0,4973	171,40
5			0,6855	145,03		0,5046	161,65
6			0,5266	155,17		0,6350	157,64
7			0,5379	147,20		0,6603	139,50
8			0,5147	163,57		0,5091	157,04
9			0,5437	143,45		0,6307	161,33
10			0,6980	138,98		0,5843	159,76

TABLE 2.8 – Liste des impédances : de la plus proche à la plus éloignée et séquence aléatoire

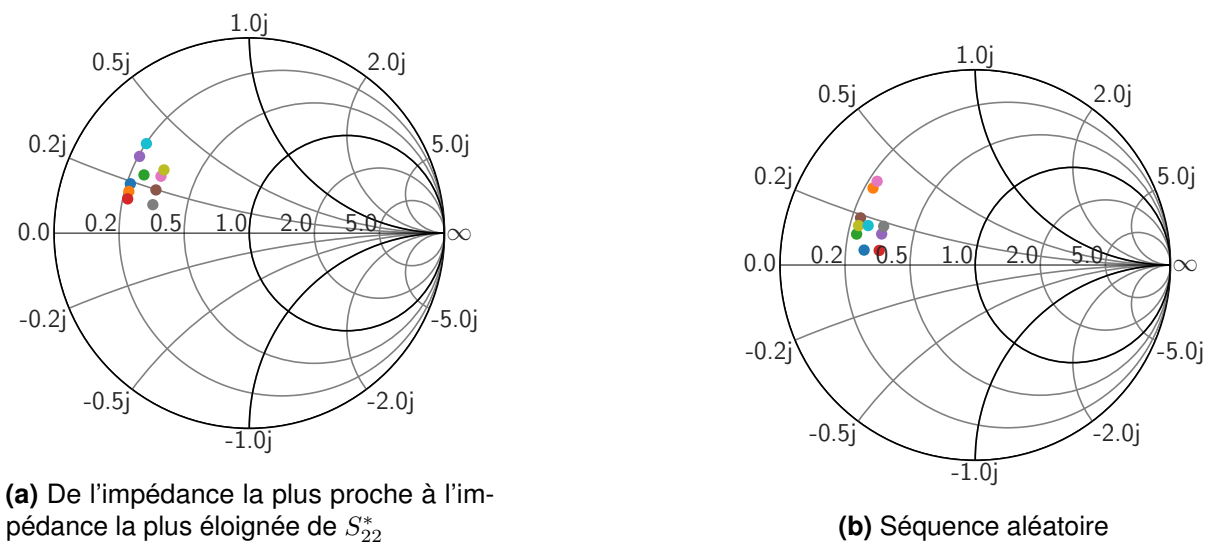


FIGURE 2.39 – Impédances de sortie appliquées au transistor

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

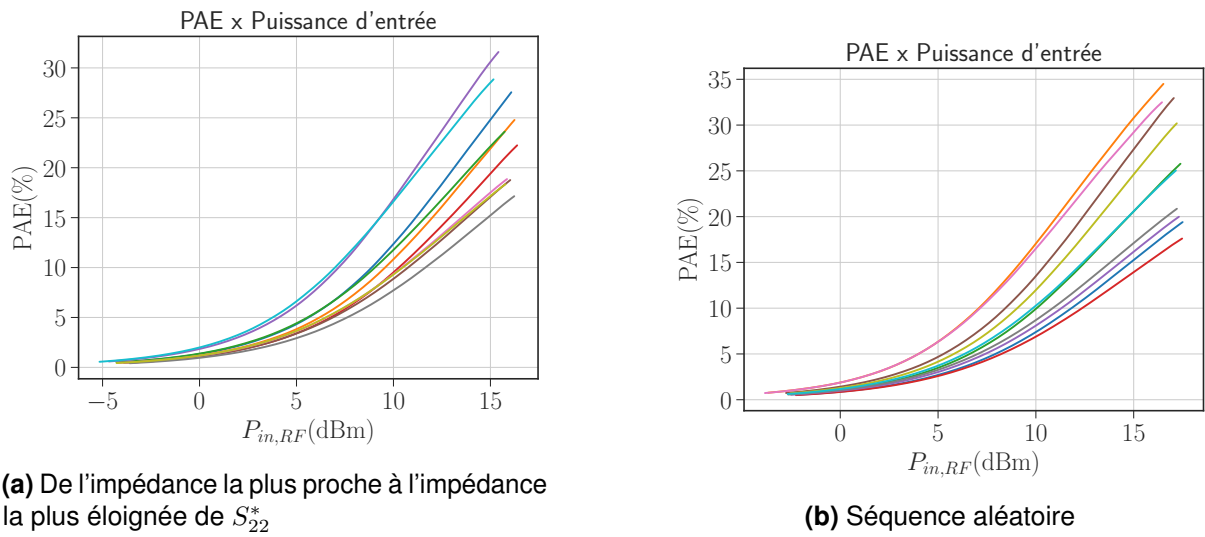


FIGURE 2.40 – Rendement en puissance ajoutée maximal

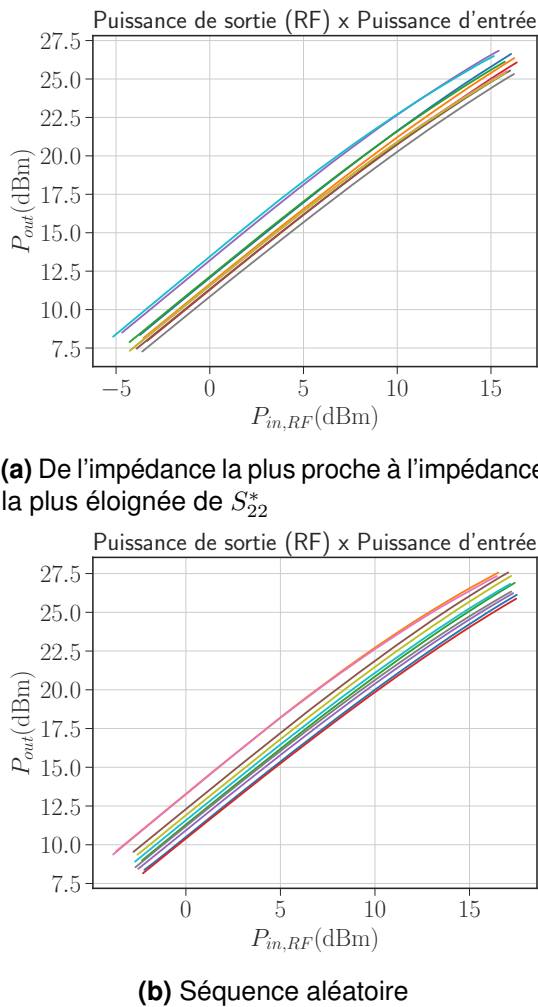


FIGURE 2.41 – Puissance de sortie (RF)

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

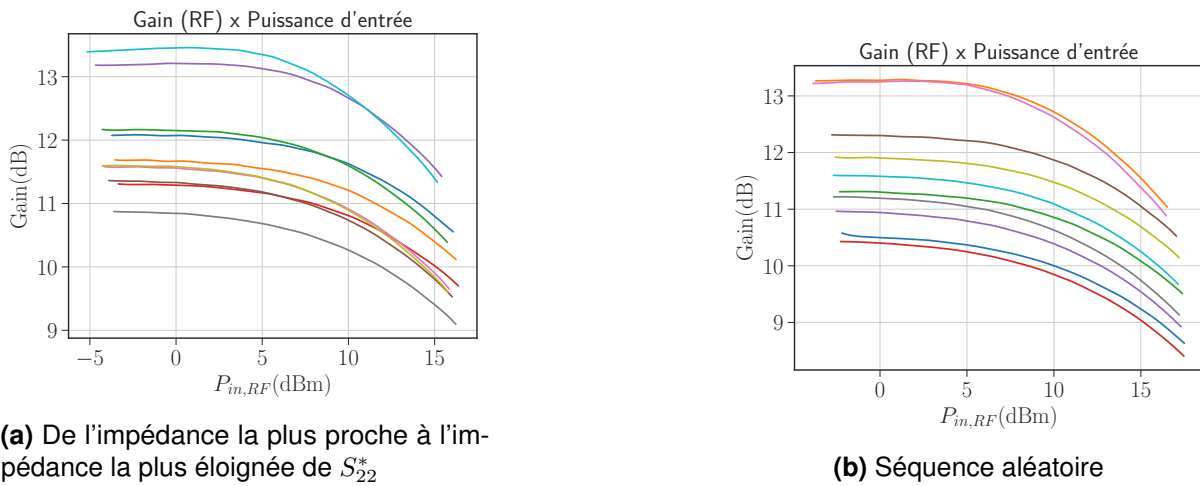
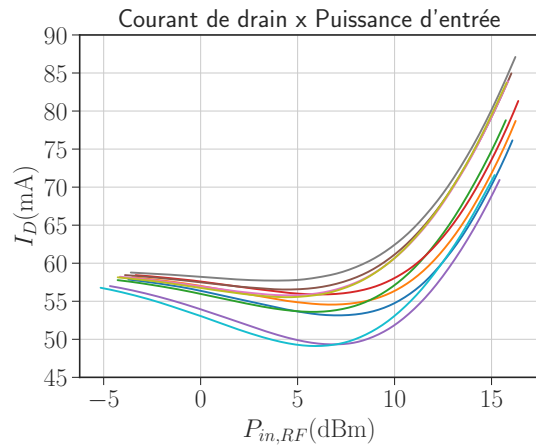
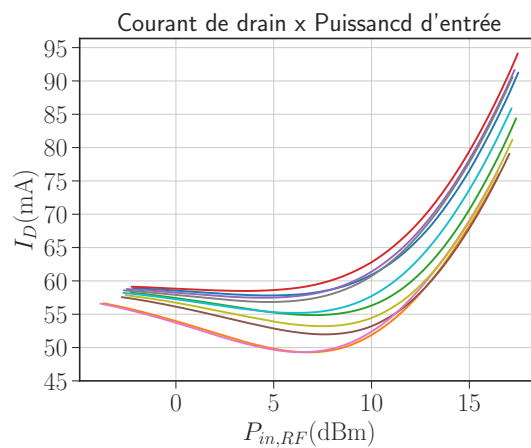


FIGURE 2.42 – Gain (RF)



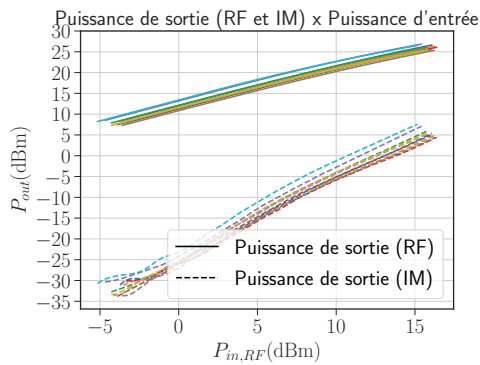
(a) De l'impédance la plus proche à l'impédance la plus éloignée de S_{22}^*



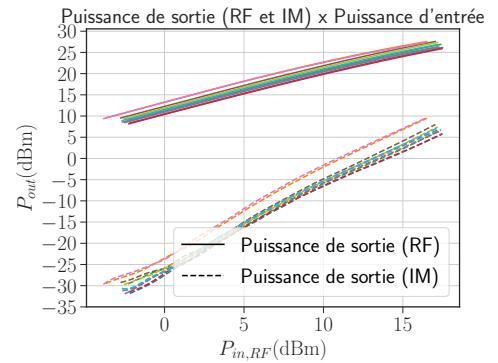
(b) Séquence aléatoire

FIGURE 2.43 – Courant de drain DC

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

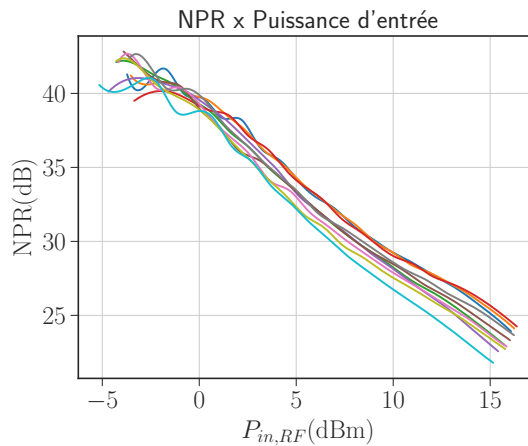


(a) De l'impédance la plus proche à l'impédance la plus éloignée de S_{22}^*

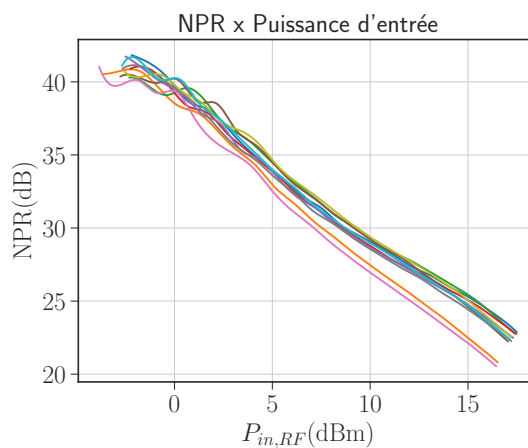


(b) Séquence aléatoire

FIGURE 2.44 – Puissance de sortie (RF et IM)



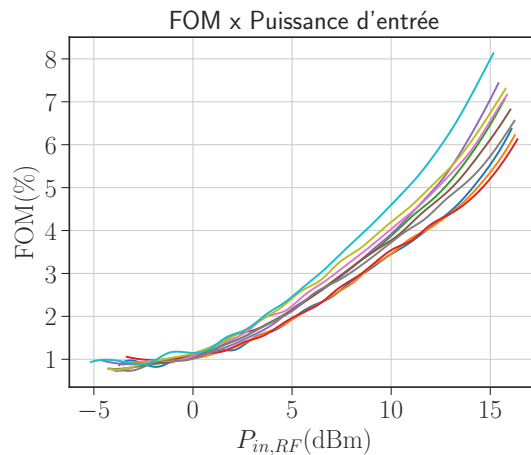
(a) De l'impédance la plus proche à l'impédance la plus éloignée de S_{22}^*



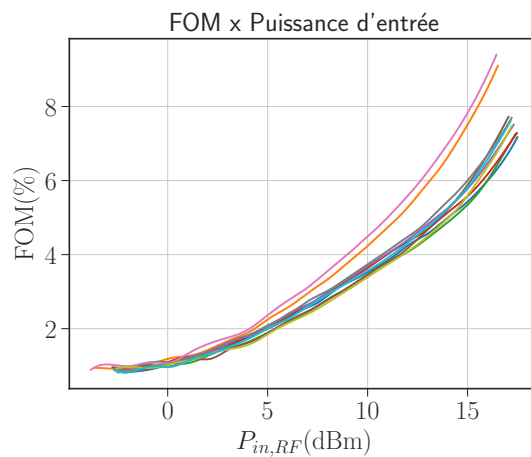
(b) Séquence aléatoire

FIGURE 2.45 – Noise Power Ratio (NPR)

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF



(a) De l'impédance la plus proche à l'impédance la plus éloignée de S_{22}^*



(b) Séquence aléatoire

FIGURE 2.46 – Facteur de mérite équivalent à l'EVM

2.8.3 Étude de l'effet mémoire BF dans le transistor

Enfin, il a été analysé si le fait d'amener le transistor à saturation affecterait les mesures ultérieures en raison des effets thermiques et de piège. Pour faire cette étude, nous avons choisi un transistor HEMT AlGaIn/GaN $8 \times 50 \mu\text{m}$ et de longueur de grille de 150 nm. Les mesures ont été effectuées à une tension de polarisation de drain de 20 V et une densité de courant de drain de 150 mA/mm. L'impédance choisie est celle indiquée dans la figure 2.47a. Trois mesures ont été effectuées suivies des facteurs de mérite en amenant le transistor à saturation et en passant ensuite à une faible puissance d'entrée ; les résultats sont indiqués dans les figures 2.47 à 2.50. On constate que les mesures sont bien reproductibles et aucun effet dispersif n'est constaté.

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

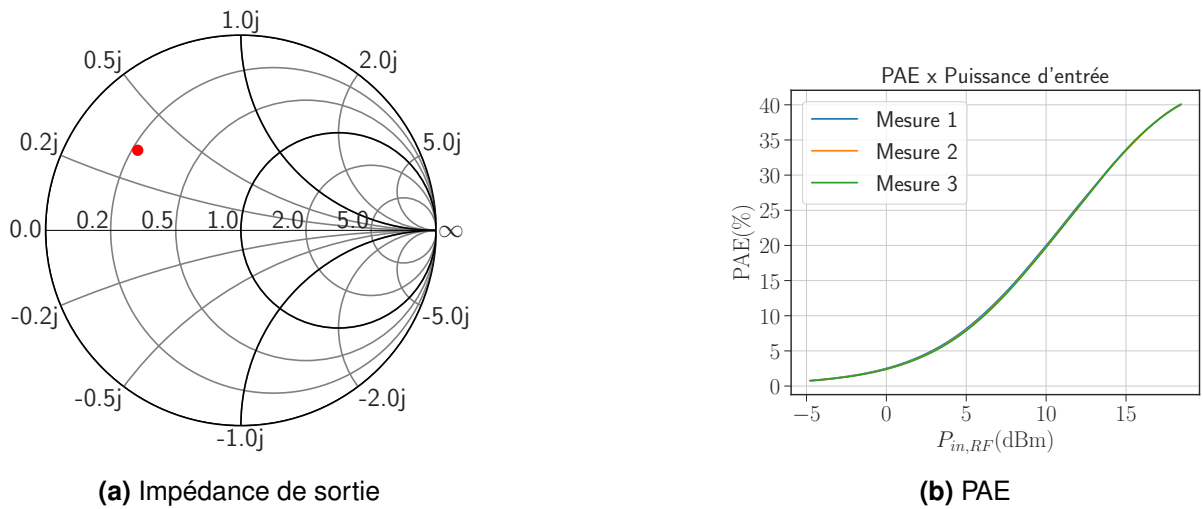


FIGURE 2.47 – Impédance de sortie du transistor et rendement en puissance ajoutée (PAE) pour trois mesures consécutives. Fréquence d’analyse de 29 GHz

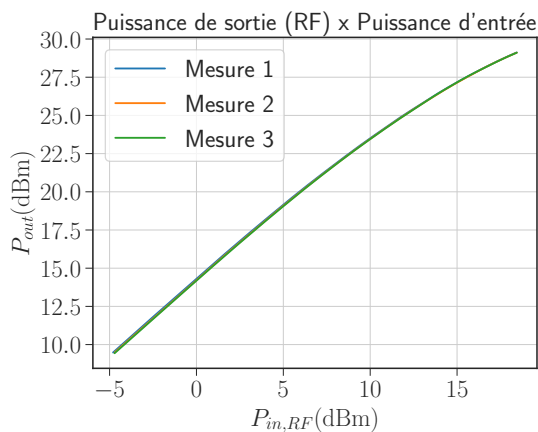
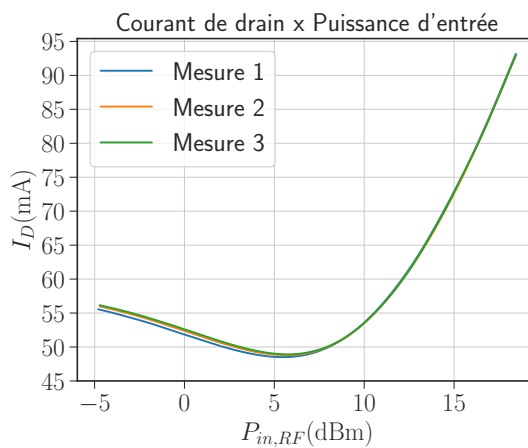


FIGURE 2.48 – Courant de drain, Puissance de sortie (RF) pour trois mesures consécutives

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

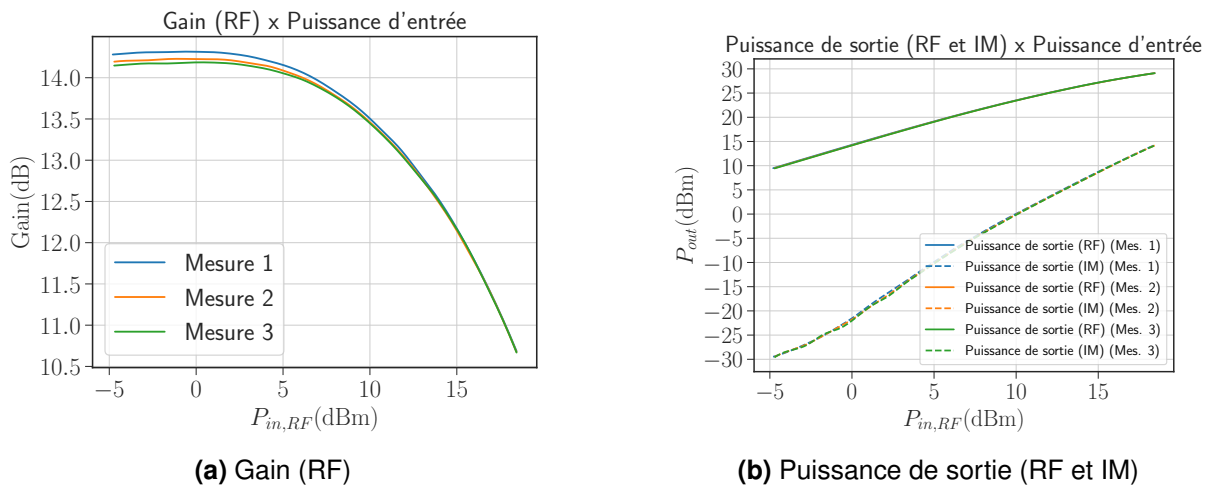


FIGURE 2.49 – Puissance de sortie (RF et IM) et Gain (RF) pour trois mesures consécutives

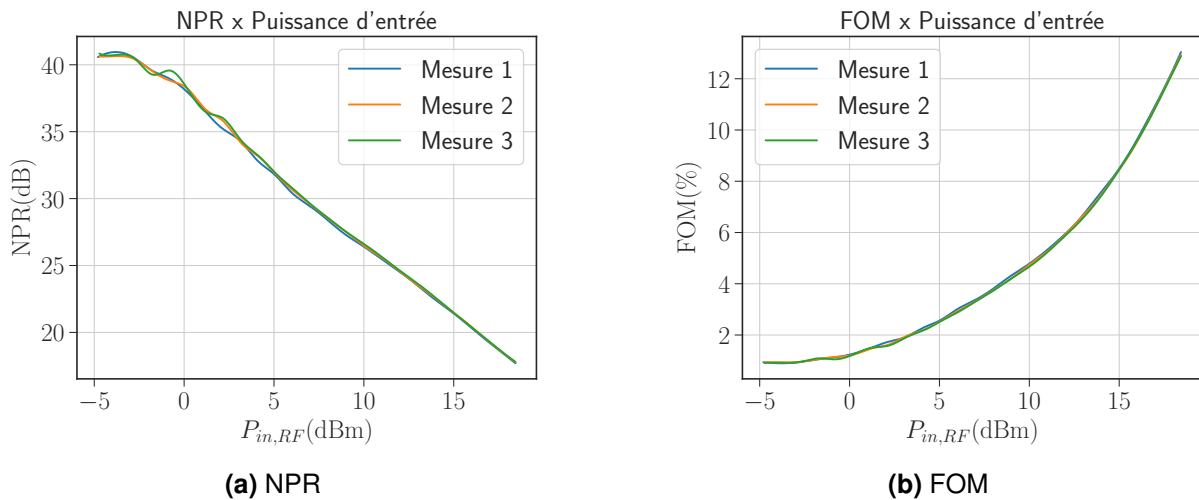


FIGURE 2.50 – NPR et facteur de mérite équivalent à l'EVM pour trois mesures consécutives

2.8.4 Analyse de l'influence de la fréquence sur l'impédance de sortie du transistor

Comme le tuner est un dispositif basé sur une ligne de transmission, le déphasage imposé aux ondes qui circulent dépend de la fréquence du signal. Cela signifie que le coefficient de réflexion est différent pour chaque fréquence du signal pour une position [19], [22]. La figure 2.51 montre la variation de l'impédance d'un tuner en fonction de la fréquence pour une position donnée. Il est donc impossible de caractériser un dispositif à l'aide d'un signal à large bande en utilisant ce banc de mesure, car les impédances seront complètement différentes entre le début et la fin de la bande.

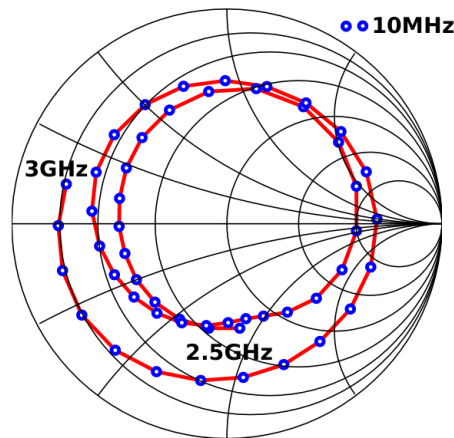


FIGURE 2.51 – Les impédances d’un tuner passif entre 2,5 et 3 GHz par pas de 10 MHz [19]

Pour le signal USMT-8 utilisé dans cette section, le tableau 2.9 montre la variation du coefficient de réflexion de sortie en fonction de la fréquence pour un signal faible puissance et un signal forte puissance. On peut noter que la variation est inférieure à 8 %. Ces mesures ont été effectuées sur un composant 8 doigts par 50 μm de longueur de grille, un courant de drain de 150 mA/mm et une tension de polarisation de drain de 20 V. Les figures 2.52 et 2.53 montrent le spectre des signaux USMT présentés dans le tableau 2.9.

		Faible puissance ($P_{in} = -3,6 \text{ dBm}$)				Forte puissance ($P_{in} = 18,5 \text{ dBm}$)			
	freq (GHz)	Γ_{in}	$\angle\Gamma_{in}$	$ \Gamma_{out} $	$\angle\Gamma_{out}$	Γ_{in}	$\angle\Gamma_{in}$	$ \Gamma_{out} $	$\angle\Gamma_{out}$
1	29,003000	0,9155	149,81	0,6208	137,57	0,9111	149,01	0,6206	137,58
2	29,003201	0,9154	149,79	0,6520	143,08	0,9116	149,03	0,6518	143,09
3	29,003403	0,9156	149,80	0,6348	139,27	0,9119	149,05	0,6345	139,27
4	29,003609	0,9157	149,79	0,6701	145,10	0,9122	149,06	0,6700	145,10
5	29,003827	0,9158	149,80	0,6236	139,00	0,9126	149,07	0,6234	139,01
6	29,004081	0,9161	149,79	0,6075	137,59	0,9132	149,07	0,6072	137,59
7	29,004443	0,9164	149,78	0,6279	138,56	0,9142	149,05	0,6276	138,57
8	29,005129	0,9170	149,75	0,6768	144,60	0,9152	148,98	0,6767	144,60

TABLE 2.9 – Les coefficients de réflexion (amplitude et phase) pour chaque ton à l’entrée et à la sortie du dispositif pour un signal faible puissance ($P_{in} = -3,6 \text{ dBm}$) et un signal forte puissance ($P_{in} = 18,5 \text{ dBm}$)

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

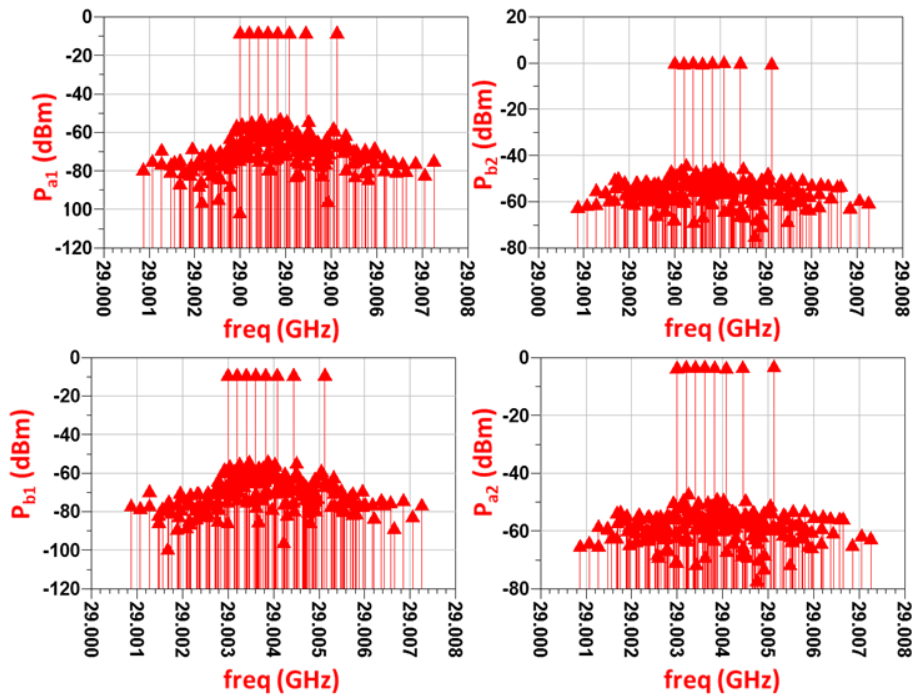


FIGURE 2.52 – Spectre du signal USMT pour une puissance d'entrée de $-3,6$ dBm

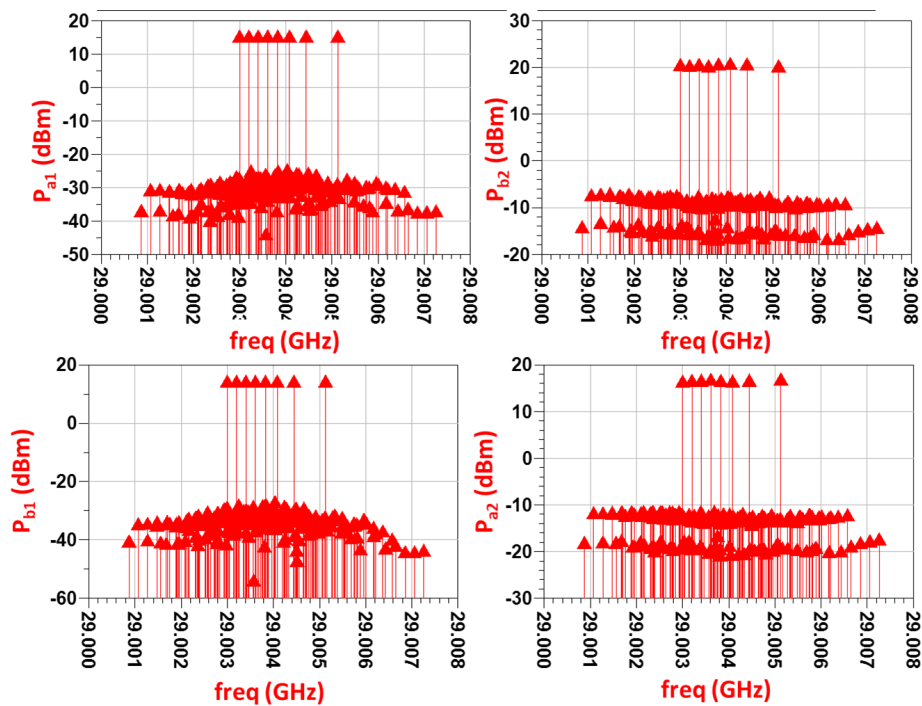


FIGURE 2.53 – Spectre du signal USMT pour une puissance d'entrée de $18,5$ dBm

2.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté les bancs de mesures utilisés pour caractériser les transistors et les amplificateurs de puissance à l'aide de mesures *load-pull* passif, les méthodes d'étalonnage et les méthodes d'estimation des positions du tuner par rapport aux impédances souhaitées. Différentes impédances autour du conjugué S_{22} du dispositif ont été présentées et les différents facteurs de mérite en fonction de la puissance RF d'entrée ont été mesurés.

Nous avons mis en évidence l'impact des pièges sur le courant moyen de sortie par la décroissance de ce courant. Ces mesures permettaient de vérifier ou de valider un modèle compact susceptible d'être utilisable dans toutes les conditions de fréquence et de puissance.

Les difficultés rencontrées étaient la nécessité de réduire les pertes causées par le câble et les connecteurs. Ce problème a été minimisé en utilisant des câbles à faibles pertes et en choisissant de connecter le tuner le plus près possible du dispositif. Cela impliquait de procéder à un étalonnage du banc pour chaque position du tuner. Afin de réduire le temps d'étalonnage, une relation linéaire a été trouvée entre les paramètres S du tuner et la matrice d'étalonnage. Cela signifie que cette matrice peut être estimée pour chaque position du tuner simplement en effectuant l'étalonnage classique sur quatre positions du tuner et évidemment à partir des mesures des paramètres S du tuner.

L'étalonnage effectué a permis de trouver l'impédance qui permet d'obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal et d'observer le comportement des différents facteurs de mérite de linéarité pour chaque impédance. Malgré cela, même avec la configuration utilisée, les pertes sont considérables, ce qui ne permet pas de présenter des impédances avec un module supérieur à 0,7 et, par conséquent, la valeur maximale du PAE de 28 % trouvée ne correspond peut-être pas à la valeur maximale que peut fournir le dispositif à un point de polarisation et pour une fréquence donnés.

Certaines solutions consistent à modifier le banc pour utiliser des pointes intégrées au tuner [23]. Cette solution présente de nombreux avantages : les pertes sont minimisées et les coupleurs sont également intégrés au tuner, ce qui garantit une seule matrice d'étalonnage pour toutes les positions du tuner. Cependant, cette solution est coûteuse et nécessite une modification complète du banc. Une autre solution est la méthode de *load-pull* actif déjà expliquée dans le chapitre précédent et qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Références

- [1] RF-LAMBDA, « Solid state power amplifier - RFLUPA27g32ga, » 9 mars 2021, p. 6.
- [2] RF-LAMBDA, « Solid state power amplifier - RFLUPA27g32gn, » 13 déc. 2022, p. 9.
- [3] K. INSTRUMENTS, « Model 2450 SourceMeter instrument user's manual. »
- [4] J. F. WHITE, « Directional Couplers, » in *High Frequency Techniques : An Introduction to RF and Microwave Design and Computer Simulation*, Conference Name : High Frequency Techniques : An Introduction to RF and Microwave Design and Computer Simulation, IEEE, 2004, p. 307-334.
- [5] D. BARATAUD, C. ARNAUD, B. THIBAUD, M. CAMPOVECCHIO, J.-M. NEBUS et J. VILLOTTE, « Measurements of time-domain voltage/current waveforms at RF and microwave frequencies based on the use of a vector network analyzer for the characterization of nonlinear devices-application to high-efficiency power amplifiers and frequency-multipliers optimization, » *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, t. 47, n° 5, p. 1259-1264, oct. 1998, Conference Name : IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.
- [6] P. BLOCKLEY, D. GUNYAN et J. SCOTT, « Mixer-based, vector-corrected, vector signal/network analyzer offering 300kHz-20GHz bandwidth and traceable phase response, » in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2005.*, ISSN : 0149-645X, juin 2005, p. 1497-1500.
- [7] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. « VNA series network analyzers help. » (9 fév. 2024), adresse : <https://helpfiles.keysight.com/csg/N52xxB/help.htm> (visité le 30/06/2024).
- [8] FORMFACTOR, « ACP40-GSG-xxx probes quick reference, »
- [9] FOCUS MICROWAVES, « Product Note 41 - Computer Controlled Microwave Tuner - CCMT, » jan. 1998.
- [10] STABILITY PLUS, « StabilityPlus™ Low-Profile Microwave/RF Cable Assemblies - Data Sheet, » déc. 2023.
- [11] W. CICCOGNANI, P. COLANTONIO, F. GIANNINI, E. LIMITI et M. ROSSI, « AM/AM and AM/PM power amplifier characterisation technique, » in *15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (IEEE Cat. No.04EX824)*, t. 2, mai 2004, 678-681 Vol.2.
- [12] M. BOUSLAMA, V. GILLET, C. CHANG et al., « Dynamic Performance and Characterization of Traps Using Different Measurements Techniques for the New

- AlGaIn/GaN HEMT of 0.15- μ m Ultrashort Gate Length, » *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, t. 67, n° 7, p. 2475-2482, juill. 2019, Conference Name : IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [13] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, « X-series signal generators user's guide. »
- [14] PYTHON. « Python 3.12.4 Documentation. » (), adresse : <https://docs.python.org/3/> (visité le 26/06/2024).
- [15] IEEE, « IEEE Standard Codes, Formats, Protocols, and Common Commands For Use with ANSI/IEEE Std 488.1-1987 IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation, » *ANSI/IEEE Std 488.2-1987*, p. 1-206, avr. 1988, Conference Name : ANSI/IEEE Std 488.2-1987.
- [16] IEEE, « IEEE Standard Codes, Formats, Protocols, and Common Commands for Use With IEEE Std 488.1-1987, IEEE Standard Digital Interface for Programmable Instrumentation, » *IEEE Std 488.2-1992*, p. 1-254, déc. 1992, Conference Name : IEEE Std 488.2-1992.
- [17] MARKI MICROWAVES, « MICROLITHIC® DOUBLE-BALANCED I/Q MIXER MLIQ-1845. »
- [18] R. LUDWIG et G. BOGDANOV, *RF Circuit Design : Theory and Applications*. Prentice Hall, 2009, 721 p., Google-Books-ID : GTM2i6ZFpIEC.
- [19] V. GILLET, « Développement d'un banc de load-pull actif innovant, utilisant un signal multi-tons large bande pour la mesure de la linéarité (EVM, NPR, ACPR) des dispositifs actifs, » These de doctorat, Limoges, 18 déc. 2019.
- [20] KEYSIGHT TECHNOLOGIES, « PNA and PNA-x series vector network analyzers option 090 spectrum analyzer, » Section : Article Section.
- [21] UNITED MONOLITHIC SEMICONDUCTORS S.A.S., « Foundry process data sheet - GH15-1x, »
- [22] F. BUÉ, « Réalisation d'un banc de mesure d'intermodulation biton en bande Ka : application à l'analyse des causes technologiques de non-linéarité des HEMTs de puissance, » These de doctorat, Lille 1, 1^{er} jan. 2003.
- [23] FOCUS MICROWAVES, « DELTA for On-Wafer Measurements, » 2023.

CHAPITRE 2. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC DE MESURE DE *LOAD-PULL* PASSIF

3

Caractérisation des transistors en puce avec un banc *load-pull* actif et validation à l'aide de signaux modulés

Sommaire

3.1	Introduction	133
3.2	Configuration <i>load-pull</i> actif Continuous Wave (CW)	134
3.2.1	Source RF et driver (bloc 1 de la figure 3.2)	135
3.2.2	Génération d'impédances de sortie à l'aide de la source RF 2	136
3.2.3	Matrice d'erreur de l'étalonnage sur un banc <i>load-pull</i> actif	141
3.3	Mesures et résultats - <i>Load-pull</i> actif	141
3.4	Validation du banc de mesure USMT à l'aide de signaux modulés complexes	144
3.4.1	Générateur de signaux vectoriels - VSG (bloc 1 de la figure 3.11)	146
3.4.2	Amplificateur driver (bloc 2 de la figure 3.11)	147
3.4.3	Analyseur de spectre (bloc 5 de la figure 3.11)	147
3.4.4	Estimation des pertes du té de polarisation et de la pointe	148

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC *LOAD-PULL* ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

3.4.5	Bilan de puissance du banc de mesure basé sur le VSG et le VSA	152
3.5	Mesures et résultats - Comparaison entre les bancs NVNA et VSG/VSA	159
3.5.1	Signaux 256-QAM, 512-QAM, 1024-QAM et USMT-8	159
3.5.2	Signaux 16-QAM et 64-QAM	177
3.5.3	Analyse statistique des signaux avec modulation OFDM	187
3.6	Conclusion	190
	Références	192

3.1 Introduction

Le chapitre précédent a décrit le développement d'un banc de mesure de load-pull passif. Deux versions de ce banc ont été élaborées : l'une pour des mesures avec un signal CW (Continuous Wave) et l'autre pour un signal modulé, spécifiquement un signal USMT (Unequally Spaced Multitons) comportant 8 tons. Ces bancs facilitent l'ajustement rapide et simple de l'impédance de charge du dispositif sous test.

Étant donné que le banc de mesure utilise des pointes pour connecter les dispositifs en puce et que le tuner ne peut pas être branché directement, des câbles doivent être utilisés. Cela entraîne des pertes qui réduisent le coefficient de réflexion présenté en sortie du dispositif. Pour pallier ce problème, le tuner doit être placé aussi près que possible du dispositif, mais cela implique de le connecter entre la pointe et le coupleur directionnel de sortie, nécessitant un étalonnage pour chaque position du tuner.

Les principaux inconvénients de cette méthode sont :

- La gamme réduite d'impédances disponibles, ne permettant pas de présenter le dispositif avec des impédances ayant un module de coefficient de réflexion supérieur à 0,7.
- La variation de l'impédance de charge en fonction de la fréquence, rendant impossible la caractérisation des dispositifs sous des signaux à large bande. L'objectif est de mesurer des signaux avec une largeur de bande allant jusqu'à 4 GHz.

Pour résoudre ces problèmes, la méthode du load-pull actif en boucle ouverte a été choisie. Elle utilise une deuxième source RF synchronisée avec le générateur de signaux d'entrée pour générer des coefficients de réflexion et des impédances de charge. En ajustant l'amplitude et la phase de cette seconde source, il est possible d'obtenir le coefficient de réflexion désiré, même si son module dépasse 0,7, et ce coefficient reste constant pour tous les tons et produits d'intermodulation du signal de sortie.

Ce chapitre présente la configuration utilisée pour la caractérisation en load-pull actif. Au jour d'aujourd'hui, seules des mesures avec un signal CW ont été effectuées. Les principaux avantages et difficultés rencontrés avec cette méthode sont également exposés. Un autre défi était de valider les bancs de mesure développés pour caractériser la linéarité des transistors et des amplificateurs de puissance non linéaires. Ces configurations utilisent un signal multi-tons de type USMT (Unequally Spaced Multi-Tone), qui possède des propriétés statistiques (Fonction de répartition complémentaire – CCDF) et une dynamique temporelle (Fonction densité de probabilité – PDF) similaires à celles d'un

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC *LOAD-PULL* ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

signal de modulation complexe tel que le 64-QAM. Pour estimer l'erreur de transmission des données avec un signal modulé complexe similaire, nous avons utilisé la relation mathématique entre le NPR (Noise Power Ratio) et l'EVM (Error Vector Magnitude) présentée dans la section 1.5.1 du chapitre 1.

Cependant, il est nécessaire de valider le banc par des mesures. Pour ce faire, une autre configuration a été utilisée, comprenant un générateur de signaux vectoriels (VSG) et un analyseur de spectre avec une option d'analyseur de signaux vectoriels (VSA). Ce banc de mesure a été développé et validé par Tibault REVEYRAND en collaboration avec Pierre MEDREL. Le VSG permet de générer des signaux avec différents types de modulation numérique, tandis que le VSA permet de les mesurer à la sortie du dispositif et de décoder les données envoyées, mesurant ainsi l'erreur dans l'information transmise (EVM). En outre, un bilan de puissance a été effectué pour mesurer les puissances d'entrée et de sortie, permettant de calculer le gain du dispositif. Le courant de drain des transistors a également été mesuré pour déterminer leur puissance ajoutée (PAE). L'analyse spectrale du signal USMT-8 a également été effectuée sur ce banc.

3.2 Configuration *load-pull* actif *Continuous Wave* (CW)

Pour résoudre les problèmes rencontrés dans la méthode de *load-pull* passif, la solution retenue a été celle du *load-pull* actif. La charge connectée à l'extrémité du banc de mesure est remplacée par une seconde source RF. L'amplitude et la phase de ce signal de sortie sont modifiées pour générer un coefficient de réflexion variable à la sortie du dispositif et par conséquent une impédance de charge variable. Afin de simplifier la mise en œuvre du banc de mesure, le choix s'est porté sur un *load-pull* actif en boucle ouverte.

Revenons à la figure 1.9 présentée au chapitre 1 (Figure 3.1) :

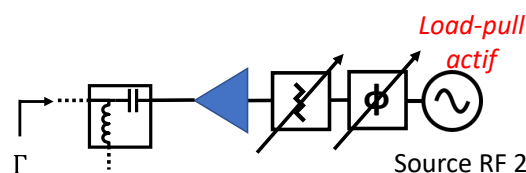


FIGURE 3.1 – Principe du *load-pull* actif en boucle ouverte

L'amplitude et la phase de la source RF (radiofréquence) 2 sont modifiées pour générer le coefficient de réflexion de sortie souhaité. Il est nécessaire de synchroniser les

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

sources RF 1 et 2 afin que l'amplitude et la phase de la source RF 2 soient cohérentes vis à vis de la source RF 1.

La figure 3.2 montre la configuration utilisée pour caractériser les transistors à l'aide de la méthode de load-pull actif.

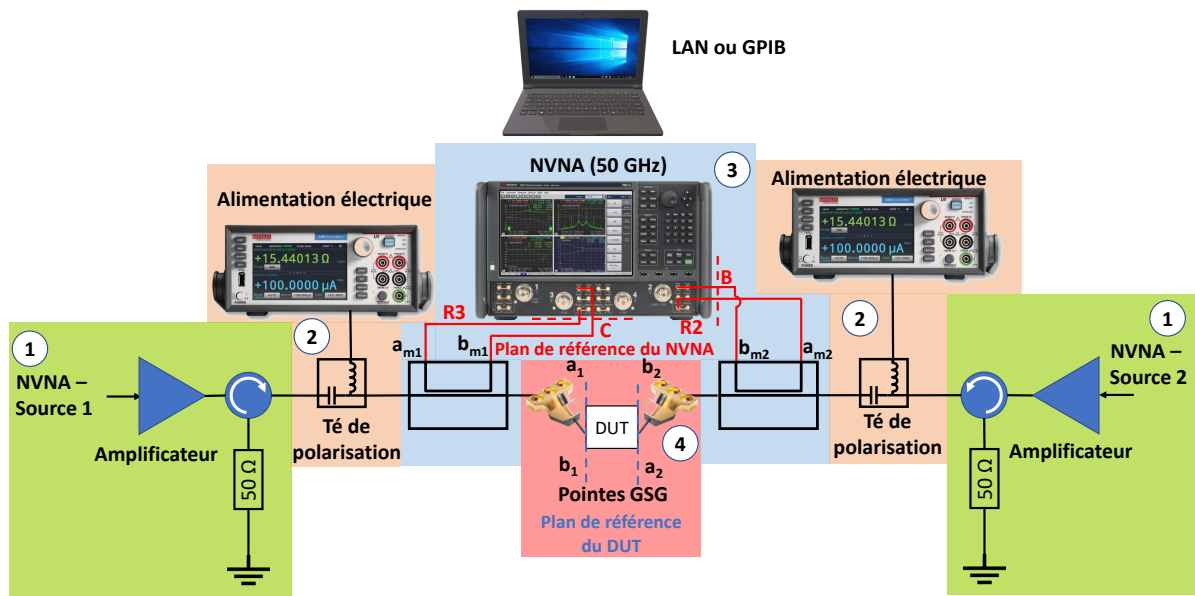


FIGURE 3.2 – Banc de mesure de linéarité et de *load-pull* actif

3.2.1 Source RF et driver (bloc 1 de la figure 3.2)

Pour simplifier la mise en œuvre du banc, nous commençons par appliquer un signal CW à l'entrée et à la sortie. Ces signaux sont générés par les sources internes du NVNA (PNA-X). Une option d'instrument permet la synchronisation de phase entre les deux sources RF.

Comme pour la section 2.2 dans le chapitre 2, les sources du PNA-X n'ont pas assez de puissance pour saturer les transistors, ce qui nécessite l'utilisation de deux amplificateurs à l'entrée et à la sortie. Les amplificateurs utilisés sont le RFLUPA27G32GN de RF-Lambda [1] avec une bande de fonctionnement de 27 à 31 GHz, un gain typique de 55 dB et une $P_{sat} = 45,5$ dBm pour l'entrée et le RFLUPA27G32GA de RF-Lambda [2] également avec une bande de fonctionnement de 27 à 31 GHz, un gain typique de 40 dB à faible niveau et une $P_{sat} = 43$ dBm. Les circulateurs sont connectés à la sortie de chacun des amplificateurs pour les protéger des ondes réfléchies qui peuvent les endommager tout en assurant une impédance proche de 50Ω vue par le DUT.

3.2.2 Génération d'impédances de sortie à l'aide de la source RF 2

La principale difficulté dans la génération des coefficients de réflexion de sortie est que la relation entre l'amplitude et la phase de la source RF 2 et le module et la phase du coefficient de réflexion de sortie pour une puissance d'entrée donnée n'est pas linéaire lorsque le DUT ne l'est pas. Cela est dû à la non-linéarité du dispositif et à la dépendance du gain par rapport à l'impédance de charge. La relation $b_2 = f(a_1, a_2)$ n'est pas connu lorsque le dispositif fonctionne dans sa région non-linéaire. Il est donc en général impossible d'assurer le rapport $M = \frac{a_2}{b_2(a_2)}$ requis. Par conséquent, le résultat final est différent de celui souhaité si nous basons notre calcul sur la valeur de b_2 et essayons d'appliquer a_2 pour générer le coefficient de réflexion de sortie souhaité. La figure 3.3 illustre cette caractéristique du transistor.

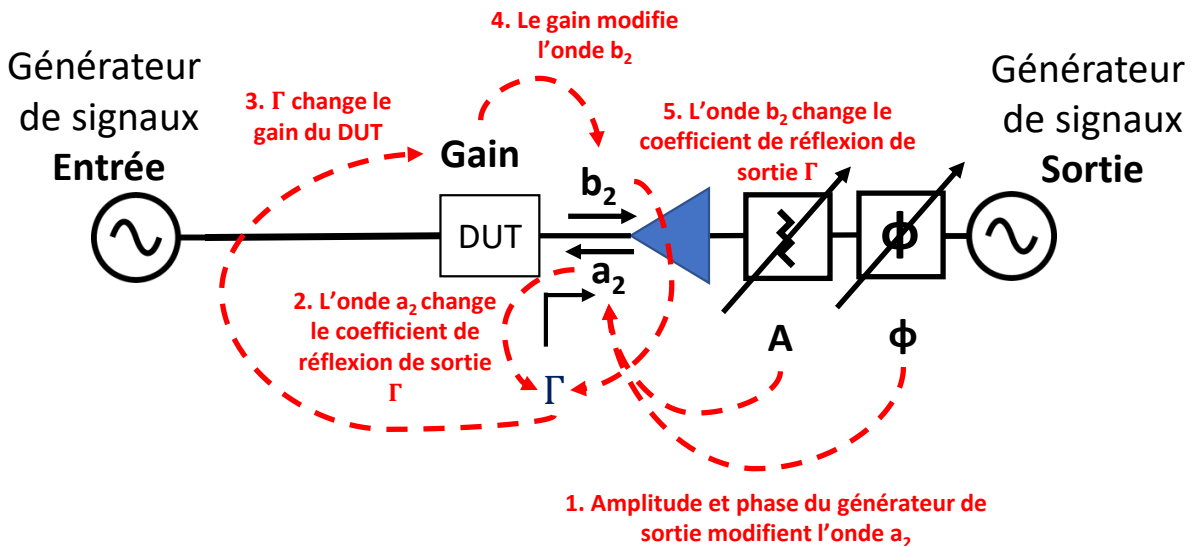


FIGURE 3.3 – Impact de l'onde a_2 sur l'onde b_2

Un autre problème est le gain élevé des amplificateurs, qui exige que les signaux générés par les sources RF 1 et 2 aient une faible puissance (entre -20 dBm et -50 dBm en fonction de la puissance d'entrée souhaitée et de l'impédance de charge). La puissance minimale générée par les sources internes du PNA-X étant d'environ -30 dBm, l'utilisation d'atténuateurs est donc nécessaire. Une solution est d'utiliser les atténuateurs internes de l'instrument pour réduire la puissance des signaux. Ces atténuateurs sont visibles dans le schéma interne du PNA-X déjà illustré dans la figure 2.3 du chapitre 2 [3]. La figure 3.4 reprend ce schéma en mettant en évidence les atténuateurs internes.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

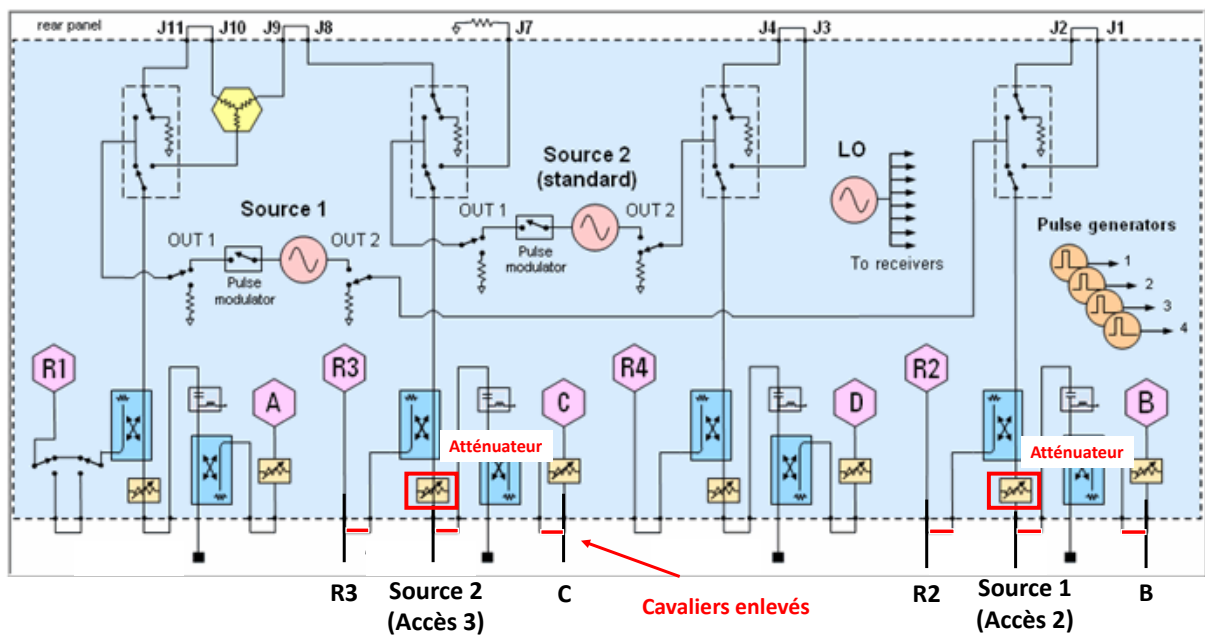


FIGURE 3.4 – Schéma interne du PNA-X, mettant en évidence ses atténuateurs internes

La modification de la valeur de l'atténuateur interne implique une correction de la valeur de la puissance générée par la source interne du PNA-X, de sorte que la valeur de puissance sélectionnée dans le programme du PNA-X est disponible aux accès de l'instrument. Par exemple, si on veut une puissance de -40 dBm et qu'on sélectionne une atténuation de 20 dB, la puissance générée de la source interne sera de -20 dBm. Mais si nous sélectionnons une atténuation 30 dB, la puissance générée de la source interne sera de -10 dBm de sorte que nous obtenions la même puissance de -40 dBm à l'accès de l'instrument.

La sélection de la puissance des sources RF 1 et 2 se fait en boucle ouverte, ce qui signifie que le PNA-X n'effectue de mesures pour s'assurer que la puissance appliquée est correcte. Il est impossible de garantir que la puissance demandée correspond réellement à la puissance appliquée au dispositif.

En outre, une modification des valeurs des atténuateurs internes du PNA-X peut changer complètement l'amplitude du signal appliqué. Par exemple, l'utilisation d'un atténuateur de 20 dB et d'un atténuateur de 30 dB donne des amplitudes de signal différentes en sortie, même si la puissance sélectionnée dans le programme du PNA-X reste la même. L'une des conséquences est une plus grande difficulté à trouver l'impédance de charge correcte.

Une autre conséquence est que l'algorithme développé peut diverger, entraînant une impédance de charge incorrecte ou dont le module est simplement supérieur à 1, ce

qui peut dégrader le transistor mesuré.

Algorithme de recherche d'impédance de charge

Afin d'optimiser le temps de recherche de l'impédance de charge, un algorithme de recherche a été développé. Il consiste essentiellement à modifier l'amplitude et la phase de la source RF 2 jusqu'au coefficient de réflexion de sortie souhaité et donc l'impédance de charge présentée au dispositif.

Mais il y a des restrictions et des difficultés à prendre en compte. La première est la relation non linéaire entre l'amplitude de la source RF 2 et le coefficient de réflexion de sortie Γ . La seconde est de s'assurer que le module du coefficient de réflexion Γ est toujours inférieur à 1 pour éviter la dégradation du dispositif.

Compte tenu de ces contraintes, il a été décidé pour chaque impédance de commencer la recherche à partir d'une impédance proche de 50Ω , c'est-à-dire en appliquant un petit signal à la source RF 2 et en augmentant progressivement l'amplitude du signal de la source RF 2 jusqu'à ce que le module du coefficient de réflexion de sortie mesuré Γ soit proche de la valeur du module du coefficient de réflexion voulue.

Comme la relation entre l'amplitude du signal de la source RF 2 et le module du coefficient de réflexion de sortie Γ est inconnue, puisqu'elle dépend de divers facteurs tels que les réponses des câbles, des connecteurs, des pointes du banc de mesure, et également du transistor mesuré, il est nécessaire d'augmenter lentement la puissance du signal de source RF 2 pour éviter que le module du coefficient de réflexion mesuré Γ ne soit supérieur à 1.

Une solution, proposée par Fabien COURRÈGES, consiste à approximer la fonction reliant l'amplitude du signal de la source RF 2 et le module du coefficient de réflexion de sortie Γ par une fonction polynomiale d'ordre 4. La première étape consiste à mesurer la valeur du module Γ pour deux valeurs de puissance différentes du signal de la source RF 2. Le premier point (A), comme expliqué ci-dessus, produit un coefficient de réflexion proche de 0 et le second (B) est choisi pour produire un module de coefficient de réflexion inférieur au module de Γ souhaité ($|\Gamma_{target}|$). Ensuite, il est nécessaire de trouver une fonction polynomiale d'ordre 4 qui passe par les deux points, qui est croissante et dont la dérivée est nulle au premier point. La fonction qui satisfait à toutes ces conditions est représentée par l'équation 3.1.

$$|\Gamma| = \frac{|\Gamma_2| - |\Gamma_1|}{(|a_{RF2_2}| - |a_{RF2_1}|)^4} \cdot (|a_{RF2}| - |a_{RF2_1}|)^4 + |\Gamma_1| \quad (3.1)$$

Où $|\Gamma|$ est le module du coefficient de réflexion, $|a_{RF2_1}|$ est l'amplitude de l'onde de la

source RF 2 au point A, $|\Gamma_1|$ est la valeur mesurée du coefficient de réflexion au point A, $|a_{RF2_2}|$ est l'amplitude de l'onde de la source RF 2 au point B, $|\Gamma_2|$ est la valeur mesurée du coefficient de réflexion au point B et $|a_{RF2_1}|$ est l'amplitude de l'onde de la source RF 2 à substituer dans la fonction polynomiale pour trouver $|\Gamma|$.

La fonction polynomiale est représenté en rouge dans la figure 3.5.

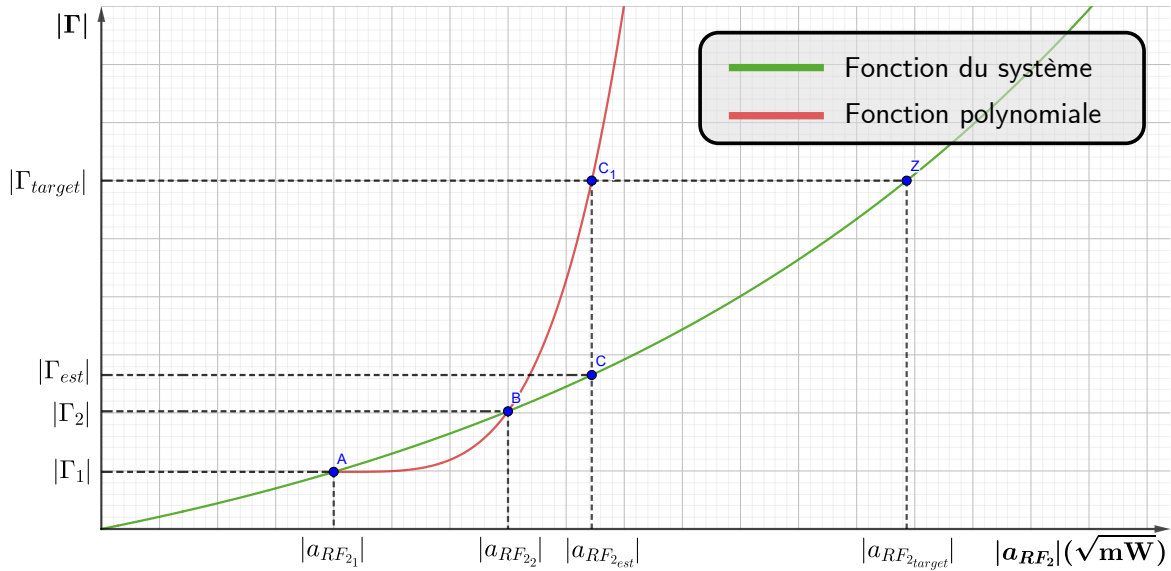


FIGURE 3.5 – Représentation des fonctions du système et polynomiale (première itération)

À partir de la fonction polynomiale calculée dans l'équation 3.1, nous pouvons déduire une équation polynomiale (3.2) qui nous permet de calculer la valeur estimée de l'amplitude de l'onde de la source RF 2 $|a_{RF2_{est}}|$ à partir du module du coefficient de réflexion souhaité $|\Gamma_{target}|$.

$$\frac{|\Gamma_2| - |\Gamma_1|}{(|a_{RF2_2}| - |a_{RF2_1}|)^4} \cdot (|a_{RF2_{est}}| - |a_{RF2_1}|)^4 + |\Gamma_1| - |\Gamma_{target}| = 0 \quad (3.2)$$

En mesurant le coefficient de réflexion Γ pour l'amplitude $|a_{RF2_{est}}|$ calculée dans l'équation 3.2, le coefficient de réflexion estimé $|\Gamma_{est}|$ est obtenu représenté par le point C. Étant donné que la pente de la fonction polynomiale au point B est supérieure à la pente de la fonction du système (en vert) reliant les amplitudes de la source RF 2 $|a_{RF2}|$ et le module du coefficient Γ , la valeur de $|a_{RF2_{est}}|$ sera inférieure à la valeur souhaitée $|a_{RF2_{target}}|$. Cela garantit que le module du coefficient Γ ne dépassera pas la valeur de 1. Pour la deuxième itération, une nouvelle fonction polynomiale, représentée en bleu dans la figure 3.6, est calculée, cette fois à partir des points B et C. De la même manière que pour la première itération, l'amplitude estimée $|a_{RF2_{est}}|$ est calculée à partir de l'équation

polynomiale dérivée de la fonction polynomiale 2, comme le montre l'équation 3.3.

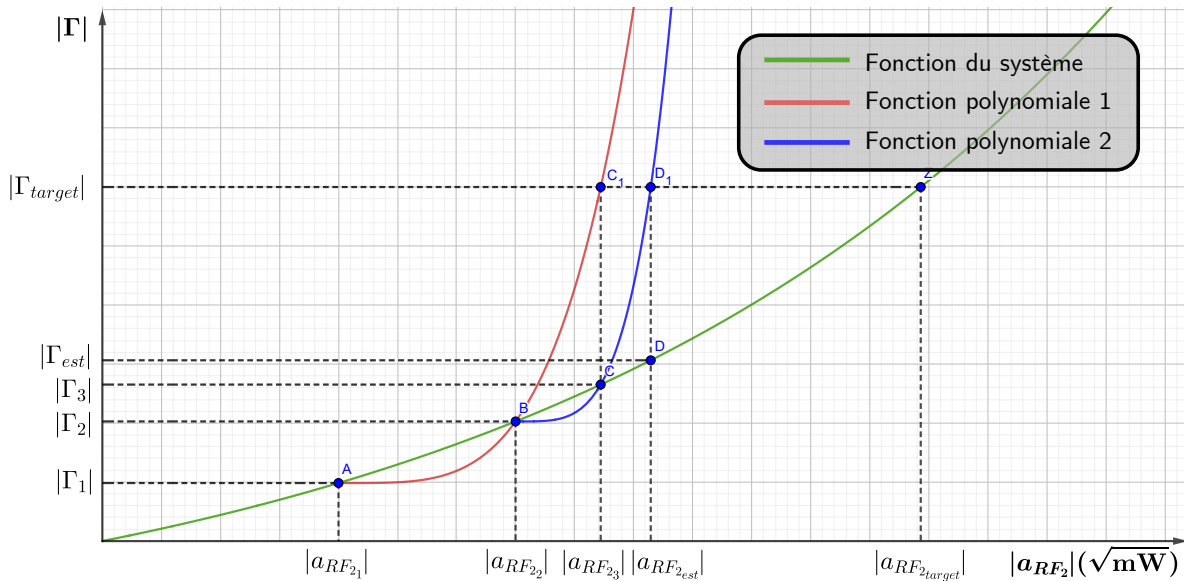


FIGURE 3.6 – Représentation des fonctions du système et polynomiale (deuxième itération)

$$\frac{|\Gamma_3| - |\Gamma_2|}{(|a_{RF2_3}| - |a_{RF2_2}|)^4} \cdot (|a_{RF2_{est}}| - |a_{RF2_2}|)^4 + |\Gamma_2| - |\Gamma_{target}| = 0 \quad (3.3)$$

Une nouvelle mesure est effectuée au point D, ce qui donne un module de coefficient de réflexion $|\Gamma_{est}|$ qui est, dans ce cas, encore inférieur au module de coefficient de réflexion souhaité $|\Gamma_{target}|$. D'autres itérations sont effectuées jusqu'à ce que le module du coefficient de réflexion $|\Gamma|$ se situe à l'intérieur d'une tolérance préalablement définie. Pour les mesures présentées dans cette section, la tolérance était de $\pm 0,01$.

Si l'algorithme met trop de temps à converger, il est possible de réduire l'ordre du polynôme à 2, bien que cela augmente le risque de divergence de l'algorithme.

Pour que cette étape de l'algorithme de recherche fonctionne, la fonction du système doit être monotone et croissante et le module des coefficients de réflexion utilisés pour calculer les fonctions polynomiales doit être inférieur au module du coefficient de réflexion souhaité.

Il faut également savoir que la fonction système et les fonctions polynomiales décrites ci-dessus sont valables pour une phase spécifique du signal de la source RF 2, car le module du coefficient de réflexion $|\Gamma|$ dépend simultanément de l'amplitude et de la phase du signal de la source RF 2.

L'étape suivante consiste à ajuster la phase du coefficient de réflexion de sortie $\angle\Gamma$. Pour ce faire, la phase du signal de la source RF est ajustée à 0° et 45° et des mesures

de la phase de $\angle\Gamma$ sont effectuées en ces deux points. Ensuite, au lieu d'utiliser une fonction polynomiale d'ordre 4, une fonction linéaire est calculée et utilisée pour estimer la phase suivante $\angle a_{RF2_{est}}$ et cette procédure est exécutée successivement jusqu'à ce que la phase mesurée se situe dans la tolérance de $\pm 1^\circ$.

$$\frac{\angle\Gamma_2 - \angle\Gamma_1}{\angle a_{RF2_2} - \angle a_{RF2_1}} \cdot (\angle a_{RF2_{est}} - \angle a_{RF2_1}) + \angle\Gamma_1 - \angle\Gamma_{target} = 0 \quad (3.4)$$

Un détail important est que toutes les phases et différences de phase ont été réduites à la plage comprise entre -180° et 180° .

Comme le changement de phase peut modifier de manière significative le module du coefficient de réflexion de sortie Γ , il peut être nécessaire de répéter plusieurs fois les deux étapes de recherche Γ jusqu'à ce que le module et la phase se situent dans la tolérance souhaitée. L'organigramme de l'algorithme se trouve dans l'annexe G.

3.2.3 Matrice d'erreur de l'étalonnage sur un banc *load-pull* actif

Comme il n'y a pas de tuner, l'étalonnage effectué est l'étalonnage standard présenté dans la section 1.7 du chapitre 1. L'équation 3.5 montre la matrice d'étalonnage qui permet d'obtenir les ondes a_1 , b_1 , a_2 et b_2 en fonction des ondes a_{m1} , b_{m1} , a_{m2} et b_{m2} .

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & 0 & 0 \\ \gamma_1 & \delta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2 & \beta_2 \\ 0 & 0 & \gamma_2 & \delta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{m1} \\ b_{m1} \\ a_{m2} \\ b_{m2} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

3.3 Mesures et résultats - *Load-pull* actif

De manière similaire à ce qui a été fait pour le *load-pull* passif dans la section 2.6 du chapitre 2, une recherche a été effectuée autour du conjugué S_{22} du dispositif à mesurer. Comme expliqué dans cette même section, en raison du comportement non linéaire du dispositif, il n'est pas possible de trouver mathématiquement l'impédance optimale pour chaque facteur de mérite analysé. Certaines impédances ont été sélectionnées et des mesures ont été effectuées sur les figures de mérite : puissance ajoutée (PAE), gain, puissance de sortie et courant de drain DC.

Pour cette section, le facteur de mérite à optimiser est le rendement en puissance ajoutée (PAE). Des mesures ont été réalisées sur les paramètres suivants : PAE, puissance de sortie, courant de drain DC et gain. Ces mesures ont été réalisées en

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

appliquant un signal CW monofréquence de 29 GHz sur un transistor à huit doigts de 50 μm de largeur de grille, avec un point de polarisation de $I_D = 150 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$. La figure 3.7a illustre les impédances mesurées sur le transistor, représentées par des points sur l'abaque de Smith autour du conjugué de S_{22} (losange jaune), dont la valeur est $S_{22}^* = 0,597 \angle 175,295^\circ$. Les mesures n'ont pas été effectuées exactement au point du conjugué de S_{22}^* . L'impédance donnant le rendement en puissance ajoutée maximal en saturation est indiquée par une croix (X) rose correspondant à $\Gamma = 0,729 \angle -0,608^\circ$. Ce point correspond à l'impédance qui produit le PAE maximal parmi celles listées sur l'abaque de Smith, en tenant compte de la puissance d'entrée maximale appliquée, comme le montrent les graphiques des figures 3.7 – 3.10.

Ces figures montrent le PAE, la puissance de sortie, le courant de drain DC et le gain du transistor en fonction de la puissance d'entrée, pour chacune des impédances représentées dans l'abaque de Smith à gauche de chaque graphique.

La puissance d'entrée maximale a été limitée à 15 dBm, car le risque de divergence de l'algorithme augmente avec la puissance d'entrée.

La figure 3.7 illustre une variation d'environ 10 points de pourcentage du PAE en fonction des impédances de charge indiquées pour $P_{in} = 14 \text{ dBm}$.

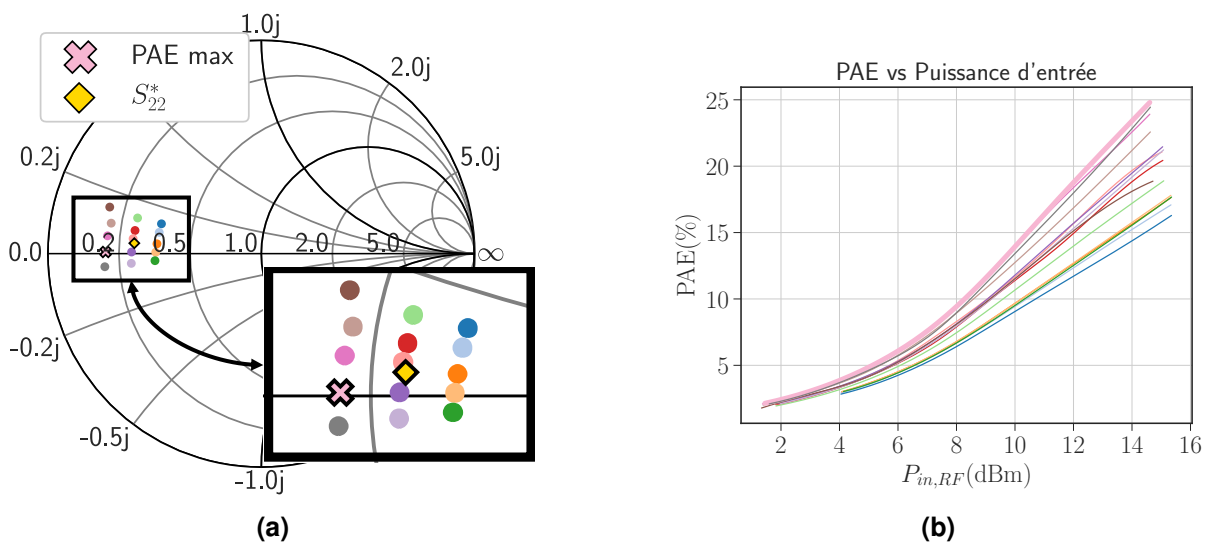


FIGURE 3.7 – Les impédances de charge et le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée. La croix (X) rose correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}

La variation de la puissance de sortie indiquée dans la figure 3.8 en fonction des impédances de charge est d'environ 1 dB, ce qui n'est pas considéré comme une variation considérable.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

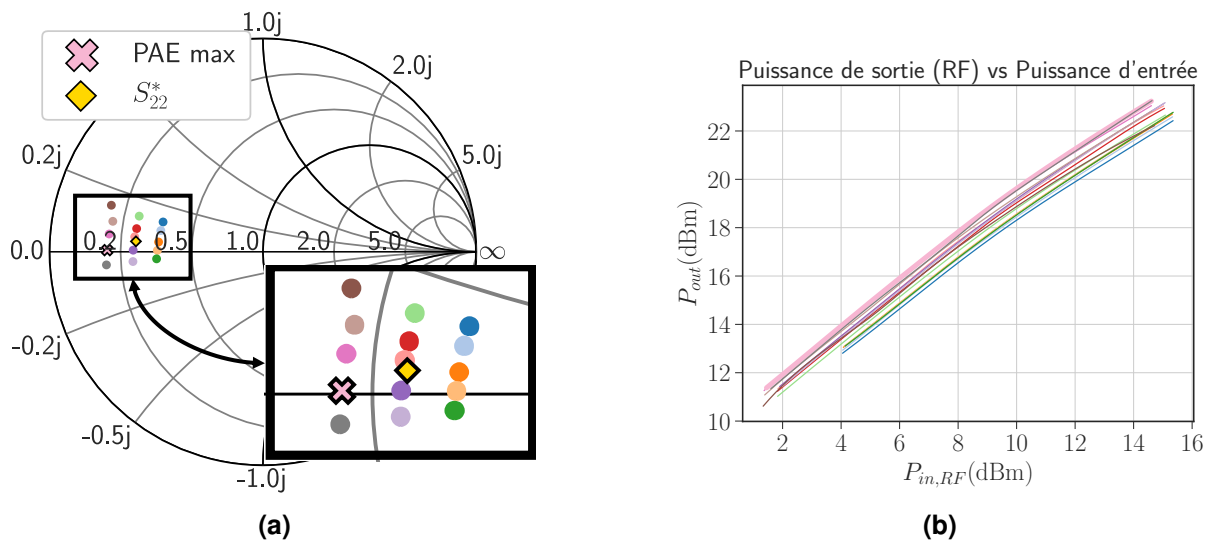


FIGURE 3.8 – Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

La figure 3.9 montre le courant de drain en fonction de la puissance d'entrée pour différentes impédances de charge. On note que le courant de drain lorsque le transistor est dans la région non linéaire pour l'impédance en rose est plus faible que les courants correspondant aux autres impédances. C'est l'une des raisons pour lesquelles le PAE est plus élevé pour cette impédance particulière.

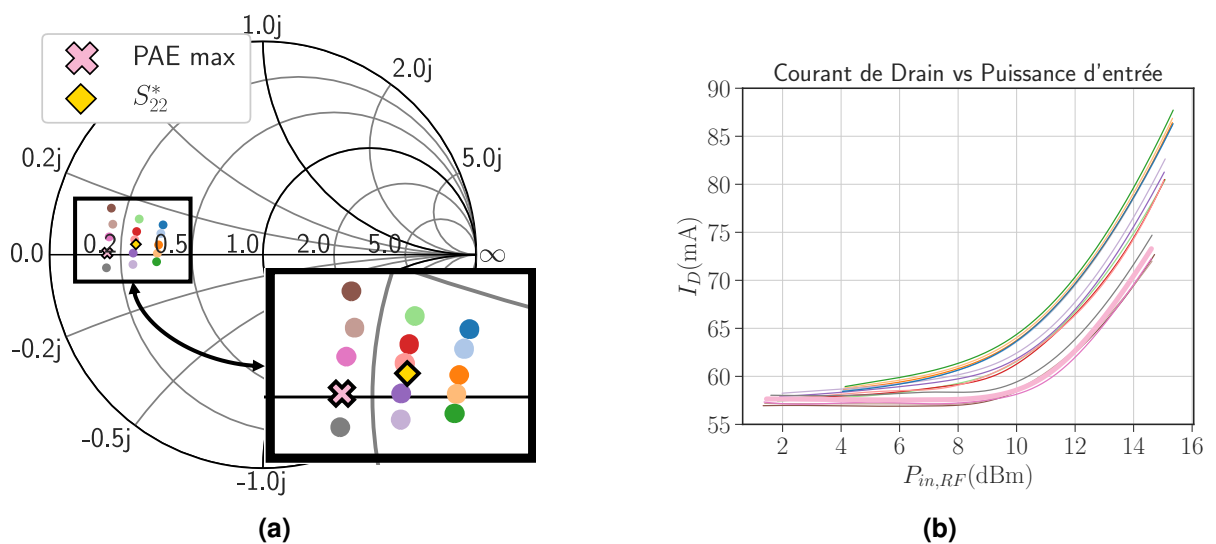


FIGURE 3.9 – Courant de drain DC en mA en fonction de la puissance d'entrée

Finalement, le gain en fonction de la puissance d'entrée pour les impédances indiquées dans le diagramme de Smith est illustré à la figure 3.10.

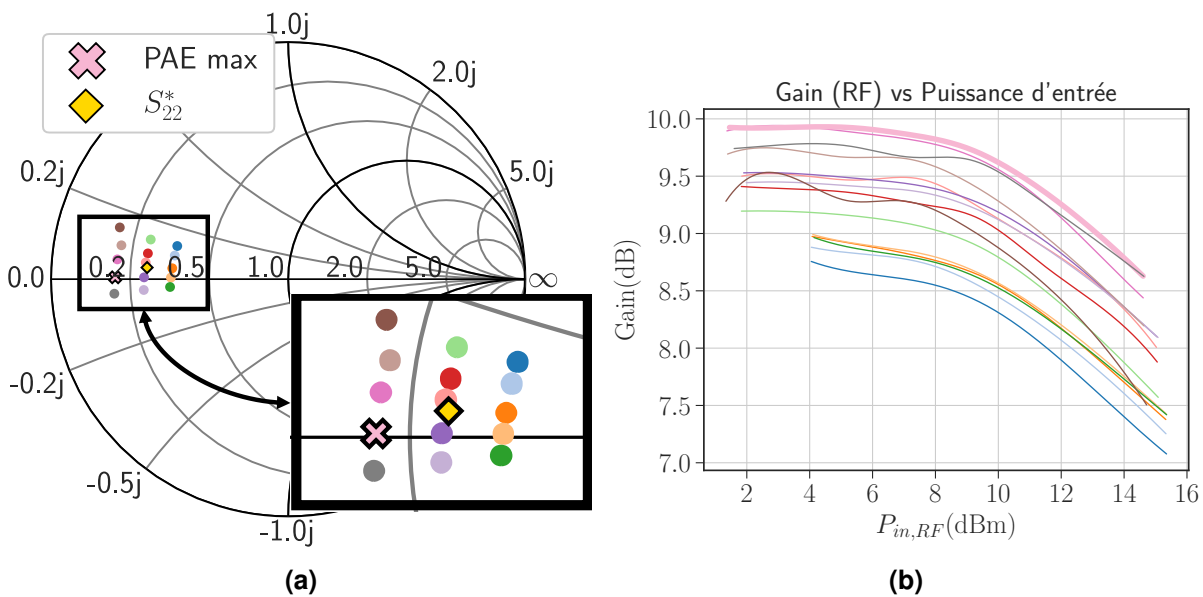


FIGURE 3.10 – Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée

3.4 Validation du banc de mesure USMT à l'aide de signaux modulés complexes

L'utilisation du signal multifréquence USMT-8 simplifie le banc de mesure de linéarité *load-pull* pour la caractérisation de la non-linéarité des amplificateurs de puissance. Il s'agit d'un signal 8 tons dont les produits d'intermodulation générés, lorsqu'ils sont appliqués au dispositif, ne se chevauchent pas et ne chevauchent pas les tons. Cela permet, à l'aide d'un analyseur de spectre, qui dans notre cas consiste en une fonction de l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire, de mesurer individuellement la puissance à chaque composante de fréquence du signal et de mesurer séparément la puissance des tons et la puissance des produits d'intermodulation. Ce signal peut être utilisé de cette manière en raison de ses caractéristiques statistiques d'amplitude à plusieurs états de phase, qui sont similaires à celles d'un signal de modulation complexe. Le signal USMT-8 ne transporte pas de données (bits), c'est-à-dire qu'il s'agit simplement d'un signal dont la dynamique permet de faire subir au dispositif sous test (DUT) des conditions qui aident à sa caractérisation non linéaire. Ces conditions sont notamment les points de fonctionnement du DUT pour une faible amplitude (région linéaire) ou une forte amplitude (région non linéaire). Mais ce signal ne transmet pas de bits comme c'est le cas pour un signal modulé avec une modulation 1024-QAM, par exemple. Par conséquent, sachant que les facteurs de mérite NPR et EVM ont

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

une relation inverse [4], il est possible d'estimer ce que serait l'EVM équivalent pour un signal ayant une dynamique similaire à celle du signal USMT-8 (PAPR similaire). Mais il ne s'agit que d'une estimation mathématique et il est donc nécessaire de développer un banc de mesure et d'effectuer des mesures pour valider cette relation.

L'objectif de cette section est de comparer les facteurs de mérite du DUT lorsqu'il est soumis à des signaux modulés tels que 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation), 64-QAM, 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM et lorsqu'il est soumis au signal USMT-8 proposé. La plage de puissance pour tous les signaux est la même, correspondant à une plage de -3 à 18 dBm de puissance d'entrée disponible.

Un banc de mesure a été utilisé pour caractériser le DUT pour différents types de modulation QAM. Ce banc a été développé par Tibault Reveyrand dans le laboratoire XLIM de Limoges. Il est basé sur un générateur de signaux vectoriels (VSG) et un analyseur de spectre avec la possibilité de démoduler le signal reçu et d'extraire les symboles avec la fonction d'analyseur de signaux vectoriels - VSA. La figure 3.11 montre le banc de mesure qui a été mis au point pour caractériser le DUT à l'aide de signaux modulés.

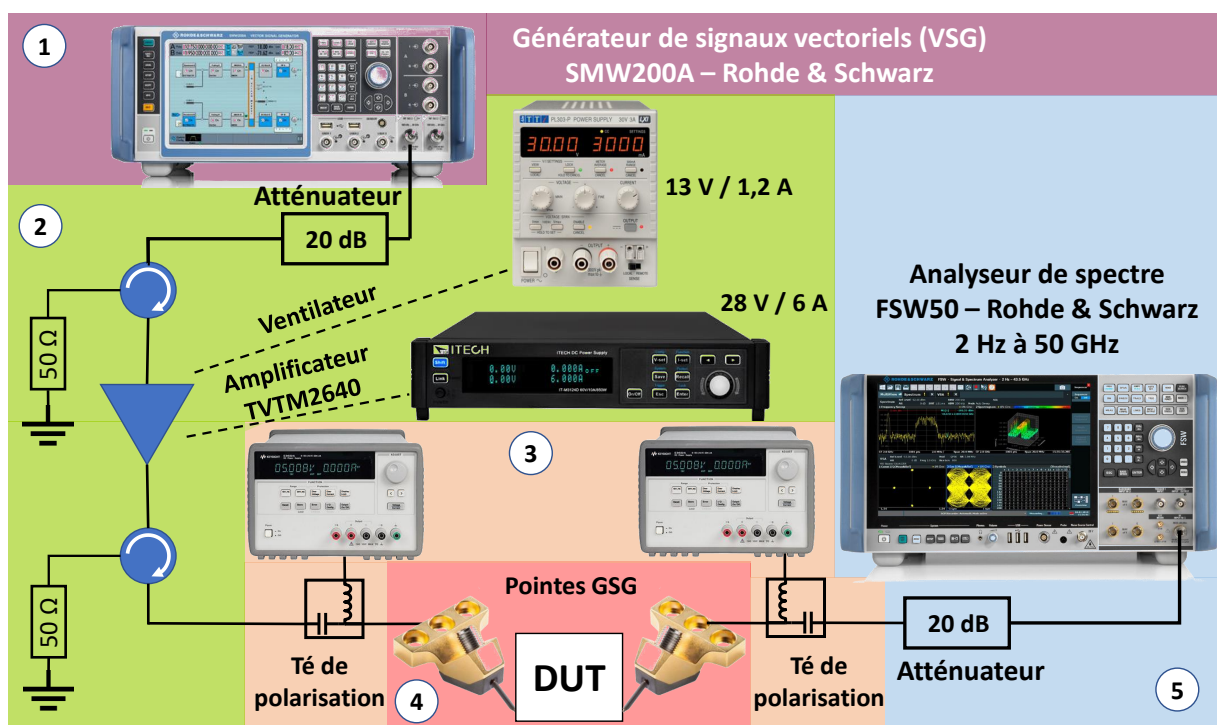


FIGURE 3.11 – Banc de mesure pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux modulés QAM

Il est important de noter que tous les instruments et composants présents sur le banc de la figure 3.11 ont une impédance caractéristique de 50 Ω. Il n'est donc pas possible d'effectuer des mesures *load-pull*. Pour la validation du banc présenté au chapitre 2

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC *LOAD-PULL* ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

(figure 2.27), les mesures avec le banc de mesure basé sur le VSG et le VSA ont été faites sur le DUT pré-adapté à 50 Ohms déjà présenté dans la section 2.8.1.

Le banc se compose d'un générateur de signaux vectoriels, d'un amplificateur driver pour augmenter la puissance du signal et ainsi pouvoir caractériser le DUT dans sa zone non linéaire, et d'un analyseur de spectre capable de démoduler le signal et d'en extraire les symboles. On remarque la présence de deux atténuateurs de 20 dB, l'un à la sortie du VSG et l'autre à l'entrée de l'analyseur de spectre

Le premier permet de s'assurer que l'amplificateur driver fonctionne en zone linéaire en conservant une dynamique (Signal to Noise Ratio – SNR) optimale sur le VSG.

Le second permet d'attaquer l'analyseur de spectre avec des niveaux de puissance adéquate lorsque le DUT est connecté.

Notons que l'atténuateur interne de l'analyseur de spectre n'est pas modifié entre son étalonnage en puissance et les mesures d'entrée et de sortie du DUT.

3.4.1 Générateur de signaux vectoriels - VSG (bloc 1 de la figure 3.11)

Le générateur de signaux vectoriels SMW200A de Rohde & Schwarz [5], [6] a été utilisé pour générer les signaux modulés.

L'instrument est très polyvalent et peut générer différents types de signaux utilisés dans le développement de systèmes de communication, dans les applications 4G et 5G et dans les secteurs de l'aérospatiale et de la défense.

La largeur de bande pour les modulations I/Q en bande de base va jusqu'à 2 GHz, ce qui permet d'obtenir un signal en bande de base conforme aux normes 4G et 5G. La fréquence de la porteuse va de 100 kHz à environ 50 GHz, ce qui inclut la bande Ka utilisée dans ce document. Les types de modulation numérique disponibles sont les suivants : BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256 QAM et 1024QAM. Outre les modulations disponibles par défaut sur l'instrument, il est possible de générer des modulations IQ arbitraires définies par l'utilisateur, y compris des signaux USMT.

Une distorsion du signal généré causée par la non-linéarité du générateur peut être observée à partir de 10 dBm de puissance (valeur insérée dans l'instrument), ce qui correspond à 8 dBm de puissance à la sortie coaxiale de l'instrument. Cela implique la nécessité d'utiliser un amplificateur fort gain appelé driver afin d'atteindre une puissance d'entrée de 18 dBm sans distorsion importante du signal d'entrée.

3.4.2 Amplificateur driver (bloc 2 de la figure 3.11)

L'amplificateur driver utilisé est le TVTM2640 avec un gain caractéristique de 55 dB à une puissance de sortie de 31 dBm et une puissance d'entrée de -25 dBm. Il a une puissance de sortie de 10 W et une bande de fonctionnement de 26 à 40 GHz.

Après l'avoir intégré dans le banc de mesure, il est nécessaire de minimiser les pertes entre la sortie de l'amplificateur driver et l'entrée du dispositif sous test. Il délivre beaucoup de puissance, mais une distorsion non linéaire significative commence à apparaître à partir de 20 dBm de puissance à la sortie de l'amplificateur driver. Cela correspond, en tenant compte des pertes, à 18 dBm au niveau des sondes, ce qui est environ la puissance d'entrée maximale appliquée au dispositif sous test (DUT).

Le bloc 2 de la figure 3.11 montre les alimentations nécessaires pour le fonctionnement de l'amplificateur driver et le ventilateur utilisé pour refroidir l'amplificateur.

Un atténuateur de 20 dB a été ajouté entre le générateur et l'amplificateur driver pour s'assurer que le signal d'entrée du DUT se situe dans la plage de puissance souhaitée.

3.4.3 Analyseur de spectre (bloc 5 de la figure 3.11)

Le bloc suivant consiste en l'analyseur de spectre Rohde & Schwarz FSW50 [7], [8], qui permet de démoduler le signal de sortie et de décoder les symboles.

L'analyseur de spectre offre une largeur de bande allant jusqu'à 8,3 GHz pour mesurer les canaux descendant entiers afin d'évaluer les systèmes. Cette largeur de bande est nécessaire pour analyser les signaux 5G ou les applications des radars automobiles et radars à impulsions. Il dispose également d'une bande passante de 800 MHz pour l'analyse en temps réel. Une autre caractéristique est la possibilité d'identifier et d'éliminer les erreurs causées par l'interaction entre les signaux.

La gamme de fréquences s'étend de 2 Hz à 50 GHz. Il peut ainsi être utilisé pour caractériser le signal de sortie du dispositif sous test dans la bande Ka. Pour une largeur de bande de 2 GHz, l'instrument a une plage dynamique sans parasites de 60 dBc.

Une autre fonction nécessaire pour calculer l'EVM est l'option K70 (VSA - Vector Signal Analyzer), utilisée dans le cadre de ce travail, qui permet d'analyser les signaux numériques modulés au niveau du bit. Cette fonction permet notamment de visualiser les signaux en bande de base I/Q, le diagramme de l'œil, les erreurs d'amplitude, de phase et de fréquence, la constellation et le diagramme vectoriel, l'analyse statistique des signaux tels que l'histogramme et l'écart-type, ainsi que d'autres fonctionnalités. Les modulations qui peuvent être analysées sont, par exemple, les suivantes : MSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM. Ces signaux contiennent

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

jusqu'à 128 000 symboles et une largeur de bande allant jusqu'à 28 MHz.

La fonctionnalité VSA du FSW50 (option K70) permet l'extraction et l'analyse des symboles reçus, ce qui permet une mesure réelle de l'EVM du dispositif. La quantité mesurée pour l'EVM est la valeur RMS de l'EVM obtenue sur la plus longue trame possible, qui correspond à 8000 symboles. La figure 3.12 montre la constellation d'un signal 1024-QAM et les mesures EVM équivalentes.

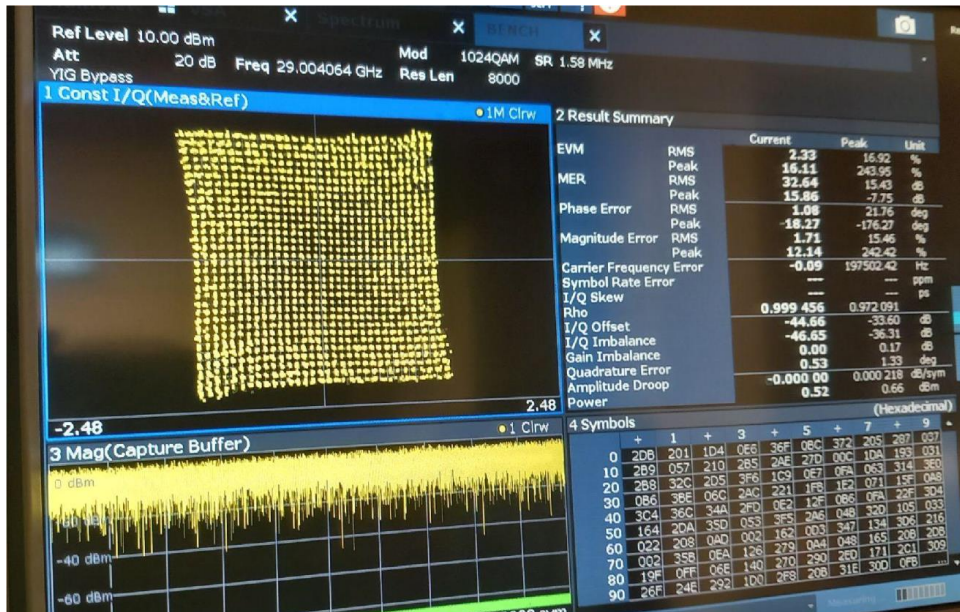


FIGURE 3.12 – Constellation du signal de sortie et mesures EVM pour un signal 1024-QAM

Un atténuateur de 20 dB est connecté à l'entrée de l'analyseur de spectre afin de garantir qu'un niveau de référence de 5 dBm est suffisant pour l'ensemble de la campagne. Une fois le banc calibré, ce niveau de référence ne sera plus modifié.

3.4.4 Estimation des pertes du té de polarisation et de la pointe

En revenant à la figure 3.11, on constate que le banc ne dispose pas de coupleurs directionnels et qu'il est donc nécessaire d'effectuer un étalonnage en puissance disponible 50 Ω . Cela diffère de l'étalonnage en puissance sous pointes présenté dans les chapitres 1 et 2.

Pour mesurer les puissances des signaux, on utilise un wattmètre associé à une sonde Rohde & Schwarz NRP-Z85 [9], [10] avec une bande de fréquence de 50 MHz à 40 GHz et une plage de puissance de -60 dBm à 20 dBm.

Cette sonde est idéale pour les applications à large bande pour mesurer les signaux pulsés. La gamme dynamique du capteur a une limite inférieure de -47 dBm pour les

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

mesures d'enveloppe et de -60 dBm pour les mesures de puissance moyenne. Une autre caractéristique est sa capacité à réaliser un grand nombre de mesures sur une courte période de temps. Plus de 9 000 mesures/s peuvent être obtenues.

Les mesures de puissance étant réalisées à l'aide d'une sonde de puissance connectée, il est impossible de mesurer les puissances des signaux directement sur le plan de référence du dispositif sous test (DUT). Pourtant, il est nécessaire d'extraire les pertes du bloc constitué par le té-de-polarisation et pointe à l'entrée et à la sortie du dispositif. Une méthode pour calculer ces pertes consiste à mesurer les paramètres S de ces blocs. Pour ce faire, on réalise un étalonnage SOL sous pointes en utilisant les étalons « **Open** », « **Short** » et « **Load** » dont les coefficients de réflexion Γ_{std}^{open} , Γ_{std}^{short} et Γ_{std}^{load} sont connus (le calcul de ces coefficients de réflexion à partir des coefficients d'étalonnage est présenté dans la section 1.7.1). Ces étalons sont connectés aux pointes à l'entrée et à la sortie comme indiqué à la figure 3.13 et les coefficients de réflexion $\Gamma_{coaxial,1}^{open}$, $\Gamma_{coaxial,1}^{short}$ et $\Gamma_{coaxial,1}^{load}$ et $\Gamma_{coaxial,2}^{open}$, $\Gamma_{coaxial,2}^{short}$ et $\Gamma_{coaxial,2}^{load}$ sont mesurés sur les plans de référence coaxiaux par un analyseur de réseau vectoriel étalonné à l'aide d'un kit d'étalonnage de coaxiaux. La figure 3.13 montre les plans de référence coaxiaux et du DUT.

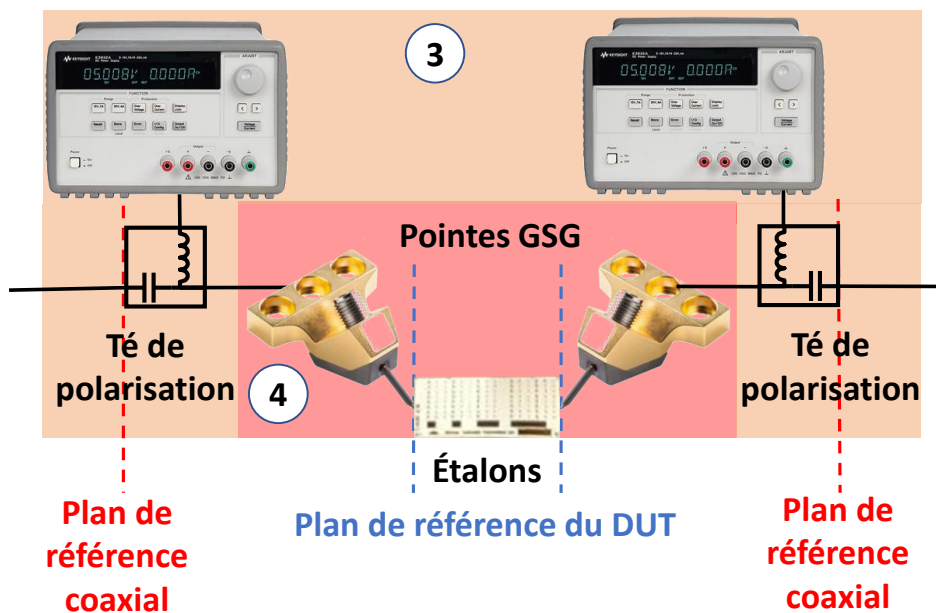


FIGURE 3.13 – Plans de référence coaxiaux et du dispositif sous test (entrée et sortie).

Les paramètres S du bloc té-de-polarisation et pointe peuvent être calculés à partir des ondes incidentes et réfléchies à l'entrée (plan de référence coaxial) et à la sortie (plan de référence du dispositif sous test (DUT)) comme le montre la figure 3.14 (équation 3.6).

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

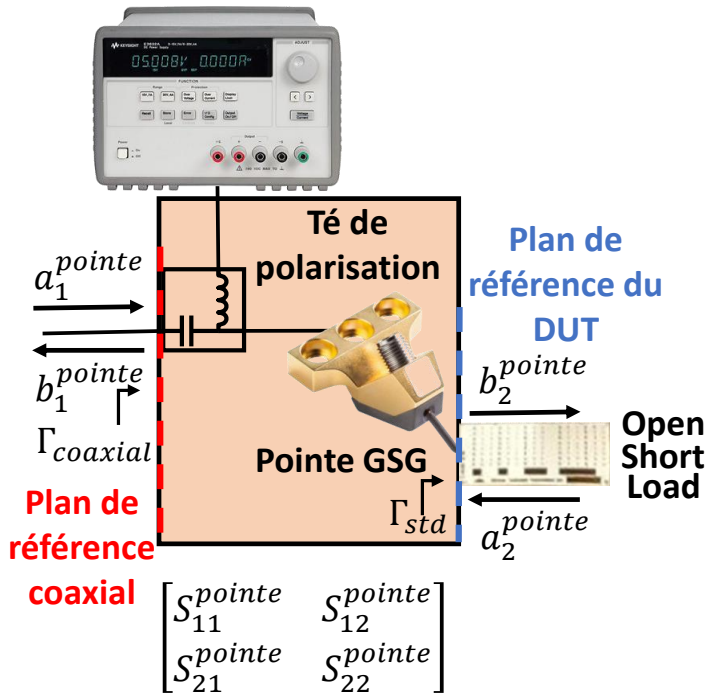


FIGURE 3.14 – Paramètres S du bloc té-de-polarisation et pointe.

$$\begin{pmatrix} b_1^{pointe} \\ b_2^{pointe} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{pointe} & S_{12}^{pointe} \\ S_{21}^{pointe} & S_{22}^{pointe} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1^{pointe} \\ a_2^{pointe} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Mais considérant que seuls les coefficients de réflexion $\Gamma_{coaxial}$ et Γ_{std} sont connus, où $\Gamma_{coaxial}$ est le coefficient de réflexion mesuré par l'analyseur de réseau vectoriel et Γ_{std} est le coefficient de réflexion de l'étalon choisi (« **Open** », « **Short** » ou « **Load** »), il est nécessaire de calculer les coefficients de réflexion en fonction des paramètres S définis dans l'équation 3.6. Les coefficients $\Gamma_{coaxial}$ et Γ_{std} sont donc exprimés en fonction des paramètres S dans les équations 3.7 et 3.8.

$$\Gamma_{coaxial} = \frac{b_1^{pointe}}{a_1^{pointe}} = \frac{S_{11}^{pointe} \cdot a_1^{pointe} + S_{12}^{pointe} \cdot a_2^{pointe}}{a_1^{pointe}} \quad (3.7)$$

$$\Gamma_{std} = \frac{a_2^{pointe}}{b_2^{pointe}} = \frac{a_2^{pointe}}{S_{21}^{pointe} \cdot a_1^{pointe} + S_{22}^{pointe} \cdot a_2^{pointe}} \quad (3.8)$$

L'étape suivante consiste à extraire a_2^{pointe} de l'équation 3.8 réécrite (Équation 3.9) et à le substituer dans l'équation 3.7 afin de trouver une relation entre $\Gamma_{coaxial}$ et Γ_{std} (Équation 3.10).

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

$$\begin{aligned}
 a_2^{pointe} &= \Gamma_{std} \cdot [S_{21}^{pointe} \cdot a_1^{pointe} + S_{22}^{pointe} \cdot a_2^{pointe}] \Rightarrow \\
 a_2^{pointe} &= \frac{\Gamma_{std} \cdot S_{21}^{pointe} \cdot a_1^{pointe}}{1 - \Gamma_{std} \cdot S_{22}^{pointe}}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{coaxial} &= \frac{S_{11}^{pointe} \cdot a_1^{pointe} + S_{12}^{pointe} \cdot \left[\frac{\Gamma_{std} \cdot S_{21}^{pointe} \cdot a_1^{pointe}}{1 - \Gamma_{std} \cdot S_{22}^{pointe}} \right]}{a_1^{pointe}} \Rightarrow \\
 \Gamma_{coaxial} &= \frac{S_{11}^{pointe} - \Gamma_{std} \cdot [\det \mathbf{S}_{pointe}]}{1 - \Gamma_{std} \cdot S_{22}^{pointe}}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

En considérant les trois étalons, l'équation 3.10 peut être transformée en un système linéaire dans lequel les coefficients de réflexion mesurés par le VNA sont liés aux paramètres S du bloc caractérisé comme le montre l'équation 3.12.

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{coaxial} - \Gamma_{coaxial} \cdot \Gamma_{std} \cdot S_{22}^{pointe} &= S_{11}^{pointe} - \Gamma_{std} \cdot \det \mathbf{S}_{pointe} \Rightarrow \\
 \Gamma_{coaxial} &= S_{11}^{pointe} + \Gamma_{coaxial} \cdot \Gamma_{std} \cdot S_{22}^{pointe} - \Gamma_{std} \cdot \det \mathbf{S}_{pointe}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Short} & \left\{ \begin{aligned} S_{11}^{pointe} + \Gamma_{coaxial}^{short} \cdot \Gamma_{std}^{short} \cdot S_{22}^{pointe} - \Gamma_{std}^{short} \cdot \det \mathbf{S}_{pointe} &= \Gamma_{coaxial}^{short} \\ S_{11}^{pointe} + \Gamma_{coaxial}^{open} \cdot \Gamma_{std}^{open} \cdot S_{22}^{pointe} - \Gamma_{std}^{open} \cdot \det \mathbf{S}_{pointe} &= \Gamma_{coaxial}^{open} \\ S_{11}^{pointe} + \Gamma_{coaxial}^{load} \cdot \Gamma_{std}^{load} \cdot S_{22}^{pointe} - \Gamma_{std}^{load} \cdot \det \mathbf{S}_{pointe} &= \Gamma_{coaxial}^{load} \end{aligned} \right. \\
 \text{Open} & \\
 \text{Load} &
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Finalement, ce système dans l'équation 3.12 peut être représenté par une équation matricielle comme dans l'équation 3.13 afin d'extraire les paramètres S à partir des coefficients $\Gamma_{coaxial}$ et Γ_{std} connues pour les trois étalons (Équation 3.14).

$$\begin{aligned}
 \text{Short} & \\
 \text{Open} & \\
 \text{Load} &
 \end{aligned}
 \begin{bmatrix}
 1 & \Gamma_{coaxial}^{short} \cdot \Gamma_{std}^{short} & \Gamma_{std}^{short} \\
 1 & \Gamma_{coaxial}^{open} \cdot \Gamma_{std}^{open} & \Gamma_{std}^{open} \\
 1 & \Gamma_{coaxial}^{load} \cdot \Gamma_{std}^{load} & \Gamma_{std}^{load}
 \end{bmatrix}
 \cdot
 \begin{pmatrix}
 S_{11}^{pointe} \\
 S_{22}^{pointe} \\
 \det \mathbf{S}_{pointe}
 \end{pmatrix}
 =
 \begin{pmatrix}
 \Gamma_{coaxial}^{short} \\
 \Gamma_{coaxial}^{open} \\
 \Gamma_{coaxial}^{load}
 \end{pmatrix} \tag{3.13}$$

$$\begin{pmatrix}
 S_{11}^{pointe} \\
 S_{22}^{pointe} \\
 \det \mathbf{S}_{pointe}
 \end{pmatrix}
 =
 \begin{bmatrix}
 1 & \Gamma_{coaxial}^{short} \cdot \Gamma_{std}^{short} & \Gamma_{std}^{short} \\
 1 & \Gamma_{coaxial}^{open} \cdot \Gamma_{std}^{open} & \Gamma_{std}^{open} \\
 1 & \Gamma_{coaxial}^{load} \cdot \Gamma_{std}^{load} & \Gamma_{std}^{load}
 \end{bmatrix}^{-1}
 \cdot
 \begin{pmatrix}
 \Gamma_{coaxial}^{short} \\
 \Gamma_{coaxial}^{open} \\
 \Gamma_{coaxial}^{load}
 \end{pmatrix}
 \begin{matrix}
 \text{Short} \\
 \text{Open} \\
 \text{Load}
 \end{matrix} \tag{3.14}$$

À partir de la définition du déterminant de la matrice \mathbf{S}_{pointe} et sachant que le bloc té de polarisation + pointe est réciproque ($S_{21}^{pointe} = S_{12}^{pointe}$), il est possible de calculer S_{21}^{pointe} et pourtant les pertes du bloc, connaissant le déterminant de \mathbf{S}_{pointe} , S_{11}^{pointe} et

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

S_{22}^{pointe} comme indiqué dans l'équation 3.15.

$$\begin{aligned} \det \mathbf{S}_{pointe} &= S_{11}^{pointe} \cdot S_{22}^{pointe} - (S_{21}^{pointe})^2 \Rightarrow \\ (S_{21}^{pointe})^2 &= -\det \mathbf{S}_{pointe} + S_{11}^{pointe} \cdot S_{22}^{pointe} \Rightarrow \\ S_{21}^{pointe} &= \left| \sqrt{|(S_{21}^{pointe})^2|} \right| \cdot e^{j \cdot \arg((S_{21}^{pointe})^2)/2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Il convient de noter que pour que l'expression de S_{21}^{pointe} soit valable, la phase de S_{21}^{pointe} doit être comprise entre 0 et 360 degrés.

Les pertes trouvées sont de 0,900 dB pour le bloc d'entrée et de 0,871 dB pour le bloc de sortie, comme le montre la figure 3.15. Cela permet de mesurer les puissances d'entrée et de sortie à l'aide d'un wattmètre sur les plans coaxiaux indiqués en rouge et d'utiliser les pertes des tés de polarisation et de la pointe pour obtenir les valeurs de puissance des signaux d'entrée et de sortie sur les plans de référence du DUT indiqué en bleu. Les valeurs indiquées ont été obtenues pour un signal monofréquence CW à 29 GHz. Étant donné que les signaux sont à bande étroite, les valeurs de perte des composants peuvent être considérées comme identiques pour l'ensemble de la bande des signaux d'entrée et de sortie.

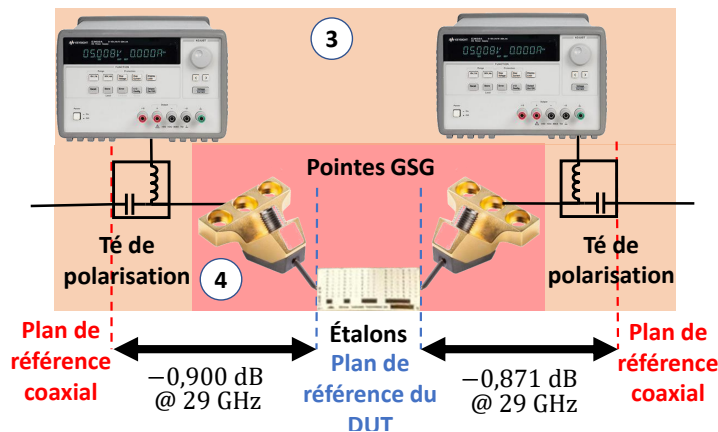


FIGURE 3.15 – Pertes du té de polarisation et de la pointe à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test

3.4.5 Bilan de puissance du banc de mesure basé sur le VSG et le VSA

Comme expliqué à la section 3.4.4, les puissances moyennes des signaux d'entrée et de sortie du dispositif sous test (DUT) sont mesurées par une sonde de puissance

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

connectorisée et le spectre de ces signaux est mesuré par un analyseur de signaux vectoriels (VSA). La sonde de puissance et de l'analyseur de spectre ne mesurent pas les puissances des signaux dans les mêmes plans de référence et ceux-ci ne correspondent pas aux plans de référence du DUT. Il est donc nécessaire de trouver les relations entre tous ces plans de référence, c'est-à-dire, les plans de référence du DUT, de la sonde de puissance et de l'analyseur de spectre afin de pouvoir mesurer le spectre et la puissance des signaux d'entrée et de sortie dans les plans de référence du DUT. La première étape nécessaire pour mesurer les signaux d'entrée et de sortie est l'étalonnage en puissance du circuit d'entrée (du générateur à la sonde d'entrée) comme indiqué dans la figure 3.16.

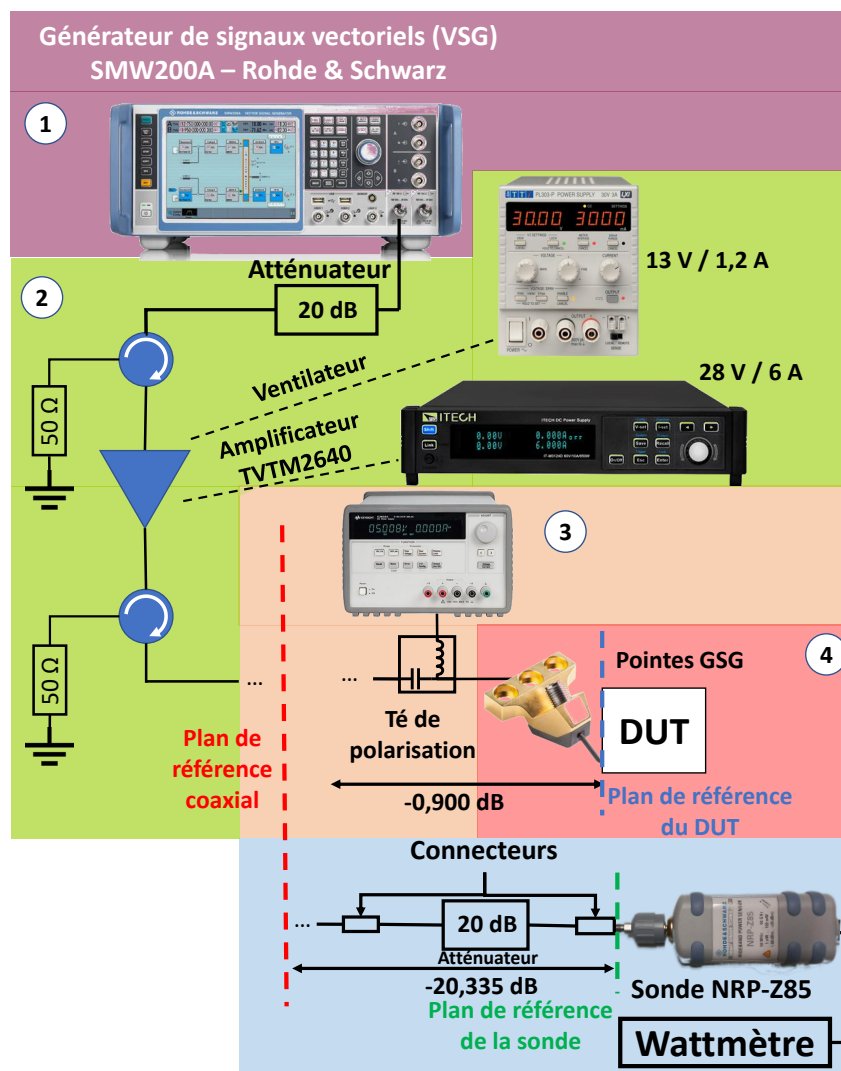


FIGURE 3.16 – Mesure de la puissance d'entrée

Le bloc composé du té-de-polarisation et de la pointe est déconnecté du circuit et toutes

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

les mesures sont effectuées sur le plan de référence coaxial indiqué en rouge. La puissance moyenne est mesurée à l'aide d'un wattmètre. Tous les composants connectés au wattmètre, tels que les câbles et les connecteurs, sont d'abord caractérisés en paramètres S afin d'obtenir la puissance sur le plan de référence coaxial.

La puissance d'entrée est mesurée avec le wattmètre sur le plan coaxial d'entrée en utilisant un atténuateur de 20 dB associé à la sonde NRP-Z85 pour la protéger. On peut noter également la présence des transitions (connecteurs) avant et après l'atténuateur. Tous ces composants connectés entre le plan de référence coaxial d'entrée en rouge et le plan de référence coaxial de la sonde en vert sont d'abord caractérisés en paramètres S à une fréquence de 29 GHz afin d'obtenir la puissance mesurée sur le plan de référence coaxial. On obtient une atténuation de 20,335 dB entre les deux plans de mesure comme indiqué dans la figure 3.16. Cette mesure doit être ensuite corrigée au plan de référence de la pointe GSG d'entrée en tenant compte de l'atténuation de 0,900 dB. Les relations entre les puissances d'entrée mesurées dans les trois plans de référence (coaxial, du DUT et de la sonde) sont montrées dans les équations 3.16 et 3.17 où $P_{in,sonde}$ est la puissance mesurée dans le plan de référence de la sonde, $P_{in,coaxial}$ est la puissance mesurée dans le plan de référence coaxial et $P_{in,DUT}$ est la puissance mesurée dans le plan de référence du DUT.

$$P_{in,coaxial} = P_{in,sonde} + 20,335 \text{ dB} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} P_{in,DUT} &= P_{in,coaxial} - 0,9 \text{ dB} \\ &= P_{in,sonde} + 19,435 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Pour mesurer la puissance de sortie, le wattmètre avec la sonde de puissance est connecté après le plan de référence coaxial de sortie comme l'indique la figure 3.17. Entre les plans de référence coaxial de sortie (en rouge) et de la sonde (en vert), on peut noter un câble, deux atténuateurs de 20 et 30 dB et des transitions (connecteurs). Tous ces composants ont été caractérisés en paramètres S et on trouve 34,699 dB de pertes. Cette mesure doit être ensuite corrigée pour le plan de référence de la pointe GSG d'entrée en tenant compte de l'atténuation de 0,871 dB. Les relations entre les puissances de sortie mesurées dans les trois plans de référence (coaxial, du DUT et de la sonde) sont montrées dans les équations 3.18 et 3.19 où $P_{out,sonde}$ est la puissance mesurée dans le plan de référence de la sonde, $P_{out,coaxial}$ est la puissance mesurée dans le plan de référence de la coaxial et $P_{out,DUT}$ est la puissance

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

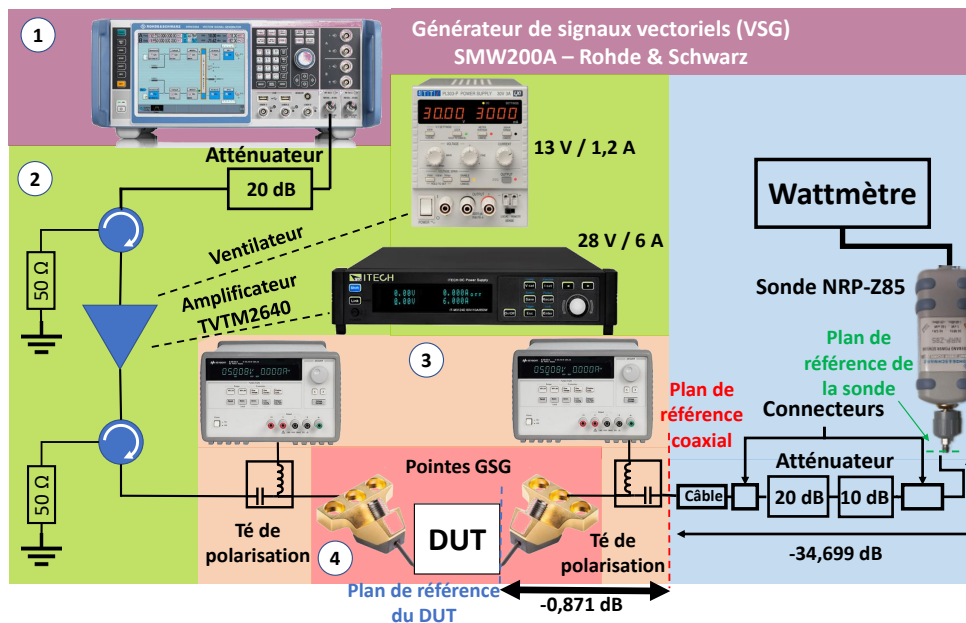


FIGURE 3.17 – Mesure de la puissance de sortie

mesurée dans le plan de référence du DUT.

$$P_{out,coaxial} = P_{out,sonde} + 34,699 \text{ dB} \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} P_{out,DUT} &= P_{out,coaxial} + 0,871 \text{ dB} \\ &= P_{out,sonde} + 35,570 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Afin de mesurer la puissance de chaque fréquence des signaux d'entrée et de sortie avec l'analyseur de spectre, il est nécessaire de trouver la relation entre les valeurs de puissance mesurées par celui-ci et la puissance obtenue réellement dans le plan de mesure du dispositif (DUT).

Pour ce faire l'analyseur de spectre est placé en configuration finale de mesure et un signal CW est appliqué à la configuration présentée dans la figure 3.18.

Les blocs té-de-polarisation et pointes d'entrée et de sortie sont déconnectés du circuit de la figure 3.11 et une transition femelle-femelle avec une perte de 0,14 dB (obtenu à partir des mesures de paramètres S) relie les plans de référence coaxiaux d'entrée et de sortie. L'analyseur de spectre est donc connecté au plan de référence coaxiaux de sortie à l'aide de deux câbles, deux connecteurs et un atténuateur de 20 dB.

Le niveau de référence a été fixé à +5 dBm, qui n'a pas été modifié dans les mesures suivantes afin de préserver l'étalonnage de la puissance. Il est également nécessaire,

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

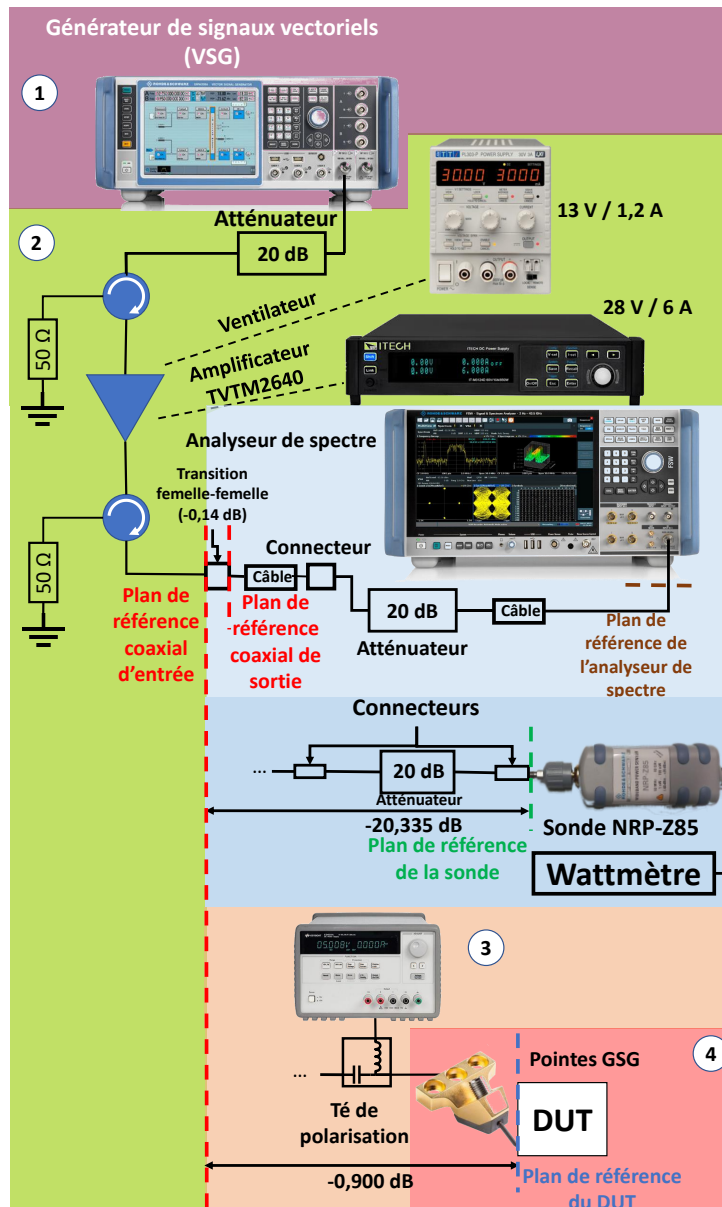


FIGURE 3.18 – Configuration pour le calcul de la différence entre la puissance mesurée par l’analyseur de spectre et les puissances mesurées dans les plans de référence d’entrée du DUT

pour les mesures ultérieures, que les câbles et les connecteurs utilisés pour connecter l’instrument au plan de référence coaxial de sortie soient conservés.

La fréquence du signal CW généré se situe au milieu de la bande passante des signaux caractérisés, dans ce cas 29,0040645 GHz. La valeur de ce signal est alors mesurée et comparée à la puissance mesurée dans le plan de référence GSG d’entrée par la sonde de puissance en utilisant la configuration de la figure 3.16. La différence entre les puissances dans les plans de référence coaxial d’entrée (en rouge) et de l’analyseur de spectre (en marron) ($Offset_{in,coaxial}$) est définie dans l’équation 3.20, où $P_{in,coaxial}$ est

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

la puissance mesurée par la sonde de puissance dans le plan de référence coaxial d'entrée et $P_{analyseur}$ est la puissance mesurée par l'analyseur de spectre.

$$\text{Offset}_{in,coaxial} = P_{in,coaxial} - P_{analyseur} \quad (3.20)$$

Mais l'objectif est de définir la différence entre les plans de référence du DUT d'entrée et de l'analyseur de spectre ($\text{Offset}_{in,DUT}$). Elle peut être définie par l'équation 3.21.

$$\text{Offset}_{in,DUT} = P_{in,DUT} - P_{analyseur} \quad (3.21)$$

Pour établir une relation entre $\text{Offset}_{in,DUT}$ et la puissance mesurée par la sonde $P_{in,sonde}$ dans son plan de référence en vert, il est nécessaire de substituer l'équation 3.17 dans l'équation 3.21 pour déduire l'équation 3.22. Cette différence sera utilisée dans les mesures spectrales du signal d'entrée.

$$\begin{aligned} \text{Offset}_{in,DUT} &= P_{in,coaxial} - 0,900 \text{ dB} - P_{analyseur} \\ &= P_{in,sonde} + 19,435 \text{ dB} - P_{analyseur} \\ &= 26,65 \text{ dB} \end{aligned} \quad (3.22)$$

La valeur mesurée du $P_{analyseur}$ peut également être utilisée pour calculer la différence entre les puissances dans les plans de référence coaxial de sortie (en rouge) et de l'analyseur de spectre (en marron) ($\text{Offset}_{out,coaxial}$). Elle est définie dans l'équation 3.23, où $P_{outcoaxial}$ est la puissance mesurée par la sonde de puissance dans le plan de référence coaxial de sortie et $P_{analyseur}$ est la puissance mesurée par l'analyseur de spectre. La relation entre $P_{in,coaxial}$ et $P_{out,coaxial}$ est la transition femelle-femelle de 0,14 dB.

$$\begin{aligned} \text{Offset}_{out,coaxial} &= P_{out,coaxial} - P_{analyseur} \\ &= P_{in,coaxial} - 0,14 - P_{analyseur} \end{aligned} \quad (3.23)$$

Comme pour le signal d'entrée, nous voulons trouver la différence entre les plans de référence du DUT de sortie et de l'analyseur de spectre ($\text{Offset}_{out,DUT}$). Elle peut être définie par l'équation 3.24.

$$\text{Offset}_{out,DUT} = P_{out,DUT} - P_{analyseur} \quad (3.24)$$

Le $\text{Offset}_{out,DUT}$ peut également être exprimé en fonction du $P_{in,sonde}$. Pour ce faire, il est nécessaire de remplacer l'équation 3.19 dans l'équation 3.24 pour obtenir l'équation

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

3.25. Le schéma représentant l'étalonnage de la puissance pour la mesure de la puissance de sortie avec l'analyseur de spectre est illustré dans la figure 3.19.

$$\begin{aligned}
 \text{Offset}_{out,DUT} &= P_{in,coaxial} - 0,14 + 0,871 \text{ dB} - P_{analyseur} \\
 &= P_{in,sonde} + 20,195 \text{ dB} - P_{analyseur} \\
 &= 28,29 \text{ dB}
 \end{aligned}
 \tag{3.25}$$

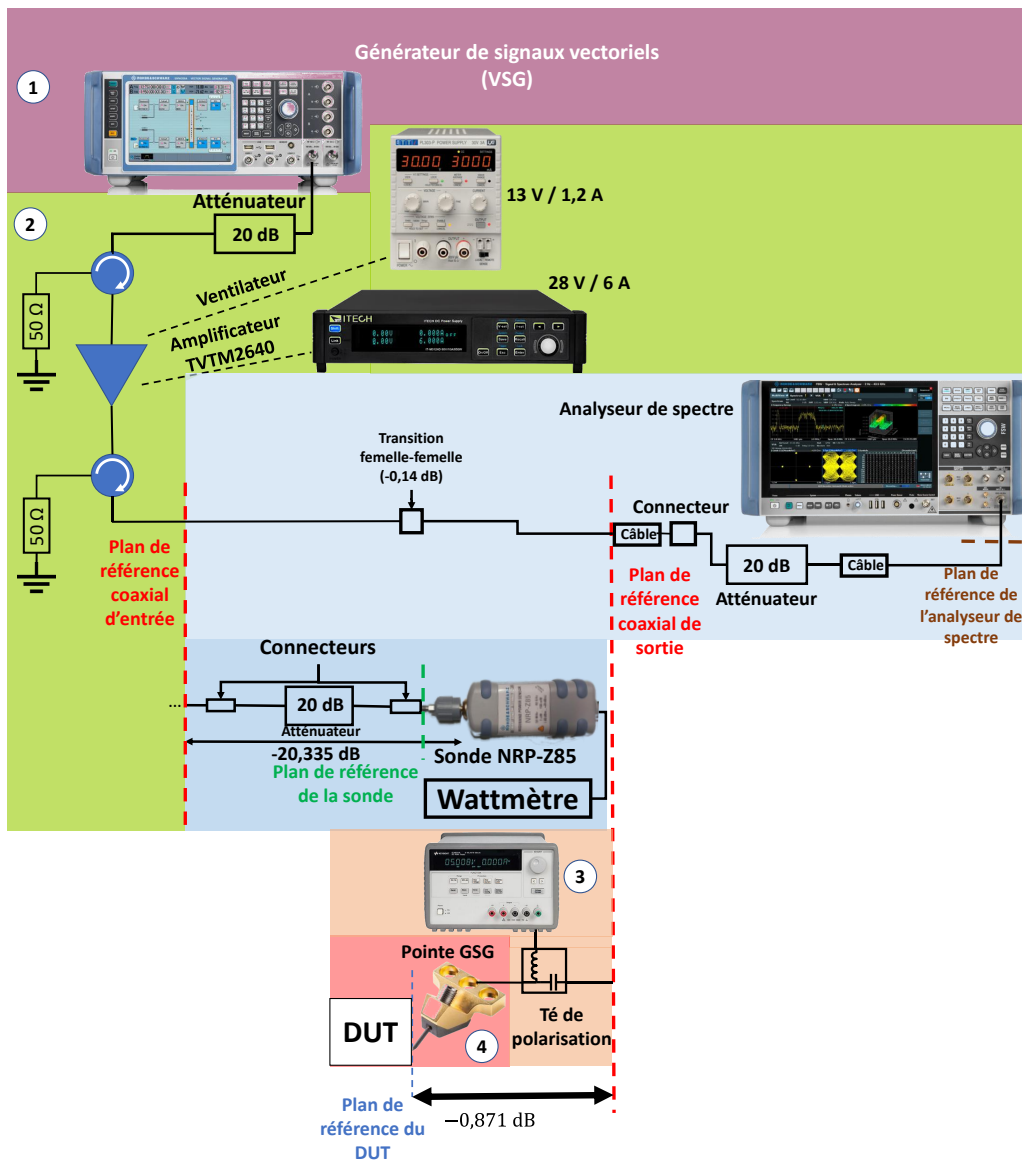


FIGURE 3.19 – Configuration pour le calcul de la différence entre la puissance mesurée par l'analyseur de spectre et les puissances mesurées dans les plans de référence de sortie du DUT

Pour que l'étalonnage en puissance reste valide, aucun paramètre ne doit changer entre l'étalonnage et la mesure sur l'analyseur de spectre, comme la RBW et l'atténuation interne. Ces paramètres doivent être présélectionnés lors d'une mesure manuelle pour couvrir la zone d'intérêt. Les valeurs doivent ensuite être figées avant l'étalonnage et pendant toutes les mesures.

3.5 Mesures et résultats - Comparaison entre les bancs NVNA et VSG/VSA

3.5.1 Signaux 256-QAM, 512-QAM, 1024-QAM et USMT-8

Caractéristiques des signaux d'entrée utilisés

Pour caractériser les dispositifs sur le banc de la figure 3.11, un signal USMT-8, généré de manière hétérodyne avec un oscillateur local à 28,993 GHz, est utilisé. Le premier ton est décalé de 10 MHz à droite de l'oscillateur local. Les produits d'intermodulation de troisième ordre se trouvent entre 29,000800 GHz et 29,007300 GHz. Les mesures sont effectuées sur une plage de fréquences de 29,0007 GHz à 29,0074 GHz avec une résolution de 1 kHz (RBW - **Resolution Bandwidth** de 1 kHz et VBW - **Video Bandwidth** de 1 kHz), 6501 échantillons et une durée de balayage de 8 secondes. Ces spectres ont été enregistrés avec l'analyseur des signaux vectoriels en tenant un niveau de référence constant de 5 dBm, qui n'a pas été modifié entre les différentes mesures afin de préserver l'étalonnage de la puissance réalisé auparavant. Un PAPR d'environ 8 dB est obtenu, et des atténuateurs sont utilisés pour protéger la sonde des pics de puissance qui pourraient endommager celle-ci, même si la puissance moyenne reste dans les limites spécifiées par le fabricant de la sonde.

Pour pouvoir comparer les mesures effectuées sur le banc de mesure basé sur le VSG/VSA avec celles effectuées sur le banc de mesure basé sur le NVNA, les signaux USMT-8 appliqués aux dispositifs doivent être identiques, c'est-à-dire que les huit tons doivent être aux mêmes fréquences. La fréquence choisie pour l'oscillateur local étant différente dans les mesures effectuées sur les deux bancs de mesure, 29 GHz pour le banc basé sur un NVNA et 28,993 GHz pour le banc de mesure basé sur VSG/VSA, par conséquent les fréquences en bande de base pour le banc de mesure basé sur VSG/VSA doivent être différentes des fréquences déjà présentées dans le tableau 2.6 du chapitre 2. Le tableau 3.1 montre une comparaison entre les fréquences en bande de base utilisées dans le banc de mesure basé sur le NVNA et celles utilisées dans

le banc de mesure basé sur le VSG/VSA.

	NVNA	VSG/VSA
f_1 (MHz)	3	10
f_2 (MHz)	3, 201	10, 201
f_3 (MHz)	3, 403	10, 403
f_4 (MHz)	3, 609	10, 609
f_5 (MHz)	3, 827	10, 827
f_6 (MHz)	4, 081	11, 081
f_7 (MHz)	4, 443	11, 443
f_8 (MHz)	5, 129	12, 129

TABLE 3.1 – Comparaison entre les huit fréquences de bande de base utilisées dans les bancs de mesures basés sur NVNA et VSG/VSA.

Les signaux modulés complexes doivent occuper la même bande que le signal de l'USMT-8. Il est utilisé un filtre à racine de cosinus surélevé avec un *roll-off* de 0,35 en raison de sa capacité à minimiser les interférences inter-symboles. Pour une configuration homodyne, la fréquence de l'oscillateur local est de 29,004064 GHz (milieu de la bande). Il est important de noter que ces signaux à modulation complexe ont la même largeur de bande que le signal USMT-8, c'est-à-dire 2,129 MHz comme le montre la figure 3.20. Dans un premier temps, les modulations 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM ont été choisies. [11].

L'étape suivante consiste à définir le nombre de symboles à transmettre. En considérant le filtre à racine de cosinus surélevé avec un *roll-off* de 0,35, la largeur de bande de 2,129 MHz et l'équation 3.26 qui relie le taux de transmission des symboles au *roll-off* du filtre α et à la largeur de bande du signal, il est possible de trouver la valeur de la rapidité de symbole $D = 1,58$ MSymb/s définie par l'équation 3.27.

$$D \cdot (1 + \alpha) = 2,129 \text{ MHz} \quad (3.26)$$

$$D = 1,58 \text{ MSymb/s} \quad (3.27)$$

Propriétés statistiques des signaux

Il est important de vérifier les propriétés statistiques des signaux décrits dans cette section, car elles nous donnent des informations sur la dynamique des signaux, en particulier la fonction de densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ et l'enveloppe du signal en bande de base et la fonction de distribution cumulative complémentaire

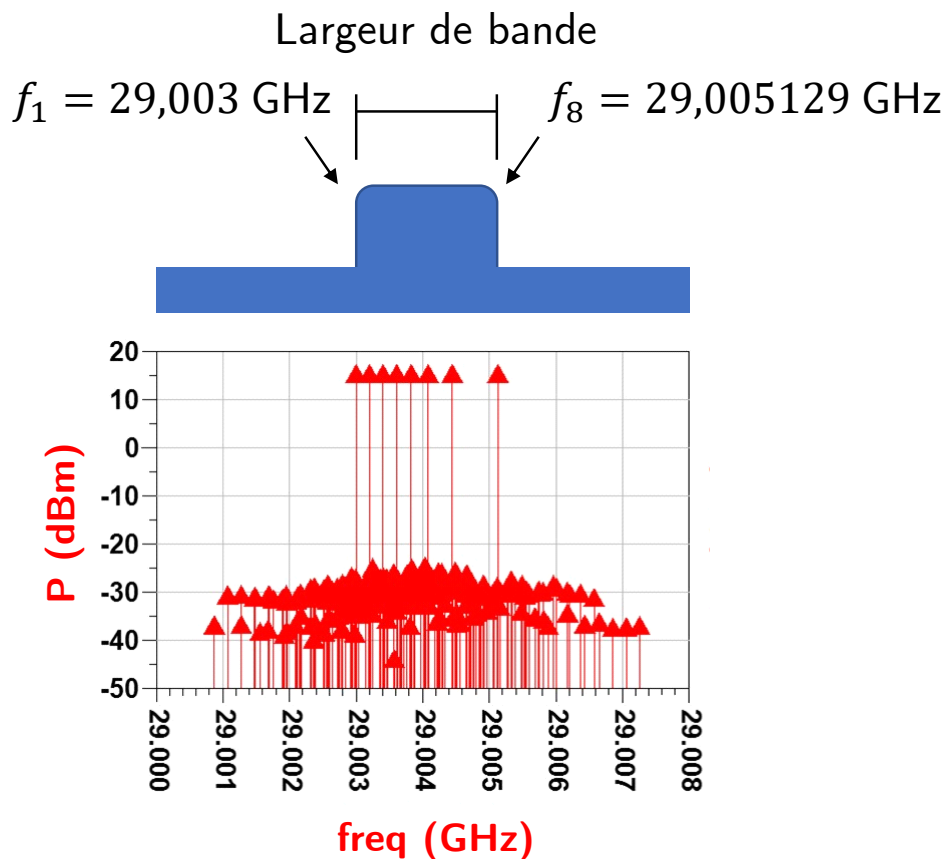


FIGURE 3.20 – Largeur de bande des signaux modulés comparée au spectre du signal USMT-8

(CCDF) qui nous donne le rapport entre la puissance instantanée maximale et la puissance moyenne du signal (PAPR).

Une comparaison des propriétés de chaque signal permet de vérifier si les signaux placent les dispositifs dans des conditions similaires de non-linéarité, c'est-à-dire s'ils possèdent la même allure.

Toutes les signaux avec modulations QAM ont été générés en utilisant un filtre en racine de cosinus surélevé avec un *roll-off* de 0,35.

Le premier signal à analyser est le 256-QAM, dont les propriétés statistiques sont présentées dans la figure 3.21.

La figure 3.21a montre la constellation (en rouge) et l'excursion du signal en bande de base (en bleu) dans le plan IQ.

La PDF des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ a une forme quasi-gaussienne, mais son amplitude maximale est inférieure à celle de la gaussienne (avec une moyenne de 0 et $\sigma = 0,706$ et représentée en vert dans la figure 3.21b) et cette fonction a des valeurs plus faibles pour les puissances instantanées supérieures à 1,5 dB au-dessus de la puissance

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

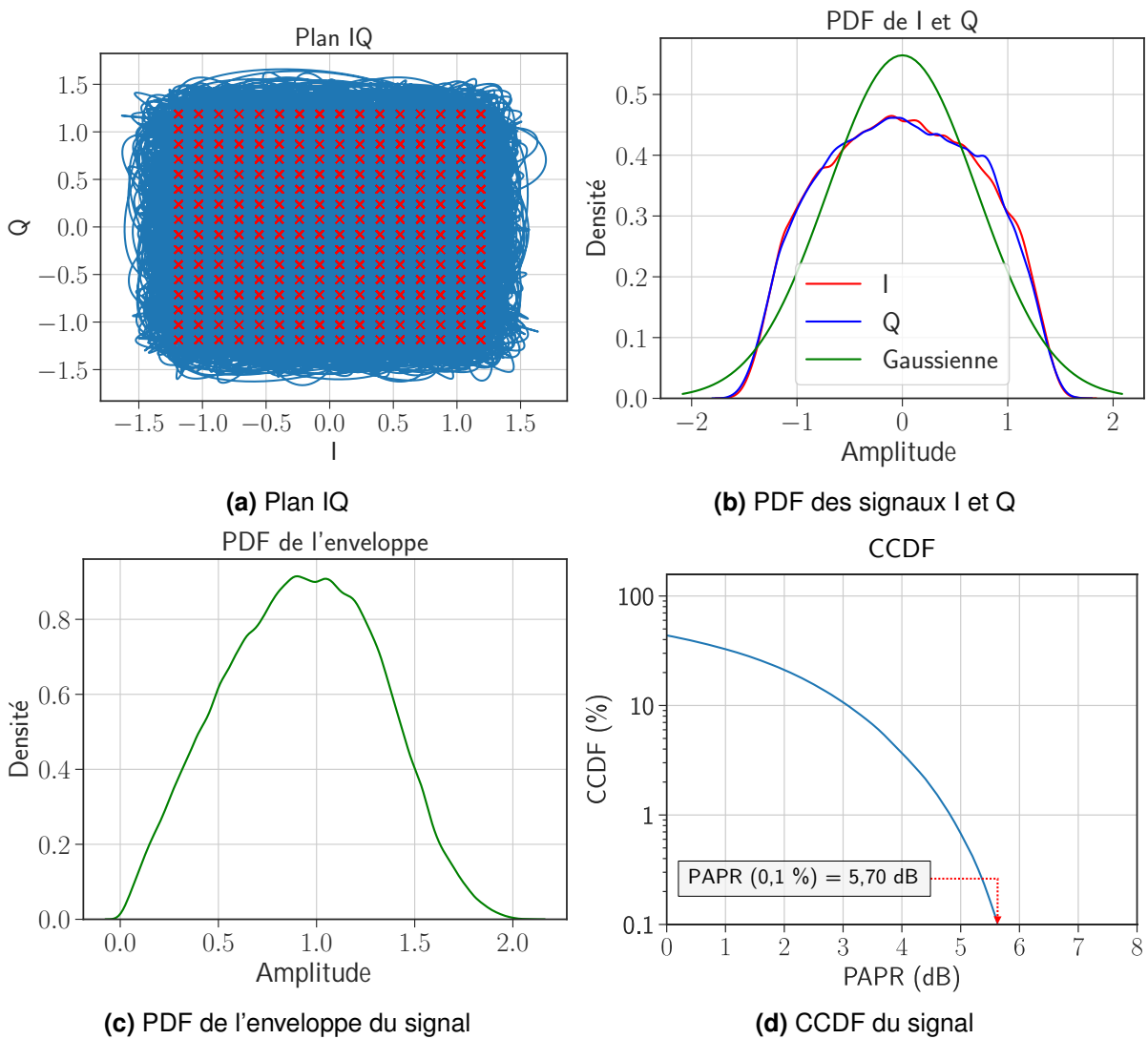


FIGURE 3.21 – Propriétés statistiques du signal 256-QAM

moyenne et inférieures à 1,5 dB en-dessous de la puissance moyenne. Cela signifie que la puissance instantanée maximale par rapport à la puissance moyenne (PAPR) pour la modulation 256-QAM est inférieure à la puissance instantanée maximale d'un signal avec une PDF gaussienne. Pour cette modulation, le rapport PAPR est environ 5,7 dB (figure 3.21d), c'est-à-dire que la puissance instantanée n'est supérieure à cette valeur que dans 0,1 % du temps.

En ce qui concerne la PDF de l'enveloppe du signal, représentée dans la figure 3.21c, nous observons un comportement similaire à la loi de Rayleigh.

Les propriétés statistiques du signal 1024-QAM présentées dans la figure 3.22 sont très similaires à celles du signal 256-QAM. En partant de l'excursion du signal en bande de base (en bleu) dans le plan IQ illustrée dans la figure 3.22a, nous pouvons observer

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

qu'elle a la même forme et les mêmes amplitudes, ce qui indique une dynamique similaire. Cependant, la constellation est plus dense, ce qui indique que ce signal est plus sensible aux distorsions causées par la non-linéarité du dispositif. Les PDFs des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ et de l'enveloppe en bande de base du signal sont très similaires aux PDFs du signal 256-QAM, mais on constate que le PAPR à 0,1 % du signal est d'environ 5,80 dB par rapport à la puissance moyenne du signal, ce qui est légèrement plus élevé que le PAPR du signal 256-QAM. La PDF des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ et comparée à une gaussienne avec une moyenne d'environ 0 et un $\sigma = 0,707$.

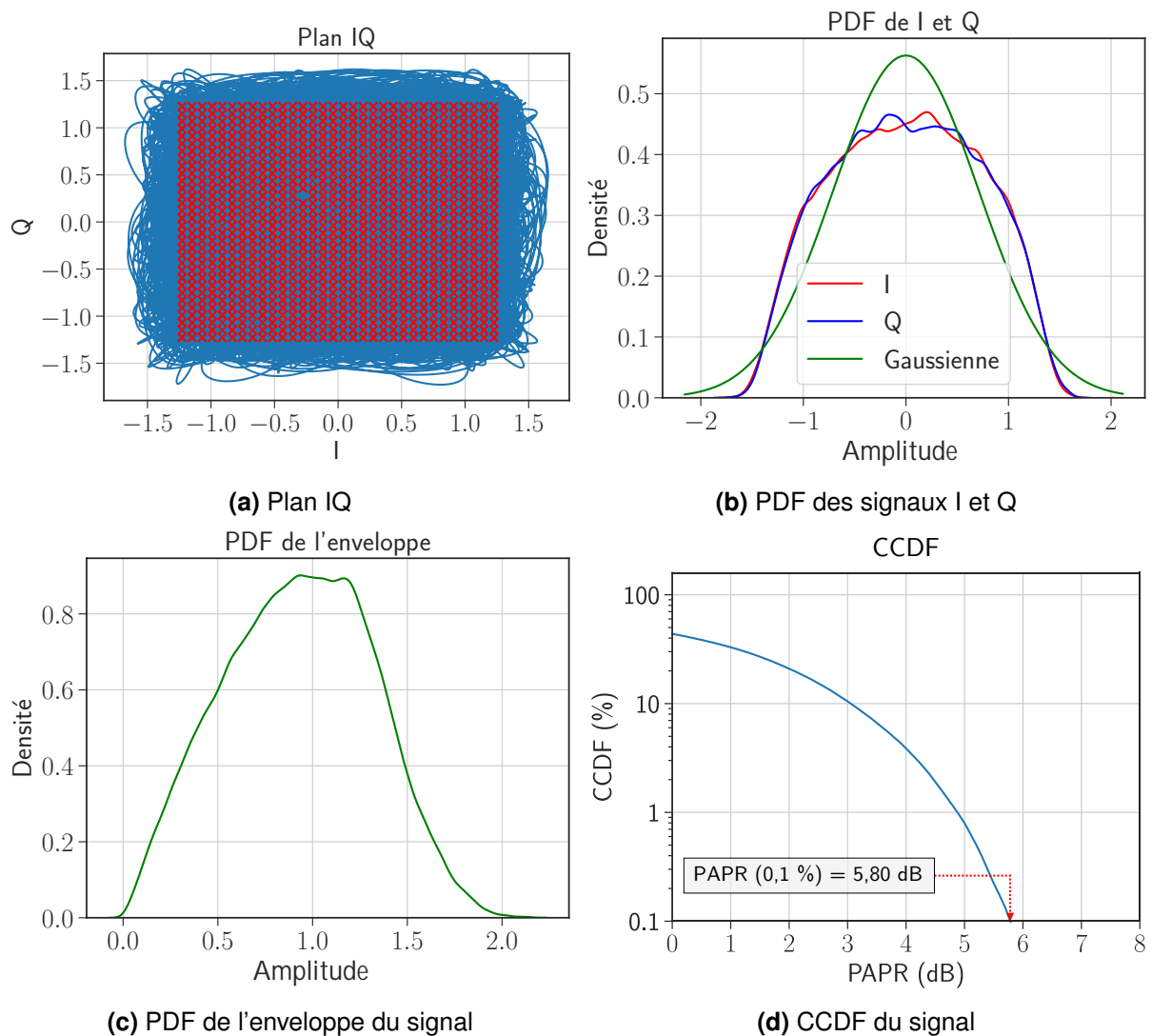


FIGURE 3.22 – Propriétés statistiques du signal 1024-QAM

La figure 3.23 montre les propriétés statistiques du signal USMT-8. La forme gaussienne ($\mu \approx 0$ et $\sigma = 0,707$) des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ est notée dans la figure 3.23b, ce qui implique une plus grande relation entre la puissance instantanée maximale et la

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

puissance moyenne du signal. Cela apparaît clairement dans la courbe CCDF de la figure 3.23d et dans la valeur du PAPR à 0,1 %, qui est d'environ 7,60 dB, ce qui est plus élevé que le PAPR des signaux modulés en 256-QAM et 1024-QAM.

Cette dynamique plus importante du signal USMT-8 est également visible dans l'excursion du signal en bande de base dans le plan IQ (figure). Par rapport aux figures 3.21a et 3.22a, on constate que les limites de la courbe augmentent pour le signal USMT-8, ce qui indique une puissance instantanée maximale plus importante.

Et la PDF de l'enveloppe du signal USMT-8 présentée dans la figure 3.23c suit la loi de Rayleigh.

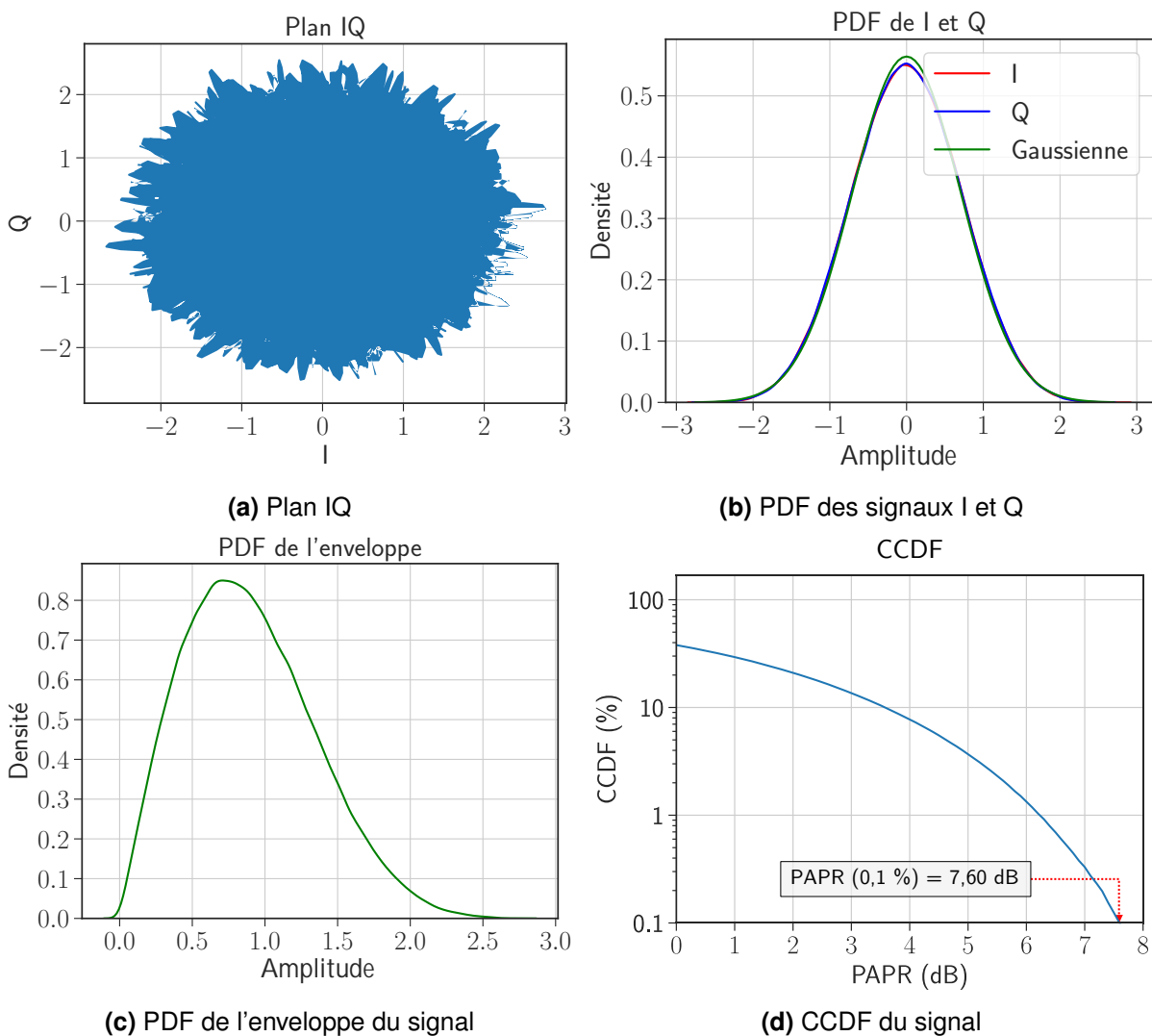


FIGURE 3.23 – Propriétés statistiques du signal USMT-8

Une comparaison entre les PDF du signal $I(t)$, l'enveloppe et les CCDF des modulations 256-QAM, 1024-QAM et USMT-8 est présentée dans la figure 3.24. Le PAPR est

plus élevé pour le signal USMT-8 par rapport aux signaux modulés en 256-QAM et 1024-QAM.

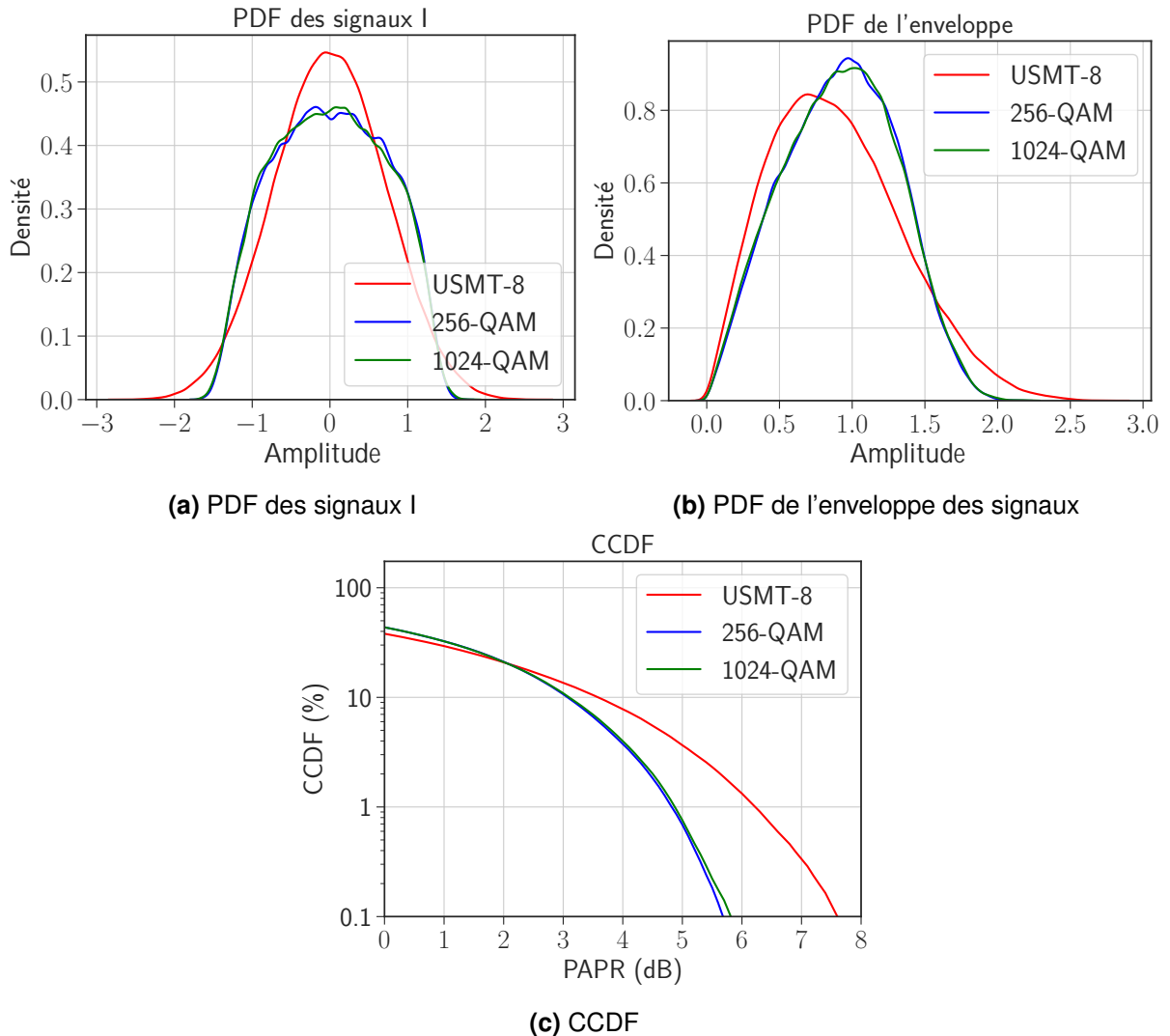


FIGURE 3.24 – Propriétés statistiques des signaux USMT-8, 256-QAM et 1024-QAM

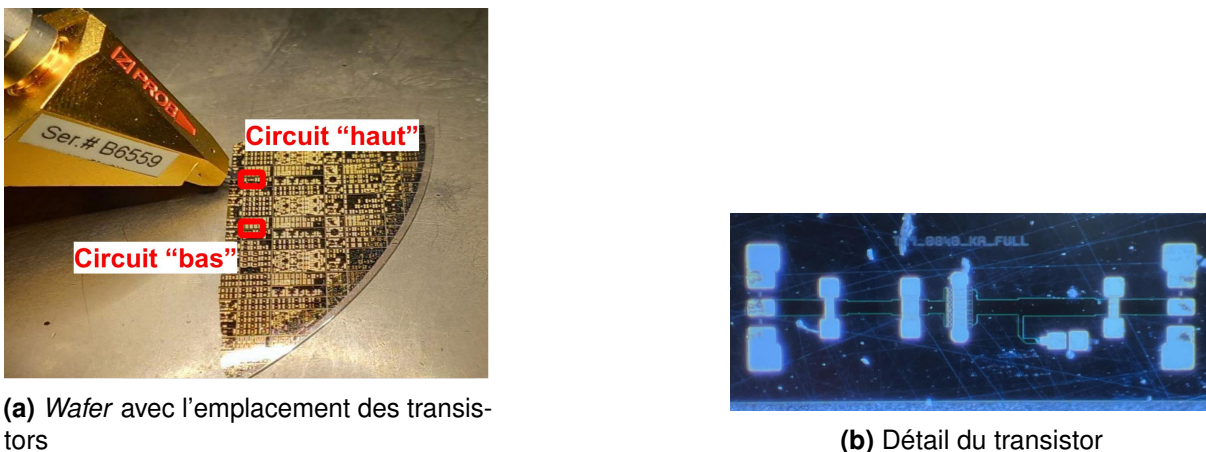
Mesures de puissance et d'EVM

Le banc présenté dans la section 3.4 ne permet de mesurer que l'amplitude des puissances à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test (DUT). Autre détail, il ne permet de mesurer que la puissance disponible sur les plans de référence du DUT, ce qui rend impossible la mesure des puissances incidente et réfléchiée séparément. On peut en dire autant de la mesure du spectre et de l'EVM des signaux. C'est pourquoi tous les dispositifs caractérisés doivent être adaptés à l'impédance du système, c'est-à-dire 50Ω . Les dispositifs choisis sont deux transistors adaptés à une impédance de 50Ω à l'entrée

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

et à la sortie. Ils ont une largeur de grille de $8 \times 50 \mu\text{m}$ et une longueur de grille de 150 nm . Ils ont les mêmes caractéristiques que le dispositif caractérisé dans la section 2.8.1 du chapitre 2, c'est-à-dire qu'ils sont adaptés à un point de polarisation de 150 mA/mm de courant de drain et à une tension de drain de 20 V .

La figure 3.25a montre une photographie du *wafer* indiquant l'emplacement des deux transistors caractérisés dans cette section. Le transistor caractérisé dans la section 2.8.1 du chapitre 2 n'est pas représenté sur la figure 3.25a. Le détail du transistor est montré dans la figure 3.25b.



(a) Wafer avec l'emplacement des transistors

(b) Détail du transistor

FIGURE 3.25 – Transistors « haut » et « bas » dont les mesures sont présentées dans les figures 3.27 à 3.46

Les mesures de la section 2.8.1 du chapitre 2 sont à nouveau présentées dans les figures 3.27, 3.28, 3.29, 3.31 et 3.33, indiquées par la couleur orange (USMT-8 NVNA). Elles ont été réalisées sur le banc de mesure basée sur un NVNA (Figure 3.26).

Ces mesures sont comparées à celles effectuées sur le banc de mesure VSG/VSA présenté à la section 3.4 où certains types de modulation ont été appliqués, tels que le signal USMT-8 avec les fréquences en bande de base indiquées dans le tableau 3.1 et les modulations 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM, avec la même largeur de bande que le signal USMT-8, c'est-à-dire $2,129 \text{ MHz}$ (Figure 3.20).

La figure 3.27 montre le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée pour les deux dispositifs analysés. La différence de la valeur du PAE est insignifiante lorsque les différents types de modulation numérique sont appliqués aux dispositifs de la figure 3.25. Par rapport à la mesure effectuée au banc basé sur un NVNA présente dans le chapitre 2, les PAEs mesurés avec le banc de mesure présenté dans la section 3.4 ont une différence d'environ 2 points de pourcentage à $P_{in} = 15 \text{ dBm}$.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

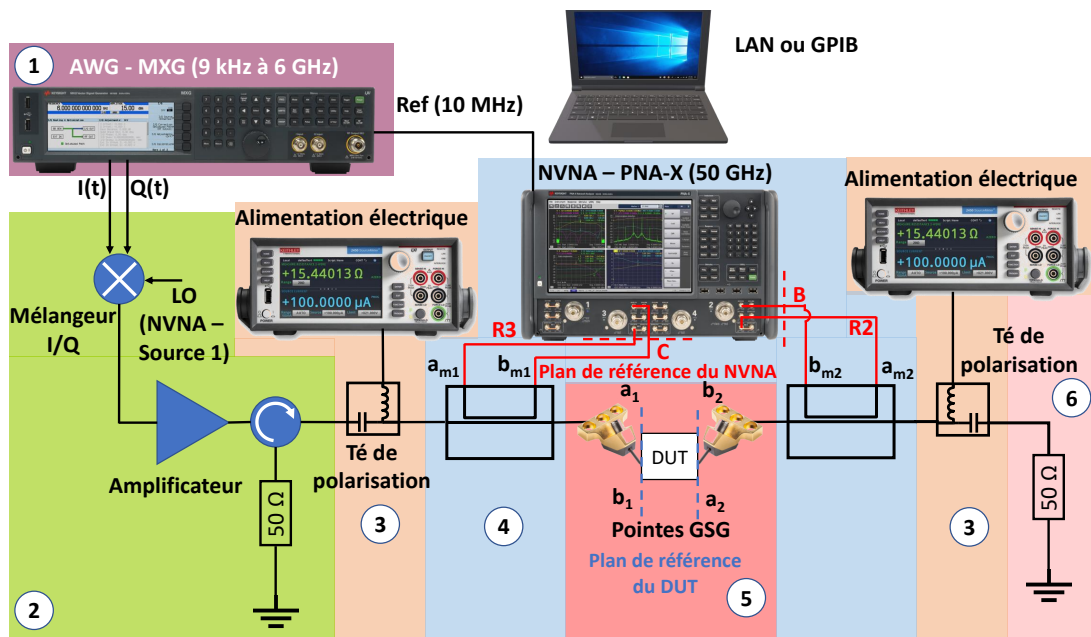


FIGURE 3.26 – Banc de mesure basée sur un NVNA pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux USMT (*Unequally Spaced Multi-Tones*)

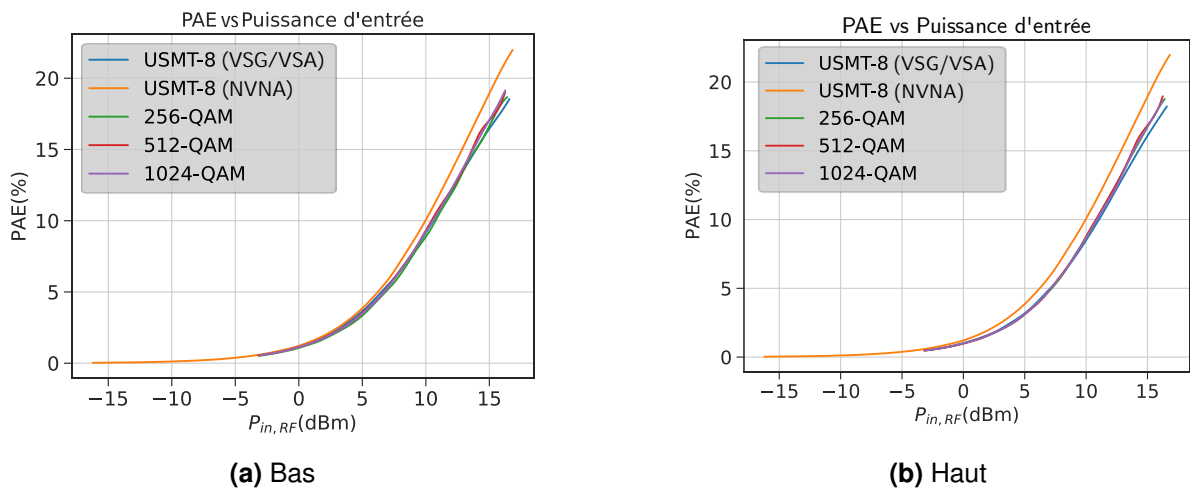


FIGURE 3.27 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques

Pour la valeur moyenne de la puissance de sortie (Figure 3.28), la différence entre les valeurs mesurées pour les différents types de modulation et comparées au banc basé sur un NVNA est peu significative.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

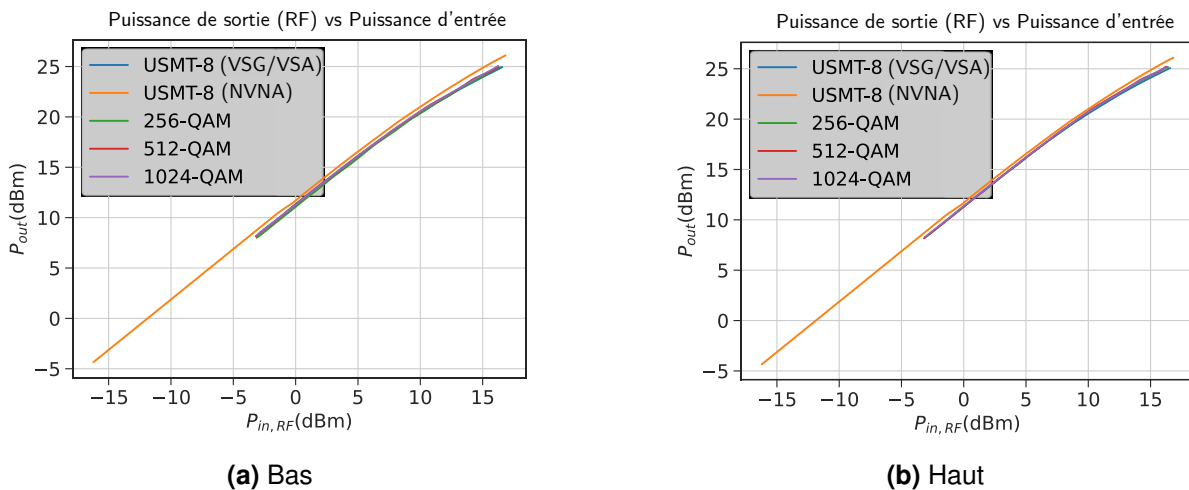


FIGURE 3.28 – Puissance de sortie P_{out} en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques

Le transistor caractérisé sur le banc basé sur le NVNA (section 2.8.1 du chapitre 2) a été polarisé à $I_D = 60$ mA et les transistors « haut » et « bas » caractérisés sur le banc VSG/VSA ont été polarisés à une tension de grille de $V_G = -2,5$ V. Cela implique que le courant continu de drain de repos soit différent pour chaque transistor comme on peut observer dans les mesures présentées dans les figures 3.27 à 3.33. Considérant que ces transistors ne sont pas identiques, le courant de drain DC de chacun est différent : 58 mA pour le transistor « bas » et 68 mA pour le transistor « haut ». La figure 3.29 montre le courant de drain DC en fonction de la puissance d'entrée pour chacune des modulations numériques.

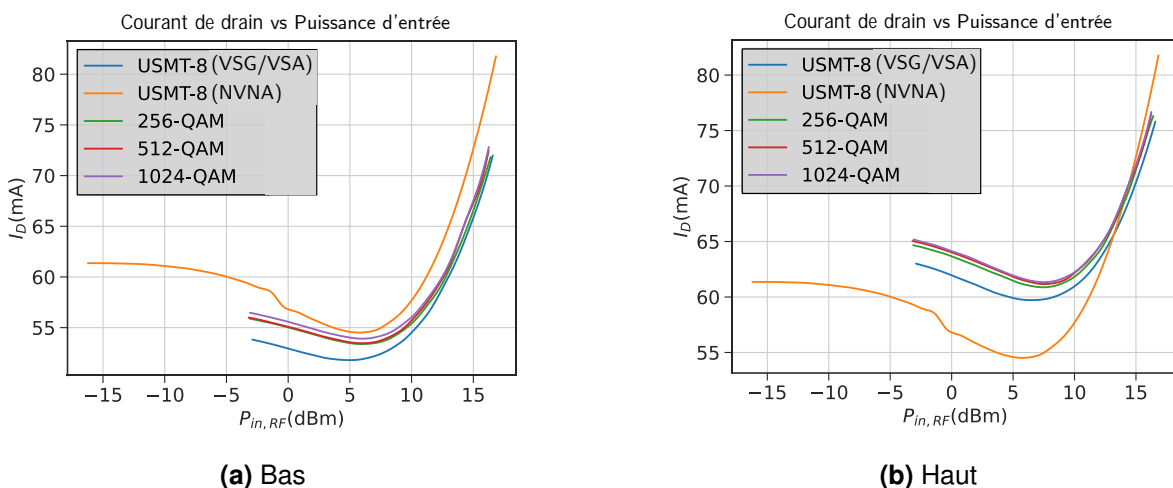


FIGURE 3.29 – Courant de drain DC I_D en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

On constate que la courbe du courant de drain DC en orange dans les figures 3.29a et 3.29b présente quelques discontinuités. Cela est dû à la méthode utilisée pour caractériser le dispositif. Compte tenu des limitations de puissance des accès NVNA, il est nécessaire d'utiliser des atténuateurs entre le coupleur directionnel et les accès du NVNA, comme le montre la figure 3.30, mais cela réduit la sensibilité de l'instrument si le signal à mesurer est de très faible amplitude.

On peut noter la décroissance locale du courant de drain quand la puissance d'entrée augmente. Ce phénomène est dû à des effets de pièges présents dans le composant AlGaN/GaN.

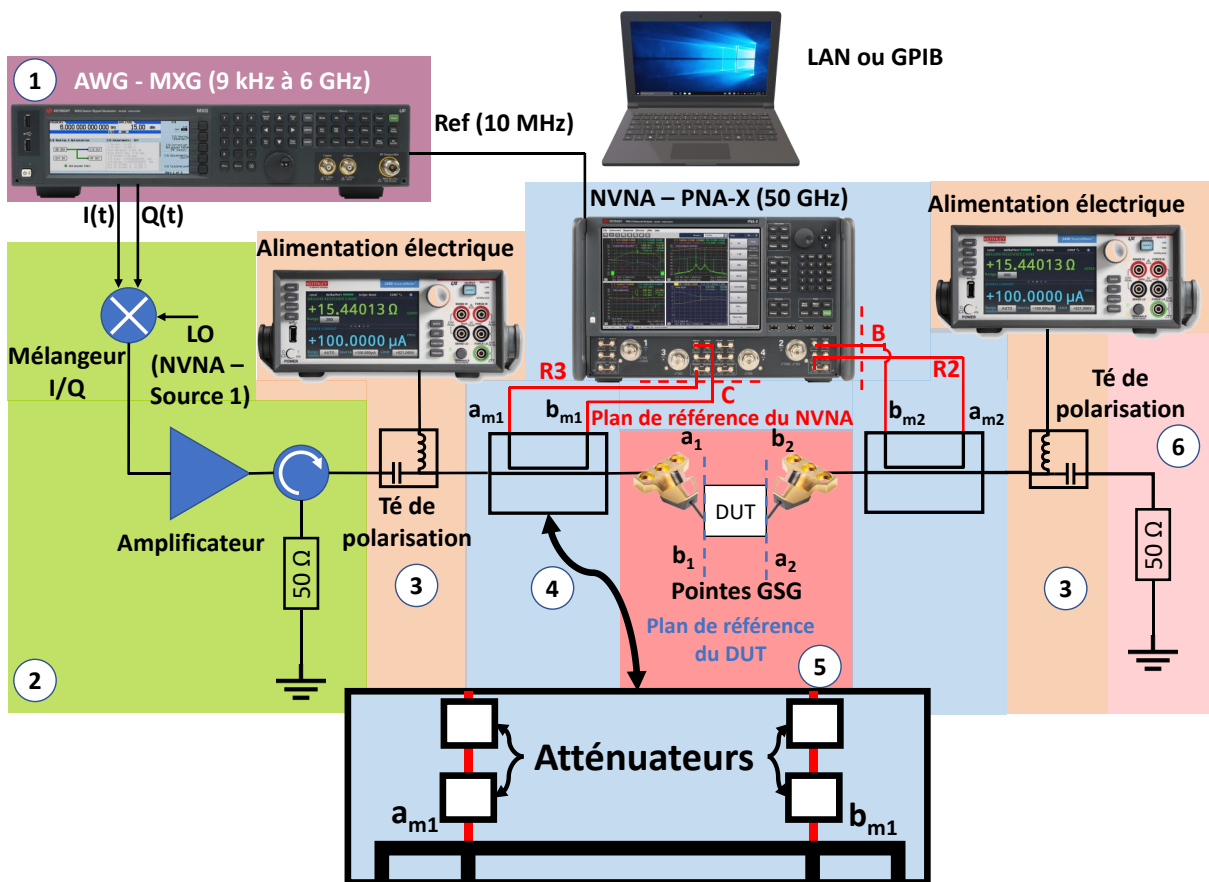


FIGURE 3.30 – Banc de mesure basée sur un analyseur de réseau vectoriel (NVNA) pour la caractérisation de dispositifs utilisant des signaux USMT (*Unequally Spaced Multi-Tones*) mettant en évidence les atténuateurs entre le coupleur directionnel et le NVNA.

Afin d'obtenir une bonne sensibilité pour toutes les gammes de puissance mesurées, il a été décidé d'ajouter des atténuateurs au fur et à mesure que la puissance du signal augmentait. Mais les atténuateurs sont situés entre les plans de référence du DUT et du NVNA, de sorte qu'il a été nécessaire d'étalonner le banc pour chaque atténuateur ajouté. Cela signifiait également qu'il fallait retirer le signal appliqué, déconnecter

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

l'alimentation, retirer le dispositif, ajouter les nouveaux atténuateurs, réétalonner, puis repolariser le transistor et appliquer à nouveau le signal. Par conséquent, les conditions de fonctionnement du transistor ne sont pas exactement les mêmes dans chaque intervalle de puissance, ce qui entraîne les discontinuités illustrées dans les figures 3.29a et 3.29b. Le même effet est observé dans le gain et l'EVM présentés dans les figures 3.31 et 3.33 respectivement.

Le gain du dispositif caractérisé sur le banc basé sur le NVNA est légèrement plus élevé (environ 1 dB de différence) que le gain des dispositifs caractérisés sur le banc VSG/VSA. C'est l'une des raisons pour lesquelles nous obtenons un PAE plus élevé pour ce dispositif dans la figure 3.27. Les autres raisons comprennent le fait qu'ils ne sont pas identiques et que le point de polarisation n'est pas le même. La figure 3.31 montre la comparaison du gain du transistor caractérisé avec un signal USMT-8 sur un banc basé sur le NVNA avec celui des transistors caractérisés sur le banc VSG/VSA avec des signaux de différents types de modulation numérique.

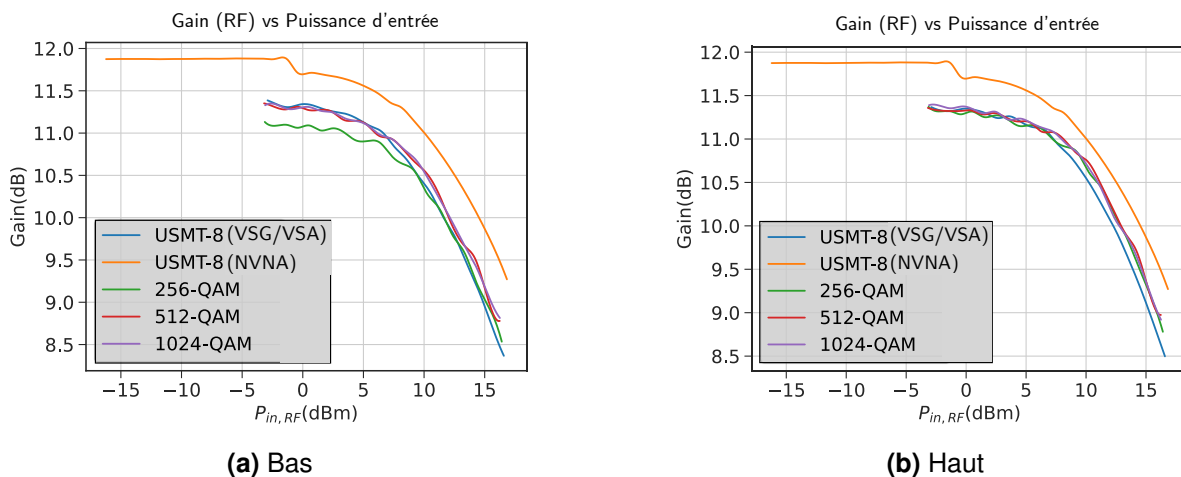


FIGURE 3.31 – Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques

Enfin, l'EVM (*Error Vector Magnitude*) a été mesuré à l'aide de l'option VSA de l'analyseur de spectre pour les signaux 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM. Pour ce faire, le signal de sortie mesuré par l'analyseur de spectre a été décodé et les symboles reçus ont été comparés aux symboles idéaux pour chaque modulation. L'EVM a ainsi été calculé à partir de la définition décrite dans la section 1.5.1 du chapitre 1. L'une des limitations du banc de mesure est que l'instrument ne connaît pas le symbole généré et envoyé par le générateur de signaux vectoriels (VSG). Par conséquent, si l'erreur entre le symbole reçu et le symbole envoyé est très importante, le VSA peut

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

attribuer le symbole reçu à un autre symbole différent de celui envoyé par le VSG, ce qui génère des erreurs dans le calcul de l'EVM.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du VSA, prenons l'exemple d'une modulation 16-QAM. Comme le montre la figure 3.32, une zone carrée est dessinée autour de chaque symbole.

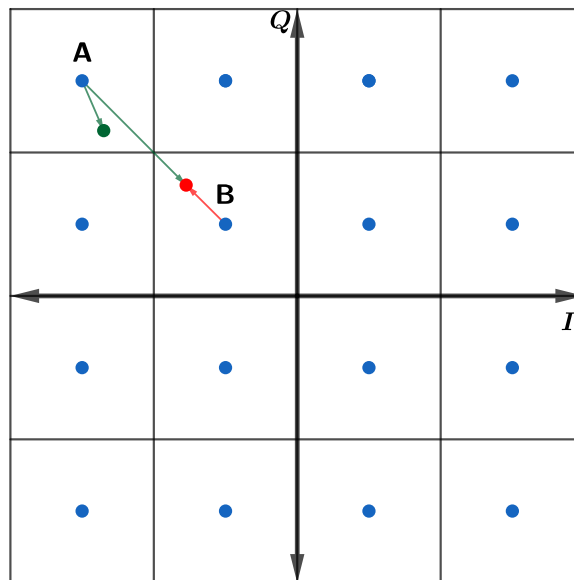


FIGURE 3.32 – Vecteur d'erreur pour deux symboles reçus correspondant au symbole A

À chaque symbole reçu est attribué le symbole idéal situé au centre du carré dans lequel il se trouve. Si la distorsion générée par la non-linéarité du transistor n'est pas trop importante et que le symbole reçu se trouve à l'intérieur du carré attribué au symbole envoyé, il sera correctement identifié par le VSA et le calcul de l'EVM sera approprié. C'est le cas du symbole vert, qui est correctement identifié comme équivalent au symbole A. En revanche, le symbole rouge se trouve à l'intérieur du carré correspondant au symbole B, il sera donc incorrectement attribué à ce symbole et le calcul EVM sera inadéquat. Le vecteur d'erreur correct est le vecteur vert, mais c'est le vecteur rouge qui sera pris en compte dans le calcul de l'EVM. Après un certain niveau de puissance de sortie du signal, la valeur EVM se stabilise, car le vecteur d'erreur maximal correspond à la diagonale du carré.

La figure 3.33 montre l'EVM pour les différentes modulations numériques et les compare à l'EVM du transistor mesuré au banc de mesure basé sur un NVNA.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

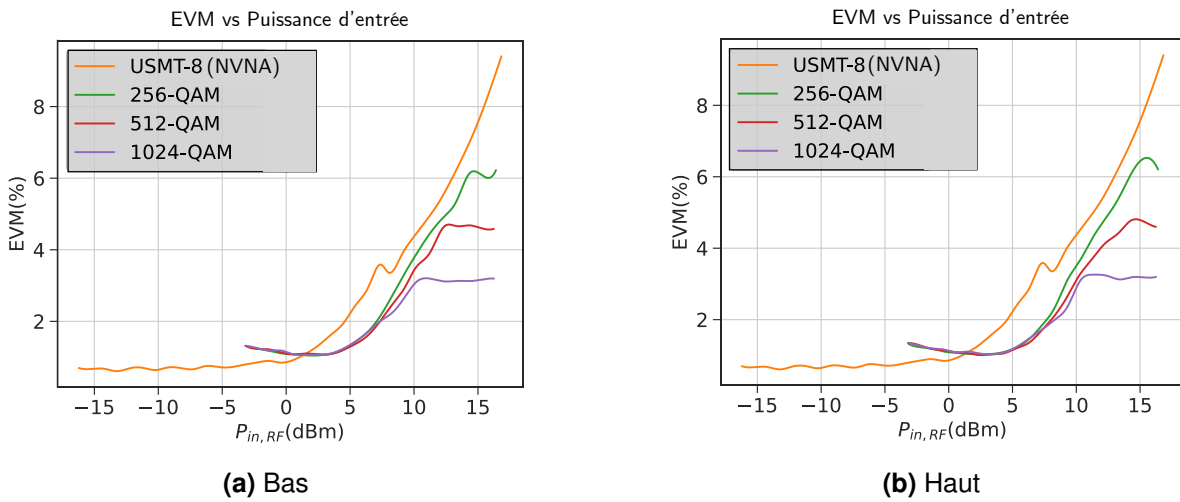


FIGURE 3.33 – EVM (*Error Vector Magnitude*) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour différentes modulations numériques

L'EVM du banc de mesure basé sur le NVNA a été calculé à partir du NPR en utilisant l'équation 3.28 présentée dans la section 1.5.1 du chapitre 1 à l'aide d'un signal USMT-8.

$$NPR = 40 - 20 \times \log(EVM) \tag{3.28}$$

On constate que pour les modulations 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM, il y a une saturation de la valeur EVM à partir d'une valeur de puissance d'entrée. Il est intéressant de noter que le pourcentage de saturation est plus élevé pour les modulations les moins complexes et plus faible pour les modulations les plus complexes. Cela s'explique par le fait que pour une modulation 1024-QAM, par exemple, la concentration de symboles est plus élevée que pour une modulation 256-QAM, comme on peut le voir sur la figure 3.34. Cela implique des carrés plus petits, réduisant le vecteur d'erreur maximal et, par conséquent, la puissance d'entrée minimale requise pour que le symbole reçu soit associé à un symbole autre que celui envoyé par le générateur VSG [12]-[14].

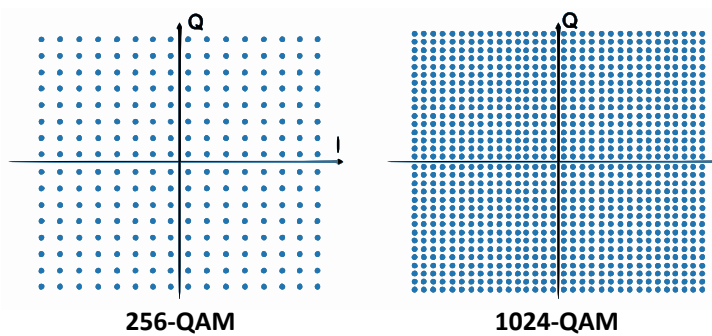


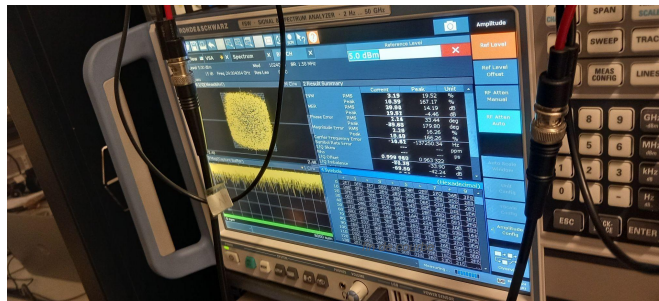
FIGURE 3.34 – Comparaison entre les constellations des modulations 256-QAM et 1024-QAM

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

Les figures 3.35a et 3.35b montrent le diagramme de constellation du signal de sortie utilisant la modulation 1024-QAM pour une puissance d'entrée de -4 dBm et 16 dBm respectivement.



(a) $P_{in} = -4$ dBm



(b) $P_{in} = 16$ dBm

FIGURE 3.35 – Constellation du signal de sortie mesuré pour une modulation 1024-QAM à $P_{in} = -4$ dBm et $P_{in} = 16$ dBm

Pour $P_{in} = -4$ dBm, l'EVM mesuré est de 1,21 % et le dispositif se trouve dans sa zone linéaire. La figure 3.35a montre qu'il est possible de différencier chacun des symboles, ce qui signifie que tous les symboles reçus se trouvent à l'intérieur des carrés correspondant aux symboles envoyés.

Pour $P_{in} = 16$ dBm, l'EVM mesuré est de 3,19 %, ce qui est déjà une valeur élevée pour la modulation 1024-QAM. On peut voir sur la figure 3.35b qu'il n'est plus possible de différencier les symboles reçus, ce qui indique que certains des symboles reçus ne

sont pas à l'intérieur des carrés correspondant aux symboles envoyés. Cela signifie que la valeur mesurée de 3,19 % est incorrecte. Cette mesure n'est pas significative car le signal de sortie est fortement distordu, ce qui implique que la plupart des symboles ne sont pas correctement décodés.

Un autre détail de la figure 3.33 est que les valeurs d'EVM pour les modulations 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM jusqu'à environ $P_{in} = 10$ dBm sont assez proches, ce qui peut s'expliquer par la dynamique similaire entre ces trois modulations.

Mesures spectrales pour une résolution de 1 kHz

L'analyseur de spectre permet de mesurer le spectre du signal USMT-8, c'est-à-dire la puissance de chaque ton et de chaque produit d'intermodulation séparément, puisque ces derniers ne se chevauchent pas et ne chevauchent pas les tons. L'objectif de cette mesure est d'observer le comportement des produits d'intermodulation de troisième ordre dans la bande du signal, c'est-à-dire entre f_1 et f_8 , et de calculer ainsi le NPR (Noise Power Ratio). Les mesures sont effectuées sur une plage de fréquences de 29,0007 GHz à 29,0074 GHz avec une résolution de 1 kHz (RBW - **Resolution Bandwidth** de 1 kHz et VBW - **Video Bandwidth** de 1 kHz), 6501 points et une durée de balayage de 8 secondes.

Les figures 3.36 et 3.37 montrent le spectre des signaux d'entrée et de sortie pour une puissance d'entrée de $P_{in} = -4$ dBm et $P_{in} = 16$ dBm respectivement. Le transistor « bas » a été choisi.

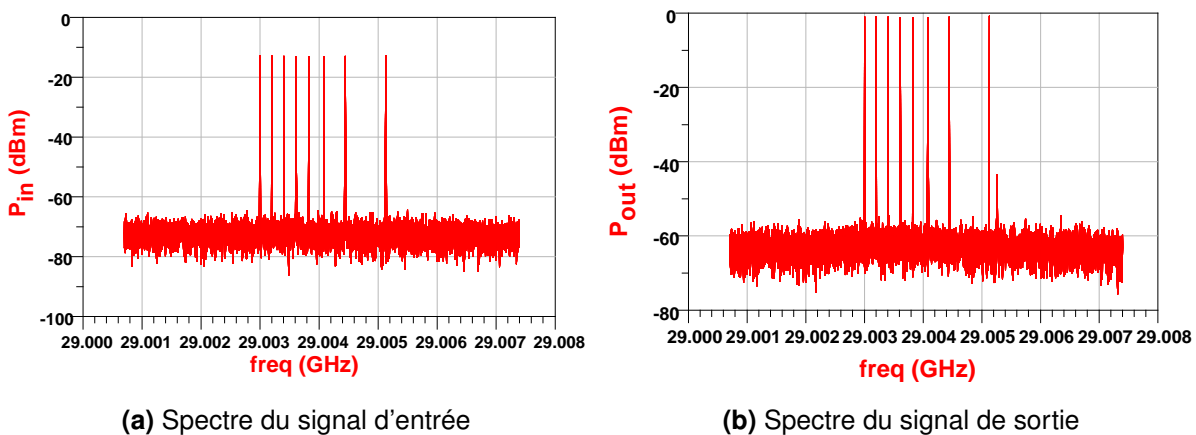
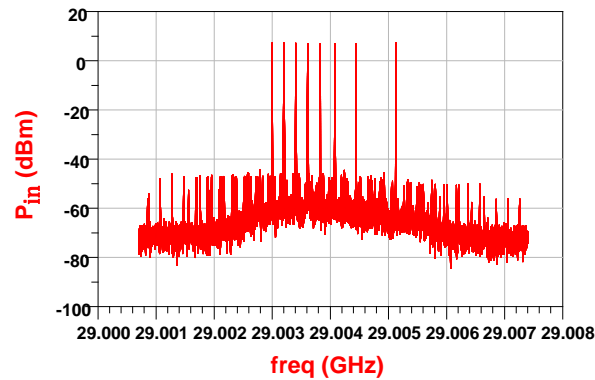
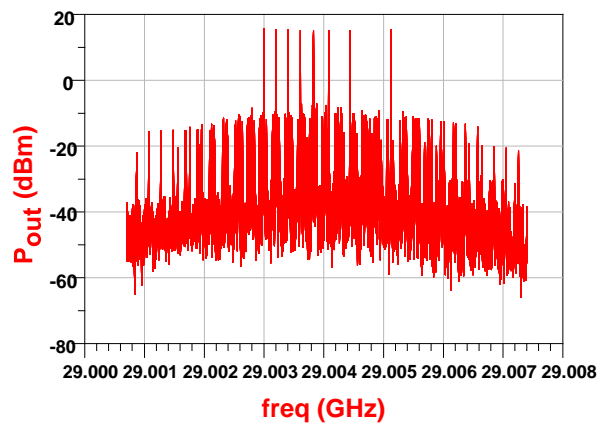


FIGURE 3.36 – Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = -4$ dBm et une résolution RBW de 1 kHz

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS



(a) Spectre du signal d'entrée



(b) Spectre du signal de sortie

FIGURE 3.37 – Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = 16$ dBm et une résolution RBW de 1 kHz

On constate que les produits d'intermodulation dans le spectre du signal de sortie pour $P_{in} = -4$ dBm ont une faible puissance par rapport aux tons, ce qui implique que le transistor fonctionne dans la région linéaire. Pour $P_{in} = 16$ dBm, les produits d'intermodulation du signal de sortie ont une puissance d'environ -10 dBm en comparaison à la puissance d'environ 18 dBm des tons, ce qui implique que le transistor fonctionne dans la région non linéaire. On peut constater la présence de produits d'intermodulation dans le signal d'entrée pour $P_{in} = 16$ dBm en raison de la non-linéarité du générateur VSG et de l'amplificateur driver.

L'analyse détaillée du spectre des signaux d'entrée et de sortie montre qu'il existe une dispersion spectrale autour de chaque ton ou produit d'intermodulation. Par exemple, en analysant la puissance des raies autour de $f_1 = 29,003$ GHz, on constate que la puissance moyenne à 29,002999 GHz et 29,003001 GHz est élevée par rapport à la puissance des autres fréquences qui l'entourent, comme le montre le tableau 3.2.

freq (GHz)	Puissance (dBm) – RBW = 1 kHz
29,002997	-62,266189
29,002998	-22,235805
29,002999	-2,202089
29,003000	-0,920474
29,003001	-6,794395
29,003002	-34,727756
29,003003	-59,337554
29,003004	-70,088256

TABLE 3.2 – Puissance de sortie (dBm) en fonction de la fréquence (GHz) autour de f_1 pour une résolution RBW de 1 kHz montrant les effets de la dispersion spectrale. La puissance d'entrée est $P_{in} = -2,909$ dBm.

Cela montre l'effet de la dispersion spectrale, qui fait que les tonalités interfèrent avec les produits d'intermodulation et inversement si elles sont proches l'une de l'autre. Il est donc impossible de calculer le NPR du signal de sortie. Le NPR du signal USMT-8 avec une résolution de 1 kHz est montré dans la figure 3.38 en comparaison avec le NPR mesuré sur le banc de mesure basé sur un NVNA.

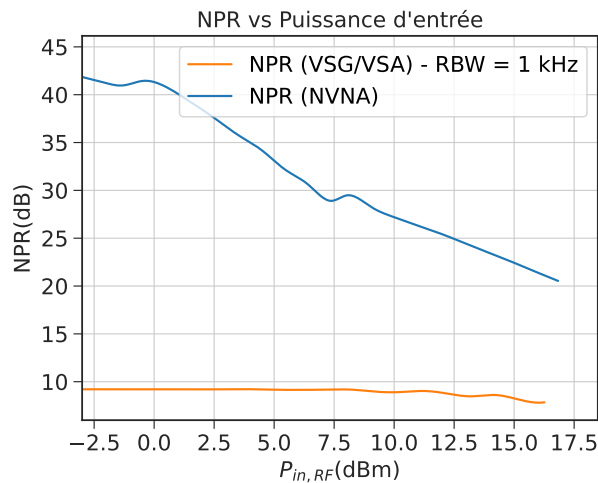


FIGURE 3.38 – NPR (*Noise Power Ratio*) de sortie en fonction de la fréquence d'un transistor caractérisé dans un banc de mesure basé sur un NVNA et un banc de mesure basé sur un analyseur de spectre (RBW = 1 kHz)

Il est possible de constater que le NPR mesuré sur le banc de mesure VSG/VSA est nettement inférieur au NPR mesuré sur le banc de mesure NVNA. Cela s'explique par le fait que la dispersion spectrale augmente la puissance mesurée des produits d'intermodulation situés autour des fréquences du signal USMT-8, réduisant ainsi le rapport signal/produits d'intermodulation.

La raison de ce problème réside dans la résolution de 1 kHz de l'analyseur de spectre. Comme les fréquences mesurées sont séparées de 1 kHz correspondant à la fréquence de la grille FFT (f_ϵ), l'utilisation d'une résolution de 1 kHz ne permet pas d'isoler chacune des fréquences, ce qui entraîne une dispersion spectrale.

La solution au problème a consisté à réduire la résolution RBW (**Resolution Bandwidth**) de 1 kHz à 100 Hz, ce qui équivaut à la résolution utilisée par l'option SA (**Spectrum Analyzer**) de NVNA sur le banc dans le chapitre 1. La résolution VBW (**Video Bandwidth**) reste à 1 kHz.

3.5.2 Signaux 16-QAM et 64-QAM

Les problèmes rencontrés dans la section 3.5.1 étaient les différents points de polarisation pour chaque transistor, la saturation de l'EVM due au fait que le VSA ne connaît pas les symboles qui ont été envoyés par le VSG, et la dispersion spectrale due au mauvais choix de la résolution de l'analyseur de spectre.

Les solutions trouvées ont été les suivantes :

- le réglage de la tension de grille V_G pour chaque transistor afin qu'ils aient tous le même courant continu de drain lorsqu'aucun signal modulé n'est appliqué, c'est-à-dire $I_D = 60$ mA.
- réduire la complexité des signaux modulés en utilisant des modulations 16-QAM et 64-QAM. Cela augmente l'écart entre les symboles sur la constellation, et donc le niveau de saturation de la courbe d'EVM, ce qui permet d'analyser la non-linéarité du dispositif pour une puissance d'entrée d'environ 16 dBm.
- réduction de la résolution RBW de 1 kHz à 100 Hz, ce qui permet de mesurer séparément les puissances d'entrée et de sortie pour chaque fréquence lorsqu'un signal USMT-8 est appliqué au dispositif. La VBW reste à 1 kHz et la durée du balayage passe à 70 secondes.

Propriétés statistiques des signaux

Pour les signaux 16-QAM et 64-QAM, il est également nécessaire d'examiner les propriétés statistiques des signaux telles que l'excursion en bande de base du signal, les fonctions de densité de probabilité (PDF) des signaux $I(t)$, $Q(t)$ et de l'enveloppe et la fonction de distribution cumulative complémentaire (CCDF) où il est possible de trouver la relation entre la puissance instantanée maximale et la puissance moyenne. La procédure est identique à celle de la section 3.5.1. L'objectif est de vérifier si les

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

signaux en bande de base $I(t)$ et $Q(t)$ ont également une PDF gaussienne et peuvent donc être comparés au signal USMT-8.

La première modulation analysée est la 16-QAM, dont les propriétés statistiques sont illustrées à la figure 3.39.

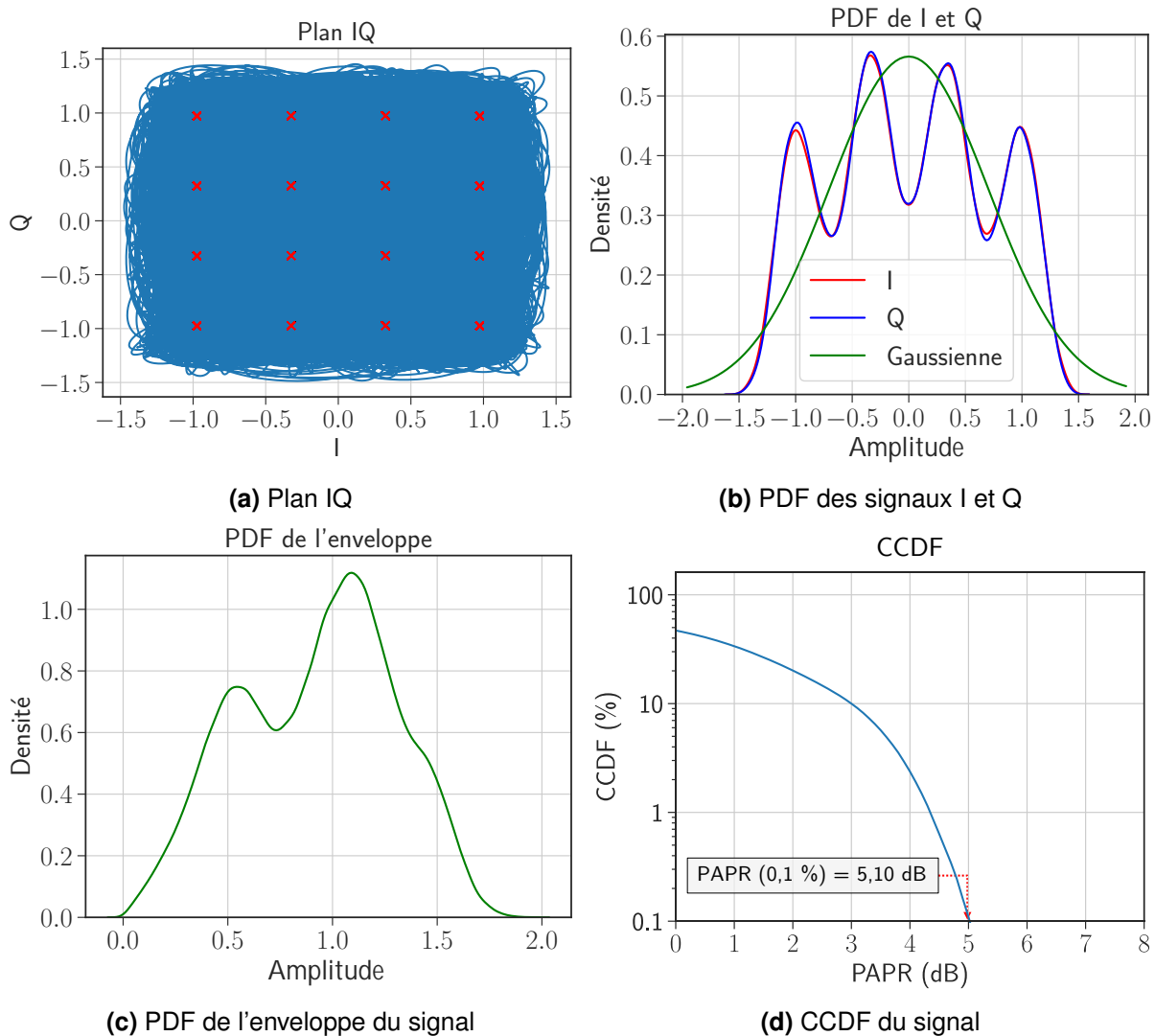


FIGURE 3.39 – Propriétés statistiques du signal 16-QAM

Les valeurs maximales de l'excursion du signal en bande de base dans le plan IQ indiquées à la figure 3.39a sont très similaires aux valeurs maximales des excursions déjà indiquées aux figures 3.21a et 3.22a pour les modulations 256-QAM et 1024-QAM, ce qui indique un PAPR similaire.

Malgré cela, on peut voir sur la figure 3.39b que les PDF des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ en rouge et bleu respectivement ne sont pas gaussiennes (ceci est représenté en vert sur la même figure avec $\mu \approx 0$ et $\sigma = 0,706$).

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

Cela signifie que les signaux avec cette modulation ne conviennent pas pour caractériser la non-linéarité des dispositifs, car ils ont une dynamique très différente des signaux gaussiens tels que les autres modulations présentées dans ce chapitre et le signal USMT-8. La même conclusion peut être tirée de l'examen de la PDF de l'enveloppe du signal (figure 3.39c), qui ne ressemble pas à la courbe de la loi de Rayleigh, puisqu'elle présente deux pics.

La CCDF, illustrée dans la figure 3.39d, montre un PAPR d'environ 5,10 dB, une valeur proche des valeurs de PAPR trouvées pour les modulations 256-QAM et 1024-QAM. La modulation suivante à analyser est la 64-QAM, dont les propriétés statistiques sont illustrées dans la figure 3.40.

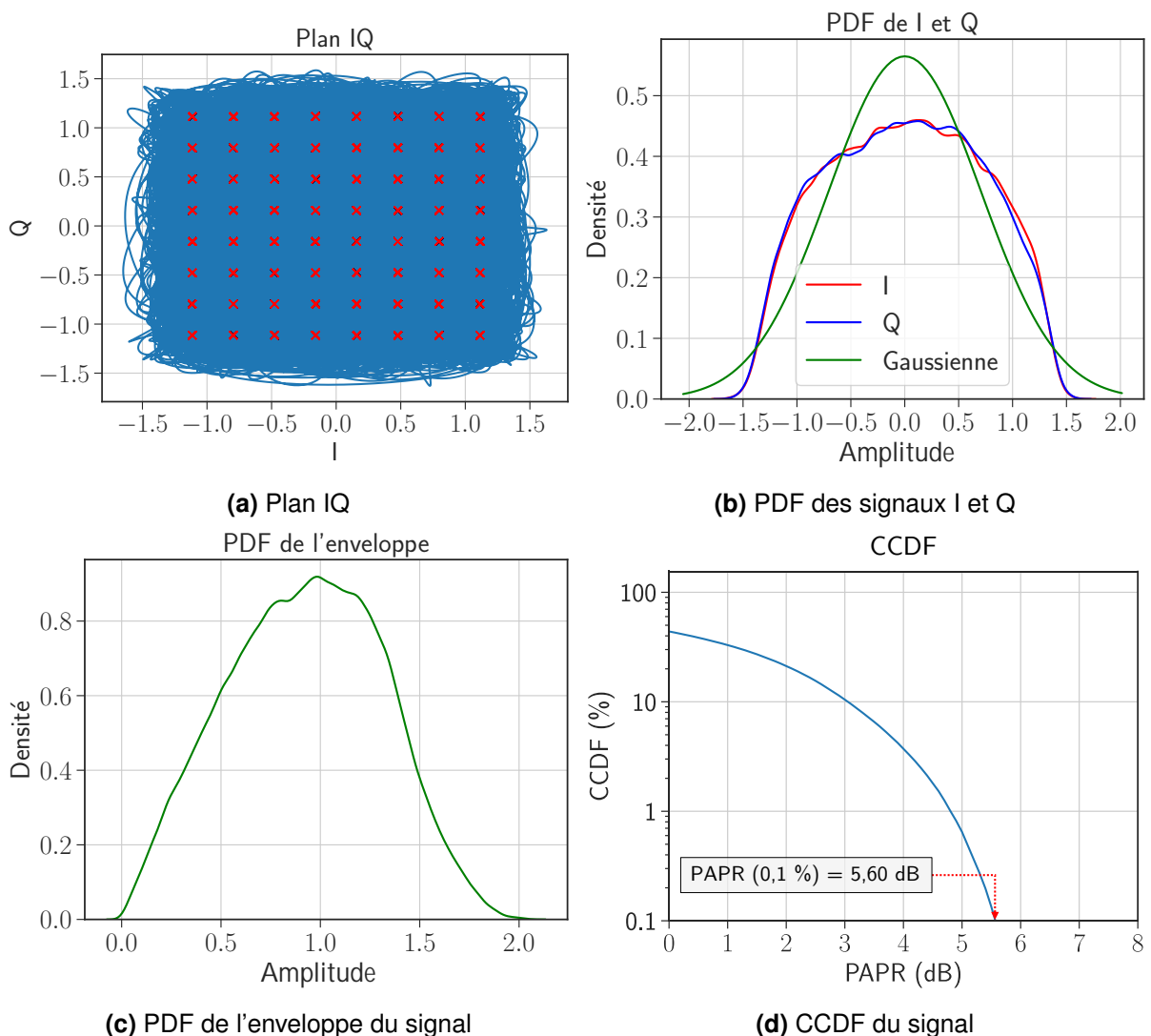


FIGURE 3.40 – Propriétés statistiques du signal 64-QAM

On constate que les PDF des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ présentés dans la figure 3.40b ont

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

une forme quasi-gaussienne. Elles sont comparées à une gaussienne de $\mu \approx 0$ et $\sigma = 0,706$. De même, la densité de probabilité de l'enveloppe du signal illustré à la figure 3.40c est similaire à la loi de Rayleigh. La constellation de cette modulation (figure 3.40a) est moins dense que les constellations des modulations 256-QAM et 1024-QAM et, par conséquent, les signaux avec la modulation 64-QAM sont moins sensibles aux distorsions causées par la non-linéarité du dispositif sous test.

Le PAPR à 0,1 % des signaux modulés en 64-QAM est d'environ 5,60 dB au-dessus de la puissance moyenne du signal (figure 3.40d). Ce chiffre est légèrement inférieur aux PAPR des signaux modulés en 256-QAM et 1024-QAM, qui sont respectivement de 5,70 et 5,80 dB, comme indiqués dans les figures 3.21d et 3.22d.

La figure 3.41 montre une comparaison entre les PDF du signal $I(t)$, l'enveloppe du signal et les CCDF des modulations 16-QAM, 64-QAM et USMT-8. Le signal 64-QAM ayant une dynamique très similaire à celle des signaux 256-QAM et 1024-QAM, son PAPR est inférieur à celui du signal USMT-8.

Mesures de puissance et d'EVM

Comme dans la section 3.5.1, les mesures effectuées sur le banc de mesure basé sur le NVNA présenté dans la section 2.8.1 du chapitre 2 sont également présentes dans cette section (en orange). Elles sont comparées aux mesures effectuées sur le banc de mesure VSG/VSA présenté à la section 3.4 avec le signal USMT-8 et avec les signaux à modulations numériques 16-QAM et 64-QAM. De même, tous ces signaux occupent la même bande de fréquence avec une largeur de bande de 2,129 MHz.

La figure 3.42 montre le rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée pour les deux dispositifs analysés (Figure 3.25). La différence de la valeur du PAE est d'environ 1 point de pourcentage pour les différents types de modulation numérique appliqués aux dispositifs. Par rapport à la mesure effectuée sur le banc basé sur un NVNA présenté dans le chapitre 2, les PAEs mesurés avec le banc de mesure présenté dans la section 3.4 ont une différence d'environ 4 points de pourcentage à $P_{in} = 15$ dBm.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

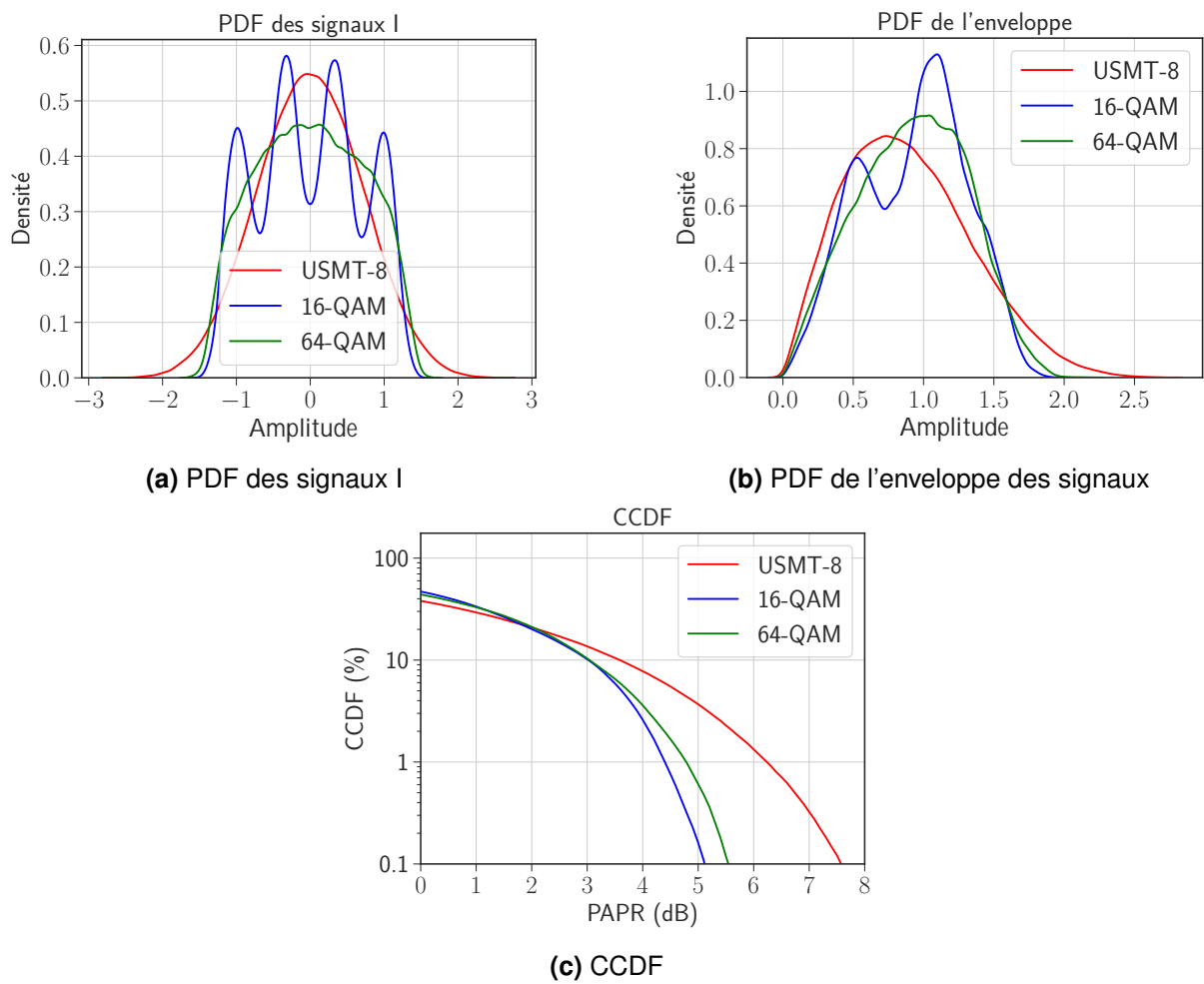


FIGURE 3.41 – Propriétés statistiques des signaux USMT-8, 16-QAM et 64-QAM

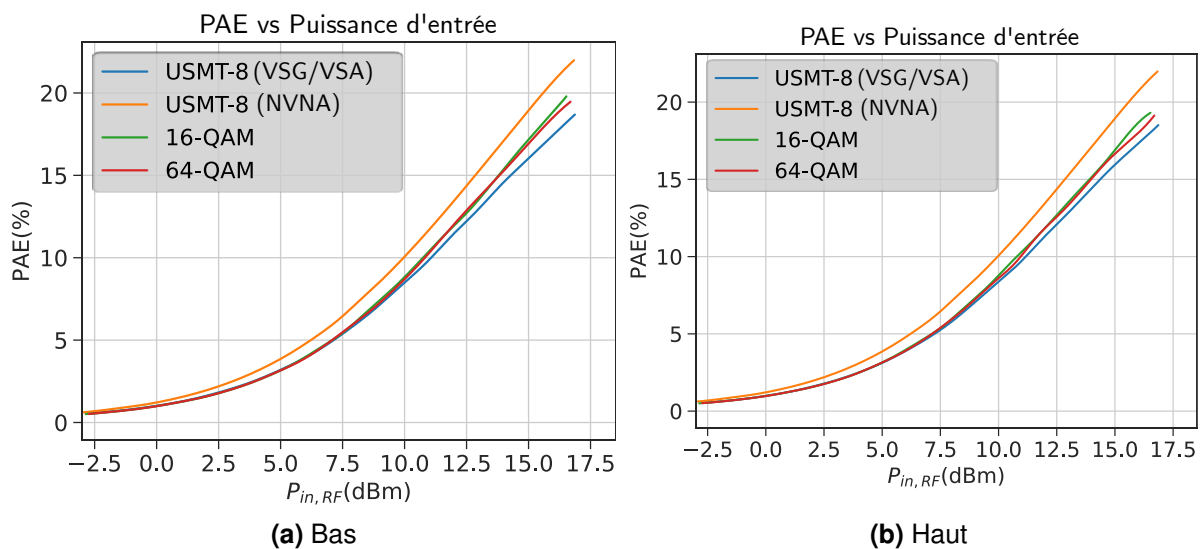


FIGURE 3.42 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

De la même manière que dans la section 3.5.1, la différence entre les valeurs mesurées de la puissance de sortie (Figure 3.43) pour les différents types de modulation et celles réalisés sur le banc de mesure basé sur un NVNA est peu significative.

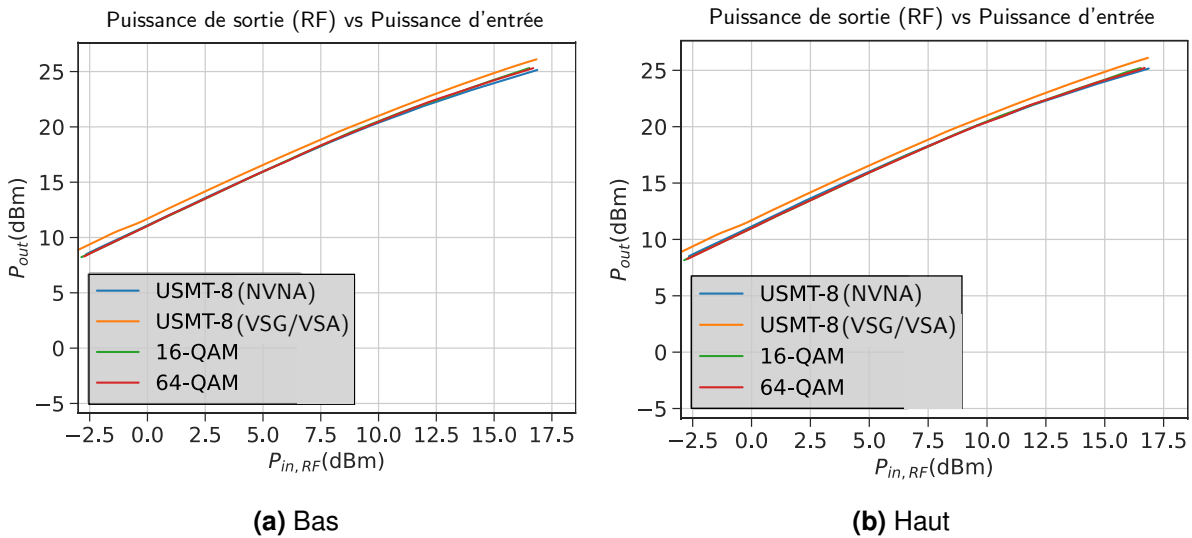


FIGURE 3.43 – Puissance de sortie P_{out} en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM

Pour les mesures du courant de drain DC (I_D) de la figure 3.44, on constate que ce courant est d'environ 60 mA dans le cas où un petit signal est appliqué au transistor, sauf pour la mesure avec le signal USMT-8 sur le transistor « haut », où ce courant est d'environ 62 mA.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

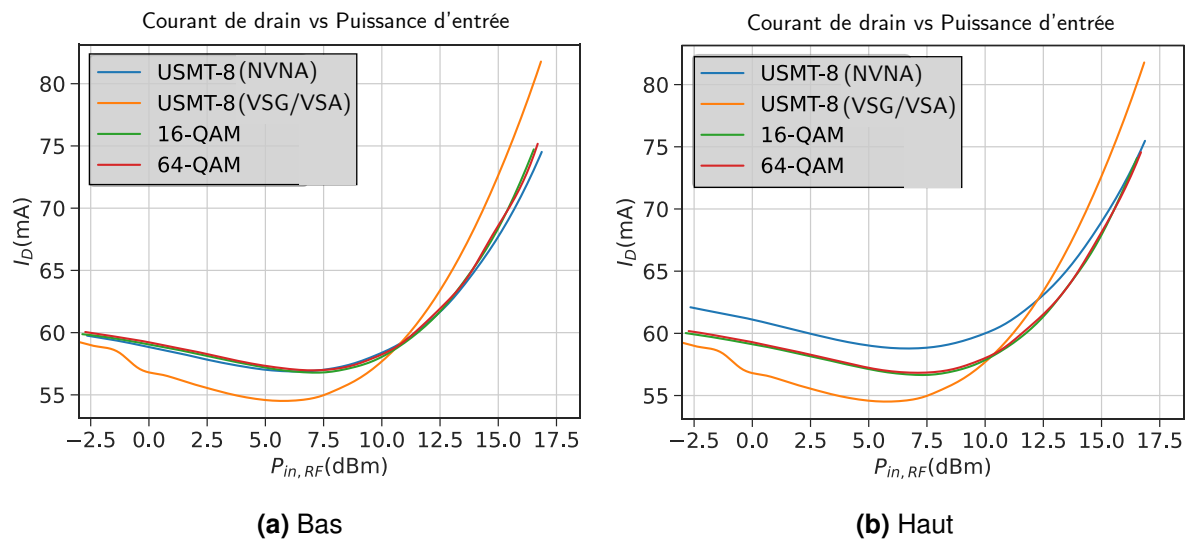


FIGURE 3.44 – Courant de drain DC I_D en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM

On constate également que pour le transistor caractérisé sur le banc de mesure basé sur un NVNA, le courant de drain diminue le plus intensément entre $P_{in} = 0$ dBm et $P_{in} = 10$ dBm caractéristique des phénomènes parasites, et augmente rapidement par la suite. Les discontinuités dans les courbes orange causées par l'ajout d'atténuateurs sont visibles pour les mesures du courant de drain DC, du gain et de l'EVM. Ceci peut s'expliquer par la nécessité d'ajouter des atténuateurs au fur et à mesure que la puissance d'entrée augmente.

Le gain du dispositif caractérisé sur le banc de mesure basé sur un NVNA est supérieur d'environ 1 dB au gain mesuré pour les modulations USMT-8, 16-QAM et 64-QAM sur le banc de mesure basé sur un VSG/VSA. Cela peut expliquer le PAE plus élevé pour la mesure orange.

La figure 3.45 montre la comparaison du gain du transistor caractérisé avec un signal USMT-8 sur un banc basé sur le NVNA avec celui des transistors caractérisés sur le banc VSG/VSA avec des signaux de différents types de modulation numérique.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

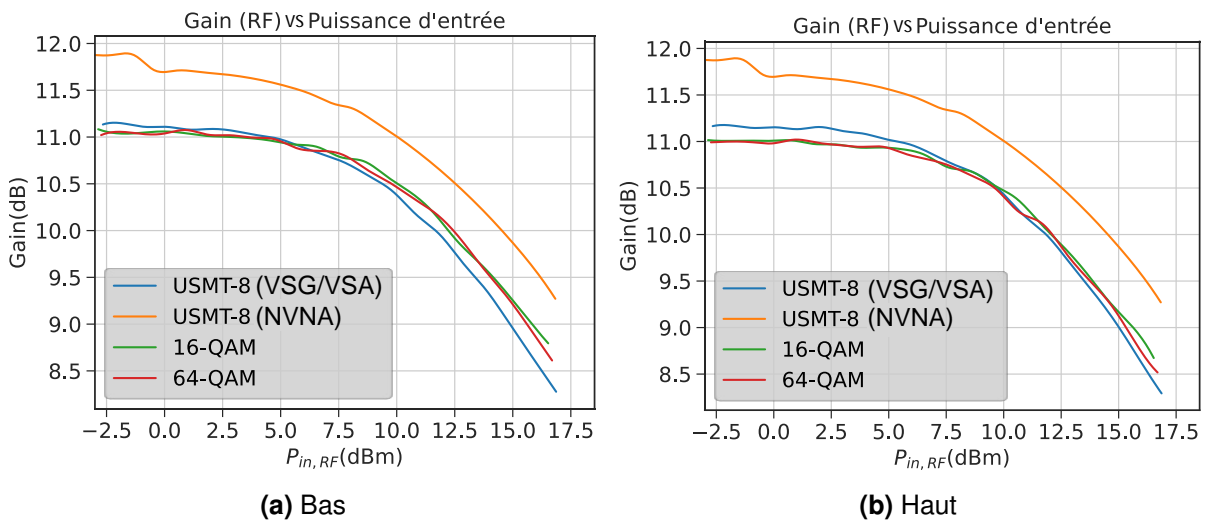


FIGURE 3.45 – Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM

L'utilisation de modulations plus simples permet de mesurer correctement l'EVM lorsque nous appliquons un signal de forte puissance au transistor, car cette figure de mérite n'ira pas jusqu'à la saturation, étant donné que les symboles étant suffisamment espacés, pratiquement tous les symboles reçus se trouveront à l'intérieur des carrés correspondant aux symboles envoyés. La figure 3.46 montre l'EVM pour les différentes modulations numériques et les compare à l'EVM du transistor caractérisé sur le banc de mesure basé sur un NVNA.

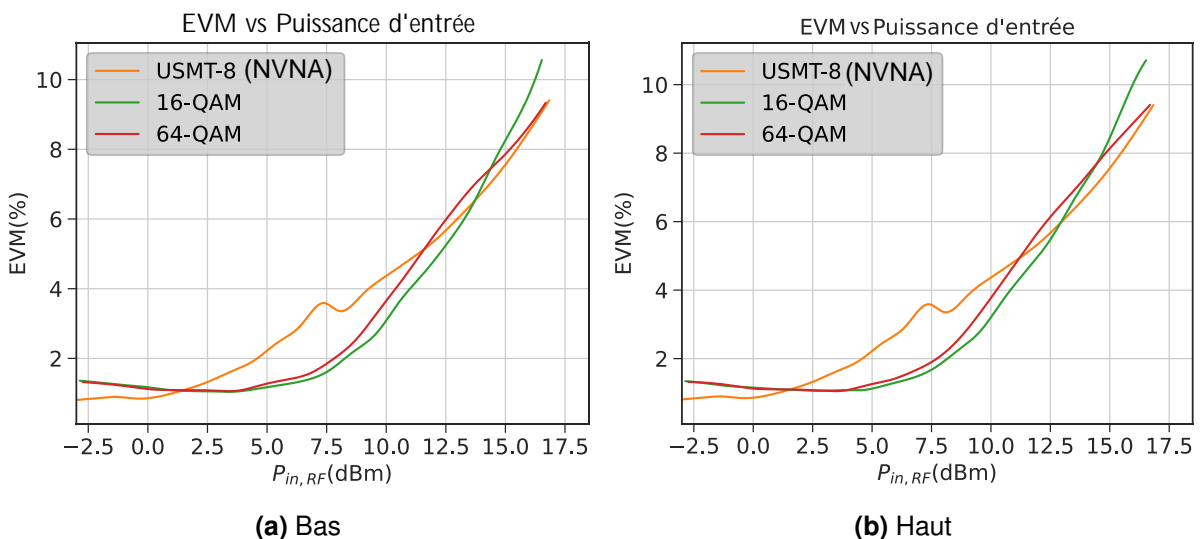


FIGURE 3.46 – EVM (*Error Vector Magnitude*) en fonction de la puissance d'entrée P_{in} pour les deux dispositifs présentés dans la figure 3.25a et pour les modulations USMT-8 (NVNA et VSG/VSA), 16-QAM et 64-QAM

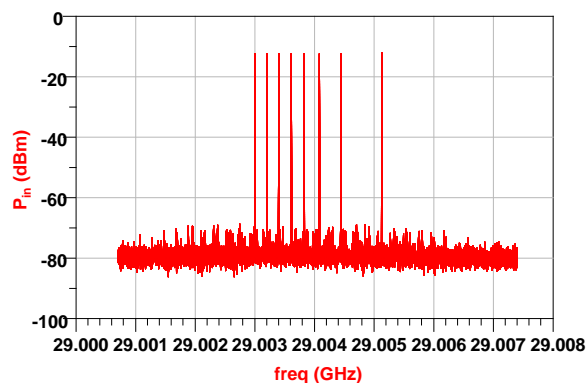
CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

En comparant la valeur EVM calculée à partir du NPR mesuré sur le banc de mesure basé sur un NVNA à l'aide de l'équation 3.28 et les valeurs EVM mesurées avec le VSA pour des signaux modulés avec des modulations 16-QAM et 64-QAM, il y a une correspondance entre les valeurs mesurées pour la modulation 64-QAM et pour le signal USMT-8 (NVNA).

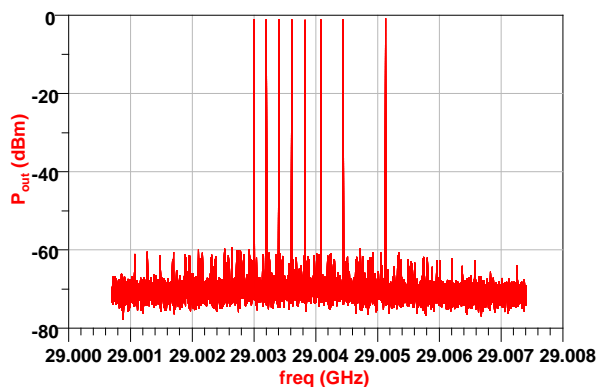
Mesures spectrales pour une résolution de 100 Hz

La réduction de la résolution RBW permet de mesurer individuellement chaque tonalité et produit d'intermodulation des signaux d'entrée et de sortie. De cette manière, toutes les fréquences dont nous avons besoin, c'est-à-dire entre f_1 et f_8 , peuvent être mesurées et le NPR peut être calculé.

Les figures 3.47 et 3.48 montrent le spectre des signaux d'entrée et de sortie pour une puissance d'entrée de $P_{in} = -3$ dBm et $P_{in} = 17$ dBm respectivement. Le transistor « bas » a été choisi.



(a) Spectre du signal d'entrée



(b) Spectre du signal de sortie

FIGURE 3.47 – Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = -3$ dBm et une résolution RBW de 100 Hz

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

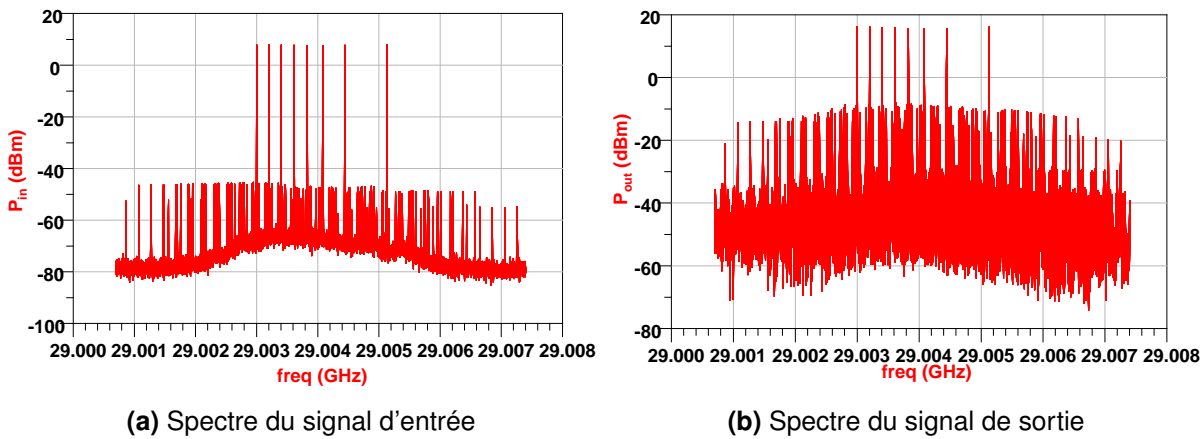


FIGURE 3.48 – Spectre des signaux USMT-8 d'entrée et de sortie pour $P_{in} = 17$ dBm et une résolution RBW de 100 Hz

En ce qui concerne les mesures de la section 3.5.1, pour $P_{in} = -3$ dBm, la puissance des produits d'intermodulation du signal de sortie par rapport aux tons est faible et le transistor se trouve donc dans sa zone linéaire, tandis que pour $P_{in} = 17$ dBm, on constate que la puissance des produits d'intermodulation est importante, ce qui entraîne une distorsion du signal de sortie et le transistor se trouve donc dans sa zone non-linéaire. La résolution RBW étant de 100 Hz, l'effet de la dispersion spectrale devrait être analysé pour voir s'il est possible de mesurer correctement le NPR, car il serait possible d'isoler chaque fréquence. Le tableau 3.3 montre une comparaison entre les spectres du signal USMT-8 autour de la fréquence f_1 pour des résolutions de RBW = 1 kHz et RBW = 100 Hz.

freq (GHz)	Puissance (dBm) – RBW = 1 kHz	Puissance (dBm) – RBW = 100 Hz
29,002997	-62,266189	-70,262063
29,002998	-22,235805	-65,718842
29,002999	-2,202089	-64,297326
29,003000	-0,920474	-1,035235
29,003001	-6,794395	-66,681069
29,003002	-34,727756	-70,239846
29,003003	-59,337554	-72,686944
29,003004	-70,088256	-70,933236

TABLE 3.3 – Puissance de sortie (dBm) en fonction de la fréquence (GHz) autour de f_1 pour une résolution RBW de 1 kHz et 100 Hz. Les puissances d'entrée sont $P_{in} = -2,909$ dBm et $P_{in} = -2,658$ dBm respectivement.

On note que pour une résolution RBW = 100 Hz, l'effet de la dispersion spectrale est négligeable et qu'il est donc possible de mesurer la puissance pour chaque fréquence

séparément. Cela nous permet de calculer le NPR du signal de sortie pour connaître le rapport entre la puissance des tonalités et la puissance des produits d'intermodulation. Le NPR du signal USMT-8 avec une résolution de 100 Hz est montré dans la figure 3.49 en comparaison avec le NPR mesuré sur le banc de mesure basé sur un NVNA.

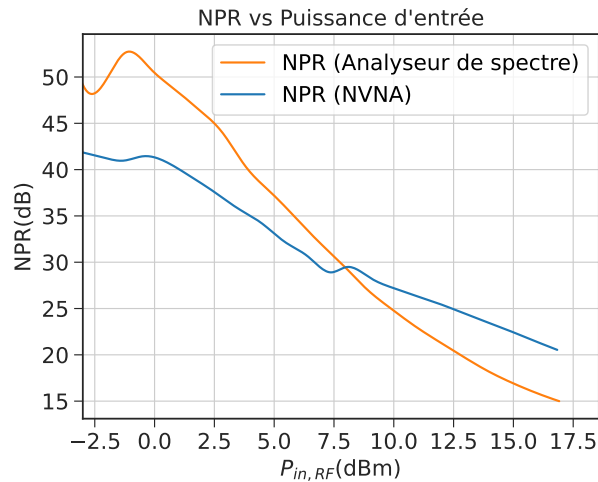


FIGURE 3.49 – NPR (*Noise Power Ratio*) de sortie en fonction de la fréquence d'un transistor caractérisé dans un banc de mesure basé sur un NVNA et un banc de mesure basé sur un analyseur de spectre (RBW = 100 Hz)

3.5.3 Analyse statistique des signaux avec modulation OFDM

Dans les sections précédentes, il a été constaté que les PDF des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ avec des modulations QAM n'ont pas une forme gaussienne comme les PDF des signaux USMT-8. Il a donc été décidé d'analyser la densité de probabilité des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ en utilisant la modulation OFDM. Ce signal se compose de plusieurs sous-porteuses orthogonales qui transportent les symboles à transporter. Ces symboles codent normalement des bits à l'aide de la modulation QAM, comme expliqué dans la section 1.4.1 du chapitre 1. L'avantage est la possibilité de transmettre un débit de données élevé, en réduisant les problèmes causés par les interférences entre symboles, les trajets multiples et l'atténuation non uniforme du signal en fonction de la fréquence [15]. Le signal analysé comporte 51 sous-porteuses et chaque symbole est codé à l'aide d'une modulation 64-QAM, ce qui signifie que pendant chaque T_s , chaque sous-porteuse transporte 8 bits.

La figure 3.50 montre les propriétés statistiques de ce signal. On peut noter que la PDF présentée dans la figure 3.50b des signaux $I(t)$ et $Q(t)$ est gaussienne avec un $\mu \approx 0$ et $\sigma = 0.746$. Par conséquent, la PDF de l'enveloppe du signal suit la distribution

de Rayleigh (voir Figure 3.50c).

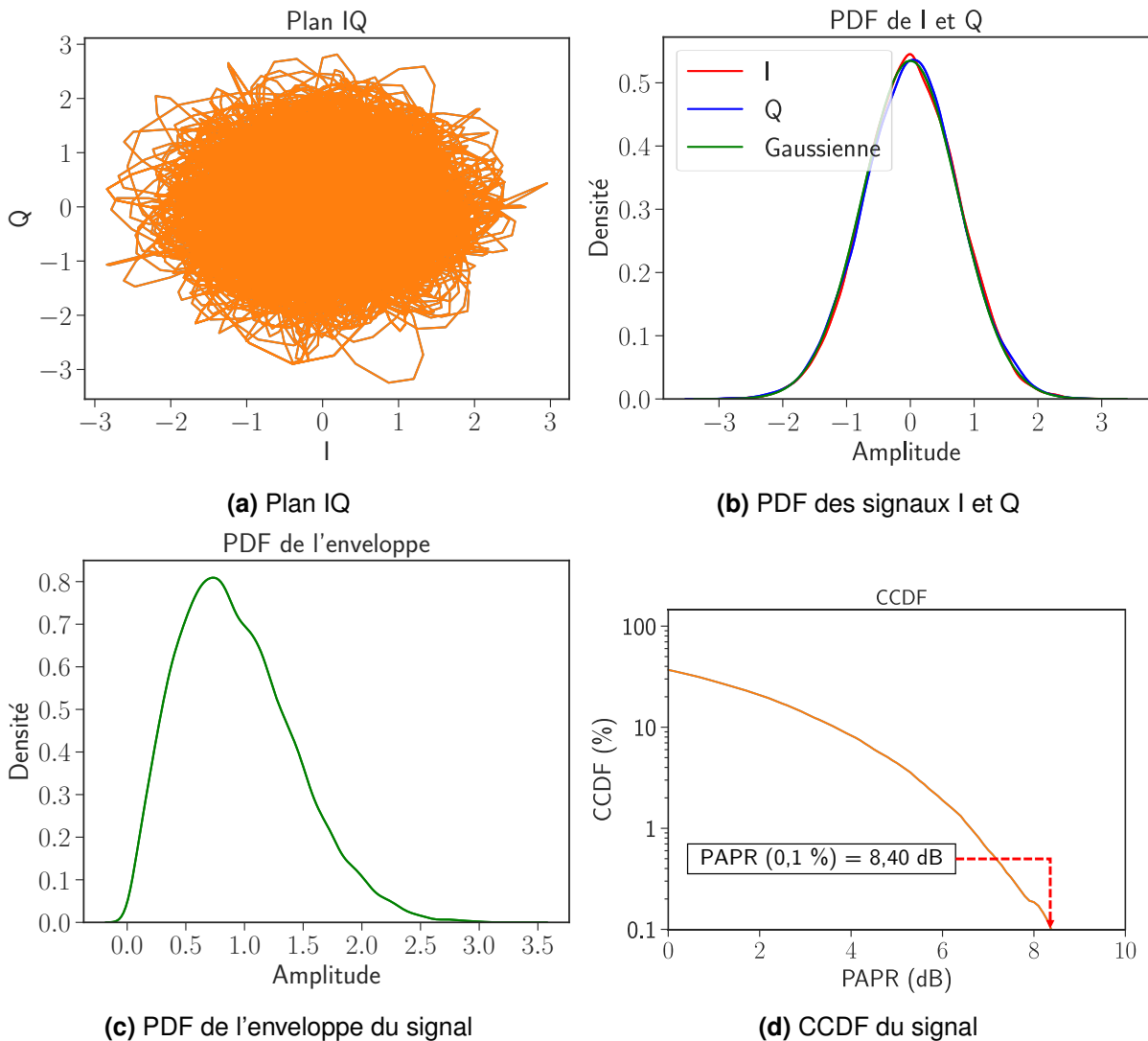


FIGURE 3.50 – Propriétés statistiques du signal OFDM

Le PAPR à 0,1 % des signaux modulés en OFDM est d'environ 8,40 dB au-dessus de la puissance moyenne du signal (figure 3.40d). Ce chiffre est légèrement supérieur à la PAPR des signaux modulés en USMT-8, qui est d'environ 7,60 dB.

L'excursion en bande de base du signal OFDM dans le plan I/Q illustré à la figure 3.50a est moins uniforme que l'excursion du signal USMT-8 illustré à la figure 3.23a, ce qui explique le PAPR plus élevé du signal OFDM.

Une comparaison entre les signaux modulés avec l'OFDM et l'USMT-8 est présentée dans la figure 3.51. Les PDF du signal $I(t)$ et de l'enveloppe du signal sont pratiquement identiques, ce qui montre que le signal USMT-8 a une dynamique très similaire à celle du signal OFDM. Une analyse de la CCDF présentée dans la figure 3.51c montre que

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC LOAD-PULL ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

les courbes des deux signaux se chevauchent jusqu'à une CCDF d'environ 1 %, ce qui montre que même si le signal OFDM peut atteindre des amplitudes plus élevées que le signal USMT-8, cela se produit sur une période de temps assez limitée, ce qui n'implique pas une variation aussi importante dans la dynamique du signal.

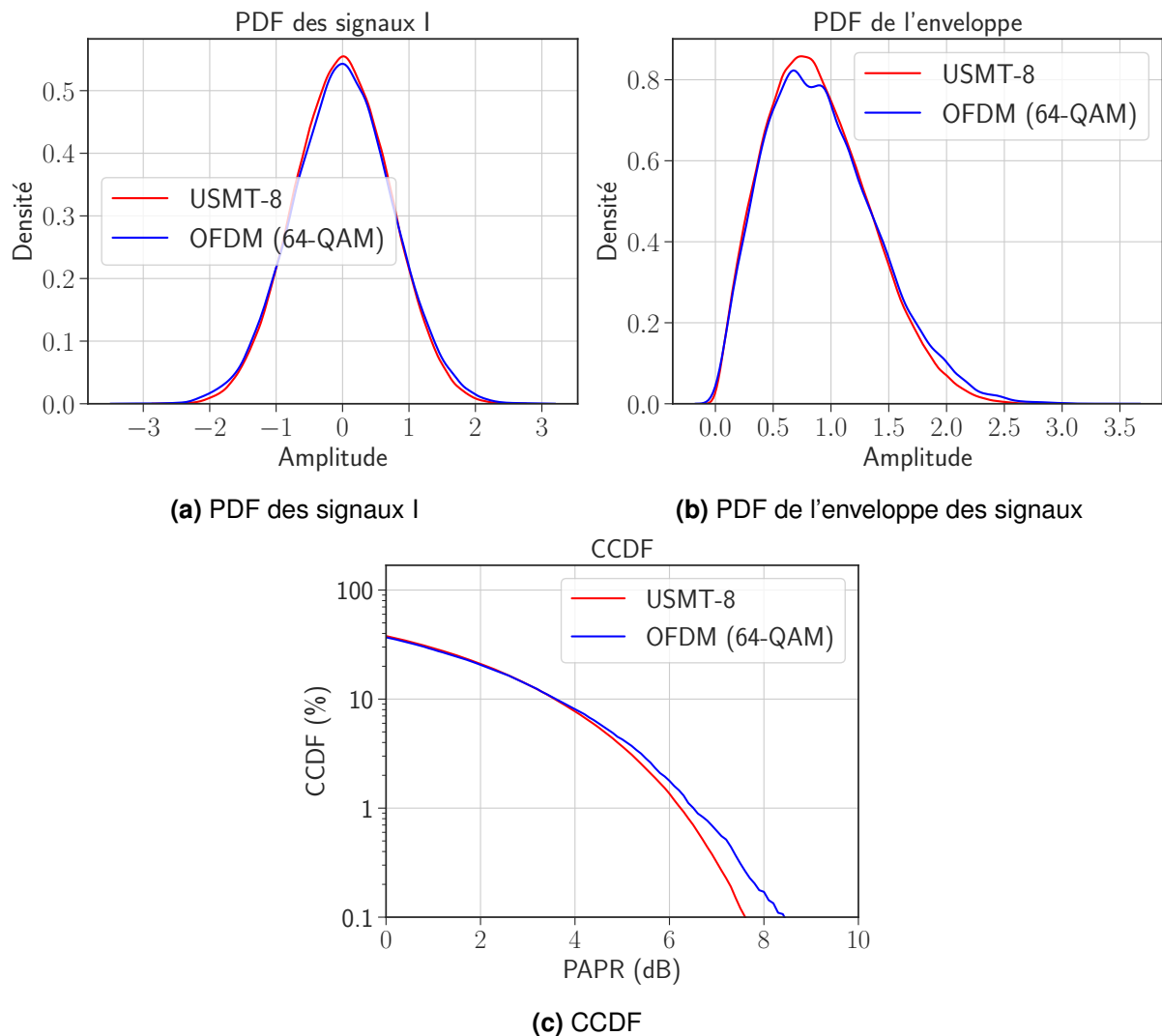


FIGURE 3.51 – Propriétés statistiques des signaux USMT-8 et OFDM

La dynamique du signal modulé OFDM est plus proche de la dynamique du signal USMT-8 en raison des multiples sous-porteuses qui composent le signal. En fonction de l'amplitude et de la phase de chaque sous-porteuse, une combinaison constructive ou destructive peut être générée, ce qui produit un PAPR plus élevé et une gamme d'amplitudes plus large dans le signal en bande de base résultant. Toutefois, pour les modulations QAM, les amplitudes des signaux en bande de base sont limitées aux amplitudes équivalentes aux symboles de modulation et ne peuvent pas dépasser

considérablement la limite de la constellation. Cette différence peut être constatée en observant l'excursion des signaux en bande de base dans le plan I/Q pour les deux types de modulation, comme le montre la figure 3.52. La figure 3.52b montre que le signal est limité à la constellation 64-QAM, ce qui implique une PDF non gaussienne.

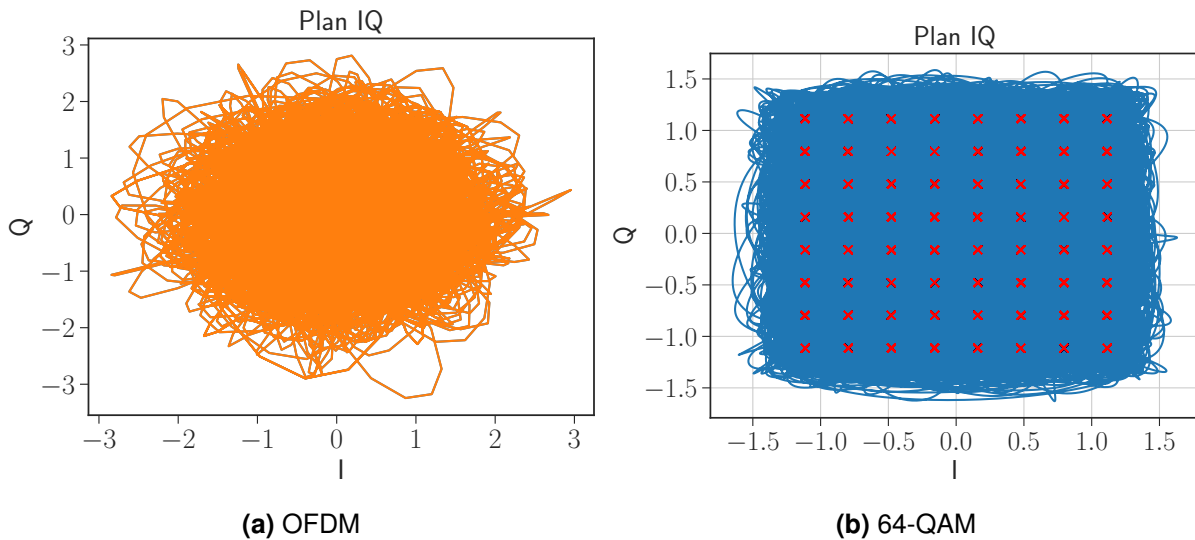


FIGURE 3.52 – Excursion du signal en bande de base pour les modulations OFDM et 64-QAM

3.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté le banc de mesure load-pull actif pour les signaux CW utilisant un NVNA. Cette solution permet de caractériser les dispositifs non linéaires en modifiant l'impédance de charge via une deuxième source RF appliquée à la sortie du dispositif. En ajustant l'amplitude et la phase de cette source RF, toutes les impédances de charge souhaitées peuvent être obtenues.

On peut ainsi appliquer un coefficient de réflexion en sortie dont le module est supérieur à 0,7. Cependant, ce banc de mesure est encore en cours de développement. Les principaux défis sont l'optimisation de l'algorithme de recherche de l'impédance de charge et la divergence de l'algorithme pour certaines impédances de charge et puissances d'entrée, notamment lorsque le transistor est fortement saturé et pour des coefficients de réflexion dont le module est supérieur à 0,8. Cette divergence est due à l'incapacité du PNA-X à fournir la puissance souhaitée à la sortie de ses accès, car de la non connaissance de la puissance appliquée par le PNA-X. Un autre aspect à développer est l'extension du banc de mesure pour permettre des mesures de load-pull actif avec des signaux modulés multi-tons.

CHAPITRE 3. CARACTÉRISATION DES TRANSISTORS EN PUCE AVEC UN BANC *LOAD-PULL* ACTIF ET VALIDATION À L'AIDE DE SIGNAUX MODULÉS

Les mesures de puissance pour les dispositifs préadaptés ont été satisfaisantes, les résultats obtenus étant similaires. La validation des mesures avec les bancs basés sur le NVNA a montré des résultats satisfaisants pour les mesures d'EVM, en particulier avec la modulation 64-QAM, malgré que la dynamique des signaux modulés par QAM et USMT-8 n'est pas similaire, étant donné que les signaux QAM n'ont pas une PDF gaussienne. Une analyse des raisons pour lesquelles les facteurs de mérite sont similaires malgré les différences statistiques du signal est un objet d'étude. Cependant, il a été observé qu'un signal OFDM permet une meilleure validation du banc, et cette étude rentre dans les perspectives de ce travail.

Cependant, les mesures effectuées avec des modulations plus complexes n'ont pas donné de résultats plus concluants, car le VSA n'est pas synchronisé avec le VSG et ne sait donc pas quels symboles ont été envoyés, associant les symboles reçus à des symboles différents.

Références

- [1] RF-LAMBDA, « Solid state power amplifier - RFLUPA27g32gn, » 13 déc. 2022, p. 9.
- [2] RF-LAMBDA, « Solid state power amplifier - RFLUPA27g32ga, » 9 mars 2021, p. 6.
- [3] KEYSIGHT TECHNOLOGIES. « VNA series network analyzers help. » (9 fév. 2024), adresse : <https://helpfiles.keysight.com/csg/N52xxB/help.htm> (visité le 30/06/2024).
- [4] J. B. SOMBRIN, « On the formal identity of EVM and NPR measurement methods : Conditions for identity of error vector magnitude and noise power ratio, » in *2011 41st European Microwave Conference*, oct. 2011, p. 337-340.
- [5] ROHDE & SCHWARZ, « R&s®SMW200a vector signal generator. »
- [6] ROHDE & SCHWARZ, « R&s®SMW200a vector signal generator - specifications, » 2024.
- [7] ROHDE & SCHWARZ, « R&s®FSW signal and spectrum analyzer. »
- [8] ROHDE & SCHWARZ, « R&s®FSW signal and spectrum analyzer - specifications, » 2024.
- [9] ROHDE & SCHWARZ, « R&s®NRP power meter family - datasheet. »
- [10] ROHDE & SCHWARZ, « Operating Manual R&S NRP-Z81/-Z85/-Z86. »
- [11] ERKIN CUBUKCU, « Root Raised Cosine Filters & Pulse Shaping in Communication Systems, » 18 mai 2012.
- [12] R. B. SICAT, « Bit error probability computations for m-ary quadrature amplitude modulation, »
- [13] V. MEGHDADI, « BER calculation, » jan. 2008.
- [14] A. GOLDSMITH, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 8 août 2005, 674 p., Google-Books-ID : ZtFVAgAAQBAJ.
- [15] W. SHIEH et I. DJORDJEVIC, « Chapter 2 - OFDM Principles, » in *OFDM for Optical Communications*, W. SHIEH et I. DJORDJEVIC, éd., Oxford : Academic Press, 2010, p. 31-52.

Conclusion générale et perspectives

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Ce travail a consisté à développer un banc de mesure sous pointes basé sur un analyseur de réseau vectoriel non linéaire (NVNA) dans le but de caractériser la linéarité des transistors et des amplificateurs de puissance radiofréquences. L'utilisation du signal USMT (Unequally Spaced Multitons) permet de mesurer rapidement les caractéristiques de non-linéarité du dispositif grâce à ses propriétés statistiques similaires à celles des signaux de modulation complexes et à la possibilité de mesurer séparément les tons et les produits d'intermodulation. Les méthodes de load-pull passif et actif ont été utilisées pour analyser l'influence de l'impédance de charge sur les caractéristiques et les facteurs de mérite des dispositifs sous test. Cela permet d'observer les impédances optimales qui permettent d'augmenter le rendement du dispositif, tout en analysant l'effet de la modification de l'impédance de charge sur la non-linéarité et, par conséquent, sur la distorsion de l'information transmise.

Le premier chapitre a abordé les principales caractéristiques d'un amplificateur de puissance, en se concentrant notamment sur le gain, le rendement en puissance ajoutée maximal (PAE), la consommation d'énergie et les phénomènes non linéaires. Ces derniers sont particulièrement visibles dans la région non linéaire, où apparaissent des effets tels que la génération d'harmoniques et de produits d'intermodulation, la réduction du gain, la saturation de la puissance de sortie et la distorsion du signal transmis. Par la suite, les méthodes de load-pull passif et actif, qui sont employées pour étudier l'influence de l'impédance de charge sur ces caractéristiques, ont été introduites. Le load-pull passif utilise un tuner passif, tandis que le load-pull actif repose sur l'utilisation d'une seconde source pour reproduire l'impédance de charge souhaitée. Ensuite, le principe des modulations numériques a été expliqué, avec un accent particulier sur les modulations en quadrature comme la modulation d'amplitude en quadrature (QAM). Les propriétés statistiques liées à la fonction de densité de probabilité et à la fonction de distribution cumulative complémentaire ont également été exposées, ces dernières étant essentielles pour comparer les modulations en termes de dynamique du signal. En tenant compte de ces propriétés, le signal USMT a été introduit, et il a été démontré que le signal à 8 tons présente des caractéristiques proches de celles des signaux de modulation complexes, tout en étant facile à générer. Un avantage supplémentaire réside dans la possibilité de mesurer directement le rapport entre le signal et les produits d'intermodulation, ce qui permet d'évaluer un facteur de mérite, parfois comparable à la magnitude du vecteur d'erreur (EVM). Enfin, la méthode d'étalonnage en puissance, qui permet de mesurer la puissance des ondes incidentes et réfléchies des dispositifs sous test dans le plan de référence des pointes, a été décrite.

Le deuxième chapitre traite de la méthode de load-pull passif. Le banc de mesure a été

conçu pour être flexible, permettant l'application soit d'un signal continu, soit d'un signal modulé. L'une des caractéristiques principales de ce banc est l'utilisation d'un tuner passif pour ajuster l'impédance de charge. Afin de minimiser les pertes causées par la pointe et le câble reliant le dispositif sous test, un coupleur directionnel a été placé après le tuner, ce qui a introduit une dépendance entre la matrice d'étalonnage et la position du tuner. Une méthode d'étalonnage innovante a été développée pour estimer rapidement et précisément la matrice d'étalonnage en fonction des différentes positions du tuner. Un programme a également été mis en place afin de déterminer directement la position du tuner correspondant à une impédance de charge spécifique. Pour valider le banc, des mesures de gain ont été réalisées à diverses impédances de charge, montrant que le gain maximal se trouvait autour du conjugué de S_{22} pour une fréquence de 29 GHz. En outre, des mesures ont été effectuées sur des paramètres tels que le gain, la puissance de sortie, le PAE et le courant de drain, en fonction de la puissance d'entrée à différentes impédances de charge, permettant ainsi d'identifier l'impédance optimisant le rendement. Des mesures ont aussi été réalisées en utilisant un signal USMT, permettant de mesurer non seulement les paramètres précédents, mais aussi la puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3, le NPR et un facteur de mérite équivalent à l'EVM. Les spectres des ondes incidentes et réfléchies aux entrées et sorties des dispositifs ont été mesurés. Il a été observé que le câble et la pointe limitaient la plage d'impédances de charge disponibles, empêchant ainsi d'atteindre celles qui maximiseraient le PAE pour les transistors et points de polarisation utilisés. Enfin, il a été constaté que les variations successives de la puissance du signal d'entrée dans la région non linéaire n'affectaient pas significativement le comportement du dispositif. En raison des contraintes liées à l'utilisation d'un banc de mesure avec un tuner passif, une méthode de load-pull actif a été mise au point. En intégrant une seconde source RF, des impédances de charge ont été générées et des mesures ont été effectuées pour un signal CW à porteuse unique. L'algorithme utilisé pour la recherche d'impédance était encore en phase de développement lors de la rédaction de ce travail, avec certaines limites, notamment une convergence difficile lorsque le module du coefficient de réflexion était élevé (entre 0,8 et 1) et que le transistor fonctionnait dans sa zone non linéaire. Par conséquent, la comparaison entre les approches passive et active n'a pas permis d'aboutir à des conclusions claires.

Une comparaison a été réalisée entre les mesures des caractéristiques du dispositif en utilisant le banc de mesure conçu durant cette thèse et un autre banc basé sur un générateur et un analyseur de signaux vectoriels (VSG/VSA) mis au point à Limoges par Thibault Reveyrand. Le banc développé dans le cadre de cette thèse exploitait

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

un signal USMT à 8 tons, tandis que le second banc utilisait des modulations 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM en plus du signal USMT. Une étude approfondie de la densité de probabilité (PDF) et de la fonction de distribution cumulée complémentaire (CCDF) a montré que, bien que le signal USMT-8 présente des caractéristiques gaussiennes, les modulations QAM n'affichent pas des propriétés gaussiennes. De plus, des comparaisons de mesures ont été effectuées entre les deux bancs ainsi qu'entre le signal USMT-8 et les différentes modulations QAM. Des transistors pré-adaptés à une impédance de 50Ω ont permis de valider les performances du banc développé pour cette thèse. En complément de paramètres tels que le gain et la puissance de sortie, une comparaison a été réalisée entre le facteur de mérite équivalent à l'EVM, calculé via le NPR sur le banc NVNA, et l'EVM directement mesuré par le VSA sur le banc de Limoges. Les résultats les plus concluants ont été obtenus avec la modulation 64-QAM, tandis que les tests réalisés avec les modulations 256-QAM, 512-QAM et 1024-QAM n'ont pas permis de tirer de conclusions claires car le récepteur ne connaît pas les symboles envoyés.

Les perspectives de cette recherche incluent l'amélioration et l'optimisation de l'algorithme de recherche de load-pull actif développé durant cette thèse, dans le but de déterminer plus rapidement l'impédance de charge souhaitée tout en évitant les zones d'instabilité des transistors. Une piste à explorer serait l'intégration d'atténuateurs et de déphaseurs externes au PNA-X, ainsi que l'utilisation d'une dérivation du signal généré par la source à l'entrée du dispositif testé, permettant ainsi un contrôle plus précis de l'impédance. Il sera également nécessaire de synchroniser les signaux en bande de base envoyés aux deux générateurs de ce banc de mesure, de sorte que l'impédance de charge soit uniformisée pour l'ensemble des fréquences et des produits d'intermodulation. Concernant la validation du banc, l'inclusion du codage OFDM dans les modulations QAM est envisagée, car il a été noté que les signaux générés présentent des caractéristiques statistiques gaussiennes et un PAPR plus proche de celui du signal USMT-8. Une autre piste étudiée consiste à étendre le banc pour évaluer le comportement des dispositifs sous des signaux appliqués dans la bande W (comprise entre 92 et 96 GHz).

Publications et communications relatives à ce travail

Conférences internationales

J.-C. NALLATAMBY, J. A. SILVA DOS SANTOS, P. V. RAJA, M. BOUSLAMA et R. SOMMET, « Surface and Buffer Trap Signatures in Fe-doped AlGa_N/Ga_N HEMT Identified by LF S-parameter TCAD Simulations, » in *2022 17th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, sept. 2022, p. 1-4.

R. SOMMET, J. SILVA DOS SANTOS, A. SANTOS et J. NALLATAMBY, « High frequency Ga_N HEMT Modeling with ASM-HEMT, » in *2022 17th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, sept. 2022, p. 145-148.

J. A. SILVA DOS SANTOS, T. REVEYRAND, F. GAILLARD et al., « A novel fast calibration method for NVNAs based linearity setup, » in *2023 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits (INMMIC)*, ISSN : 2689-5498, nov. 2023, p. 1-4.

Conférences nationales

- J. A. SILVA DOS SANTOS, E. DUPOUY, F. GAILLARD et al., « Effets du dopage fer et carbone dans la zone tampon Ga_N sur les constantes de temps de pièges dans les HEMT, » in *XXIIèmes Journées Nationales Microondes (JNM) 2022*, sér. 22e Journées Nationales Microondes, Limoges, France, juin 2022.
- J. A. SILVA DOS SANTOS, T. REVEYRAND, F. GAILLARD et al., « Une nouvelle méthode d'étalonnage rapide pour un banc de mesure de la linéarité basé sur des NVNAs, » in *XXIIIèmes Journées Nationales Microondes*, t. SIC-006 : Systèmes de caractérisation, Antibes, France : Université Côte d'Azur, juin 2024.

Présentation, Communications, Workshops

- J. A. SILVA DOS SANTOS, F. GAILLARD, P. V. RAJA, M. PRIGENT, R. SOMMET et J.-C. NALLATAMBY, « Advanced measurement techniques for Ga_N-based HEMTs : Trap investigation and innovative linearity characterization, » in *XXII International Workshop on Physics of Semiconductor Devices*, Chennai (India), France : IIT Madras, déc. 2023.
- J. A. SILVA DOS SANTOS, « Soutenance mi-parcours, » Limoges, France, mai 2022.

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS RELATIVES À CE TRAVAIL

- J. A. SILVA DOS SANTOS, « Workshop des doctorants, » Limoges, France, mars 2023.

PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS RELATIVES À CE TRAVAIL



Dénombrement des produits d'intermodulation

Sommaire

A.1	Produits d'intermodulation d'ordre 3	202
A.2	Produits d'intermodulation d'ordre 5	203
A.3	Produits d'intermodulation d'ordre 7	206

A.1 Produits d'intermodulation d'ordre 3

Par définition, les produits d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) sont les fréquences du type :

$$\begin{aligned} n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + \dots + n_k \cdot f_k \\ \text{avec } \sum |n_k| = 3 \text{ et } \sum n_k > 0 \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Où f_1, f_2, \dots, f_k sont les k fréquences parmi les n fréquences du signal. Les produits d'intermodulation (IM) tels que $\sum n_k = 1$ sont les IMs appelés « *In Band (IB)* » et ceux tels que $\sum n_k = 3$ sont les IMs appelés « *Out Band (OB)* ».

Les 4 catégories de IM_3 possibles respectant la relation donné dans l'équation A.1 sont les suivantes :

1. $f_i + f_j + f_k \rightarrow OB$
2. $f_i + f_j - f_k \rightarrow IB$
3. $2 \cdot f_i + f_j \rightarrow OB$
4. $2 \cdot f_i - f_j \rightarrow IB$

Nombre de IM_3 respectant l'expression (1)

Pour calculer le nombre de termes, il est nécessaire de calculer la combinaison sans répétition de 3 fréquences parmi n fréquences, donc :

$$C_n^3 = \frac{n!}{3!(n-3)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2)}{6} \quad (\text{A.2})$$

Nombre de IM_3 respectant l'expression (2)

Pour réaliser ce calcul, il est nécessaire de calculer un arrangement de 3 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les deux premiers termes de l'expression (2) car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut diviser par le nombre de permutations entre f_i et f_j soit $2!$.

$$\frac{A_n^3}{2!} = \frac{n!}{(n-3)!2!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2)}{2} \quad (\text{A.3})$$

Nombre de IM_3 respectant les expressions (3) et (4)

Arrangement de 2 fréquences parmi n , avec ordre et sans répétition, donc :

$$A_n^2 = \frac{n!}{(n-2)!} = n \cdot (n-1) \quad (\text{A.4})$$

A.2 Produits d'intermodulation d'ordre 5

Par définition, ce sont les fréquences du type :

$$n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + \dots + n_k \cdot f_k \quad (\text{A.5})$$

avec $\sum |n_k| = 5$ et $\sum n_k > 0$

Les 17 IM₅ possibles respectant la relation de l'équation A.5 sont les suivants :

1. $f_i + f_j + f_k + f_l + f_m \rightarrow \text{OB}$
2. $f_i + f_j + f_k + f_l - f_m \rightarrow \text{OB}$
3. $f_i + f_j + f_k - f_l - f_m \rightarrow \text{IB}$
4. $2 \cdot f_i + f_j + f_k + f_l \rightarrow \text{OB}$
5. $2 \cdot f_i + f_j + f_k - f_l \rightarrow \text{OB}$
6. $2 \cdot f_i + f_j - f_k - f_l \rightarrow \text{IB}$
7. $-2 \cdot f_i + f_j + f_k + f_l \rightarrow \text{IB}$
8. $2 \cdot f_i + 2 \cdot f_j + f_k \rightarrow \text{OB}$
9. $2 \cdot f_i + 2 \cdot f_j - f_k \rightarrow \text{OB}$
10. $2 \cdot f_i - 2 \cdot f_j + f_k \rightarrow \text{IB}$
11. $3 \cdot f_i + \cdot f_j + f_k \rightarrow \text{OB}$
12. $3 \cdot f_i + \cdot f_j - f_k \rightarrow \text{OB}$
13. $3 \cdot f_i - \cdot f_j - f_k \rightarrow \text{IB}$
14. $2 \cdot f_i + 3 \cdot f_j \rightarrow \text{OB}$
15. $3 \cdot f_i - 2 \cdot f_j \rightarrow \text{IB}$
16. $4 \cdot f_i + \cdot f_j \rightarrow \text{OB}$
17. $4 \cdot f_i - \cdot f_j \rightarrow \text{OB}$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (1)

Combinaison de 5 fréquences parmi n , sans ordre et sans répétition.

$$C_n^5 = \frac{n!}{5!(n-5)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3) \cdot (n-4)}{5!} \quad (\text{A.6})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (2)

Arrangement de 5 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les quatre premiers termes de l'expression (2) car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par le nombre de permutations entre f_i, f_j, f_k et f_l soit $4!$.

$$\frac{A_n^5}{4!} = \frac{n!}{(n-5)!4!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3) \cdot (n-4)}{4!} \quad (\text{A.7})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (3)

Arrangement de 5 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre f_i, f_j et f_k et entre f_l et f_m car dans ces cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par $3!2!$.

$$\frac{A_n^5}{3!2!} = \frac{n!}{12 \cdot (n-5)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3) \cdot (n-4)}{12} \quad (\text{A.8})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (4)

Arrangement de 4 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les trois derniers termes de l'expression (2) car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par le nombre de permutations entre $f_j, f_k,$ et f_l soit $3!$.

$$\frac{A_n^4}{3!} = \frac{n!}{6 \cdot (n-4)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3)}{6} \quad (\text{A.9})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (5)

Arrangement de 4 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre f_j et f_k car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il le faut diviser par $2!$.

$$\frac{A_n^4}{2!} = \frac{n!}{2 \cdot (n-4)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3)}{2} \quad (\text{A.10})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (6)

Arrangement de 4 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre $-f_j$ et $-f_k$ car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par 2!.

$$\frac{A_n^4}{2!} = \frac{n!}{2 \cdot (n-4)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3)}{2} \quad (\text{A.11})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (7)

Arrangement de 4 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre f_j, f_k et f_l car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par 3!.

$$\frac{A_n^4}{3!} = \frac{n!}{6 \cdot (n-4)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3)}{6} \quad (\text{A.12})$$

Nombre de IM_5 respectant les expressions (8) et (9)

Arrangement de 3 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre $2 \cdot f_j$ et f_k car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par 2!.

$$\frac{A_n^3}{2!} = \frac{n!}{2 \cdot (n-3)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2)}{2} \quad (\text{A.13})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (10)

Arrangement de 3 fréquences parmi n , avec ordre et sans répétition, donc :

$$A_n^3 = \frac{n!}{(n-3)!} = n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \quad (\text{A.14})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (11)

Arrangement de 3 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre f_j et f_k car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de

nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par 2!.

$$\frac{A_n^3}{2!} = \frac{n!}{2 \cdot (n-3)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2)}{2} \quad (\text{A.15})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (12)

Arrangement de 3 fréquences parmi n , avec ordre et sans répétition, donc :

$$A_n^3 = \frac{n!}{(n-3)!} = n \cdot (n-1) \cdot (n-2) \quad (\text{A.16})$$

Nombre de IM_5 respectant l'expression (13)

Arrangement de 3 fréquences parmi n fréquences avec ordre, sans répétition, sauf pour les combinaisons entre $-f_j$ et $-f_k$ car dans ce cas, l'ordre des termes ne produit pas de nouvelle fréquence. C'est pourquoi il faut le diviser par 2!.

$$\frac{A_n^3}{2!} = \frac{n!}{2 \cdot (n-3)!} = \frac{n \cdot (n-1) \cdot (n-2)}{2} \quad (\text{A.17})$$

Nombre de IM_5 respectant les expressions (14), (15), (16) et (17)

Arrangement de 2 fréquences parmi n , avec ordre et sans répétition, donc :

$$A_n^2 = \frac{n!}{(n-2)!} = n \cdot (n-1) \quad (\text{A.18})$$

A.3 Produits d'intermodulation d'ordre 7

Par définition, ce sont les fréquences du type :

$$n_1 \cdot f_1 + n_2 \cdot f_2 + \dots + n_k \cdot f_k \quad (\text{A.19})$$

avec $\sum |n_k| = 7$ et $\sum n_k > 0$

Il y a 54 IM_7 possibles respectant la relation de l'équation A.19. Dans le tableau A.1 sont notés les coefficients des fréquences :

ANNEXE A. DÉNOMBREMENT DES PRODUITS D'INTERMODULATION

f_i	f_j	f_k	f_l	f_m	f_n	f_o	Nombre de IM_7	
-3	1	1	1	1			$\frac{A_n^5}{4!}$	IB
-3	1	1	2				$\frac{A_n^4}{2!}$	IB
-3	1	3					A_n^3	IB
-3	2	2					$\frac{A_n^3}{2!}$	IB
-3	4						A_n^2	IB
-2	-1	1	1	1	1		$\frac{A_n^6}{4!}$	IB
-2	-1	1	1	2			$\frac{A_n^5}{2!}$	IB
-2	-1	1	3				A_n^4	IB
-2	-1	2	2				$\frac{A_n^4}{2!}$	IB
-2	-1	4					A_n^3	IB
-1	-1	-1	1	1	1	1	$\frac{A_n^7}{4!3!}$	IB
-1	-1	-1	1	1	2		$\frac{A_n^6}{3!2!}$	IB
-1	-1	-1	1	3			$\frac{A_n^5}{3!}$	IB
-1	-1	-1	2	2			$\frac{A_n^5}{2!3!}$	IB
-1	-1	-1	4				$\frac{A_n^4}{3!}$	IB
-2	1	1	1	2			$\frac{A_n^5}{3!}$	OB
-2	1	1	3				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB
-2	1	1	1	1	1		$\frac{A_n^6}{5!}$	OB
-2	1	2	2				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB
-2	1	4					A_n^3	OB
-2	2	3					A_n^3	OB
-2	5						A_n^2	OB
-1	-1	1	1	1	1	1	$\frac{A_n^7}{5!2!}$	OB
-1	-1	1	1	1	2		$\frac{A_n^6}{3!2!}$	OB
-1	-1	1	1	3			$\frac{A_n^5}{2!2!}$	OB
-1	-1	1	2	2			$\frac{A_n^5}{2!2!}$	OB
-1	-1	1	4				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB
-1	-1	2	3				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB
-1	-1	5					$\frac{A_n^3}{2!}$	OB
-1	1	1	1	1	1	1	$\frac{A_n^7}{6!}$	OB
-1	1	1	1	1	2		$\frac{A_n^6}{4!}$	OB
-1	1	1	1	3			$\frac{A_n^5}{3!}$	OB
-1	1	1	2	2			$\frac{A_n^5}{2!2!}$	OB
-1	1	1	4				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB

ANNEXE A. DÉNOMBREMENT DES PRODUITS D'INTERMODULATION

-1	1	2	3				A_n^4	OB
-1	1	5					A_n^3	OB
-1	2	2	2				$\frac{A_n^4}{3!}$	OB
-1	2	4					A_n^3	OB
-1	3	3					$\frac{A_n^3}{2!}$	OB
-1	6						A_n^2	OB
1	1	1	1	1	1	1	C_n^7	OB
1	1	1	1	1	2		$\frac{A_n^6}{5!}$	OB
1	1	1	1	3			$\frac{A_n^5}{4!}$	OB
1	1	1	2	2			$\frac{A_n^5}{3!2!}$	OB
1	1	1	4				$\frac{A_n^4}{3!}$	OB
1	1	2	3				$\frac{A_n^4}{2!}$	OB
1	1	5					$\frac{A_n^3}{2!}$	OB
1	2	2	2				$\frac{A_n^4}{3!}$	OB
1	2	4					A_n^3	OB
1	3	3					$\frac{A_n^3}{2!}$	OB
1	6						A_n^2	OB
2	2	3					$\frac{A_n^3}{2!}$	OB
2	5						A_n^2	OB
3	4						A_n^2	OB

TABLE A.1 – Nombre de produits d'intermodulation d'ordre 7 (IM7)

B

Produits d'intermodulation d'un signal
USMT-8

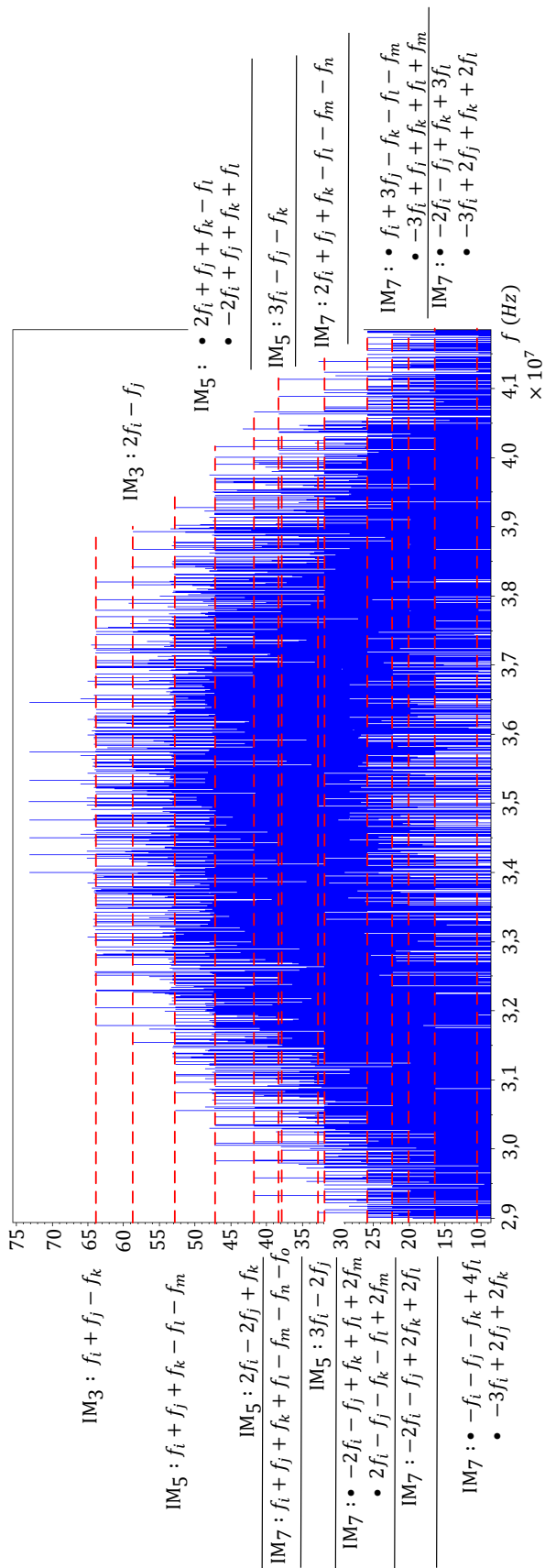


FIGURE B.1 – Produits d'intermodulation d'un signal USMT-8



Calcul de la matrice C

ANNEXE C. CALCUL DE LA MATRICE C

Comme détaillé dans la section 2.3, il est possible d'établir une relation entre la matrice d'étalonnage M_1 et la matrice de paramètres S du tuner. Cela est dû au comportement linéaire de la pointe, des câbles et du coupleur dans la bande de fréquence utilisée. L'équation C.1 représente la matrice de paramètres S du tuner pour une position et une fréquence données.

$$S(x, y) = \begin{bmatrix} S_{11}(x, y) & S_{12}(x, y) \\ S_{21}(x, y) & S_{22}(x, y) \end{bmatrix} \quad (C.1)$$

Afin de les mesurer, le tuner est déconnecté du banc de mesure et ses paramètres S sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau pour différentes fréquences et positions du tuner comme le montre la figure C.1.

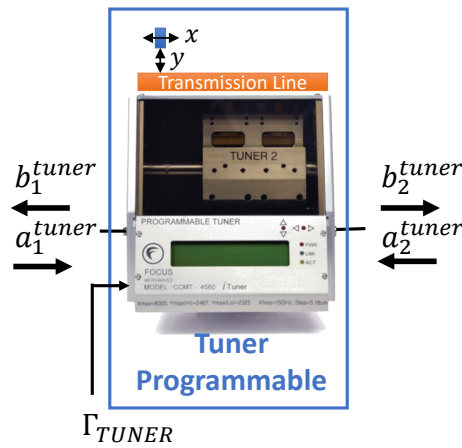


FIGURE C.1 – Ondes à l'entrée et à la sortie du tuner

Les équations C.2 et C.3 montrent les relations entre les ondes d'entrée et de sortie du tuner en utilisant les paramètres S et les paramètres T.

$$\begin{pmatrix} b_{tuner}^1 \\ b_{tuner}^2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_{tuner}^1 \\ a_{tuner}^2 \end{pmatrix} \quad (C.2)$$

$$\begin{pmatrix} a_{tuner}^1 \\ b_{tuner}^1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} b_{tuner}^2 \\ a_{tuner}^2 \end{pmatrix} \quad (C.3)$$

Les paramètres T sont importants, car ils permettent de relier plusieurs blocs en cascade en multipliant leurs matrices T. Afin de transformer les matrices S en matrices T, les équations C.4 et C.5 peuvent être utilisées.

$$S_{11} = \frac{T_{21}}{T_{11}}, \quad S_{12} = \frac{T_{11} \cdot T_{22} - T_{12} \cdot T_{21}}{T_{11}}, \quad S_{21} = \frac{1}{T_{11}}, \quad S_{22} = -\frac{T_{12}}{T_{11}} \quad (C.4)$$

$$T_{11} = \frac{1}{S_{21}}, \quad T_{12} = -\frac{S_{22}}{S_{21}}, \quad T_{21} = \frac{S_{11}}{S_{21}}, \quad T_{22} = \frac{S_{12} \cdot S_{21} - S_{11} \cdot S_{22}}{S_{21}} \quad (C.5)$$

Une fois le circuit de sortie assemblé comme le montre la figure C.2, il est possible d'exprimer la matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1 en fonction des matrices $\mathbf{T}_{\text{cable}}$, $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ et $\mathbf{T}_{\text{coupler}}$. Comme expliqué dans la section 2.3, les coefficients en rouge sont calculés à partir d'un étalonnage standard, les coefficients en bleu correspondent aux coefficients de paramètres T du tuner et les coefficients en orange sont les coefficients de paramètres T des autres éléments du banc de mesure, tels que les câbles, les connecteurs et le coupler. Ces coefficients sont inconnus, mais constants pour une fréquence déterminée et n'importe quelle position du tuner.

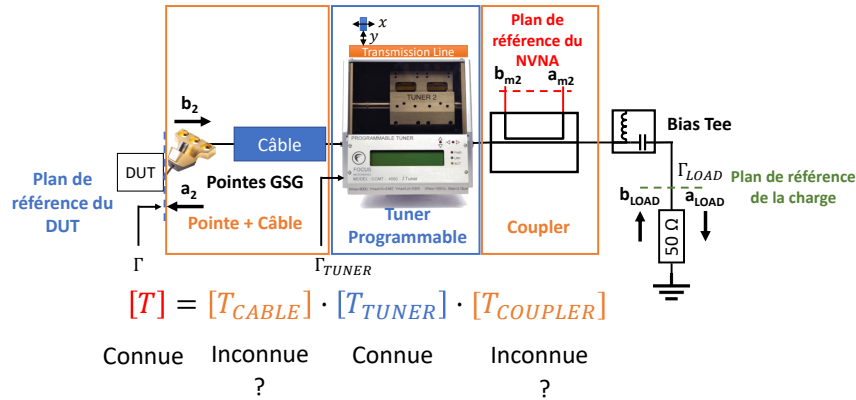


FIGURE C.2 – Circuit de sortie avec les équations en évidence

Pour ce faire, la matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1 doit être transformée en la matrice \mathbf{T} en utilisant les relations décrites dans l'équation C.6. Cette relation mathématique est détaillée dans la section 2.3 du chapitre 2.

$$\begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1^{11}(x, y) & M_1^{12}(x, y) \\ M_1^{21}(x, y) & M_1^{22}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{m2} \\ b_{m2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} b_2 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) & T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) & T_{22}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{m2} \\ a_{m2} \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

$$T_{11} = M_1^{22}, \quad T_{12} = M_1^{21}, \quad T_{21} = M_1^{12}, \quad T_{22} = M_1^{11}$$

Un schéma simplifié représentant les ondes liées par la matrice d'étalonnage \mathbf{M}_1 ou la matrice \mathbf{T} est présenté dans la figure C.3.

À partir de ce paragraphe, les coordonnées x et y du tuner seront omises pour des raisons de place, mais il convient de noter que les matrices \mathbf{T} et $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ dépendent de la position du tuner et que les matrices en orange ne dépendent pas de cette position. L'équation C.7 permet de calculer la matrice \mathbf{T} à partir des matrices $\mathbf{T}_{\text{cable}}$, $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$

ANNEXE C. CALCUL DE LA MATRICE C

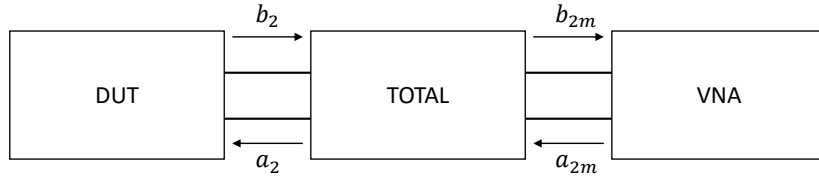


FIGURE C.3 – Schéma simplifié du circuit de sortie de la figure C.2

et $\mathbf{T}_{\text{coupler}}$.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\text{cable}}^{11} & T_{\text{cable}}^{12} \\ T_{\text{cable}}^{21} & T_{\text{cable}}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{\text{tuner}}^{11} & T_{\text{tuner}}^{12} \\ T_{\text{tuner}}^{21} & T_{\text{tuner}}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{coupler}}^{12} \\ T_{\text{coupler}}^{21} & T_{\text{coupler}}^{22} \end{bmatrix} \quad (\text{C.7})$$

Cependant les matrices $\mathbf{T}_{\text{cable}}$ et $\mathbf{T}_{\text{coupler}}$ ne peuvent pas être calculées en fonction des matrices $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ et \mathbf{T} , car la multiplication des matrices n'est pas une opération commutative. Afin d'extraire les coefficients de ces matrices, les coefficients de la matrice \mathbf{T} seront calculés en fonction des coefficients des matrices $\mathbf{T}_{\text{cable}}$, $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$ et $\mathbf{T}_{\text{coupler}}$ comme le montre l'équation C.8.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} & T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \\ T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} & T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{coupler}}^{12} \\ T_{\text{coupler}}^{21} & T_{\text{coupler}}^{22} \end{bmatrix} \quad (\text{C.8})$$

À partir de l'équation C.8, nous pouvons obtenir le système d'équations indiqué dans l'équation C.9. Il relie les coefficients de la matrice \mathbf{T} aux coefficients de la matrice $\mathbf{T}_{\text{tuner}}$.

$$\begin{cases} T_{11} = T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \\ T_{12} = T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} + T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \\ T_{21} = T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \\ T_{22} = T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{11} + T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{12} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} \cdot T_{\text{tuner}}^{21} + T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \cdot T_{\text{tuner}}^{22} \end{cases} \quad (\text{C.9})$$

Le système de l'équation C.9 peut être transformé dans l'équation matricielle C.10.

$$\begin{bmatrix} T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} & T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \\ T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} & T_{\text{cable}}^{11} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} & T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} & T_{\text{cable}}^{12} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \\ T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} & T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{11} & T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{21} \\ T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} & T_{\text{cable}}^{21} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} & T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{12} & T_{\text{cable}}^{22} \cdot T_{\text{coupler}}^{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{\text{tuner}}^{11}(x, y) \\ T_{\text{tuner}}^{12}(x, y) \\ T_{\text{tuner}}^{21}(x, y) \\ T_{\text{tuner}}^{22}(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) \\ T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) \\ T_{22}(x, y) \end{bmatrix} \quad (\text{C.10})$$

La matrice C.10 peut être simplifiée en appelant la matrice en orange de matrice \mathbf{C}

comme le montre l'équation C.11.

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11}(x, y) \\ T_{tuner}^{12}(x, y) \\ T_{tuner}^{21}(x, y) \\ T_{tuner}^{22}(x, y) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(x, y) \\ T_{12}(x, y) \\ T_{21}(x, y) \\ T_{22}(x, y) \end{bmatrix} \quad (C.11)$$

Les relations entre les coefficients de la matrice **C** et les coefficients des matrices **T_{cable}** et **T_{coupler}** sont indiquées dans l'équation C.12.

$$\begin{array}{|l} C_{11} = T_{cable}^{11} \cdot T_{coupler}^{11} & C_{12} = T_{cable}^{11} \cdot T_{coupler}^{21} & C_{13} = T_{cable}^{12} \cdot T_{coupler}^{11} & C_{14} = T_{cable}^{12} \cdot T_{coupler}^{21} \\ C_{21} = T_{cable}^{11} \cdot T_{coupler}^{12} & C_{22} = T_{cable}^{11} \cdot T_{coupler}^{22} & C_{23} = T_{cable}^{12} \cdot T_{coupler}^{12} & C_{24} = T_{cable}^{12} \cdot T_{coupler}^{22} \\ C_{31} = T_{cable}^{21} \cdot T_{coupler}^{11} & C_{32} = T_{cable}^{21} \cdot T_{coupler}^{21} & C_{33} = T_{cable}^{22} \cdot T_{coupler}^{11} & C_{34} = T_{cable}^{22} \cdot T_{coupler}^{21} \\ C_{41} = T_{cable}^{21} \cdot T_{coupler}^{12} & C_{42} = T_{cable}^{21} \cdot T_{coupler}^{22} & C_{43} = T_{cable}^{22} \cdot T_{coupler}^{12} & C_{44} = T_{cable}^{22} \cdot T_{coupler}^{22} \end{array} \quad (C.12)$$

La matrice **C** ne peut pas être calculée en fonction des vecteurs \vec{T} et $\overrightarrow{T}_{tuner}$ car le vecteur $\overrightarrow{T}_{tuner}$ n'est pas inversible. Il est donc nécessaire de transformer ces vecteurs en matrices carrées. Pour ce faire, quatre étalonnages standard ont été réalisés à quatre différents positions du tuner (x_1, y_1) , (x_2, y_2) , (x_3, y_3) et (x_4, y_4) représentées par les indices (1), (2), (3) et (4). Le résultat est exprimé dans l'équation C.13.

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11}(1) & T_{tuner}^{11}(2) & T_{tuner}^{11}(3) & T_{tuner}^{11}(4) \\ T_{tuner}^{12}(1) & T_{tuner}^{12}(2) & T_{tuner}^{12}(3) & T_{tuner}^{12}(4) \\ T_{tuner}^{21}(1) & T_{tuner}^{21}(2) & T_{tuner}^{21}(3) & T_{tuner}^{21}(4) \\ T_{tuner}^{22}(1) & T_{tuner}^{22}(2) & T_{tuner}^{22}(3) & T_{tuner}^{22}(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(1) & T_{11}(2) & T_{11}(3) & T_{11}(4) \\ T_{12}(1) & T_{12}(2) & T_{12}(3) & T_{12}(4) \\ T_{21}(1) & T_{21}(2) & T_{21}(3) & T_{21}(4) \\ T_{22}(1) & T_{22}(2) & T_{22}(3) & T_{22}(4) \end{bmatrix} \quad (C.13)$$

En inversant la matrice en **bleu** et en isolant la matrice **C**, il est possible d'obtenir ses coefficients à partir de l'équation C.14.

$$\begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} & C_{14} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} & C_{24} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} & C_{34} \\ C_{41} & C_{42} & C_{43} & C_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11}(1) & T_{11}(2) & T_{11}(3) & T_{11}(4) \\ T_{12}(1) & T_{12}(2) & T_{12}(3) & T_{12}(4) \\ T_{21}(1) & T_{21}(2) & T_{21}(3) & T_{21}(4) \\ T_{22}(1) & T_{22}(2) & T_{22}(3) & T_{22}(4) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} T_{tuner}^{11}(1) & T_{tuner}^{11}(2) & T_{tuner}^{11}(3) & T_{tuner}^{11}(4) \\ T_{tuner}^{12}(1) & T_{tuner}^{12}(2) & T_{tuner}^{12}(3) & T_{tuner}^{12}(4) \\ T_{tuner}^{21}(1) & T_{tuner}^{21}(2) & T_{tuner}^{21}(3) & T_{tuner}^{21}(4) \\ T_{tuner}^{22}(1) & T_{tuner}^{22}(2) & T_{tuner}^{22}(3) & T_{tuner}^{22}(4) \end{bmatrix}^{-1} \quad (C.14)$$

Cette matrice **C** est donc remplacée dans l'équation C.12 pour obtenir les coefficients du vecteur \vec{T} à partir des coefficients du vecteur $\overrightarrow{T}_{tuner}$. Le vecteur \vec{T} doit ensuite être transformé dans la matrice d'étalonnage **M₁** en utilisant les relations montrées dans l'équation C.6.

ANNEXE C. CALCUL DE LA MATRICE C



Principales caractéristiques en fonction de l'impédance de charge pour deux points de polarisation

Sommaire

D.1	Point de polarisation : $I_D = 100$ mA/mm et $V_D = 10$ V	219
D.1.1	Paramètres S du dispositif	219
D.1.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner .	220
D.1.3	Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal	221
D.2	Point de polarisation : $I_D = 100$ mA/mm et $V_D = 20$ V	222
D.2.1	Paramètres S du dispositif	222
D.2.2	Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner .	223
D.2.3	Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal	223

ANNEXE D. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE POUR DEUX POINTS DE POLARISATION

ANNEXE D. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE POUR DEUX POINTS DE POLARISATION

Cette annexe présente la caractérisation en paramètres S, la mesure du gain de petit signal en fonction de l'impédance de charge et les mesures AM/AM à l'impédance de charge optimale pour les transistors de développement 4 x 50 μm à différents points de polarisation. Tous les détails de la mesure de ces paramètres sont décrits dans la section 2.5 du chapitre 2 pour le transistor de développement de 2 x 75 μm polarisé avec une densité de courant de drain de 150 mA/mm et une tension de drain de 20 V..

D.1 Point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$

D.1.1 Paramètres S du dispositif

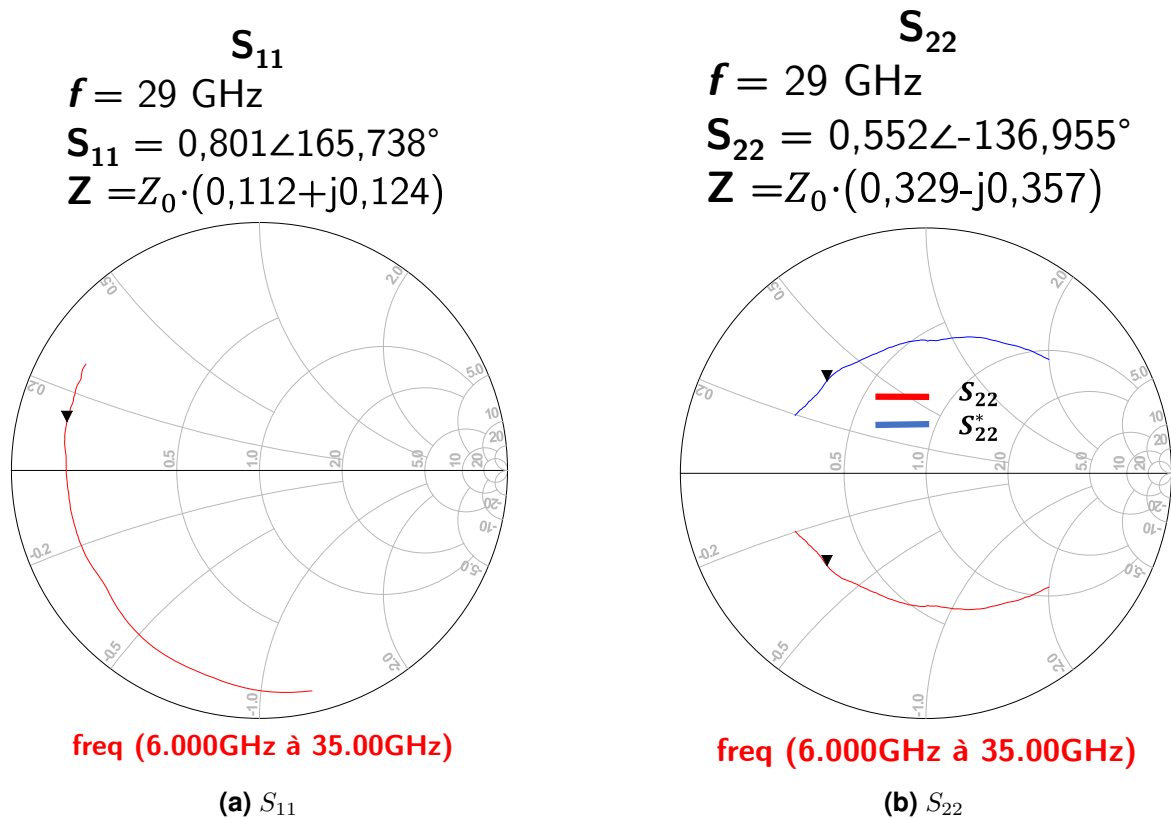


FIGURE D.1 – Mesures des paramètres S_{11} et S_{22} pour un transistor de développement 4 x 50 μm , $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$

ANNEXE D. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE POUR DEUX POINTS DE POLARISATION

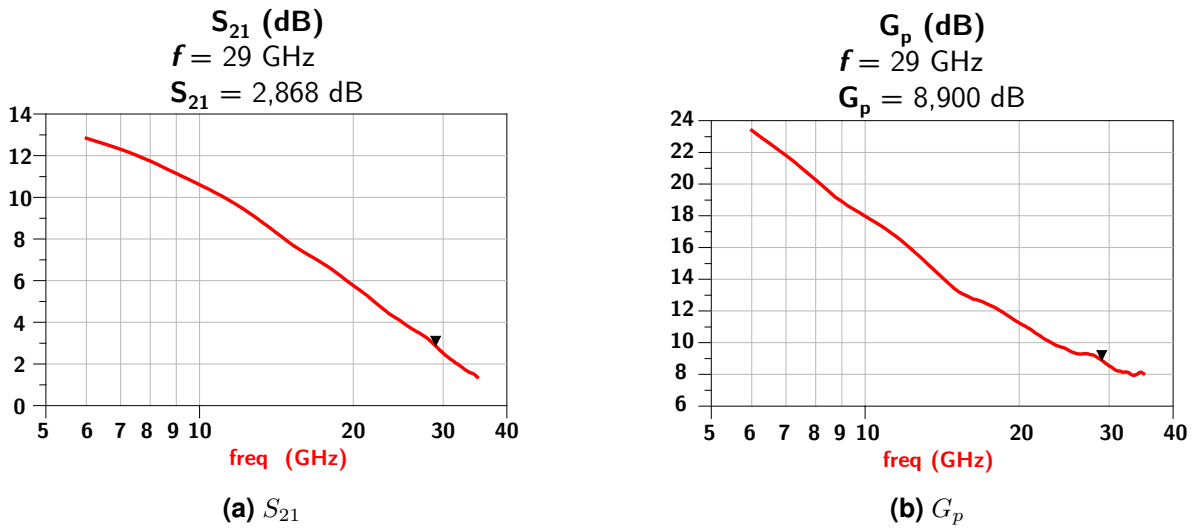


FIGURE D.2 – Mesures des paramètres S_{21} et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100$ mA/mm et $V_D = 10$ V

D.1.2 Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner

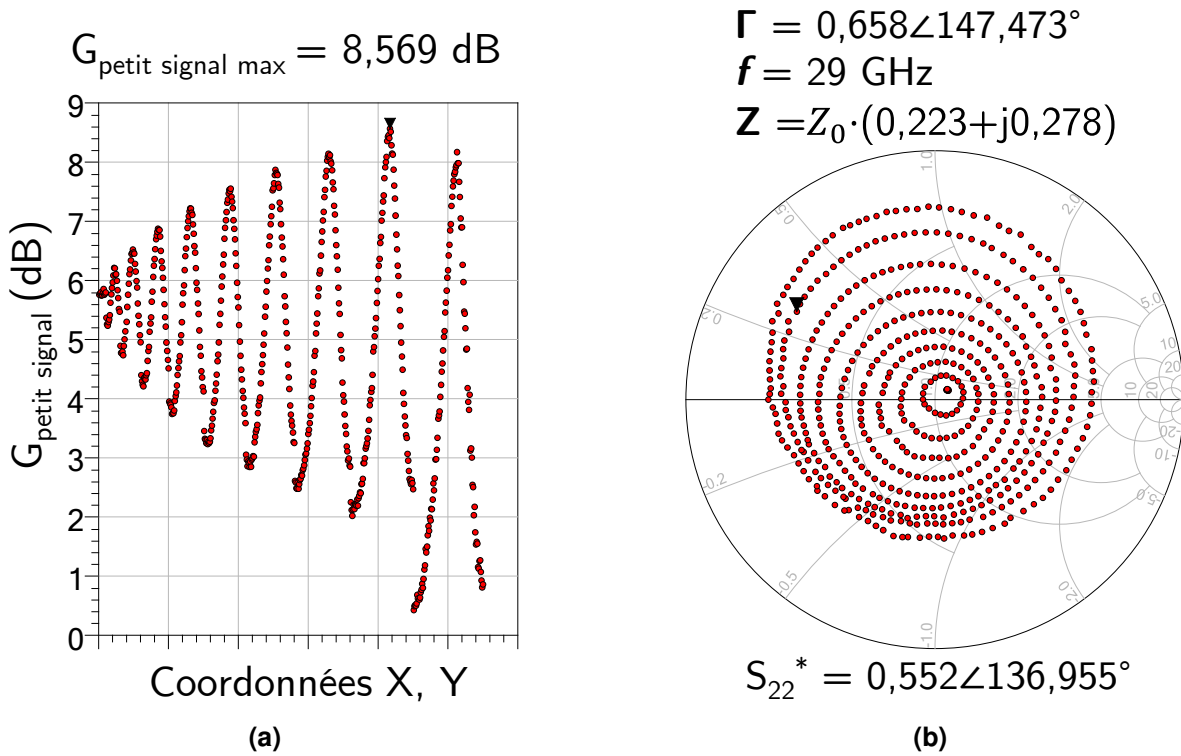


FIGURE D.3 – Gain en fonction du coefficient de réflexion ($I_D = 100$ mA/mm et $V_D = 10$ V)

D.1.3 Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal

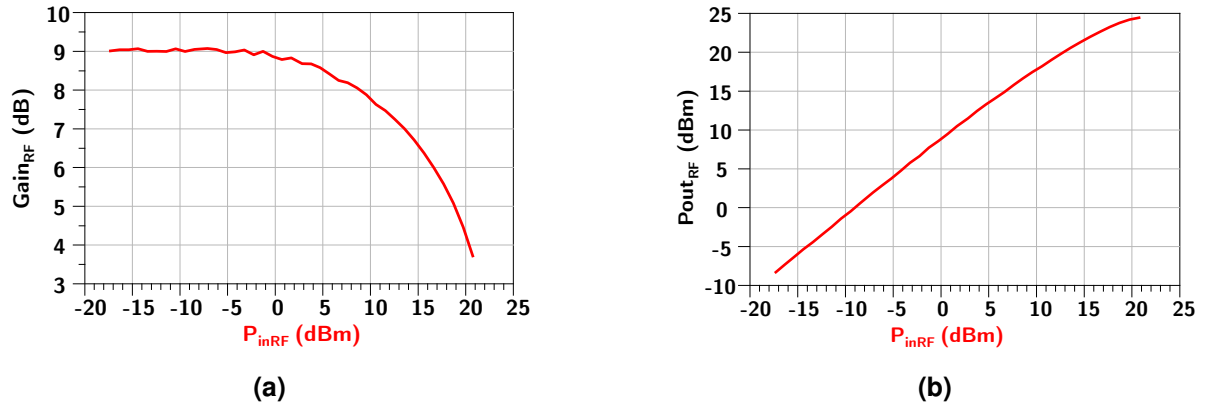


FIGURE D.4 – Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

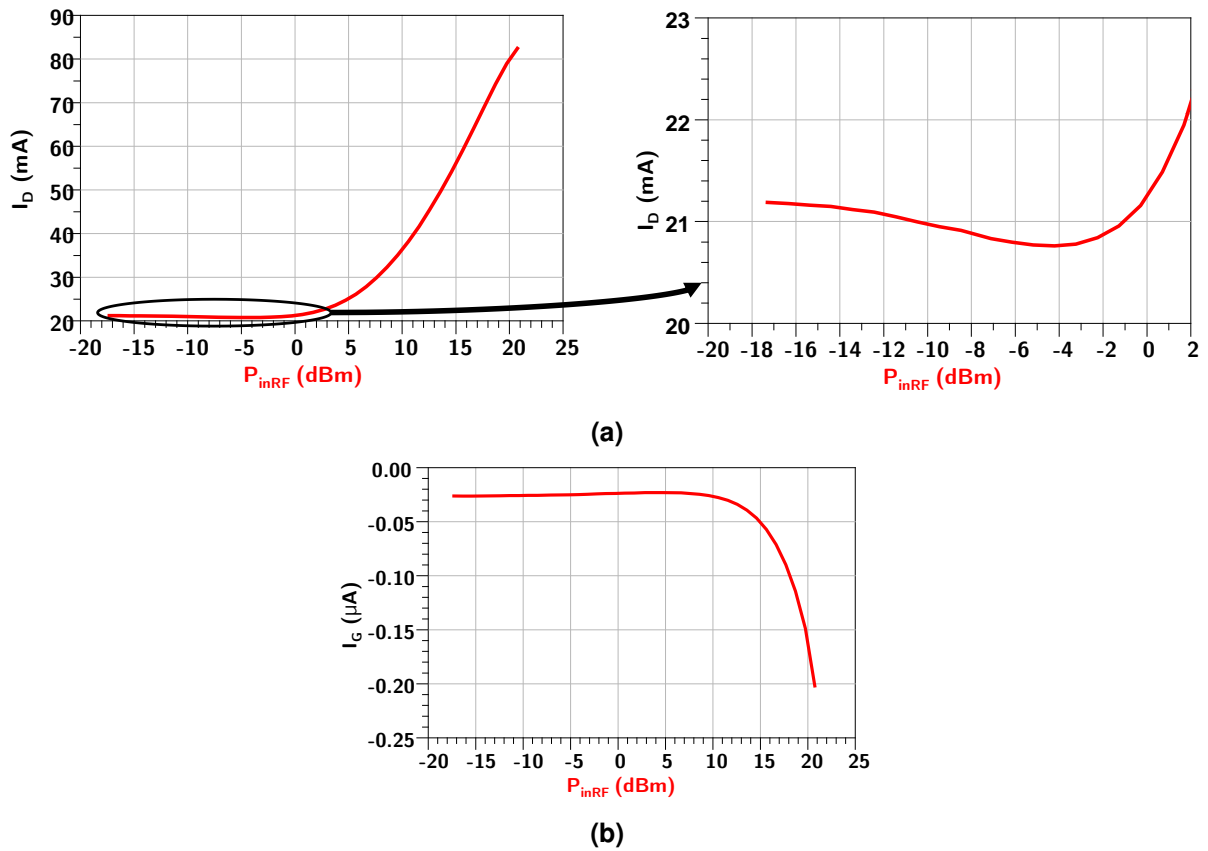


FIGURE D.5 – Courant de drain et de grille

D.2 Point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$

D.2.1 Paramètres S du dispositif

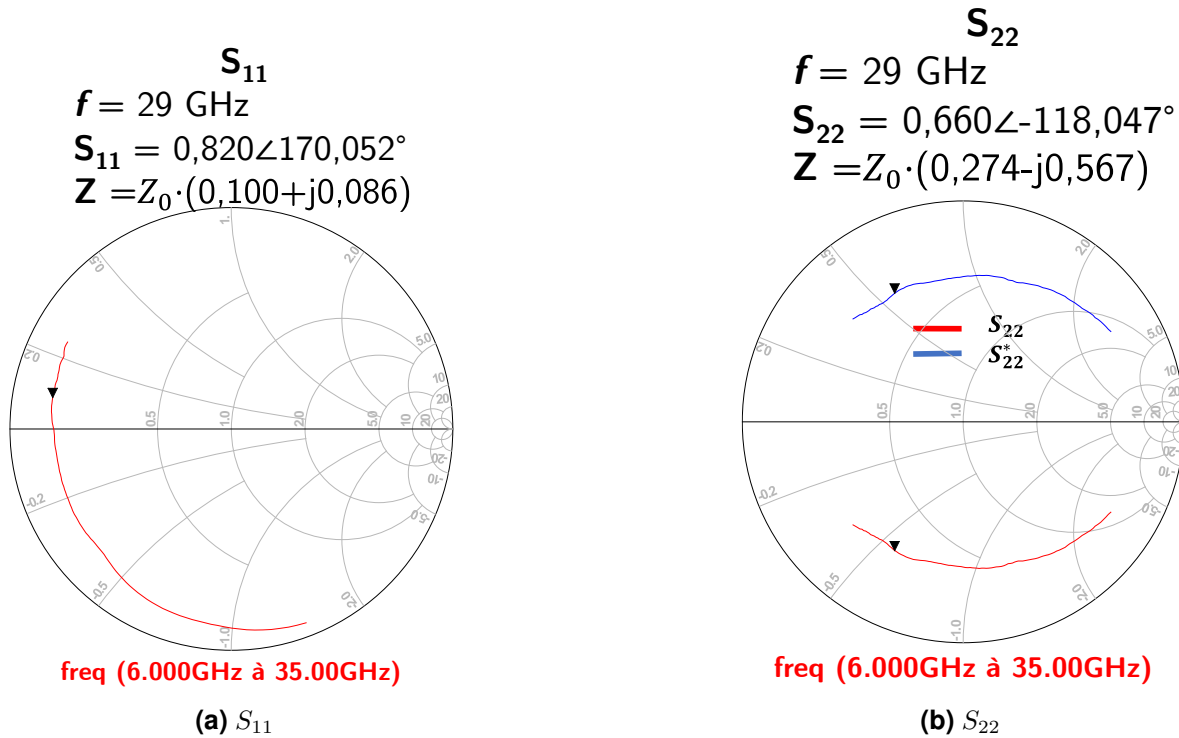


FIGURE D.6 – Mesures des paramètres S_{11} et S_{22} pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$

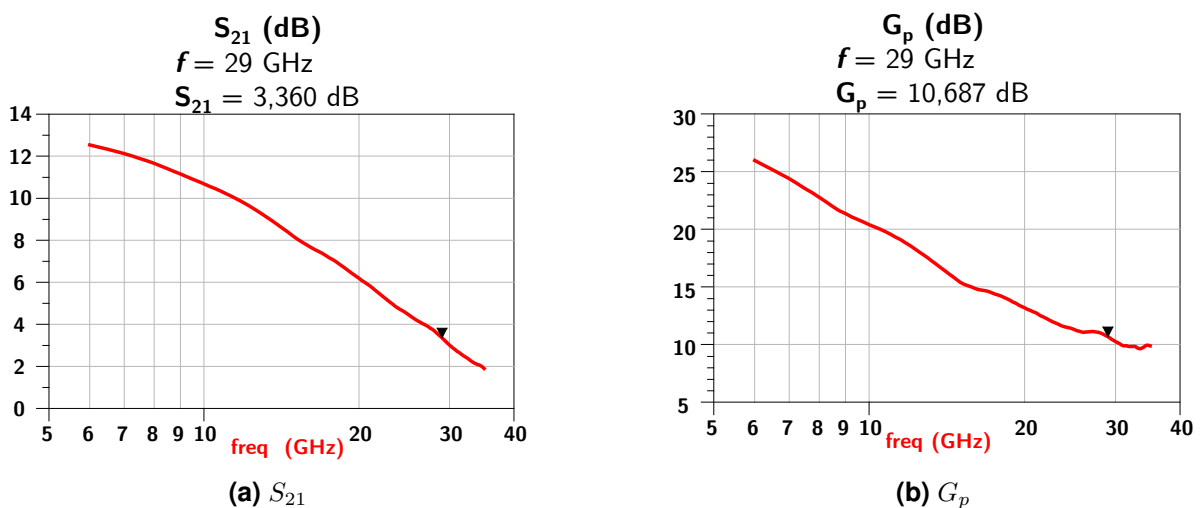


FIGURE D.7 – Mesures des paramètres S_{21} et estimation du gain de puissance à petit signal pour un transistor de développement $4 \times 50 \mu\text{m}$, $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$

D.2.2 Recherche du gain petit signal le plus élevé à l'aide du tuner

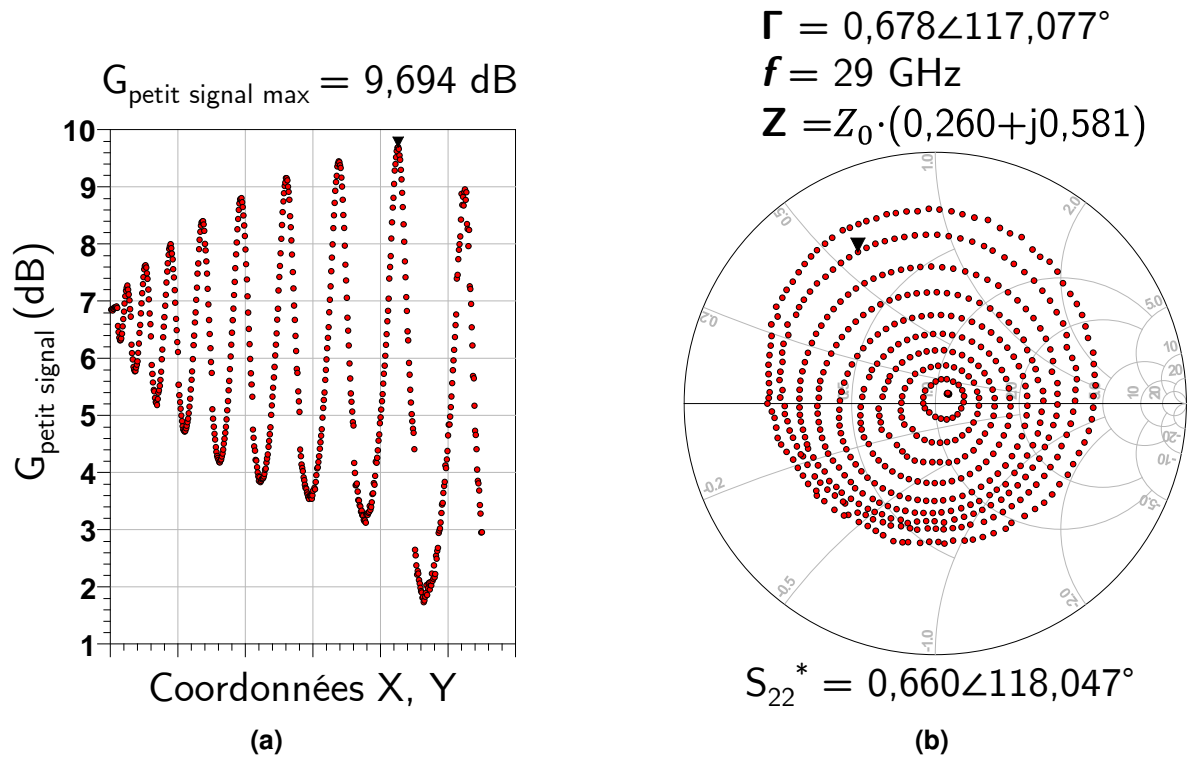


FIGURE D.8 – Gain en fonction du coefficient de réflexion ($I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$)

D.2.3 Mesures CW AM/AM, puissance de sortie et les courants de drain et de grille pour l'impédance de charge optimale pour gain petit signal

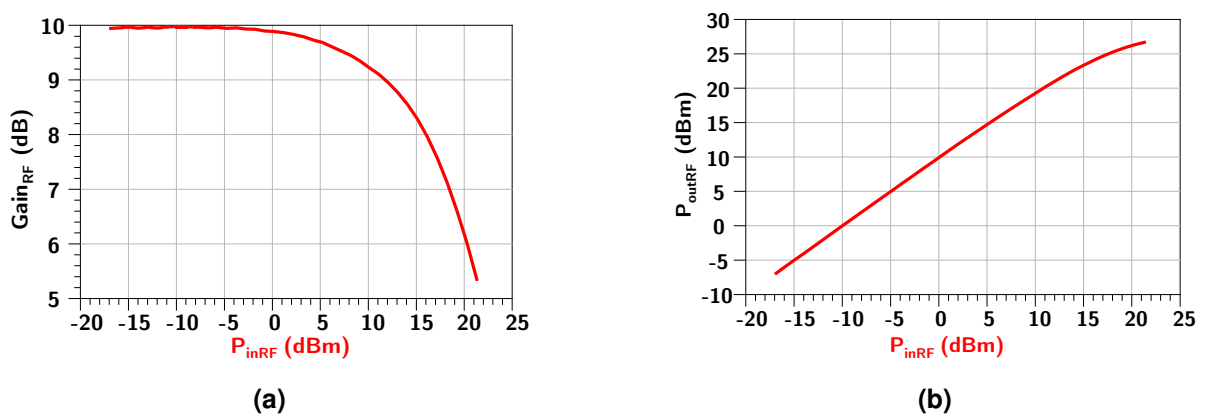


FIGURE D.9 – Gain RF et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

ANNEXE D. PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES EN FONCTION DE L'IMPÉDANCE DE CHARGE POUR DEUX POINTS DE POLARISATION

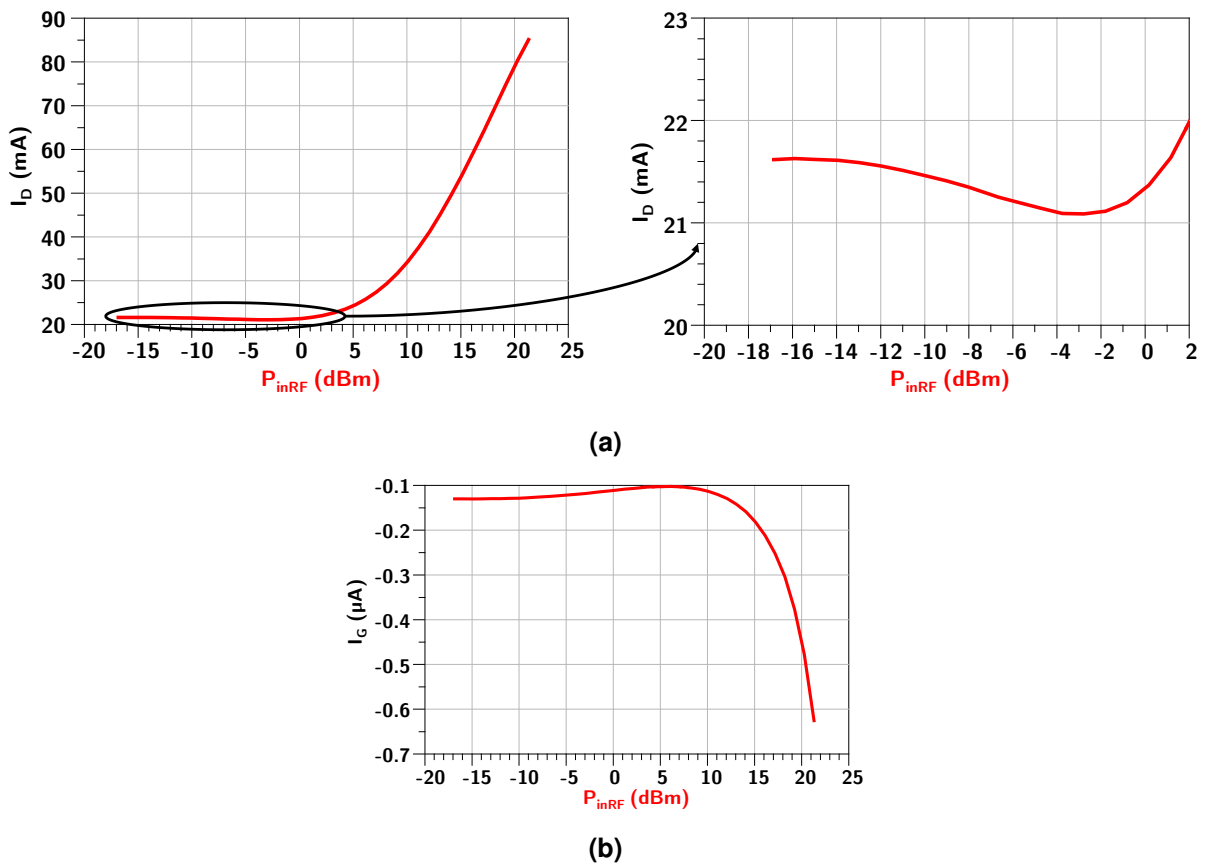


FIGURE D.10 – Courant de drain et de grille



Mesures load-pull passif en mode de fonctionnement CW pour trois points de polarisation

Sommaire

E.1	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 50 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	226
E.2	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$	227
E.3	Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$	229

Cette annexe montre les facteurs de mérite de linéarité mesurés sur des transistors avec un développement de $2 \times 75 \mu\text{m}$ et à différents points de polarisation. Dans chaque cas, les facteurs de mérite ont été mesurés pour différentes impédances de charge, le transistor étant soumis à un signal monoporteuse. Ces impédances sont indiquées sur l'abaque de Smith et les facteurs de mérite respectifs mesurés sont représentés sur les graphiques par la même couleur. Les coefficients de réflexion associés au conjugué de S_{22}^* et à l'impédance de charge de sortie qui produit le PAE maximal mesuré sont mis en évidence et leurs valeurs sont indiquées. Les détails de ces mesures sont présentés dans la section 2.6 du chapitre 2.

E.1 Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 50 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$

- $S_{22}^* = 0,619 \angle 117,04^\circ$
- Impédance de charge donnant le PAE maximal mesuré : $\Gamma = 0,618 \angle 122,04^\circ$

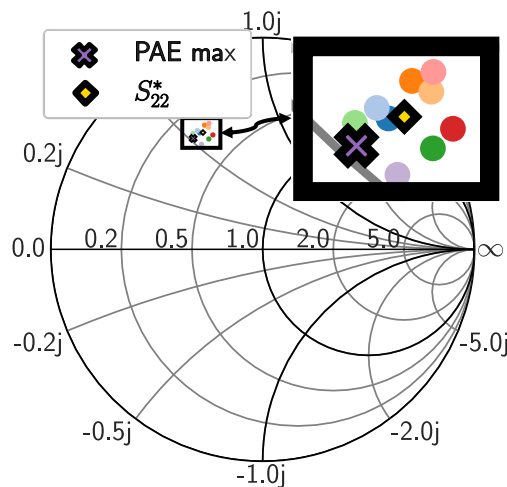


FIGURE E.1 – Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}

ANNEXE E. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT CW
POUR TROIS POINTS DE POLARISATION

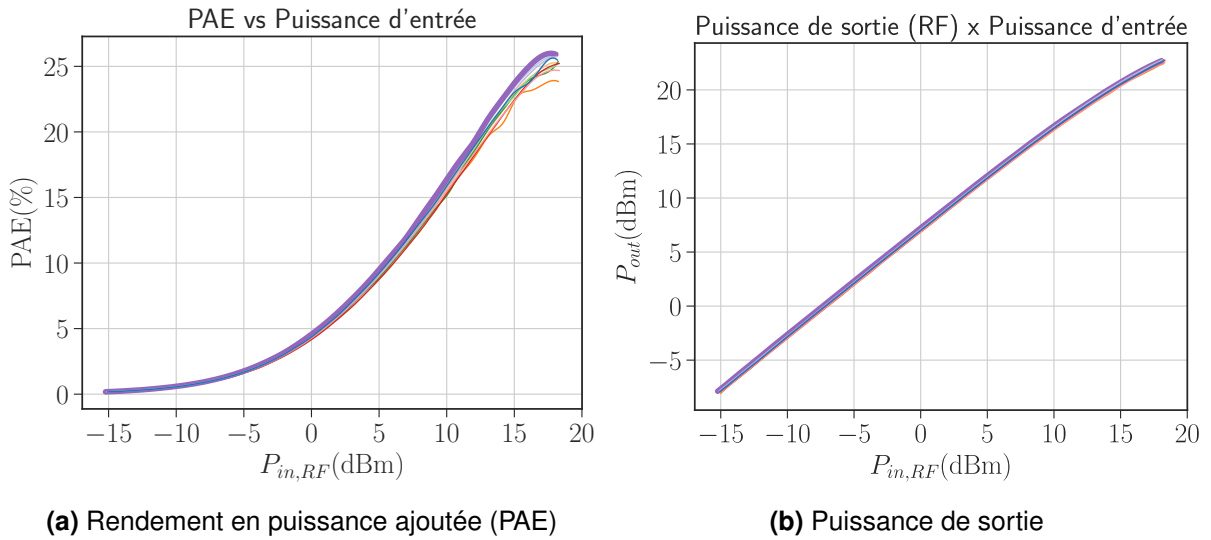


FIGURE E.2 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

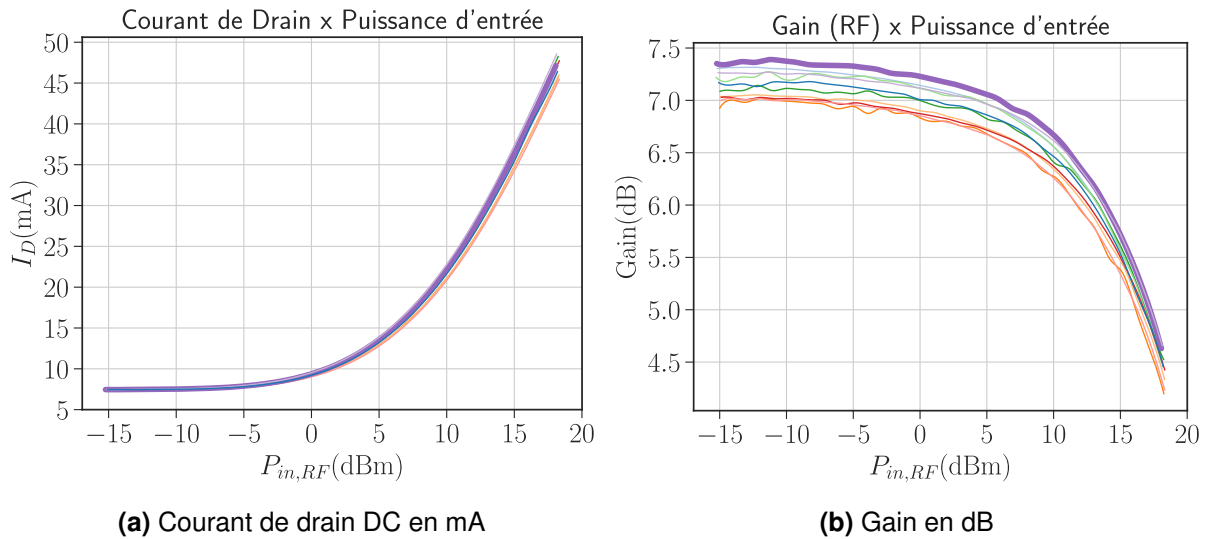


FIGURE E.3 – Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée

E.2 Transistor avec développement $2 \times 75 \mu\text{m}$ et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 10 \text{ V}$

— $S_{22}^* = 0.565 \angle 118, 45^\circ$

— Impédance de charge donnant le PAE maximal mesuré : $\Gamma = 0,569 \angle 120, 78^\circ$

ANNEXE E. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT CW POUR TROIS POINTS DE POLARISATION

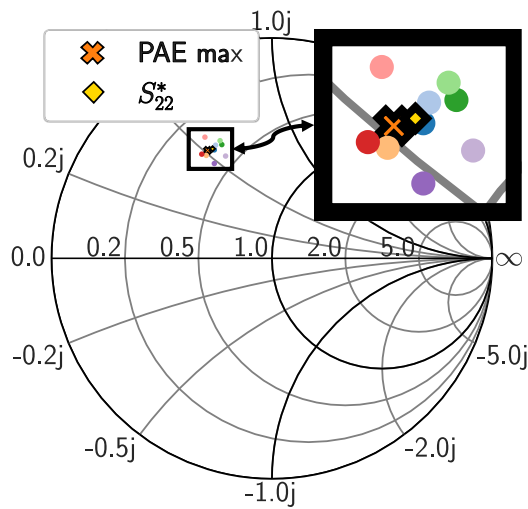
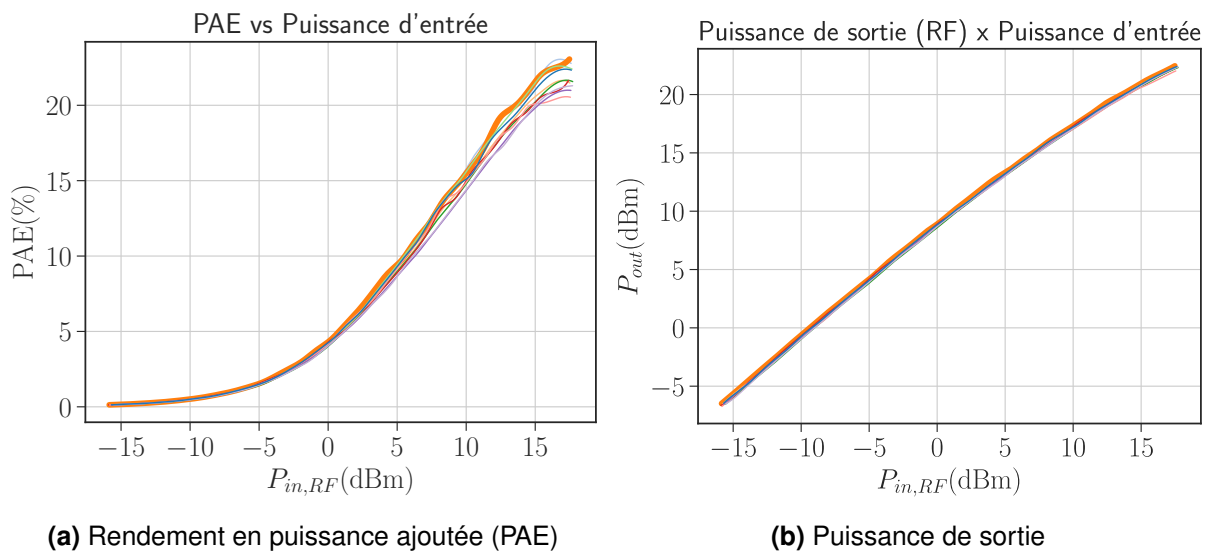


FIGURE E.4 – Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondant au conjugué de S_{22}



(a) Rendement en puissance ajoutée (PAE)

(b) Puissance de sortie

FIGURE E.5 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

ANNEXE E. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT CW
POUR TROIS POINTS DE POLARISATION

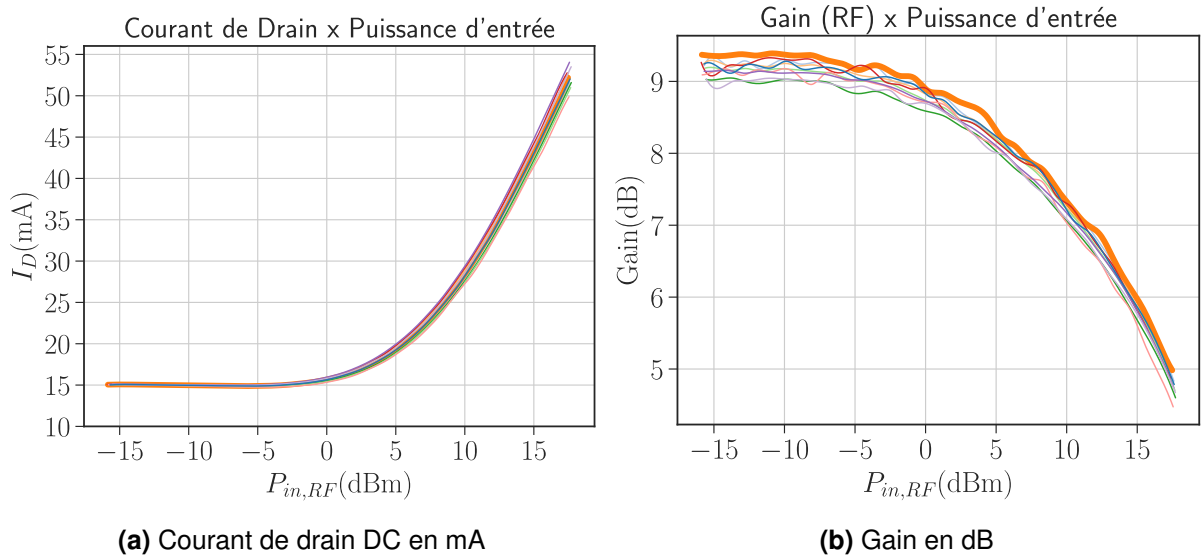


FIGURE E.6 – Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée

E.3 Transistor avec développement 2 x 75 μm et un point de polarisation : $I_D = 100 \text{ mA/mm}$ et $V_D = 20 \text{ V}$

— $S_{22}^* = 0,704 \angle 99,56^\circ$

— Impédance de charge donnant le PAE maximal mesuré : $\Gamma = 0,702 \angle 94,51^\circ$

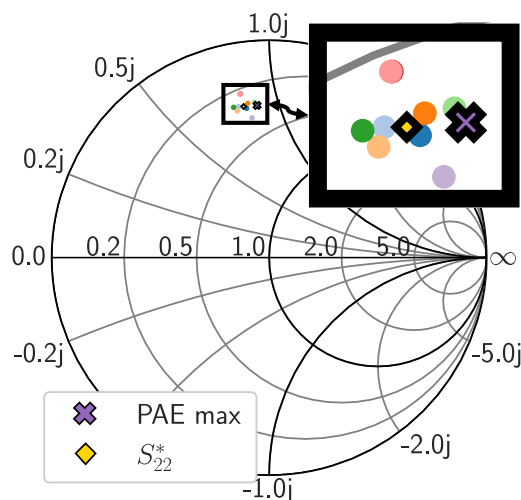


FIGURE E.7 – Les impédances de charge appliqués au transistor. La croix (X) violette correspond à l'impédance permettant obtenir le rendement en puissance ajoutée maximal mesuré et le losange jaune représente l'impédance correspondante au conjugué de S_{22}

ANNEXE E. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT CW POUR TROIS POINTS DE POLARISATION

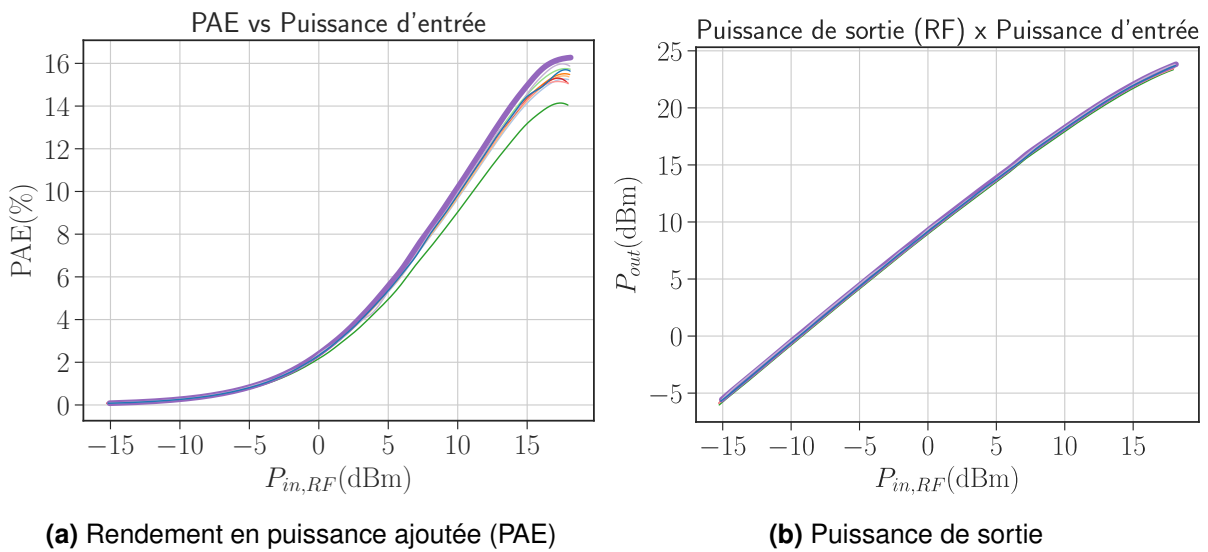


FIGURE E.8 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) et puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

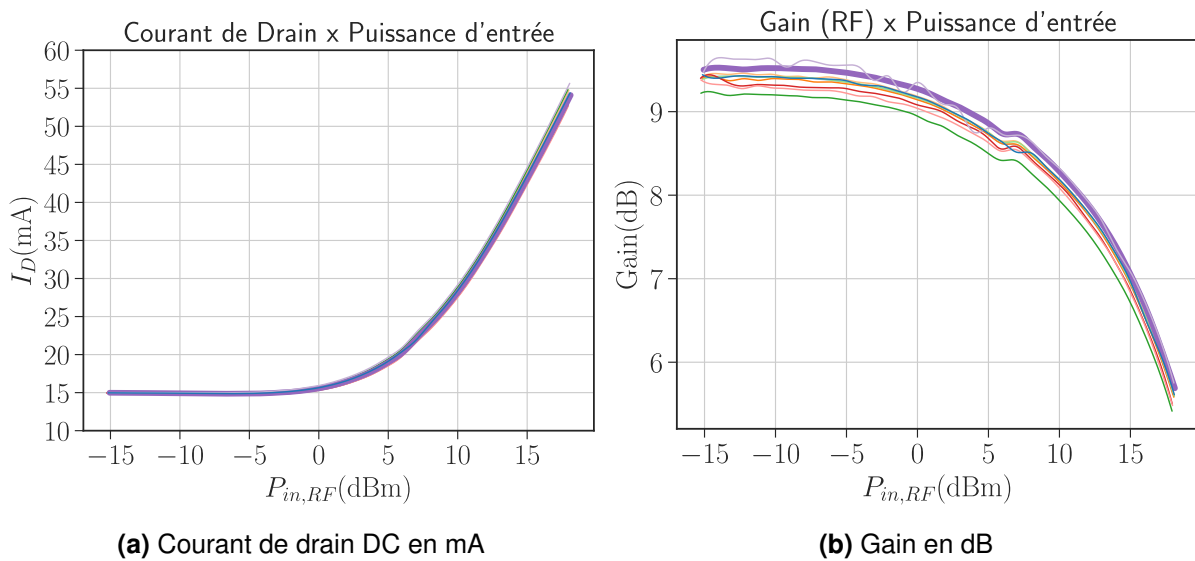


FIGURE E.9 – Courant de drain DC et gain en fonction de la puissance d'entrée



Mesures load-pull passif en mode de fonctionnement multi-tons

Sommaire

F.1	Comparaison entre différents développements des transistors Al-GaN/GaN et points de polarisation	232
-----	--	-----

F.1 Comparaison entre différents développements des transistors AlGaN/GaN et points de polarisation

Les mesures illustrées dans les figures F.1 à F.8, comparent les facteurs de mérite de différents transistors et à différents points de polarisation. Comme décrit dans la section précédente, toutes les impédances de sortie se situent autour du conjugué de S_{22} . Les mesures ont été effectuées en commençant par l'impédance la plus proche de S_{22}^* et en terminant par l'impédance la plus éloignée, comme le montre la figure F.1. Pour chaque valeur de puissance d'entrée, toutes les impédances ont été analysées, avant de passer à la valeur de P_{in} suivante.

La figure F.1 montre les impédances choisies pour les transistors et les points de polarisation suivants :

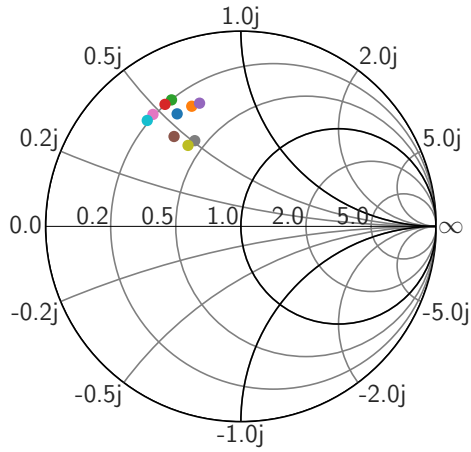
- Transistor : 4 x 50 μm , $I_D = 150\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 6 x 50 μm , $I_D = 150\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 50\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 10\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 150\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$

Outre ces transistors et ces points de polarisation, des mesures ont été effectuées à d'autres points de polarisation qui ne sont pas représentés sur les figures F.1 à F.8, tels que ceux énumérés ci-dessous :

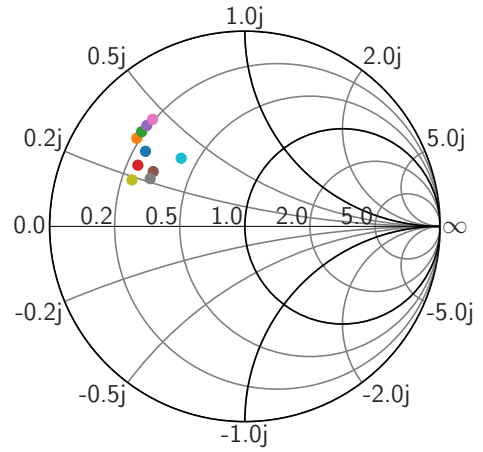
- Transistor : 6 x 50 μm , $I_D = 50\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 10\text{V}$
- Transistor : 6 x 50 μm , $I_D = 50\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 6 x 50 μm , $I_D = 100\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 10\text{V}$
- Transistor : 6 x 50 μm , $I_D = 100\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 50\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 100\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 10\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 100\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 20\text{V}$
- Transistor : 8 x 50 μm , $I_D = 150\text{mA}/\text{mm}$, $V_D = 10\text{V}$

Pour les impédances énumérées à la figure F.1, on a mesuré le PAE, la puissance de sortie des tons (RF), la puissance de sortie des produits d'intermodulation (IM_3), le gain des tons (RF), le courant moyen de drain, la NPR et le facteur de mérite équivalent à l'EVM présenté dans la section 1.5.1 et par l'équation F.1 :

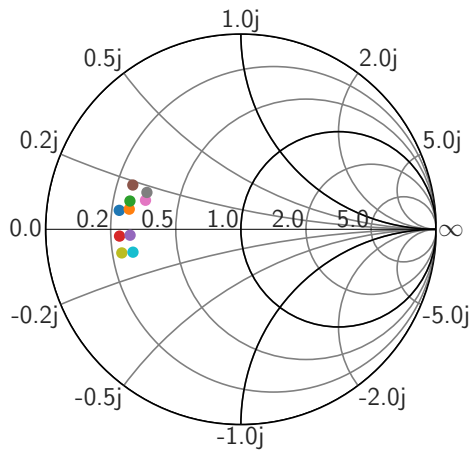
$$NPR = -40 - 20 \times \log(EVM) \quad (F.1)$$



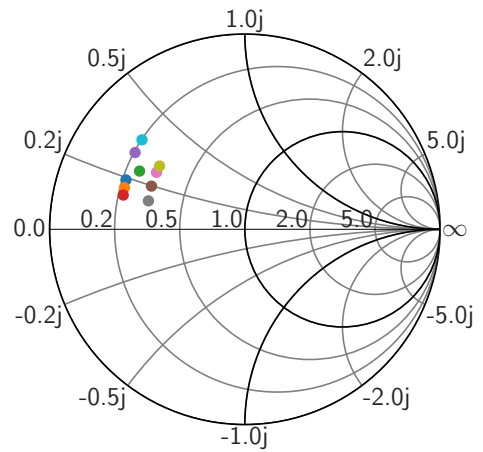
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



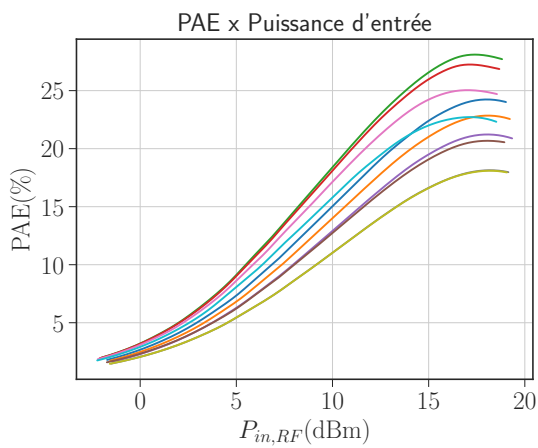
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



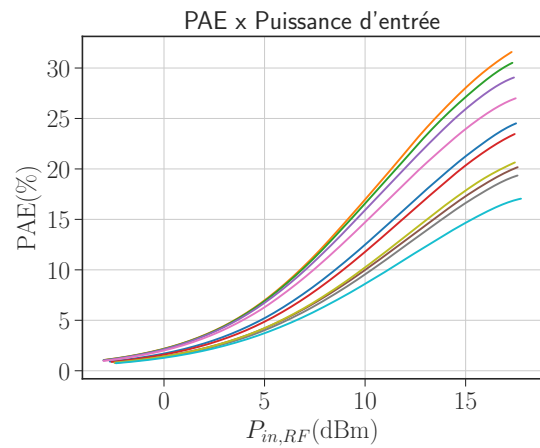
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.1 – Impédances de sortie pour différents transistors et points de polarisation

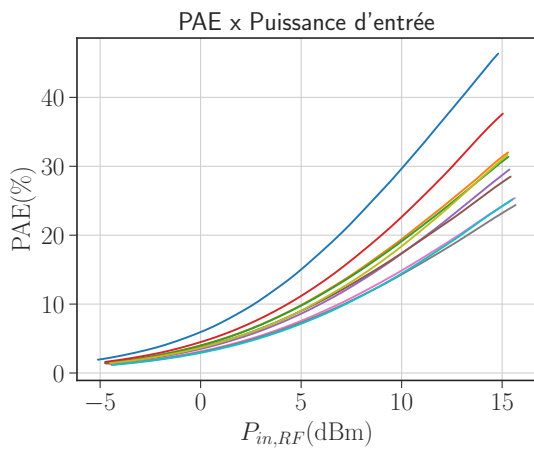
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



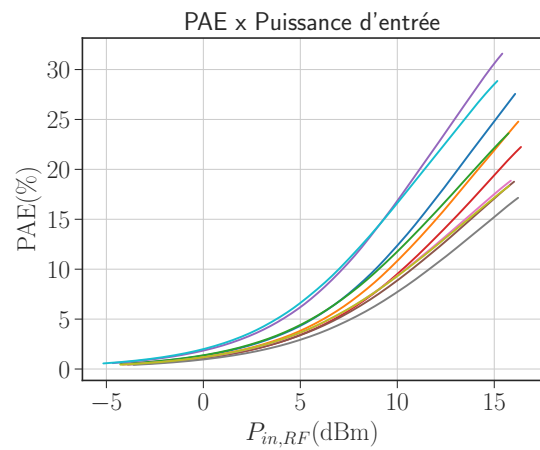
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



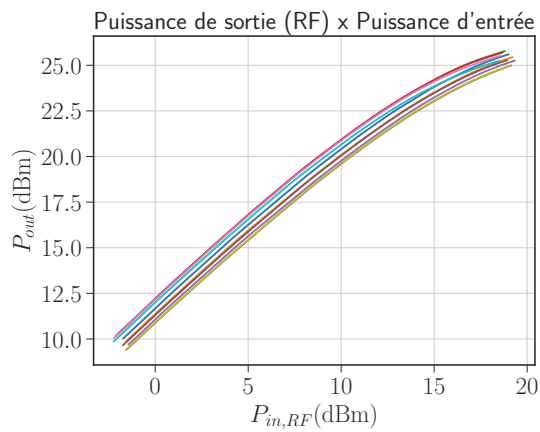
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



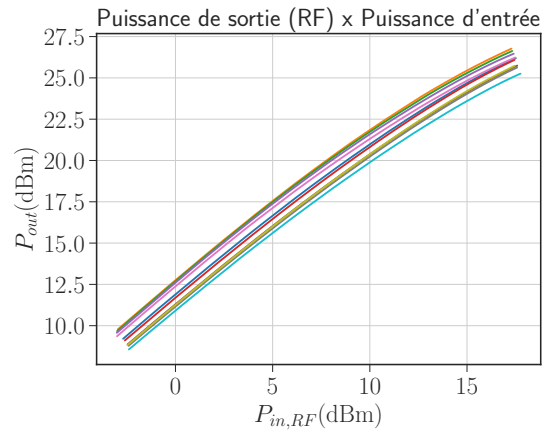
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.2 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

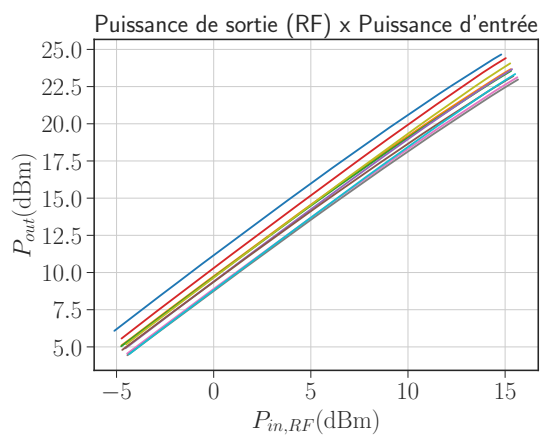
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



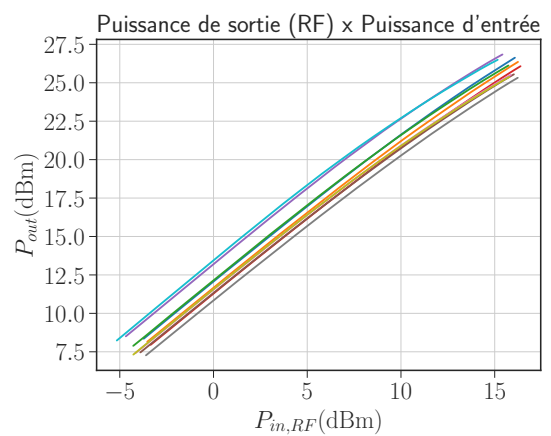
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



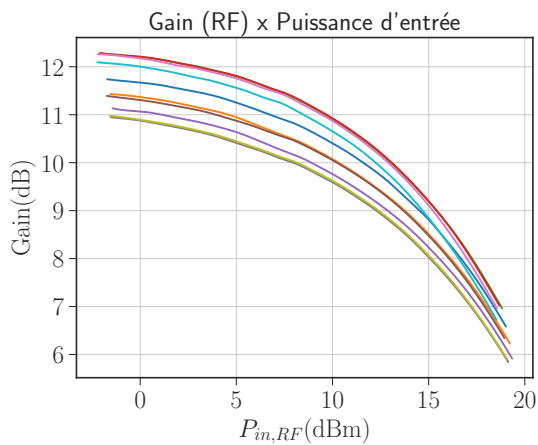
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



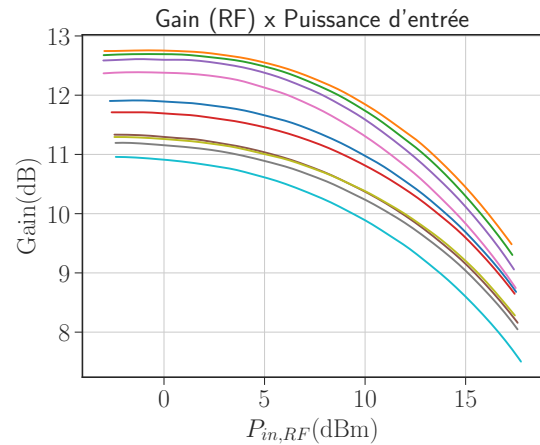
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.3 – Puissance de sortie en dBm pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

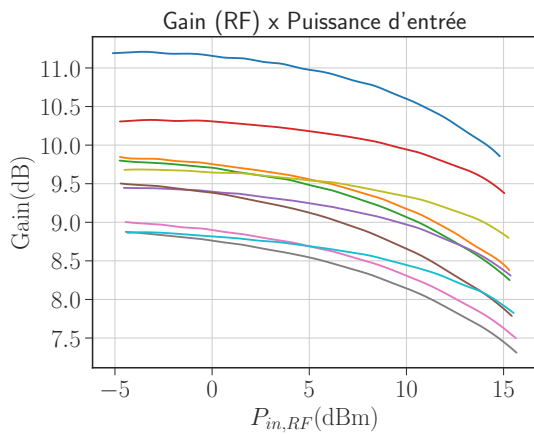
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



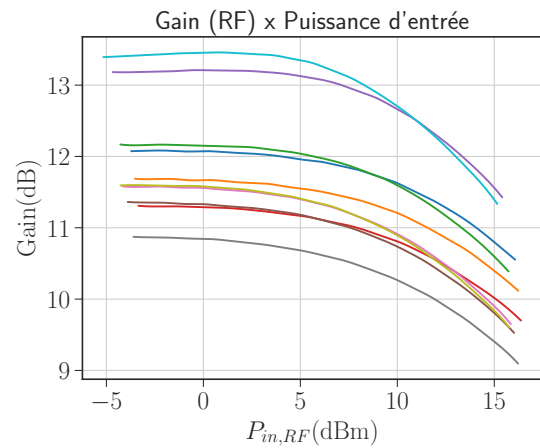
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



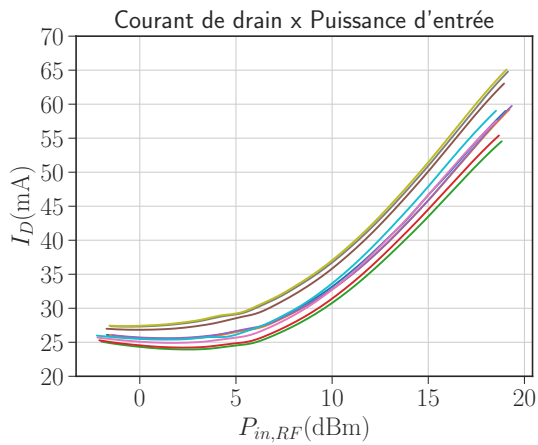
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



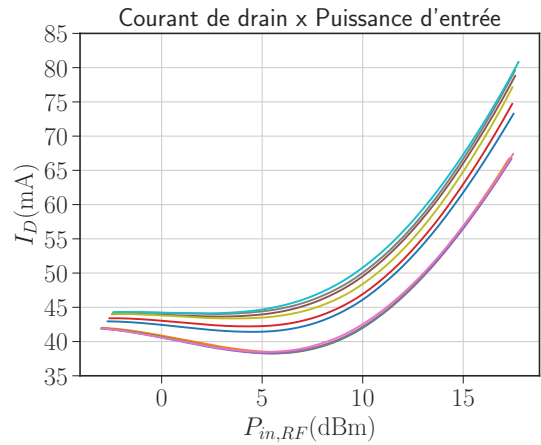
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.4 – Gain (RF) en dBm pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

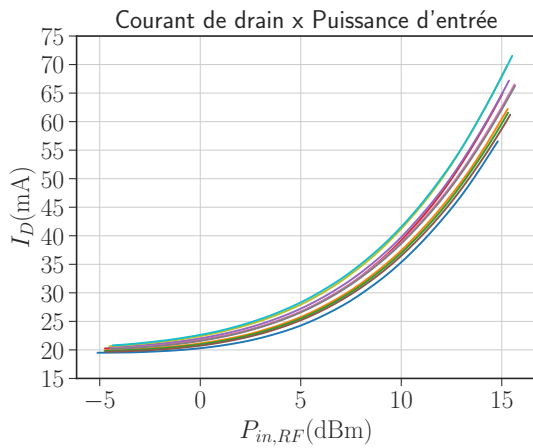
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



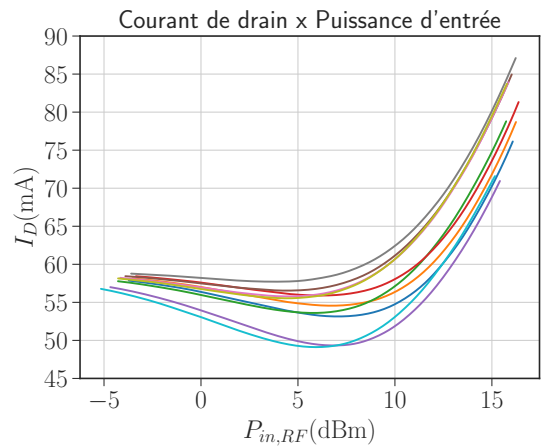
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



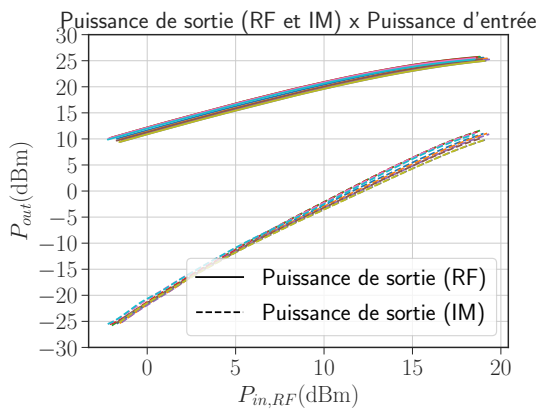
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



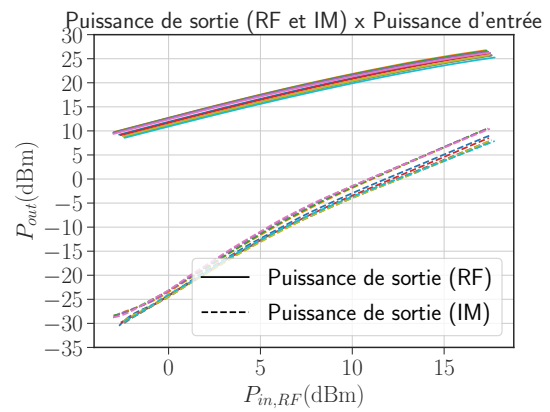
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.5 – Courant de drain DC en mA pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

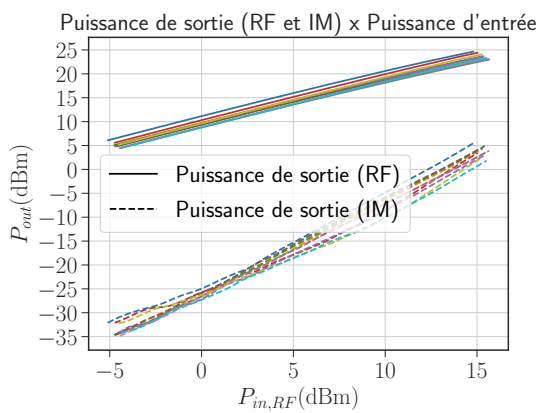
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



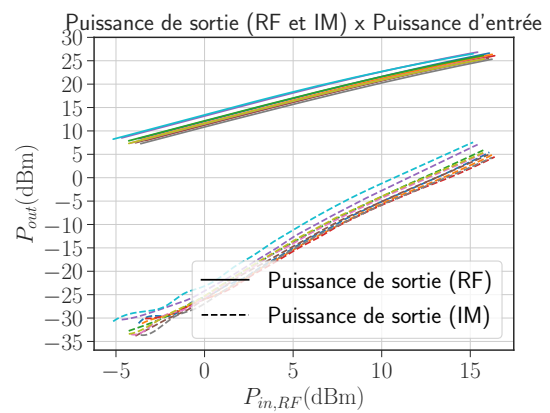
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



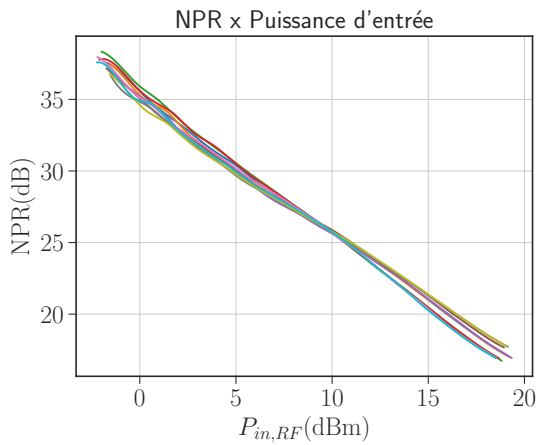
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



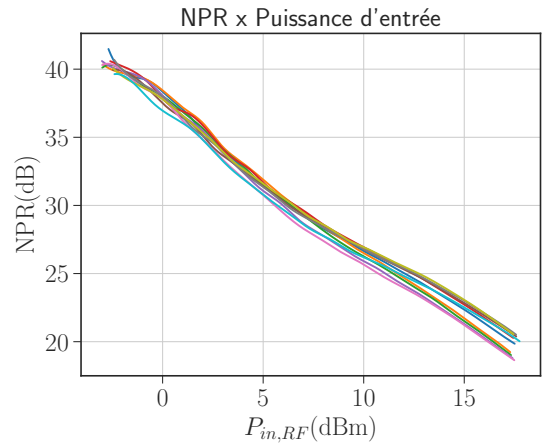
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.6 – Puissance de sortie des tons et des produits d'intermodulation IM_3 en dB pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

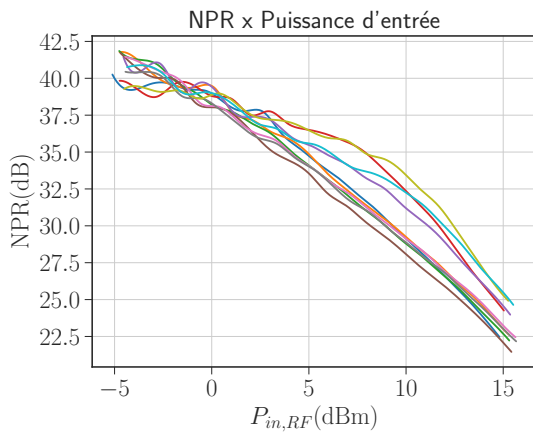
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



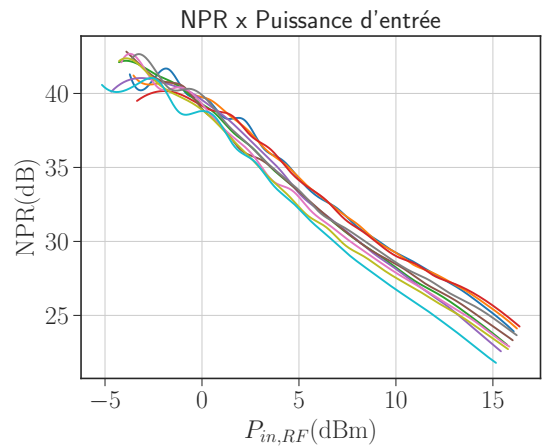
(a) $4 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) $6 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



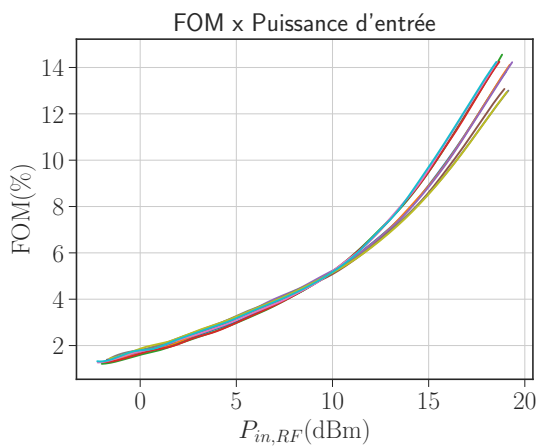
(c) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



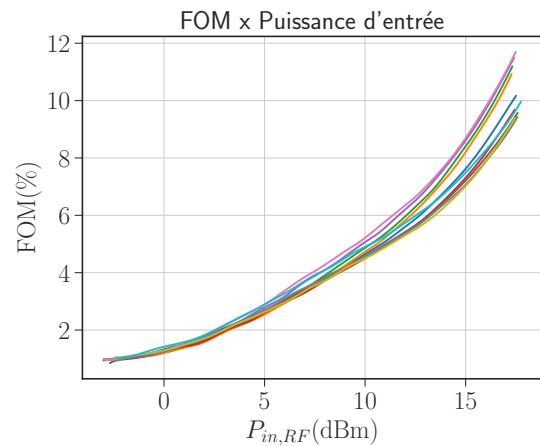
(d) $8 \times 50 \mu\text{m}$: $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.7 – NPR en dB pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

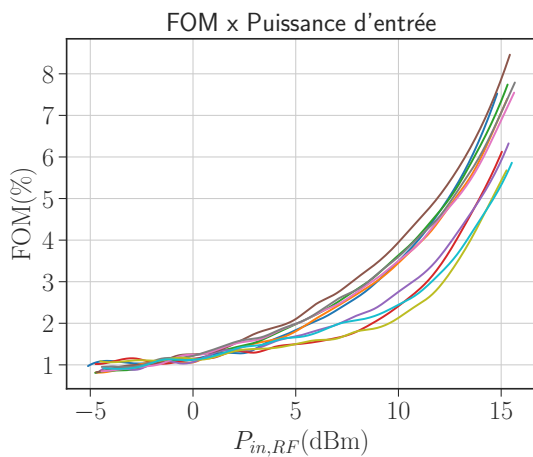
ANNEXE F. MESURES LOAD-PULL PASSIF EN MODE DE FONCTIONNEMENT MULTI-TONS



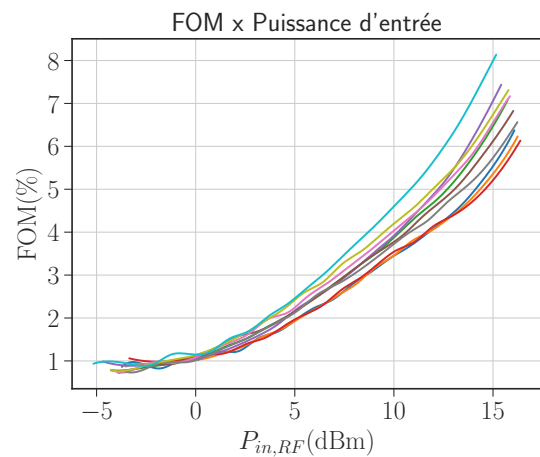
(a) 4 x 50 μm : $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(b) 6 x 50 μm : $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$



(c) 8 x 50 μm : $I_D = 50 \text{ mA/mm}$, $V_D = 10 \text{ V}$



(d) 8 x 50 μm : $I_D = 150 \text{ mA/mm}$, $V_D = 20 \text{ V}$

FIGURE F.8 – Facteur de mérite de linéarité équivalent à l'EVM pour différents transistors et points de polarisation et les impédances de la figure F.1

En raison de sa taille, le transistor de 4 x 50 μm entre en saturation et atteint son rendement maximal à une puissance d'entrée inférieure à celle des autres transistors de développement plus élevé dû à notre limitation du banc de mesure.



Organigramme de l'algorithme de recherche de l'impédance de charge

Algorithme de recherche du module

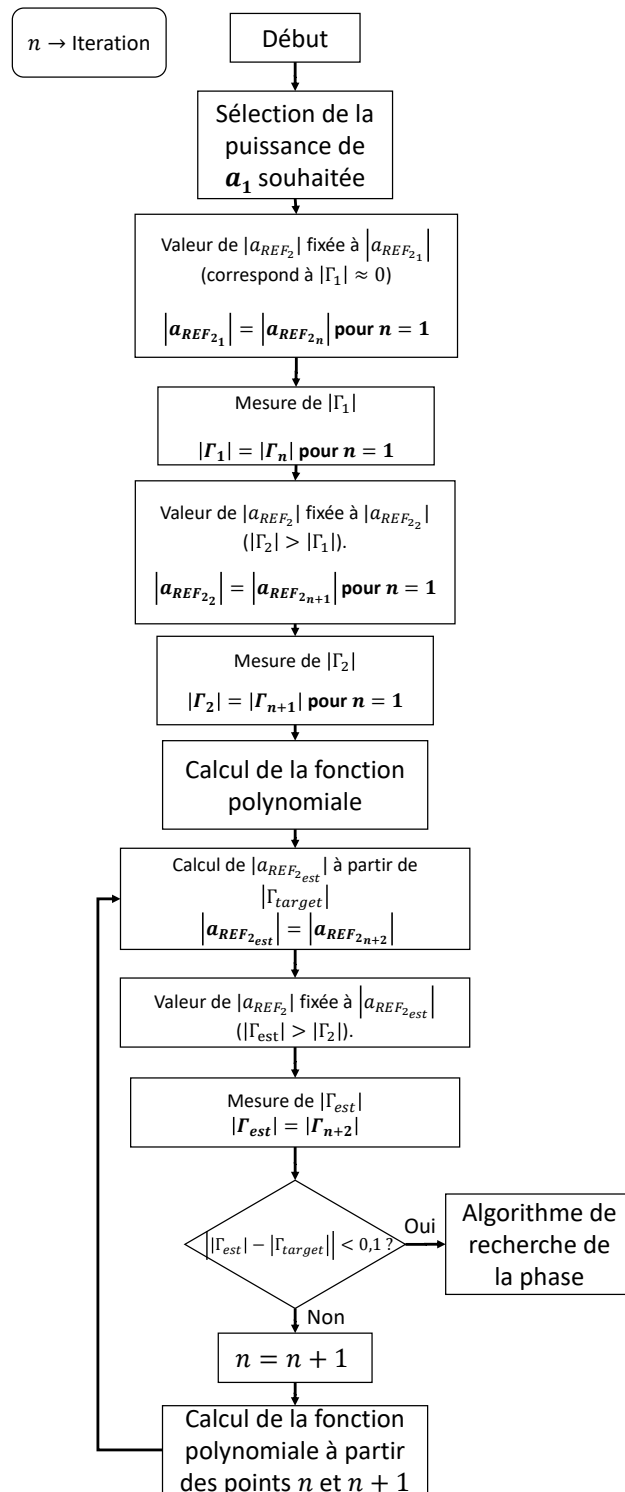


FIGURE G.1 – Organigramme de l’algorithme de recherche du module du coefficient de réflexion Γ

Algorithme de recherche de la phase

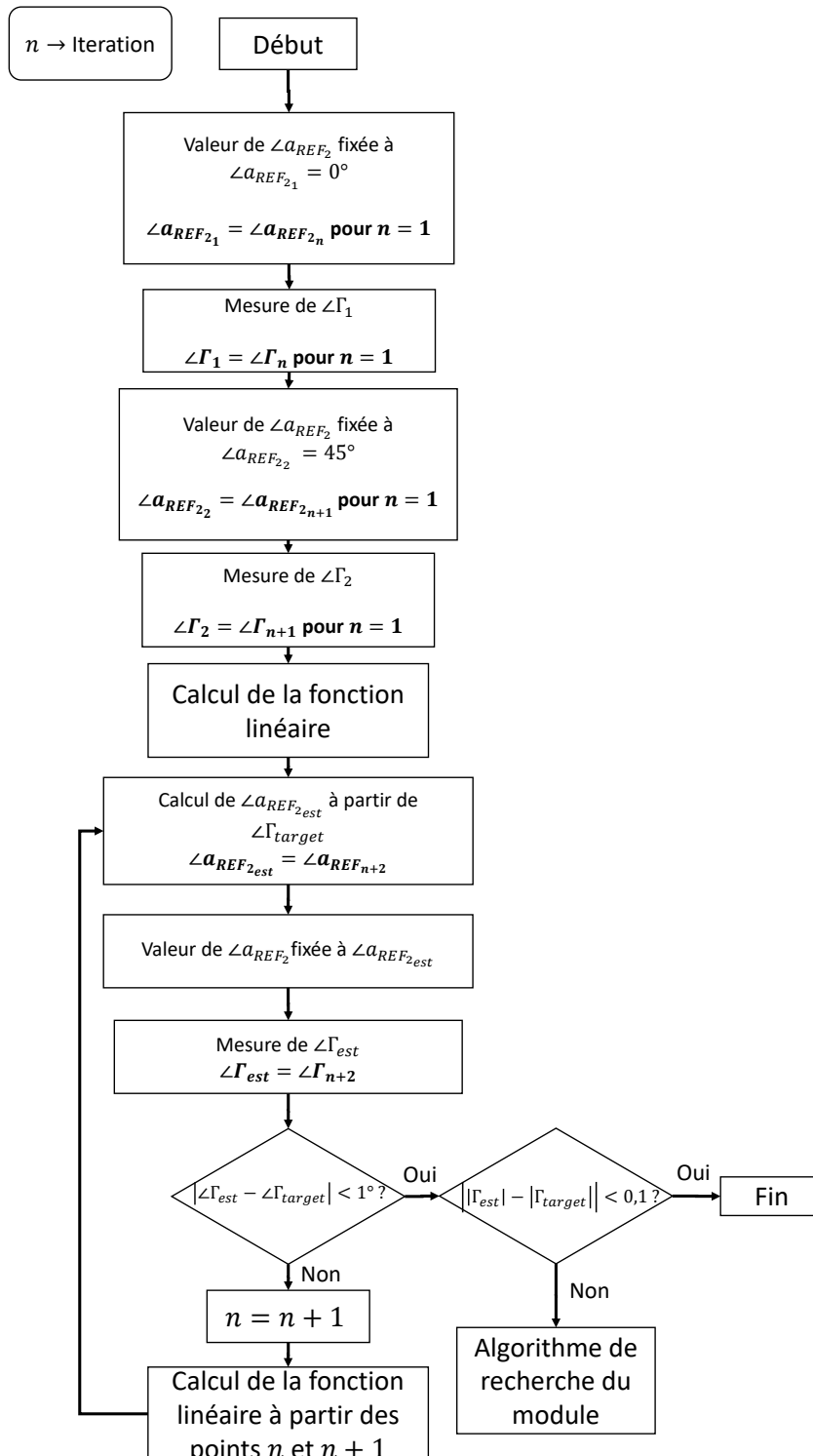


FIGURE G.2 – Organigramme de l'algorithme de recherche de la phase du coefficient de réflexion Γ

Caractérisation de transistors HEMT en utilisant une méthode innovante de mesure de la linéarité

Résumé : La linéarité des composants et circuits RF est un paramètre majeur de la qualité d'une liaison de télécommunications, notamment pour les applications de la 5G. Le but de mon travail est de proposer une technique de mesure sous pointe de la linéarité, adaptable sur un banc de load-pull grâce à l'utilisation d'un instrument de type NVNA. Cette thèse explore l'utilisation d'une méthode innovante de caractérisation de la linéarité des amplificateurs de puissance pour des mesures de load pull passives et actives. Le banc permet de mesurer les différentes figures de mérite classiques (gain, puissance, rendement en puissance ajoutée), ainsi que la linéarité avec un signal complexe de type USMT (Unequally Spaced Multi-Tons). L'objectif consiste à tracer des contours permettant de cartographier les zones optimales de fonctionnement des transistors en changeant leur impédance de charge. Cette méthode est unique à l'heure actuelle dans sa configuration et sa rapidité de mesure. Les caractérisations ont été effectuées sur des transistors HEMT GaN de la société UMS, en vue d'une sélection des meilleures filières de composants pour une conception optimale d'amplificateurs de puissance.

Mots clés : caractérisation, linéarité, load-pull, PAE, puissance, tuner, USMT.

On wafer HEMT GaN transistors characterization for linearity measurement using an innovative method

Abstract : The linearity of RF devices and circuits is a major parameter in the quality of a telecommunications link, particularly for 5G applications. The aim of my work is to propose a technique for on-probes linearity measurement, adaptable to a load-pull bench thanks to the use of an NVNA-type instrument. This thesis explores the use of an innovative method for characterizing the linearity of power amplifiers for passive and active load-pull measurements. The bench is used to measure the various conventional figures of merit (gain, power, power-added efficiency), as well as linearity with a complex USMT (Unequally Spaced Multi-Tones) signal. The objective is to draw contours to map the optimal operating zones of transistors by changing their load impedance. This method is currently unique in its configuration and fast measurement. The characterizations were carried out on GaN HEMT transistors from UMS, with a view to selecting the best devices for optimal power amplifier design.

Keywords : characterization, linearity, load-pull, PAE, power, tuner USMT.