

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences

Année : 2005

Thèse N°68-2005

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Communications Optiques et Microondes

Présentée et soutenue par

François MACRAIGNE

Le 12 Décembre 2005

Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes

Thèse dirigée par Jean Michel NEBUS et Denis BARATAUD

JURY :

Monsieur Jean-Pierre VILLOTTE
Monsieur Eric BERGEAULT
Monsieur Claude DUVANAUD
Monsieur Alain MALLET
Monsieur Denis BARATAUD
Monsieur Jean-Michel NEBUS
Monsieur Francis GIZARD

Professeur à l'université de Limoges
Professeur à l'ENST Paris
Maître de Conférences H.D.R. Angoulême
Ingénieur au CNES de Toulouse
Maître de Conférences à l'université de Limoges
Professeur à l'université de Limoges
Ingénieur au CNES de Toulouse

Président
Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Examineur
Examineur
Invité

« Ceux qui aiment la vérité scientifique ne peuvent pas ne pas aimer la vérité morale. Pour trouver l'une comme pour l'autre, il faut atteindre à l'absolue sincérité. »

Henri POINCARÉ

*A mes Parents,
A tous ceux qui me sont chers,...*

Remerciements.

Remerciements.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M) de l'Université de Limoges, U.M.R C.N.R.S n°6615. Je remercie Monsieur le Professeur Alain BARTHELEMY, Directeur de l'I.R.C.O.M de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe « Circuits et sous-ensembles électroniques non linéaires hautes fréquences ».

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Jean Pierre VILLOTTE pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur Eric BERGEAULT de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris ainsi qu'à Monsieur Claude DUVANAUD, Maître de Conférence au Laboratoire d'Automatique et d'Informatique Industriel d'Angoulême pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur Alain MALLET (Ingénieur au CNES Toulouse) et Monsieur Francis GIZARD (Ingénieur CNES Toulouse) d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur Jean-Michel NEBUS et Monsieur Denis BARATAUD (Maître de Conférence) pour m'avoir permis, durant ces trois années, de passer cette thèse avec des conditions de travail et d'encadrement idéales. Je tiens à les remercier sur le plan humain pour leur enthousiasme et leurs encouragements.

Remerciements.

Abstract.

RESUME

Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes.

Ce travail concerne le développement matériel et logiciel d'un banc de caractérisation temporelle d'enveloppe de dispositifs RF de puissance. Ce banc de mesure calibré vectoriellement a été développé afin de générer et de mesurer les enveloppes complexes associées à des signaux modulés RF aux accès de dispositifs de puissance sous test. Ce manuscrit décrit l'architecture du banc de mesure, sa procédure d'étalonnage ainsi que le traitement du signal utilisé pour la correction des mesures reliant les plans de mesure aux plans de référence du dispositif sous test. Une première application de ce banc est montrée par la mesure de critères de linéarité d'un amplificateur de puissance pour différents types de modulation et différentes impédances de charge. La seconde application consiste à utiliser une technique de modulation de polarisation afin de linéariser un transistor de puissance.

ABSTRACT

Development of a time domain envelope measurement system of nonlinear microwave devices.

This work deals with the hardware and software development of a time domain envelope characterisation system of RF power devices. This calibrated measurement bench has been developed in order to generate and measure complex envelopes associated with the RF modulated signals at the input and the output ports of power devices under test. This manuscript describes the architecture of the calibrated measurement setup, its calibration procedure and the signal processing used for the correction of measured raw data in order to get error corrected measurements at the device under test reference ports. A first application consists in the linearity characterisation of a power amplifier for different modulated signals and different load impedance. A second application consists in the use of a bias modulation technique in order to linearize the behaviour a power transistor.

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	4
RESUME.....	6
ABSTRACT	7
SOMMAIRE.....	8
INTRODUCTION GENERALE.....	14
INTRODUCTION	16
Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaires dans le domaine temporel.	18
INTRODUCTION	20
I Systèmes de mesure dans le domaine temporel :.....	22
I.1 Nécessité de mesurer dans le domaine temporel :	22
I.2 Analyseur de transition microonde (MTA) :.....	24
I.2.1 Description :	24
I.2.2 Caractérisation de dispositifs non linéaires à l'aide d'un MTA :	28
I.2.2.1 Développement d'un banc de mesure « Load-pull » actif :	28
I.2.2.2 Développement d'un banc de mesure Source-pull & Load-pull BF:.....	29
I.2.3 Commentaires :	31
I.3 Analyseur de signaux vectoriels (VSA) :	31
I.3.1 Description :	31
I.3.2 Mesures de formes d'ondes temporelles d'enveloppe à l'aide d'un analyseur de signaux vectoriels : [9] [10] [11]	32
I.4 L'analyseur de réseau larges signaux (LSNA) :	35
I.4.1 Description :	35
I.4.2 Procédure d'étalonnage :	38
I.4.2.1 Etalonnage SOLT :	40
I.4.2.2 Etalonnage en amplitude et en phase :	41
I.4.3 Mesures dans le domaine temporel de formes d'onde à l'aide d'un LSNA :	42

I.4.3.1	Mesure de mélangeur à partir d'un analyseur de réseau vectoriel non linéaire 3 ports [16] :.....	42
I.4.3.2	Linéarisation d'un amplificateur de puissance par prédistorsion numérique : ..	44
I.5	L'oscilloscope à échantillonnage numérique (DSO):.....	46
I.5.1	Description :.....	46
I.5.2	Mesures dans le domaine temporel de l'enveloppe de signaux à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage numérique :	47
II	Présentation de l'amplification de puissance des signaux :	51
II.1	Amplification linéaire :	51
II.2	Amplification non linéaire :	52
II.2.1	Point de compression à 1 dB :	52
II.2.2	Point d'interception d'ordre 3 :	54
II.2.3	Critères de distorsions non linéaires :	54
II.2.3.1	ACPR :	55
II.2.3.2	EVM :	56
II.2.3.3	NPR :	57
II.3	Modulations, enveloppes complexes :.....	58
II.3.1	Formalisme de l'enveloppe complexe :.....	58
II.3.2	Principe de la modulation : (formalisme IQ)	60
II.3.3	Transformée de Fourier :.....	62
II.3.3.1	Transformée de Fourier numérique :.....	62
II.3.3.2	Transformée de Fourier discrète :	64
CONCLUSION	67
BIBLIOGRAPHIE	68
Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppes de signaux microondes modulés.....		72
INTRODUCTION	74
I	Architecture du banc de mesure d'enveloppes complexes :	75
I.1	Principe :	75
I.2	Structure du banc de mesure :	77
I.2.1	Synoptique :	77

Sommaire.

I.2.1.1	La chaîne d'émission :	78
I.2.1.2	Chaîne de réception :	81
I.2.2	Descriptifs des éléments essentiels du banc :	83
I.3	Génération des signaux complexes (partie émission) :	89
I.4	Acquisition et traitements des signaux (partie réception) :	93
I.4.1	Précautions d'emploi :	93
I.4.1.1	Moyennage :	93
I.4.1.2	Synchronisation :	95
I.4.1.3	Longueur d'enregistrement :	96
I.4.1.4	Dynamique :	96
I.4.2	Principe d'acquisition :	96
II	Etalonnage des chaînes de réception et d'émission :	97
II.1	Procédure d'étalonnage absolue pour des mesures de dispositifs connectés :	97
II.1.1	Théorie :	98
II.1.2	Etalonnage SOLT :	100
II.1.2.1	Principe :	100
II.1.2.2	Définition des standards pour l'étalonnage SOLT :	102
II.1.2.3	Calcul des termes d'erreur pour l'étalonnage SOLT :	103
II.1.2.3.1	Etalonnage en réflexion :	103
II.1.2.3.2	Etalonnage en transmission :	104
II.1.2.3.3	Construction de la matrice des paramètres d'erreurs :	106
II.1.2.3.4	Extraction des paramètres S d'un dispositif sous test linéaire :	108
II.1.2.3.4.1	$S_{XXm} = f(S_{XXA}, e_{ij})$:	108
II.1.2.3.4.2	$S_{XXA} = f(S_{XXm}, e_{ij})$:	110
II.1.3	Etalonnage en puissance :	114
II.1.4	Etalonnage en phase :	115
II.2	Principe de prédistorsion de la chaîne d'émission :	120
II.2.1	Objectif :	120
II.2.2	Aspects théoriques :	122
II.2.2.1	Optimisation du facteur de crête :	122

II.2.2.2	Principe de prédistorsion de la partie émission:.....	126
II.2.2.2.1	Coefficients de prédistorsion :	126
II.2.2.2.2	Prédistorsion du signal :	128
II.3	Vérification de l'étalonnage en réception :	129
II.3.1	Vérification de l'étalonnage classique S.O.L.T :	129
II.3.2	Vérification de l'étalonnage en puissance et en phase :	132
III	Traitement des mesures :	135
III.1	Rappel : Recomposition des ondes transmises et réfléchies a_{iD} et b_{iD} :	135
III.2	Programme d'acquisition et de correction d'enveloppe :	137
III.2.1	Organigramme de la correction d'enveloppe :	137
III.2.2	Présentation des fonctionnalités de traitement :	140
III.2.2.1	Configuration des appareils de mesure et des paramètres d'étalonnage :	140
III.2.2.2	Mesures d'un dispositif sous test (DST) :	142
III.2.2.2.1	Paramètres S :	142
III.2.2.2.2	Enveloppes :	142
CONCLUSION		145
BIBLIOGRAPHIE.....		146
Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF :		148
INTRODUCTION		150
I	Application à la caractérisation d'un amplificateur HFET en Bande L :	151
I.1	Topologie de l'Amplificateur :	151
I.2	Caractérisation en CW :	152
I.3	Caractérisation en IM3 :	157
I.4	Caractérisation en ACPR :	167
I.5	Caractérisation en NPR :	169
II	Application à la caractérisation d'un transistor de puissance de type FLU10XM sous différentes impédances de charge :	171
II.1	Etude de l'effet de l'impédance de charge présentée à un dispositif non linéaire sur la distorsion de l'enveloppe des signaux :	171
II.1.1	Caractéristiques statiques du transistor :	171
II.1.2	Influence de l'impédance de charge sur les performances du transistor -	

Sommaire.

Optimisation en IM3 :173

II.1.3 Linéarisation du Transistor FLU10XM par une technique de modulation de la polarisation DC :175

CONCLUSION180

BIBLIOGRAPHIE.....181

CONCLUSION GENERALE.....184

CONCLUSION186

Introduction Générale.

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION

Tous les systèmes de communications modernes (systèmes de radiocommunications entre mobiles, systèmes de télécommunications par satellite ou systèmes radars) évoluent vers une complexité de plus en plus grande. Les fonctions électroniques radiofréquences qui les composent, et particulièrement les fonctions non linéaires telles que l'amplification de puissance doivent être optimisées pour satisfaire les contraintes de plus en plus sévères sur le coût et les performances en terme de puissance, de consommation et de rapport signal à bruit de ces nouveaux systèmes. Actuellement, les concepteurs de circuits et de systèmes disposent d'outils de simulations linéaires et non linéaires fondés sur l'utilisation de modèles des composants dont la validité doit être vérifiée par des caractérisations fonctionnelles précises.

Avec des besoins croissants de transmettre ou d'accéder à un volume d'information de plus en plus important, le plus vite possible, avec la plus grande souplesse possible, les systèmes de communications feront l'objet à l'avenir de développements importants pour augmenter encore les possibilités de communications et les performances. Cette nécessité, qui sous-entend évidemment un contexte multi-utilisateurs, requiert l'utilisation de techniques de modulations et de techniques d'accès de plus en plus complexes qui se concrétisent par la mise en œuvre de signaux modulés compliqués occupant une largeur de bande de plus en plus importante.

L'occupation spectrale naturellement étendue des signaux numérisés contenant l'information sous ses diverses formes de codage et de multiplexage (signaux en bande de base) requiert un filtrage numérique en bande de base pour limiter l'occupation spectrale dans le domaine fréquentiel et donc adoucir les flancs de transitions des signaux d'enveloppe dans le domaine temporel. Les types de modulations peuvent ainsi être d'amplitude (AM : Amplitude Modulation), de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying), de phase (PSK : Phase shift keying) ou mixte (Amplitude et phase, QAM : Quadrature Amplitude Modulation).

Dans ce contexte, bien que les instruments de mesure aux fréquences microondes soient

nombreux et variés (wattmètres, analyseurs de spectre, analyseurs de réseau scalaire et vectoriel, LSNA, etc....), aucune solution n'était disponible, jusqu'à présent, pour déterminer, précisément et simultanément, les formes temporelles des enveloppes incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie de dispositifs actifs non linéaires pour des signaux modulés. Les travaux de thèse présentés ici s'inscrivent dans ce contexte.

Ce manuscrit est composé de trois chapitres.

Dans un premier temps, une présentation générale est consacrée aux nombreuses recherches menées lors de cette dernière décennie pour répondre aux attentes des ingénieurs quant au développement d'outils expérimentaux de caractérisation temporelle. Ce chapitre présente également la problématique associée à l'amplification de puissance des signaux modulés.

La seconde partie est consacrée exclusivement au développement de l'outil de mesure de modules de puissance en présence de signaux modulés aux accès d'un dispositif sous test. Son principe fondamental est fondé sur l'utilisation originale d'un générateur de signaux arbitraires et d'un oscilloscope à échantillonnage numérique, associé à une procédure d'étalonnage complète. La structure du banc de mesure ainsi que la procédure d'étalonnage et le traitement du signal associé sont détaillés.

La troisième partie présente les différentes applications de cet outil développé. Nous regardons les différentes possibilités de mesure que nous offre ce banc de mesure par la caractérisation d'un amplificateur de puissance et d'un transistor.

Enfin, la conclusion présentera les perspectives associées à ce travail.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de
dispositifs non linéaires dans le domaine
temporel.

INTRODUCTION

Ces dernières années ont connu un développement sans précédent de toute l'industrie électronique radiofréquence. La conception et la réalisation de systèmes de radiocommunications terrestres ou spatiaux nécessitent pour les ingénieurs de disposer d'outils adéquats. Ainsi, des systèmes informatiques puissants associés à des logiciels de simulation du fonctionnement des composants, des circuits et des sous systèmes sont devenus indispensables à l'ingénieur de conception. Pour cette étape de conception assistée par ordinateur (CAO), l'élaboration de modèles non linéaires robustes de composants devient cruciale et incontournable. Aussi, parallèlement, des systèmes de caractérisation fonctionnelle précis, sophistiqués et évolutifs sont indispensables pour la création ou la validation des modèles et des méthodes de conception.

La caractérisation de composants non linéaires est devenue primordiale parallèlement à l'avancée des techniques de conception. Les premiers tests effectués sur un composant sont des tests de type fréquentiel. Ces tests sont la mesure en paramètres S du dispositif sous test. Ces mesures nous permettent d'observer le comportement du composant en réflexion et en transmission en bas niveau. C'est à dire pour des niveaux de puissance très faibles. Ces mesures sont réalisées avec un Analyseur de Réseaux Vectoriels (ARV). Cet appareil de mesure ne fait qu'analyser le comportement fréquentiel du composant sur une bande de fréquence en observant que la fréquence fondamentale f_0 et non les harmoniques. Cependant, dès que l'on veut observer le comportement non linéaire de transistors par exemple, les informations fournies par l'ARV ne sont pas suffisantes. On a besoin de connaître les informations soit sur les harmoniques pour ce qui concerne les tests en mode CW soit sur le spectre autour de la fréquence fondamentale f_0 , en ce qui concerne les signaux modulés. C'est pourquoi, depuis certaines années, de nouveaux systèmes de caractérisation ont été développés pour effectuer de la mesure dite temporelle à partir d'appareils comme les Analyseurs de signaux vectoriels, les Analyseurs de transition microondes, les Oscilloscopes à échantillonnage numérique ou encore le LSNA (Large Signal Network Analyser).

Ce premier chapitre est dédié tout d'abord dans une première partie à une présentation générale de ces quatre outils de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires. L'objectif est de

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

permettre une meilleure compréhension de ceux-ci afin de comprendre les différentes méthodes d'acquisition des signaux aux accès d'un DST. Dans une seconde partie, nous ferons une description de l'amplification de puissance des signaux modulés, de leur enveloppe complexe ainsi que des bases de traitement de celle-ci.

I Systèmes de mesure dans le domaine temporel :

I.1 Nécessité de mesurer dans le domaine temporel :

Afin de rendre compte encore plus précisément du comportement non linéaire de composants, de circuits ou de systèmes dans les domaines radio fréquentiel ou microonde, l'instrumentation doit permettre de visualiser :

- Soit les signaux temporels présents aux accès du dispositif sous test.
- Soit les spectres fréquentiels absolus (amplitudes et phases absolues de chaque composante spectrale constituante).

Pour des mesures en basses fréquences, voltmètres, ampèremètres et oscilloscopes ainsi que les sondes associées sont des instruments largement utilisés. Ils permettent de connaître très précisément, dans le domaine temporel, les signaux d'excitation et les réponses des dispositifs à tester : ce sont les courants et les tensions présents à leurs différents accès.

Pour des mesures à très haute fréquence, ces instruments de mesure cités précédemment ne sont plus valables pour effectuer les mesures. La connaissance du comportement des dispositifs passe alors par la mesure, en utilisant des réflectomètres, des ondes de tensions et courants présentes à leurs accès (Ondes de tension incidentes (a) et ondes de tension réfléchies (b)) [1].

Ces ondes sont liées au courant et à la tension du signal dans les plans de référence définis par les relations suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} \text{Onde de tension incidente à l'accès } i, \text{ à la fréquence } j : \\ \\ \text{Onde de tension réfléchie à l'accès } i, \text{ à la fréquence } j : \end{array} \right\} \begin{array}{l} a_{ij} = \frac{V_{ij} + Z_c \cdot I_{ij}}{2} \\ \\ b_{ij} = \frac{V_{ij} - Z_c \cdot I_{ij}}{2} \end{array} \quad \text{(I-1)}$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Avec Z_c correspondant à l'impédance complexe caractéristique de chaque élément connecté aux différents accès du dispositif sous test. La majorité des instruments disponibles à l'heure actuelle présente des impédances caractéristiques réelles et égales à 50Ω .

La Figure I-1 donne une illustration de ces conventions d'onde pour une source décrite par sa fem (E) et son impédance interne $Z=Z_c$.

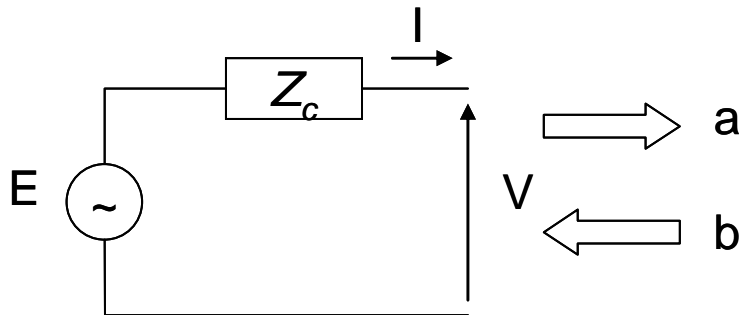


Figure I-1 : Schéma équivalent des ondes de tensions.

Un système de caractérisation fonctionnelle non linéaire devrait en objectif ultime permettre la mesure absolue des modules et des phases de ces grandeurs complexes a_{ij} et b_{ij} à chaque fréquence d'intérêt j afin de les exprimer dans le domaine temporel comme suit :

$$a_i(t) = \sum_{j=1}^M |a_{ij}| \cdot \cos(\omega_j \cdot t + \varphi(a_{ij})) \quad i = 1..N$$

$$b_i(t) = \sum_{j=1}^M |b_{ij}| \cdot \cos(\omega_j \cdot t + \varphi(b_{ij})) \quad i = 1..N$$

Pour cela, on doit avoir recours à ce que l'on appellera un analyseur de réseau non linéaire. Cet instrument peut être considéré comme étant construit en une combinaison de modules comprenant certaines fonctions primaires. Ces différents modules sont représentés en trois parties :

- Le module source : ce module s'occupe de la génération des signaux d'excitation.
- Le module unité de test: ce module guide toutes les ondes RF jusqu'au dispositif sous test.
- L'unité d'acquisition : ce module s'occupe de toute l'analyse des ondes détectées (détection, translation de fréquence, échantillonnage, numérisation).

Un schéma général d'un analyseur de réseau non linéaire est représenté Figure I-2.

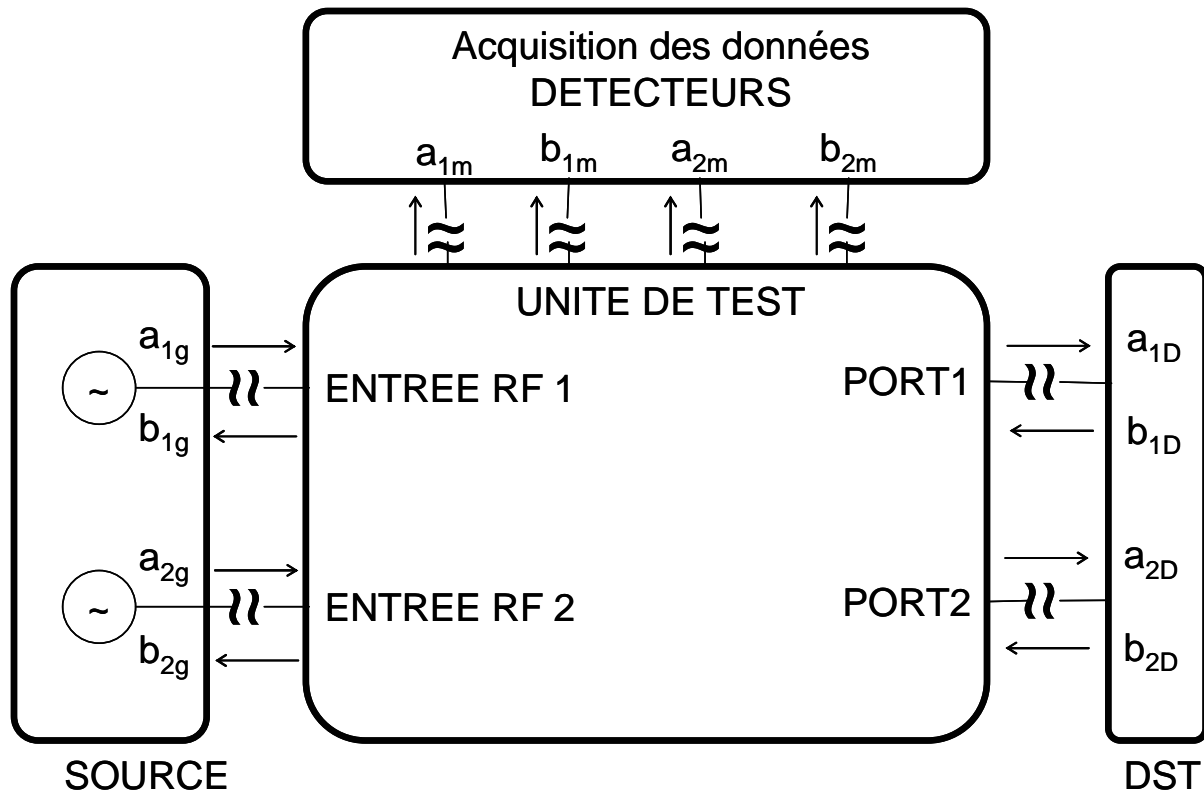


Figure I-2 : Schéma général d'un analyseur de réseau non linéaire.

Nous nous intéresserons, dans ce chapitre, à la description des différents bancs de mesure faisant l'acquisition des ondes de tensions dans le domaine temporel.

I.2 Analyseur de transition microonde (MTA) :

I.2.1 Description :

L'analyseur de transition microonde, dit MTA, est constitué de deux voies de réception identiques. Chaque voie dispose d'une tête d'échantillonnage réalisant un sous échantillonnage et permettant une translation en fréquence du signal entrant RF vers un signal FI. La tête d'échantillonnage est suivie de composants analogiques et d'un convertisseur analogique numérique (CAN). Les données numériques obtenues sur chaque voie sont analysées par des

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

processeurs de type DSP (digital signal processors) et sont ensuite affichées sur un écran.

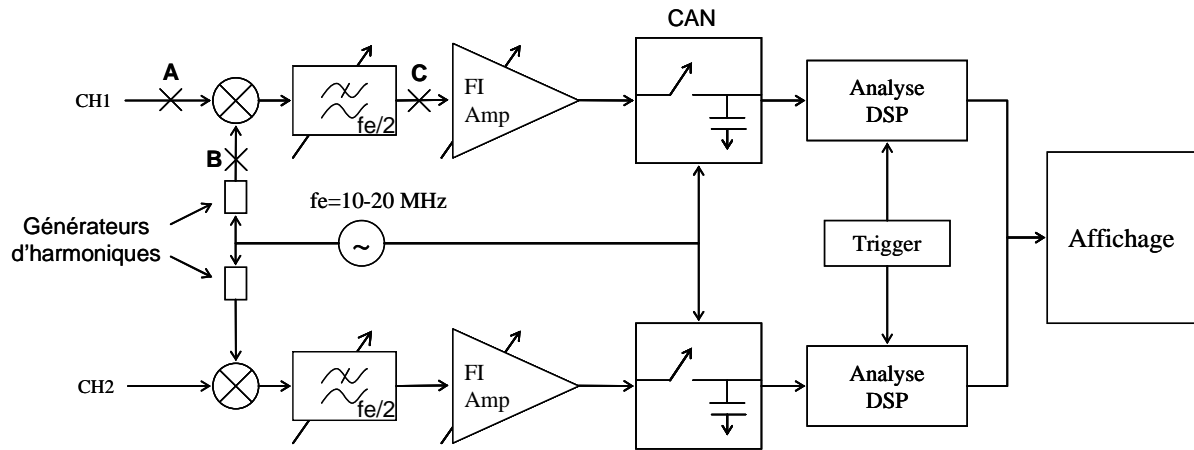


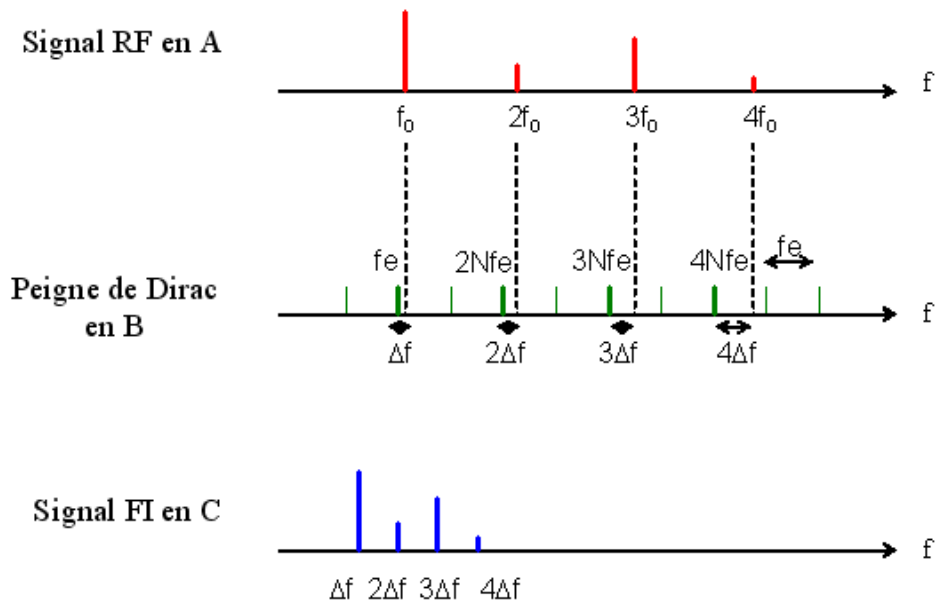
Figure I-3: Synoptique d'un analyseur de transition microonde.

Ce simple schéma laisse déjà identifier certaines caractéristiques importantes du MTA :

- Les deux voies ont une base temporelle commune, ce qui permet la mesure du déphasage entre les deux signaux RF.
- C'est le signal FI et non le signal RF qui est numérisé comme dans le cas d'un oscilloscope à « simple coup ». Par conséquent, le MTA a une sensibilité supérieure comparée aux oscilloscopes « simple coup ».
- Le MTA est synchronisé sur le signal FI, ce qui simplifie réellement la construction du système de mesure.

Le principe opérationnel du MTA peut être décrit soit en temporel soit en fréquentiel. Un exemple de mesure d'un signal RF est montré à la fois en temporel et en fréquentiel Figure I-4. Si l'on se réfère aux points A, B et C notés sur le schéma de la Figure I-3, on a en A le signal microonde, en B un peigne de Dirac, en C la multiplication des signaux en A et B filtrée par le filtre passe bas de bande passante $f_e/2$.

Domaine Fréquentiel



Domaine Temporel

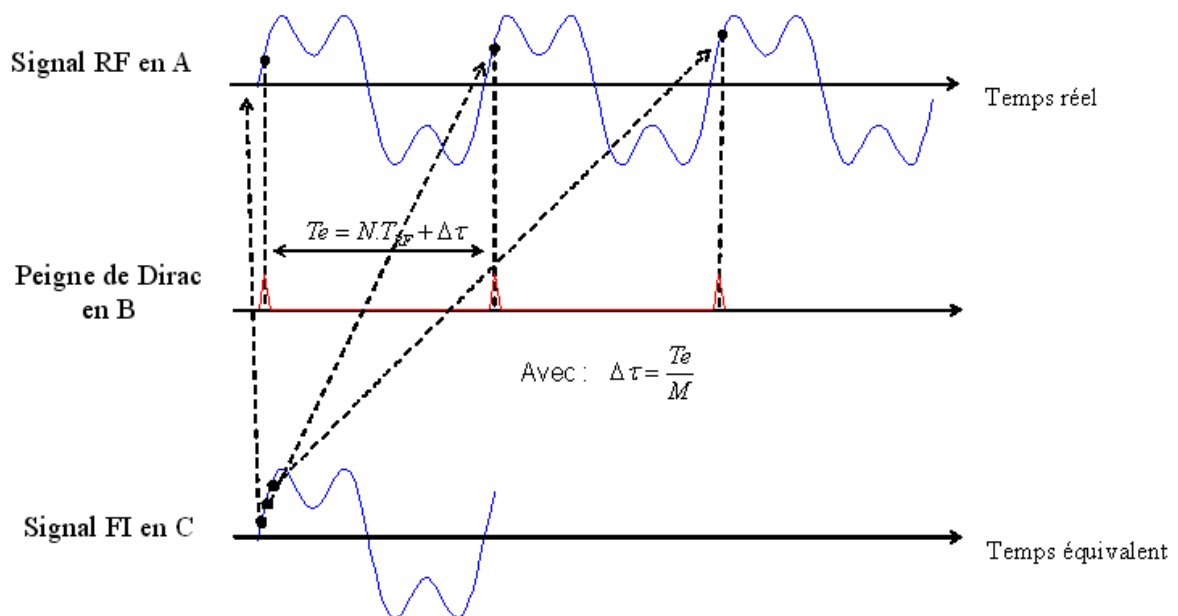


Figure I-4: Principe d'acquisition des données d'un MTA.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Dans le **domaine fréquentiel**, le signal RF est multiplié par un peigne de Dirac, qui est généré à partir d'une source de fréquence f_e accordable entre 10 MHz et 20 MHz suivie d'un générateur d'harmoniques. La position de chaque raie spectrale en FI est donnée par le battement entre la raie spectrale RF considérée et la raie la plus proche du peigne de Dirac. En résumé, il peut être dit que le spectre RF est compressé et décalé en BF tout en maintenant le rapport direct entre les amplitudes et les phases du signal RF et les amplitudes et les phases du signal FI.

Dans le **domaine temporel**, le signal RF est échantillonné toutes les n périodes T_0 , plus un offset temporel $\Delta\tau$. Cela permet de venir prélever le signal RF chaque $nT_0 + \Delta\tau$ (c a d chaque fois à une position légèrement différente). En reliant tous les points prélevés, on reconstruit le signal temporel RF en temps équivalent. En résumé, le signal RF est sous échantillonné par un quasi peigne de Dirac dans le but de créer une reproduction temporelle du signal RF en temps équivalent. C'est un principe de stroboscopie. L'inconvénient de ces techniques d'échantillonnage est que le signal RF mesuré doit être périodique.

En 1991, la commercialisation des analyseurs de transitions microondes (MTA : Microwave Transition Analyzer) crée une rupture évidente quant à la manière d'aborder la mesure dans le domaine hyperfréquence et microonde. Ce nouvel instrument de mesure possède la propriété de réunir en un seul et même appareil les fonctionnalités d'un analyseur de réseau vectoriel et celles d'un oscilloscope à échantillonnage.

En 1992, G. Kompa [4] fut le premier à développer un banc de mesure temporelle hyperfréquence à partir d'un MTA. Il a pu remplacer deux appareils de mesure (oscilloscope et analyseur de réseau vectoriel) par un analyseur de transition microonde (Hewlett Packard HP71500A).

Nous allons maintenant décrire des bancs de mesures utilisant le MTA pour la caractérisation de dispositifs non linéaires.

I.2.2 Caractérisation de dispositifs non linéaires à l'aide d'un MTA :

I.2.2.1 Développement d'un banc de mesure « Load-pull » actif :

En 2000, J. BENEDIKT, R. GADDI, P.J. TASKER, et M. GOSS [5][6] intègrent le MTA dans un banc de mesure « Load-pull » multi harmoniques. Cette technique permet de venir présenter des impédances différentes de 50Ω en sortie du DST.

Description du banc de mesure :

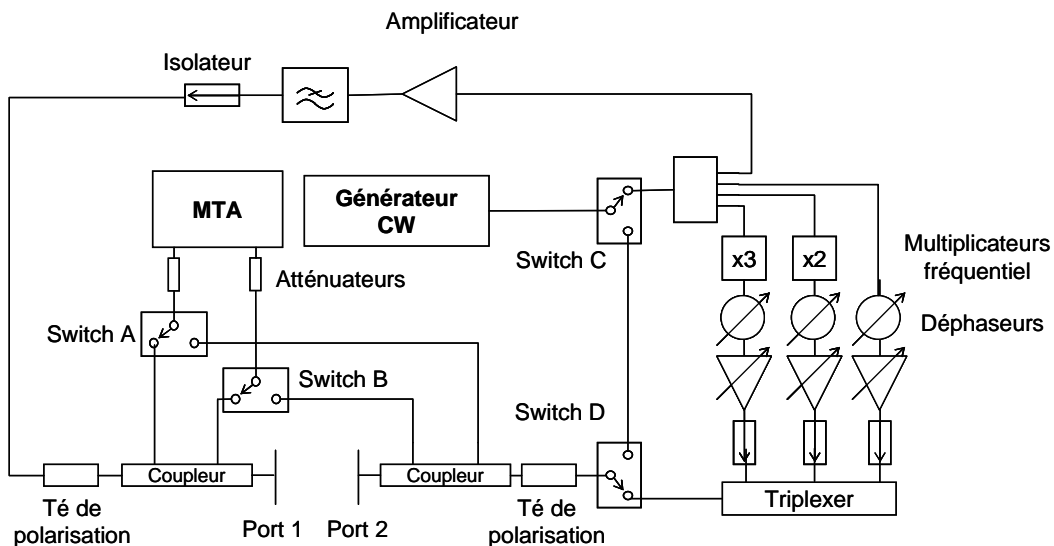


Figure I-5 : Synoptique d'un système de mesure Load-pull.

La Figure I-5 décrit le schéma fonctionnel du système développé pour la mesure de dispositif non linéaire de puissance.

Ce système est basé sur l'utilisation d'un MTA associé à 2 commutateurs pour pouvoir mesurer séquentiellement les 4 ondes aux accès du dispositif sous test.

Le signal, à la fréquence fondamentale provenant du générateur CW, est dirigé au port 1 et au port 2 par les switches C et D. Deux coupleurs bidirectionnels permettent de prélever les ondes incidentes et réfléchies à chaque accès du DST. Des atténuateurs sont utilisés afin d'éviter les problèmes de saturation en puissance sur les têtes d'échantillonnage du MTA.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Un amplificateur de puissance est utilisé dans le but de fournir une puissance HF suffisante à l'entrée du DST. Un filtre passe-bas est inséré pour supprimer les harmoniques pouvant être généré par l'amplificateur. En sortie, un diviseur de puissance, des multiplicateurs de fréquence, des déphaseurs, des amplificateurs à gain variable et un triplexeur permettent d'injecter les harmoniques 1,2 et 3 en sortie du dispositif sous test afin d'effectuer une caractérisation de type load pull harmonique.

- Etalonnage du système de mesure :

Le modèle d'erreur, que les auteurs utilisent pour l'étalonnage de leur système, est un modèle à 8 termes dont le graphe de fluence est donné Figure I-6.

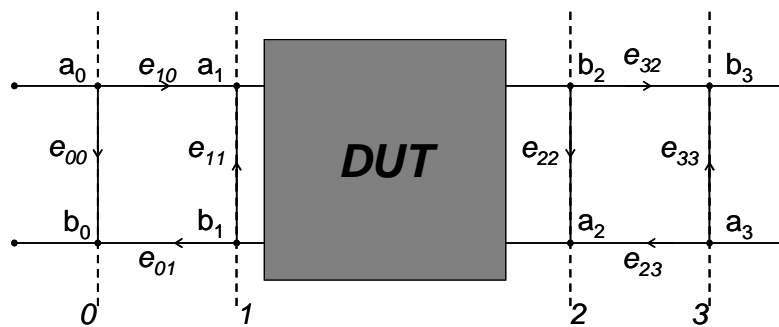


Figure I-6 : Graphe de fluence complet pour la correction vectorielle des ondes

a_1, b_1, b_2 et a_2 sont les ondes dans les plans de référence du dispositif sous test : Port 1 et Port 2. a_0, b_0, b_3 et a_3 sont les ondes mesurées par le MTA. Les auteurs ont utilisé ce banc pour caractériser le fonctionnement en classe F d'un transistor LDMOS de 4 Watt à 1,8 GHz.

1.2.2.2 Développement d'un banc de mesure Source-pull & Load-pull BF:

- Description du banc de mesure :

Les derniers travaux autour d'un MTA ont été développés par D.J. WILLIAMS, J. LECKEY et P. TASKER [7] [8]. Ils consistent en l'étude de l'influence des impédances de fermeture en BF à (f_1-f_2) sur la linéarité d'un transistor soumis à une excitation biporteuse (f_1 et f_2) Le système de mesure est montré Figure I-7.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

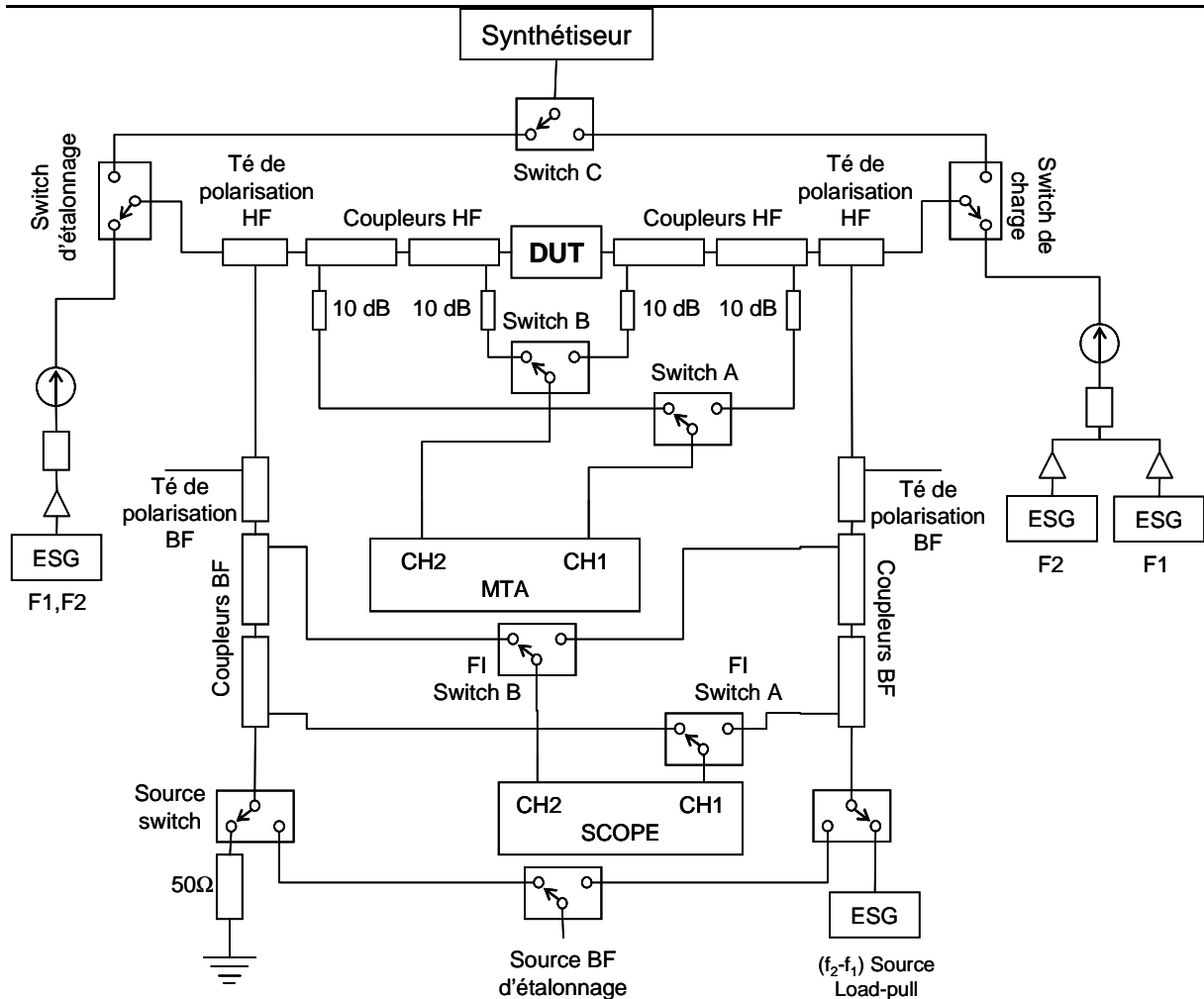


Figure I-7: Synoptique du banc de mesure.

Ce banc combine deux systèmes : un système haute fréquence (f_1 , f_2) et un système basse fréquence (f_1-f_2 , $2(f_2-f_1)$). La partie de mesure HF est basée sur l'utilisation de générateurs multiton (ESG) pour la génération des raies spectrales à f_1 et f_2 et d'un MTA pour la mesure des signaux à ces fréquences et aux fréquences d'intermodulation ($2f_1-f_2$, $2f_2-f_1$). La partie BF est basée sur l'utilisation d'un générateur ESG pour générer un signal à f_2-f_1 connecté au DUT via les tés de polarisation et d'un oscilloscope précédé de coupleurs BF pour effectuer les mesures des battements à f_2-f_1 et de ses harmoniques. Ce banc travaille entre 500 MHz et 40 GHz pour la partie HF et entre 200 kHz et 100 MHz pour la partie BF.

- Etalonnage du système de mesure :

Les étalonnages de la partie HF et BF sont réalisés séparément. Pour chacun d'eux, le modèle d'erreur est un modèle à 8 termes d'erreurs identique à celui donné Figure I-6 [5].

Les auteurs déduisent de leurs mesures que pour un transistor HBT polarisé en classe B, un court circuit en impédance BF à f_2-f_1 permet de minimiser la dissymétrie des raies d'intermodulation et d'optimiser la puissance de sortie et le rendement.

I.2.3 Commentaires :

Les deux systèmes de mesure présentés précédemment Figure I-5 et Figure I-7 présentent l'avantage de pouvoir extraire les formes d'ondes temporelles aux accès d'un transistor sous test en même temps que ses performances basiques telles que la puissance, le rendement et l'intermodulation. Partant des formes d'ondes temporelles en tension et en courant, il est possible de représenter le cycle de charge qui constitue un critère d'optimisation visuel. Un inconvénient lié à l'utilisation du MTA est qu'il ne possède que 2 canaux. Ceci entraîne l'utilisation de commutateurs pour accéder à la mesure des 4 ondes aux accès d'un dispositif sous test. Ainsi, la détermination des 4 ondes de puissance de manière synchrone est impossible puisque l'acquisition temporelle des signaux se fait à un instant de départ différent en raison de la nécessité des commutations de signaux. Par ailleurs, il n'est pas mentionné par les auteurs de réel étalonnage en phase en utilisant un générateur étalon.

I.3 Analyseur de signaux vectoriels (VSA) :

I.3.1 Description :

La Figure I-8 montre un schéma fonctionnel simplifié d'un analyseur de signaux vectoriels. Le VSA met en application une approche différente de la mesure par rapport au MTA. L'étage d'entrée n'est pas composé d'une tête d'échantillonnage mais d'un mélangeur effectuant une translation de fréquence du domaine RF vers une fréquence intermédiaire FI.

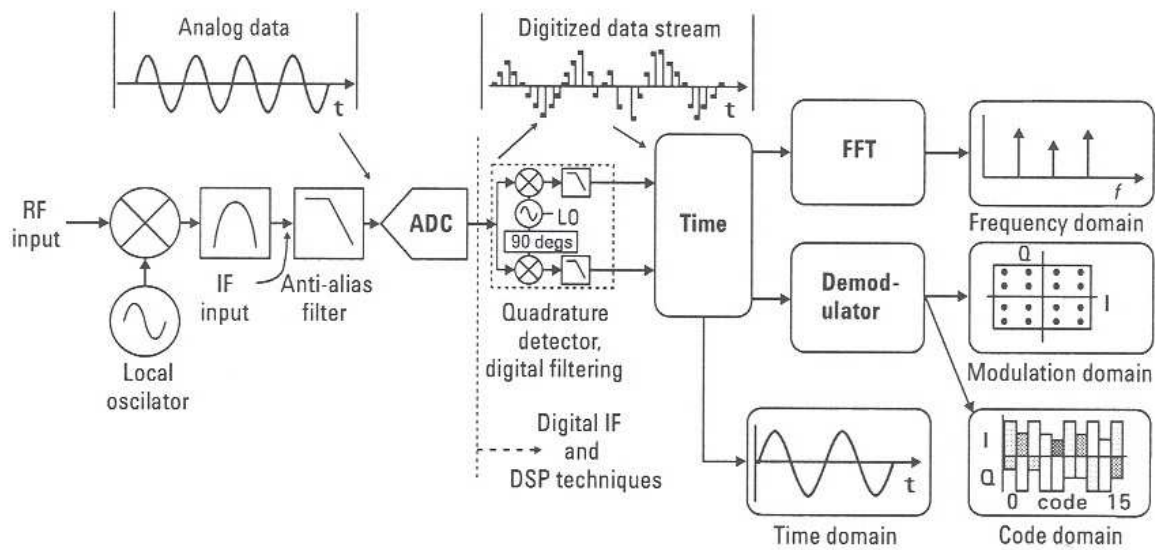


Figure I-8 : Schéma fonctionnel simplifié du VSA.

Cet instrument permet donc la mesure d'un signal autour de sa fréquence fondamentale. On ne peut pas mesurer les harmoniques du signal RF d'entrée. Une fois translaté en FI, le signal modulé est échantillonné par un CAN puis démodulé numériquement par un DSP.

En résumé, on peut mesurer et traiter la forme temporelle de l'enveloppe du signal RF modulé. On a accès à la représentation fréquentielle grâce aux algorithmes de FFT mais également à une représentation vectorielle (constellation I-Q).

Les premiers bancs de mesure intégrant ce type d'instrument ont été développés à partir de 1995. Les premières expériences consistaient à mesurer des modulations large bande.

I.3.2 Mesures de formes d'ondes temporelles d'enveloppe à l'aide d'un analyseur de signaux vectoriels : [9] [10] [11]

Les derniers travaux, réalisés autour d'un VSA, ont été développés par J. LIU, L.P. DUNLEAVY et H. ARSLAN [12]. Leur banc de mesure a été conçu pour la mesure de transistor de 10W en bande S. le système de mesure est montré Figure I-9.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

- Description du système de mesure :

Ce système de mesure « Load-pull » et « Source-pull » est basé sur l'utilisation d'un système de deux tuners automatiques (ATS: Automatic Tuner System) de chez Maury Microwave et d'un analyseur de signaux vectoriels (89610A) de chez Agilent Technologies. Le logiciel ATS contrôle tous les instruments présents sur le banc de mesure et coordonne toute la procédure de mesure. La partie génération du signal est composée d'une source modulée ESG (Electronic Signal Generator) et d'un préamplificateur. La partie acquisition des signaux est réalisée à la fois par le VSA et par un Wattmètre.

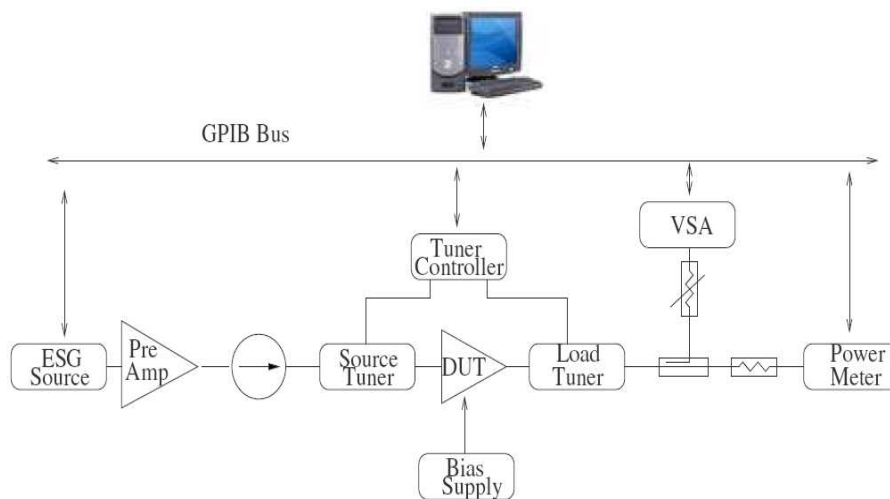


Figure I-9 : Synoptique général du banc de mesure.

Les auteurs ont essentiellement utilisé ce banc pour la caractérisation de l'erreur vectorielle de modulation (EVM) introduite par la non linéarité du dispositif sous test. Ils rapportent que l'EVM est en grande partie optimisée par le réglage de l'impédance de source.

- Procédure d'étalonnage :

Comme le signal RF modulé traverse tout le système de mesure, quelques erreurs sont introduites, principalement en raison des effets de distorsions linéaires du préamplificateur. Le

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Le système EVM doit être étalonné avant d'effectuer les mesures. La procédure d'étalonnage est divisée en 2 étapes :

- Une connexion directe est réalisée dans les plans du DST pour connecter les deux tuners. La mesure de l'EVM, dans cette configuration de banc, sert comme référence de correction. Cette mesure donne la distorsion générée par le banc de mesure.
- Une fois que l'EVM résiduelle est obtenue, le DST peut être connecté afin de réaliser des mesures. L'EVM résiduelle sera donc par la suite enlevée de la mesure.

La Figure I-10 montre la comparaison de la mesure de l'EVM sur le dispositif sous test et en connexion directe. La différence des deux représente l'EVM du DST.

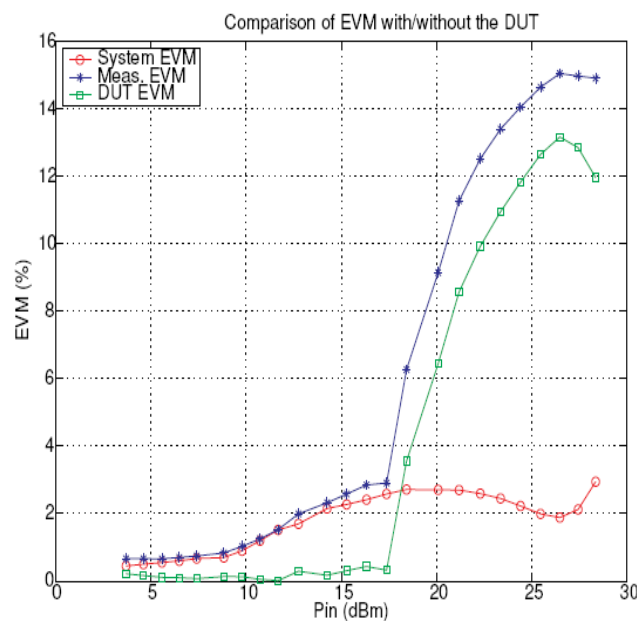


Figure I-10 : Comparaison de la mesure de l'EVM du DST et en connexion directe.

La procédure d'étalonnage est basée sur l'hypothèse que la distorsion linéaire du système de mesure est une quantité qui peut s'ajouter linéairement en amplitude et en phase avec les distorsions non linéaires du DST. Dans le cadre de cette hypothèse, ce système est capable de mesurer l'EVM du DST.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Un des avantages incontestable de ce système de mesure réside dans sa simplicité de prise en main et de mise en œuvre. En effet, cet appareil se comporte comme un analyseur de spectre avec l'option de traitement numérique des enveloppes des signaux. De plus, cet appareil dispose d'une entrée Trigger, par conséquent, on peut synchroniser le signal généré avec le signal réceptionné afin d'avoir une cohérence en phase entre les deux signaux. Un autre avantage est que la caractérisation est faite avec le véritable signal d'utilisation.

Cependant, cette simplicité d'utilisation s'accompagne de restrictions de mesure :

- Contrairement au MTA, cet appareil ne dispose que d'une seule entrée RF, donc on est encore plus limité au niveau des mesures simultanées entrée-sortie. Seules les dernières versions des VSA possèdent deux entrée RF. Dans ce cas, on peut effectuer des mesures de gain ou d'impédance.
- Tous les standards de modulations analogiques ou numériques de signaux sont configurés au niveau logiciel dans l'analyseur (de la BPSK à la 16 QAM, (G)MSK, AM, FM, ϕ M). Ainsi, même si l'appareil n'est pas synchronisé, il peut analyser une modulation. Cependant, dès que l'on veut imposer une modulation particulière ne faisant pas partie des standards, il n'est pas donné à l'utilisateur la possibilité d'effectuer une analyse temporelle particulière.

1.4 L'analyseur de réseau larges signaux (LSNA) :

1.4.1 Description :

Cet instrument de mesure des formes d'onde de tensions et courants dans un environnement 50Ω a été développé par Agilent et son intégration au sein d'un système de source pull et load pull est supportée par MAURY MICROWAVE. Le cœur de ce système est incontestablement l'unité d'acquisition réalisée à partir des fonctions principales de deux analyseurs de transition microonde synchronisés (Microwave Transition Analyzers) comme

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

précédemment décrit Figure I-4. Cet instrument est appelé LSNA (Large Signal Network Analyzer) ou Analyseur de réseaux larges signaux. Comme le montre le diagramme simplifié de la Figure I-11, le système de mesure de réseau non linéaire possède donc 4 canaux identiques qui ont pour but d'effectuer une translation et compression de fréquence des signaux microondes vers le domaine basse fréquence puis d'échantillonner et de numériser les signaux basses fréquences, images des signaux microondes allant jusqu'à 40 GHz. Les signaux présents aux quatre entrées sont échantillonnés de manière parfaitement synchrone permettant ainsi des mesures temporelles simultanées des quatre ondes aux accès d'un dispositif sous test.

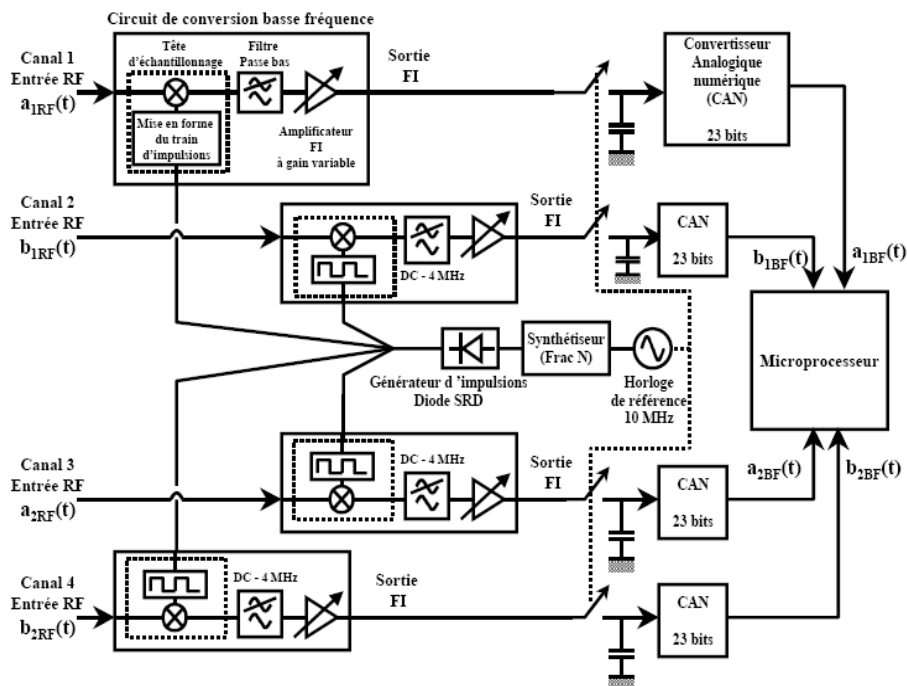


Figure I-11 : Synoptique de l'unité d'acquisition du LSNA.

L'horloge de référence, qui oscille à la fréquence de 10 MHz, alimente un synthétiseur appelé « Frac N ». Cette horloge peut être interne au circuit ou bien provenir d'une référence (10 MHz) externe. Le synthétiseur « Frac N » est alors capable de générer un signal dont la fréquence est comprise entre 10 et 20 MHz avec une résolution de fréquence de 1 Hz et une précision qui dépend de celle du signal de référence.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Le signal sinusoïdal, de période T_H , du composant « Frac N » attaque ensuite une diode SRD (Step Recovery Diode). Cette diode convertit le signal sinusoïdal en un train d'impulsions, très étroites et très riches en harmoniques, dont la période de répétition est égale à T_H . Un circuit supplémentaire de mise en forme du train d'impulsions permet d'obtenir des impulsions rectangulaires quasi idéales.

Ce train d'impulsions, caractérisé dans le domaine fréquentiel par un peigne, est ensuite envoyé vers les têtes d'échantillonnage qui composent le cœur du circuit de conversion de fréquence. Ce dernier procède à un mélange entre les signaux microondes d'entrée et le signal issu de la diode SRD.

Le résultat de ce mélange harmonique est filtré de manière à ne conserver que le spectre compris dans la bande DC-10 MHz. Les signaux basses fréquences, en sortie des filtres, sont alors amplifiés pour compenser les pertes apportées par les mélangeurs et les filtres et pour ajuster la puissance disponible à l'entrée des convertisseurs analogiques numériques.

Le traitement des signaux basses fréquences est réalisé à l'aide d'une carte d'acquisition qui comporte les fonctions de réglage de gain, de filtrage, de synchronisation, de protection anti-repliement et de stockage des données. Dans ce système, tous les signaux mis en œuvre (basses fréquences ou microondes) sont synchronisés sur un même signal de référence (10 MHz).

Cet instrument permet la mesure et le traitement des signaux basses fréquences représentatifs des signaux microondes présents aux accès RF de référence (ondes de puissances $a_{iRF(t)}$, $b_{iRF(t)}$ pour $i=1,2$).

Une procédure d'étalonnage en amplitude et en phase est nécessaire pour établir les relations de passage entre les ondes basses fréquences mesurées et les ondes hyperfréquences dans le plan de référence.

Une fois le système étalonné, l'utilisateur a alors accès aux ondes de tension (ou de puissance) microondes absolues (amplitude et phase de chaque composante spectrale) présentes aux

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

différents accès.

Le LSNA est un instrument de mesure des ondes absolues. Il permet l'acquisition en un seul coup des ondes incidentes et réfléchies aux accès du dispositif sous test. Cet instrument est capable de mesurer les amplitudes absolues des ondes aussi bien que les relations de phases absolues entre les harmoniques. En d'autres mots, le LSNA est équivalent à un analyseur de FFT absolue pour les ondes RF [13]. La Figure I-12 représente un schéma simplifié du LSNA intégré dans un synoptique de caractérisation load-pull.

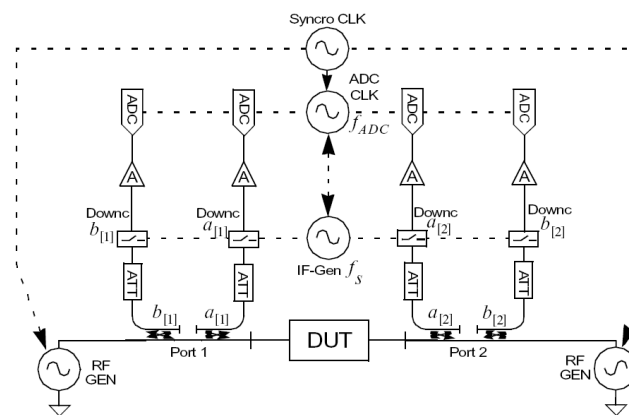


Figure I-12 : Utilisation du LSNA dans un système de load-pull.

I.4.2 Procédure d'étalonnage :

L'étalonnage est fondé sur l'hypothèse que les ondes de puissance mesurées sont liées aux ondes aux accès des composants sous test par des relations purement linéaires (les erreurs systématiques dues à des réponses non linéaires sont négligées) [14] [15].

Une seconde hypothèse intervient à ce niveau : les termes d'isolation entre les canaux de mesure du LSNA sont généralement très faibles et sont donc couramment omis. Compte tenu de ces hypothèses, un modèle d'erreur est élaboré, qui prend en compte les imperfections de la chaîne de mesure représentée Figure I-12. Le graphe de fluence associé à ces variables est représenté sur la Figure I-13.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

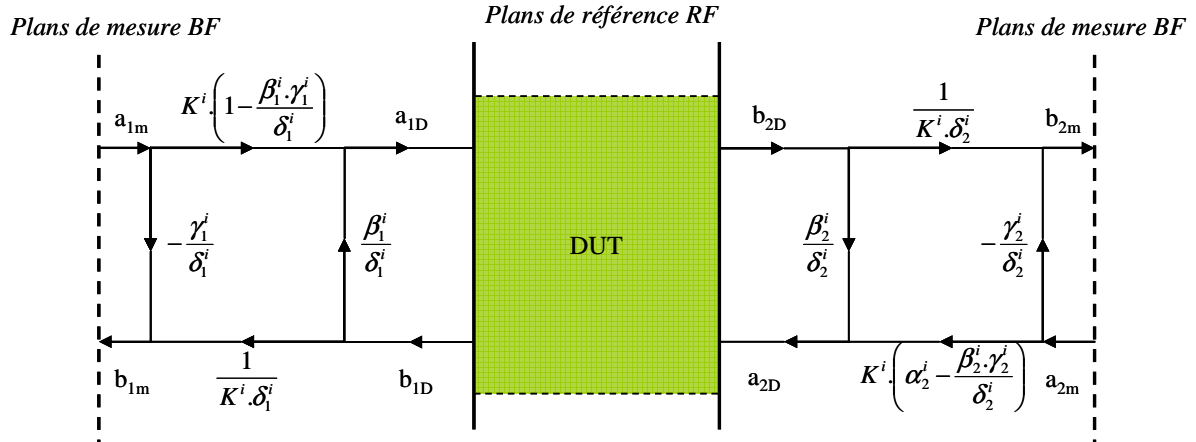


Figure I-13 : Graphe de fluence.

Il permet d'établir les relations suivantes entre, respectivement, les ondes de puissances des plans de référence du DST et des plans de mesure :

$$\begin{pmatrix} a_{1D}^i \\ b_{1D}^i \\ a_{2D}^i \\ b_{2D}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} 1 & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m}^i \\ b_{1m}^i \\ a_{2m}^i \\ b_{2m}^i \end{pmatrix}$$

i représente l'indice de la fréquence considérée. La matrice centrale et le facteur complexe K^i caractérisent la chaîne de mesure à la fréquence if_0 . Les zéros de la matrice proviennent de l'hypothèse d'une isolation parfaite entre les canaux de mesure de l'unité d'acquisition. Le but de l'étalonnage absolu est de déterminer pour chaque fréquence if_0 les huit coefficients complexes $(K^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$. Une fois que ces coefficients sont déterminés et que les quantités $(a_{1m}^i, b_{1m}^i, a_{2m}^i, b_{2m}^i)$ sont mesurées, il suffit d'appliquer la relation ci-dessus pour calculer les ondes de puissance absolues aux accès du dispositif sous test. Un étalonnage relatif linéaire SOLT, comparable à un étalonnage classique réalisé à un analyseur de réseau vectoriel, permet de déterminer sept des huit coefficients $(\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$. Les constantes complexes K^i sont déterminées lors d'un étalonnage dit « absolu » fondée sur l'utilisation de deux standards connectés : un wattmètre et un générateur étalon précaractérisé en phase.

I.4.2.1 Etalonnage SOLT :

Pour les trois premières mesures en réflexion, on peut écrire :

$$\begin{aligned}\Gamma_1^i . a_{D1}^{i1} &= b_{D1}^{i1} \\ \Gamma_2^i . a_{D1}^{i2} &= b_{D1}^{i2} \\ \Gamma_3^i . a_{D1}^{i3} &= b_{D1}^{i3}\end{aligned}$$

Les trois coefficients de réflexion Γ_1^i , Γ_2^i et Γ_3^i présentés au moment de l'étalonnage sont connus et correspondent respectivement au SHORT (Court circuit), OPEN (Circuit Ouvert) et LOAD (Charge 50Ω). A partir de ces relations, on peut en déduire :

$$\begin{aligned}\Gamma_1^i (a_{m1}^{i1} + \beta_1^i . b_{m1}^{i1}) &= \gamma_1^i . a_{m1}^{i1} + \delta_1^i . b_{m1}^{i1} \\ \Gamma_2^i (a_{m1}^{i2} + \beta_1^i . b_{m1}^{i2}) &= \gamma_1^i . a_{m1}^{i2} + \delta_1^i . b_{m1}^{i2} \\ \Gamma_3^i (a_{m1}^{i3} + \beta_1^i . b_{m1}^{i3}) &= \gamma_1^i . a_{m1}^{i3} + \delta_1^i . b_{m1}^{i3}\end{aligned}$$

Ceci représente un ensemble d'équations linéaires dont les coefficients inconnus $\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i$ peuvent facilement être résolus :

$$\begin{bmatrix} \beta_1^i \\ \gamma_1^i \\ \delta_1^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_1^i . b_{1m}^{i1} & -a_{1m}^{i1} & -b_{1m}^{i1} \\ \Gamma_2^i . b_{1m}^{i2} & -a_{1m}^{i2} & -b_{1m}^{i2} \\ \Gamma_3^i . b_{1m}^{i3} & -a_{1m}^{i3} & -b_{1m}^{i3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_1^i . a_{1m}^{i1} \\ -\Gamma_2^i . a_{1m}^{i2} \\ -\Gamma_3^i . a_{1m}^{i3} \end{bmatrix}$$

Le même raisonnement peut être fait pour le port 2 :

$$\begin{bmatrix} \beta_2^i \\ \gamma_2^i \\ \delta_2^i \end{bmatrix} = \alpha_2^i \cdot \begin{bmatrix} \Gamma_1^i . b_{2m}^{i1} & -a_{2m}^{i1} & -b_{2m}^{i1} \\ \Gamma_2^i . b_{2m}^{i2} & -a_{2m}^{i2} & -b_{2m}^{i2} \\ \Gamma_3^i . b_{2m}^{i3} & -a_{2m}^{i3} & -b_{2m}^{i3} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_1^i . a_{2m}^{i1} \\ -\Gamma_2^i . a_{2m}^{i2} \\ -\Gamma_3^i . a_{2m}^{i3} \end{bmatrix}$$

Pour déterminer le coefficient α_2^i , on se place en connexion directe dans le plan du DST. Ainsi :

$$a_{D1}^{i7} = b_{D2}^{i7} \text{ d'où } a_{m1}^{i7} + \beta_1^i . b_{m1}^{i7} = \alpha_2^i . (\gamma_2^i . a_{m2}^{i7} + \delta_2^i . b_{m2}^{i7})$$

$$\text{Soit } \alpha_2^i = \frac{a_{m1}^{i7} + \beta_1^i . b_{m1}^{i7}}{\gamma_2^i . a_{m2}^{i7} + \delta_2^i . b_{m2}^{i7}}$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme
d'ondes temporelles RF & microondes.

I.4.2.2 Etalonnage en amplitude et en phase :

Le terme $|K^i|$ est déterminé à partir de la mesure avec une sonde de puissance connectée dans le plan de référence RF (port 1). Cette mesure est réalisée pour chaque fréquence. Le modèle utilisé pour la sonde de puissance est donné Figure I-14.

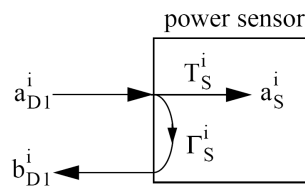


Figure I-14 : Modèle de la sonde de puissance.

Sur cette figure, a_s^i correspond à la valeur de l'amplitude de l'onde donnée par le wattmètre, Γ_S^i est le coefficient de réflexion de la sonde et T_S^i est le facteur de transmission. Il faut noter que Γ_S^i et T_S^i sont des données fournies par le constructeur du wattmètre.

$$\text{Comme : } |a_s^i| = |T_S^i \cdot a_{D1}^{i8}| \text{ alors } |a_s^i| = |T_S^i \cdot K^i \cdot (a_{m1}^{i8} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i8})|$$

$$\text{D'où } |K^i| = \frac{|a_s^i|}{|T_S^i \cdot (a_{m1}^{i8} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i8})|}$$

Le terme φ_{K^i} est déterminé en connectant un générateur de référence en phase dans le plan de référence RF (port1). Le modèle utilisé pour le générateur de référence est donné Figure I-15 :

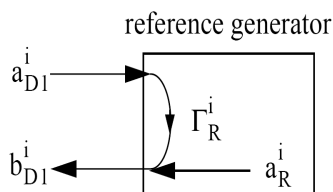


Figure I-15 : Modèle du générateur de référence en phase.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Γ_R^i correspond au coefficient de réflexion du générateur de référence et a_R^i correspond à l'amplitude de la composante spectrale à la fréquence 'i'. La composante a_R^i est caractérisée à partir d'un oscilloscope à échantillonnage étalonné en « nose-to-nose » [18]. Le coefficient de réflexion Γ_R^i est mesuré à partir d'un ARV. A partir de ces coefficients, on obtient l'équation suivante :

$$b_{D1}^{i9} = a_R^i + \Gamma_R^i \cdot a_{D1}^{i9}$$

$$\text{Soit } K^i (\gamma_1^i \cdot a_{m1}^{i9} + \delta_1^i \cdot b_{m1}^{i9}) = a_R^i + \Gamma_R^i \cdot K^i \cdot (a_{m1}^{i9} + \beta_1^i \cdot b_{m1}^{i9})$$

$$\text{D'où } \varphi_{K^i} = \frac{a_R^i}{(\gamma_1^i - \Gamma_R^i) a_{m1}^{i9} + (\delta_1^i - \Gamma_R^i \cdot \beta_1^i) b_{m1}^{i9}}$$

1.4.3 Mesures dans le domaine temporel de formes d'onde à l'aide d'un LSNA :

1.4.3.1 Mesure de mélangeur à partir d'un analyseur de réseau vectoriel non linéaire 3 ports [16] :

Un des inconvénients principaux des analyseurs de réseau vectoriel non linéaires est leur limitation aux mesures 2 ports. En conséquence, les mélangeurs ne peuvent pas être entièrement caractérisés par le LSNA. Dans l'objectif de mesurer des mélangeurs, une évolution du LSNA a été développée par W. VAN MOER et Y. ROLAIN en 2003. Ce banc consiste en l'apparition de deux canaux additionnels sur le LSNA 2 ports. Le système de caractérisation est montré Figure I-16 :

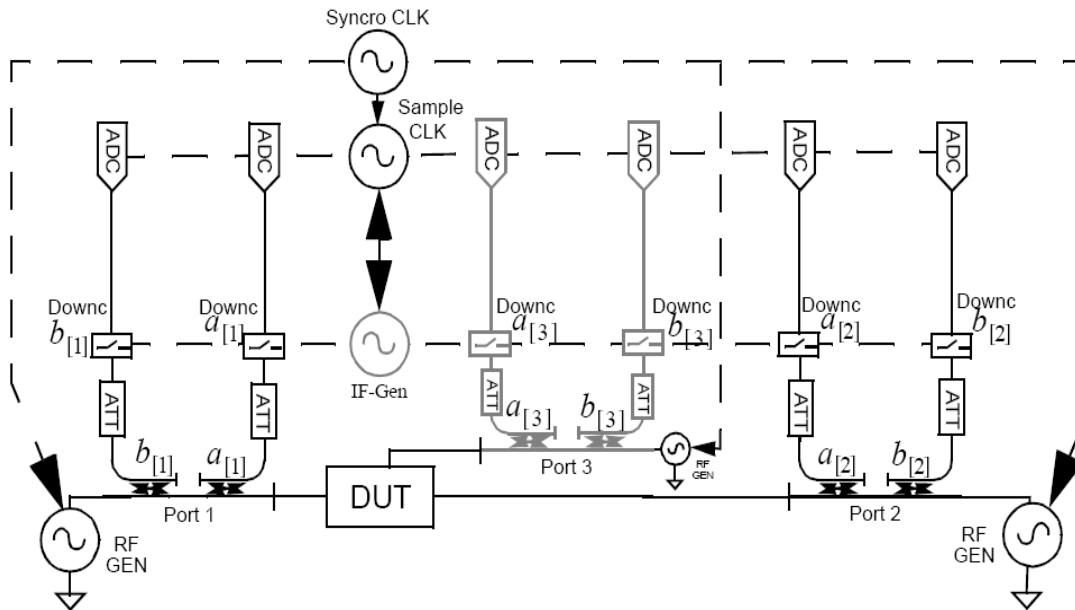


Figure I-16 : Schéma simplifié du LSNA 3 ports.

Ce système « 3 ports » est limité en bande passante (DC – 8 MHz).

Comme on peut le voir sur le schéma simplifié Figure I-16, l'analyseur de réseau vectoriel non linéaire 3 ports a été développé à partir d'un LSNA 2 ports. Le dispositif sous test peut être excité à chacun de ses accès par un générateur RF. Les ondes incidentes et réfléchies aux 3 ports du DST sont mesurées par l'intermédiaire de coupleurs directionnels (500MHz – 50 GHz).

L'étalonnage de ce système LSNA 3 ports est basé sur celui du LSNA 2 ports. La procédure se décompose en 3 étapes : Un étalonnage en paramètres S classiques, un étalonnage en puissance et un étalonnage en phase.

La procédure d'étalonnage commence par un étalonnage relatif. Les termes d'isolation entre les canaux de mesure sont généralement très faibles et sont donc couramment omis ; par conséquent, seuls 12 termes d'erreurs $\alpha_1^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i, \alpha_3^i, \beta_3^i, \gamma_3^i, \delta_3^i$ ont besoin d'être déterminés comme le montre la matrice d'erreur ci-dessous.

$$\begin{pmatrix} a_{1D}^i \\ b_{1D}^i \\ a_{2D}^i \\ b_{2D}^i \\ a_{3D}^i \\ b_{3D}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} \alpha_1^i & \beta_1^i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \alpha_3^i & \beta_3^i \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \gamma_3^i & \delta_3^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m}^i \\ b_{1m}^i \\ a_{2m}^i \\ b_{2m}^i \\ a_{3m}^i \\ b_{3m}^i \end{pmatrix}$$

Les deux autres étapes sont la détermination du coefficient K^i en amplitude et en phase. Elles sont identiques au LSNA 2 ports comme montré dans le paragraphe précédent. Ce système de mesure permet de caractériser complètement les coefficients de transfert d'un mélangeur en amplitude et en phase.

I.4.3.2 Linéarisation d'un amplificateur de puissance par prédistorsion numérique :

Une autre application du LSNA a été développée par D. Chaillot en 2005 concernant la linéarisation d'un amplificateur de puissance par prédistorsion numérique [17]. Le schéma général du banc est décrit Figure I-17.

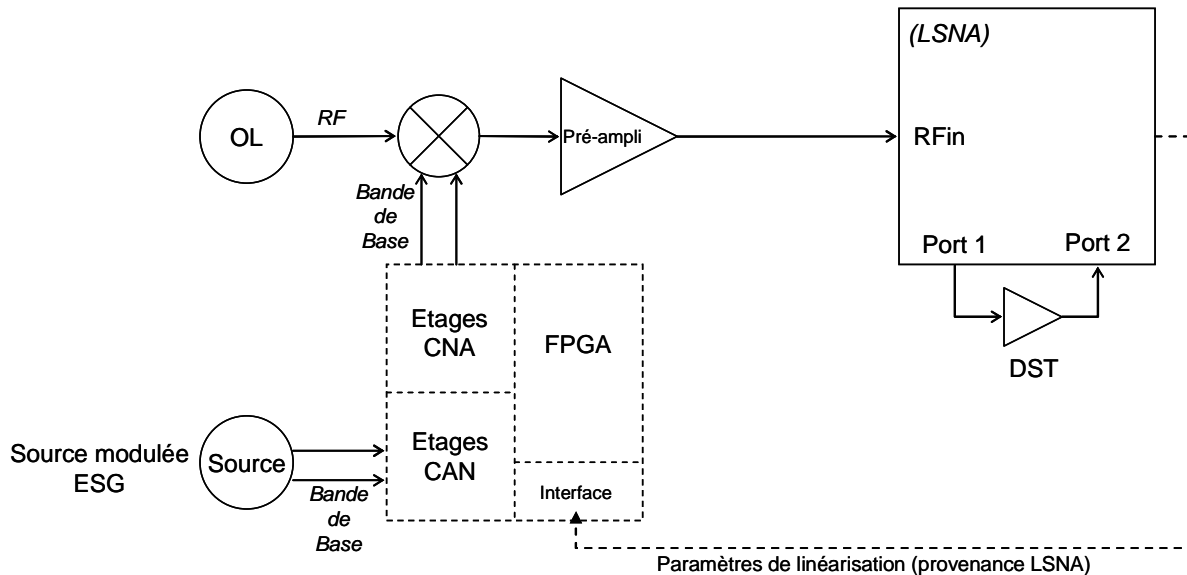


Figure I-17 : Linéarisation d'un amplificateur de puissance par prédistorsion numérique.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Le principe de linéarisation est conçu à partir de convertisseurs analogiques - numériques, numériques - analogiques et d'un composant reprogrammable de type FPGA. Ce système permet de venir prédistorde le signal d'entrée à partir de la sortie complexe (I/Q) en bande de base de la source modulée ESG. Ce système permet d'intervenir sur les raies d'intermodulation d'ordre 3 comme le montre les résultats ci-dessous :

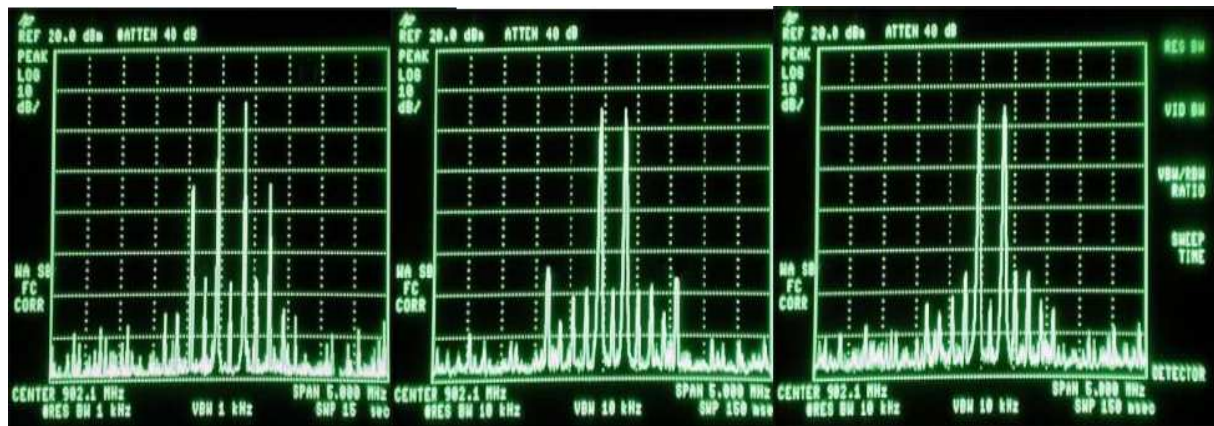


Figure I-18 : Résultats pour des signaux 2 tons avant correction, après correction en IM3 puis IM3&IM5.

En résumé : le LSNA, sous sa version conventionnelle, permet la mesure simultanée des 4 ondes aux bornes d'un quadripôle sous test.

De ce fait, il permet par rapport au MTA d'alléger les procédures d'étalonnage et d'éviter les connexions et commutations nuisibles à la répétabilité des mesures. L'utilisation du générateur de référence en phase permet de prendre réellement en compte la distorsion linéaire de phase introduite par la chaîne de mesure. Cette procédure d'étalonnage en phase n'est rigoureuse que pour des mesures en mode CW.

Pour des mesures avec des signaux modulés, on se heurte à deux problèmes :

- Il n'existe pas de générateur étalon en phase.
- Le système est bande étroite (environ 10 MHz). Au-delà, il existe des phénomènes

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

d'*aliasing* dans le procédé de sous échantillonnage. Pour élargir la bande passante, il faudrait une fréquence d'échantillonnage qui passe de 20 MHz à plusieurs centaines de MHz.

1.5 L'oscilloscope à échantillonnage numérique (DSO):

1.5.1 Description :

Un oscilloscope est un appareil capable d'acquérir et de traiter un signal dans le domaine temporel. L'acquisition est un procédé consistant à échantillonner le signal d'entrée analogique, à le numériser pour le convertir en données numériques et à l'assembler sous la forme d'un enregistrement. L'oscilloscope crée une représentation numérique du signal d'entrée en prélevant des échantillons de sa tension d'entrée à des intervalles de temps réguliers. Les points échantillonnés et numérisés sont stockés en mémoire avec les informations de temps correspondantes.



L'oscilloscope utilise les échantillons qu'il prélève afin de créer un enregistrement contenant un nombre de valeurs ou de points spécifiés par l'utilisateur. Chaque point représente un niveau de tension spécifique qui se produit à un certain moment après le déclenchement. Ainsi, l'oscilloscope reproduit fidèlement le signal présenté à son entrée.

Les caractéristiques de l'oscilloscope constituent des limites techniques aux classes de signaux à mesurer. Celles du Tektronix TDS 754D sont :

- Taux de numérisation maximum : 2 GS/s (Gsample/s).
- Largeur de la bande analogique : 500 MHz

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Donc, en ce qui concerne les signaux d'entrée, leur fréquence doit être $\leq 1\text{GHz}$. Et afin de respecter Shannon : $F_e \geq 2.F_{\text{max}}$.

Pour des fréquences supérieures 1GHz, seuls quelques oscilloscopes sont actuellement capables de traiter ces types de signaux. Par conséquent, leur fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à 1GHz. Cependant, en ce qui concerne l'acquisition de ces signaux, certaines contraintes entrent en jeu :

- Le temps d'acquisition : Ce temps d'acquisition dépend du nombre de points permettant de décrire au mieux le signal.
- La dynamique.
- Dérives lentes et rapides (Jitter) de l'instant d'échantillonnage.
- L'étalonnage : Le temps d'étalonnage de ces défauts pour la correction des mesures est un problème majeur. Il existe des solutions type « nose-to-nose » [18].

Aujourd'hui, les avancées technologiques ont permis d'élargir les bandes passantes des oscilloscopes à échantillonnage. Les fabricants proposent, à l'heure actuelle des bandes passantes de 15 GHz avec des vitesses d'échantillonnage de 40 GHz (Tektronix TDS6000, Agilent 80000 series, LeCroy SDA11000) pour certains oscilloscopes, leur bande passante sont de 100 GHz (Oscilloscope SDA 100 GHz LeCroy) mais avec des vitesses d'échantillonnage faibles (10 Ms/s – principe de sous échantillonnage). Nous allons montrer, dans le paragraphe qui suit, les dernières applications réalisées autour de ce type d'oscilloscope.

1.5.2 Mesures dans le domaine temporel de l'enveloppe de signaux à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage numérique :

En 2003, J. QIU, D.ABE, TM. ANTONSEN, B.G. DANLY et B. LEVUSH [19] ont développé un système de génération et d'acquisition de signaux complexes modulés large bande (2GHz de bande passante). Le synoptique général de banc de mesure large bande est présenté

Figure I-19

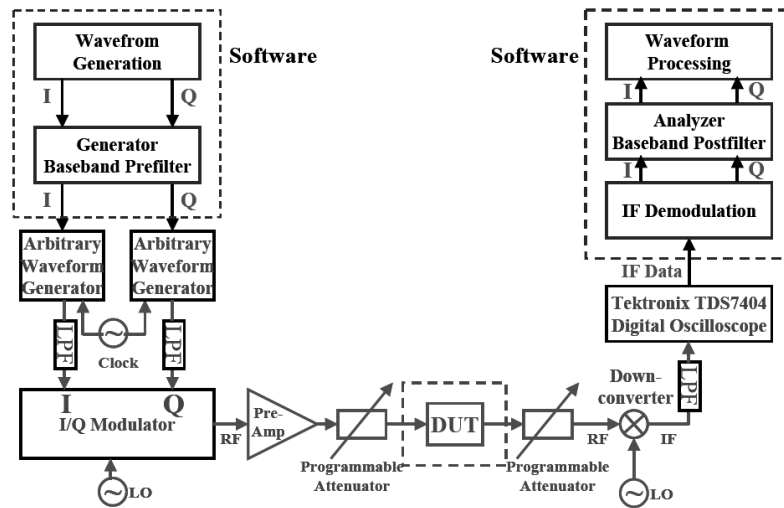


Figure I-19 : Synoptique du système de génération et d'acquisition de signaux vectoriels ultra large bande.

Les composants clés de ce système sont les deux générateurs de signaux arbitraires synchronisés (AWG Analogic DBS2050S) travaillant à 2.4 GS/s et l'oscilloscope numérique à échantillonnage (Tektronix TDS 7404) travaillant à 10 GS/s.

Ce système est divisé en deux parties :

- La génération de signaux : elle est composée d'une partie software, des deux AWG synchronisés, de filtres passe bas et d'un modulateur I/Q large bande.
- L'acquisition des signaux : elle est composée d'une partie software, d'un oscilloscope à échantillonnage numérique, d'un filtre passe bas et d'un mélangeur.

Pour compenser les caractéristiques fréquentielles du générateur et de l'analyseur sur toute la bande de fréquence de mesure, deux logiciels ont été implantés. Le « Préfilter » est appliqué sur l'enveloppe du signal en bande de base. Il vient appliquer une prédistorsion sur le signal afin d'annuler les variations en fréquence non uniforme de la partie génération. Par conséquent, le signal présent dans le plan de référence RF correspond au signal généré à l'ordinateur. Le « Postfilter » est appliquée à l'enveloppe du signal en bande de base également. Il permet de

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

compenser les pertes dues à la réponse en fréquence de toute la partie acquisition.

Le banc de mesure est configuré pour travailler en mode hétérodyne. Le signal incident est modulé autour d'une porteuse RF à 5.25 GHz et le signal transmis est démodulé à partir d'un OL à 6.5 GHz. Le signal FI est ensuite démodulé de manière logicielle à partir d'un OL à 1.25 GHz.

Pour valider ce principe, une modulation 32-QAM a été générée avec un débit de 1GS/s puis translatée autour d'une fréquence porteuse de 5.25 GHz. Cette modulation a été générée en bande de base avec une fréquence d'échantillonnage de 10 GS/s. Un filtrage en cosinus surélevé (avec un facteur de « roll-off » de 0.5) est également appliqué au signal. Le signal, ainsi obtenu, occupe une bande spectrale de 1.5 GHz. Les résultats obtenus Figure I-20 et Figure I-21 montrent les constellations et les spectres des ondes mesurées dans le cas d'une connexion directe dans le plan du DST.

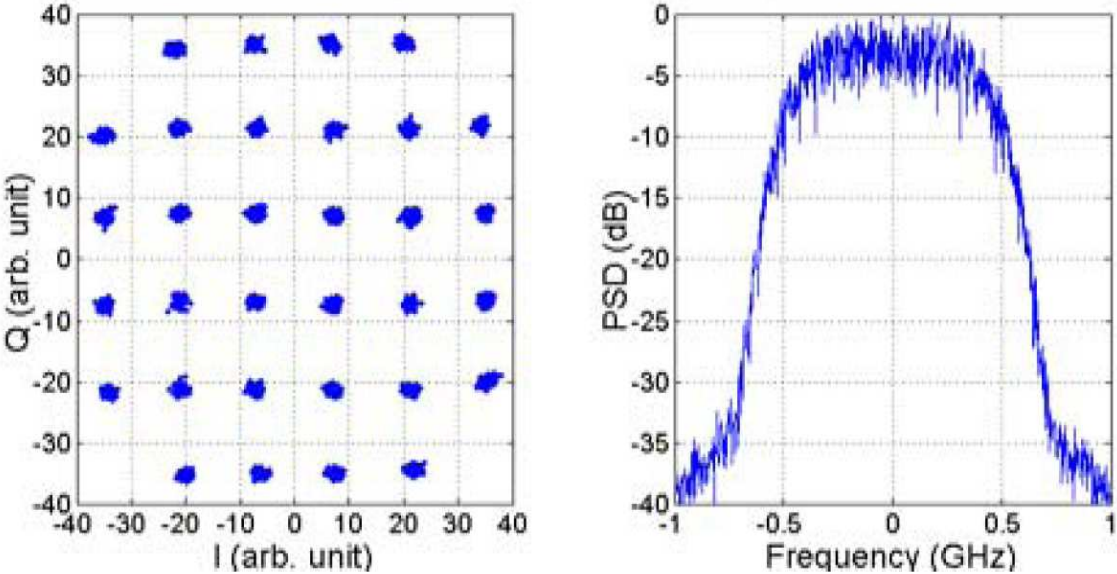


Figure I-20: Résultats avec la correction par le « préfilter ».

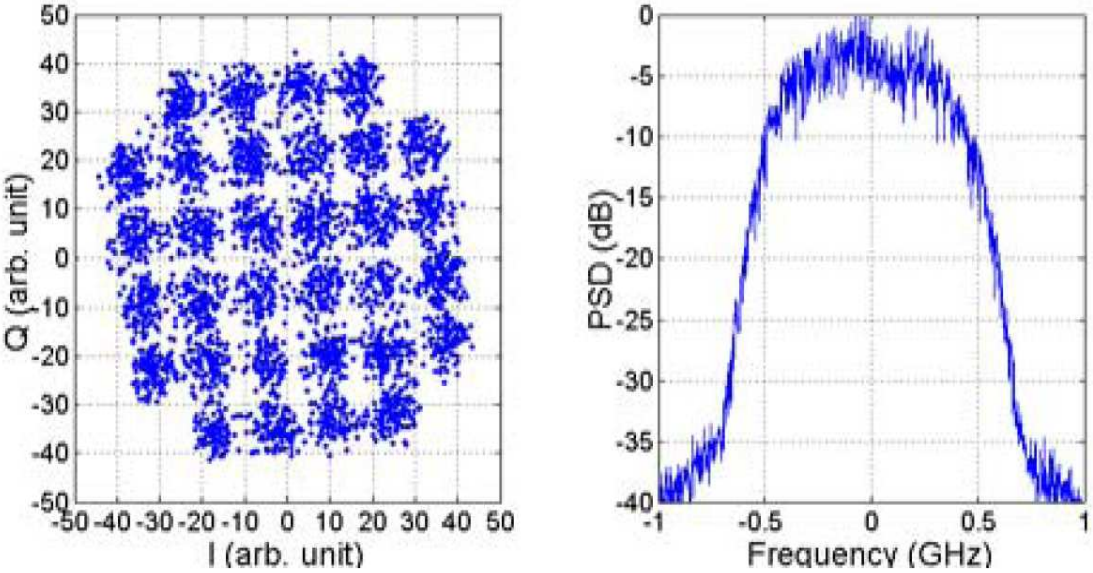


Figure I-21 : Résultats sans la correction par le « préfilter ».

II Présentation de l'amplification de puissance des signaux :

Dans les chaînes d'émission - réception radiofréquences et micro-ondes, les amplificateurs occupent une place importante. Leurs caractéristiques et leurs régimes de fonctionnement dépendent des performances attendues en émission ou en réception. On peut donc appliquer aux amplificateurs une double classification :

- Classification par type d'application.
- Classification par largeur de bande de fréquences.

Les techniques de conception et topologies d'amplificateurs varient selon ces critères. Il est possible, par conséquent, de classer les amplificateurs selon deux catégories :

- Amplificateur de puissance fonctionnant en régime linéaire.
- Amplificateur de puissance fonctionnant en régime non linéaire.

II.1 Amplification linéaire :

Si on prend une entrée sinusoïdale : $V_{in}(t) = V_{in} \cdot \cos(\omega t)$

La tension de sortie vaut :

$$V_{out}(t) = K_1 \cdot V_{in} \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

Où K_1 est le gain en tension de l'amplificateur à la fréquence ω et φ est le déphasage entrée-sortie à cette fréquence. Cette situation est illustrée sur la Figure II-1

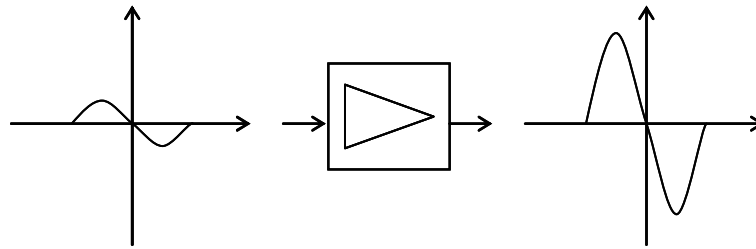


Figure II-1 : Amplificateur idéal.

II.2 Amplification non linéaire :

II.2.1 Point de compression à 1 dB :

L'une des caractéristiques essentielles dans un circuit non linéaire est représentée par la distorsion d'amplitude qui résulte de la caractéristique de transfert non linéaire.

Dans le cas d'un circuit sans mémoire, on considère que la tension de sortie est une fonction instantanée de la tension d'entrée et que la non-linéarité est assez faible pour la représenter sous forme d'une série polynomiale limitée à un ordre faible :

$$v_s = a_1.v_e + a_2.v_e^2 + a_3.v_e^3 + \dots$$

Considérons un signal d'entrée un ton et un circuit non linéaire à l'ordre 3 :

$$v_e = A.\cos(\omega_1.t)$$

$$v_s = a_1.v_e + a_2.v_e^2 + a_3.v_e^3$$

Le signal de sortie peut s'écrire sous la forme :

$$v_s = a_1.A.\cos(\omega_1.t) + a_2.A^2.\cos^2(\omega_1.t) + a_3.A^3.\cos^3(\omega_1.t)$$

$$v_s = \frac{1}{2}a_2A^2 + \left(a_1A + \frac{3}{4}a_3A^3\right).\cos(\omega_1.t) + \frac{1}{2}a_2.A^2.\cos(2.\omega_1.t) + \frac{1}{4}a_3.A^3.\cos(3.\omega_1.t)$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

On remarque que la composante fondamentale du signal de sortie a une amplitude de $a_1 A \left[1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \right]$. Cette grandeur est inférieure à $a_1 A$ (gain linéaire) si $a_3 < 0$, et est supérieure à $a_1 A$ si $a_3 > 0$. Ce phénomène est appelé la compression de gain ou l'expansion de gain. La plupart des composants fonctionnent dans le cas compressif, c'est-à-dire avec $a_3 < 0$; On définit alors la puissance de sortie à 1dB de compression.

Le gain à la fréquence fondamentale est donné par :

$$G = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3}{A} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A^2 \right)$$

Le gain linéaire G_0 est défini en dB par :

$$G = 20 \cdot \log_{10}(a_1)$$

Le gain à 1 dB de compression est défini par :

$$G_{1dB} = G_0 - 1dB$$

La Figure II-2 illustre la notion de point de compression à 1 dB.

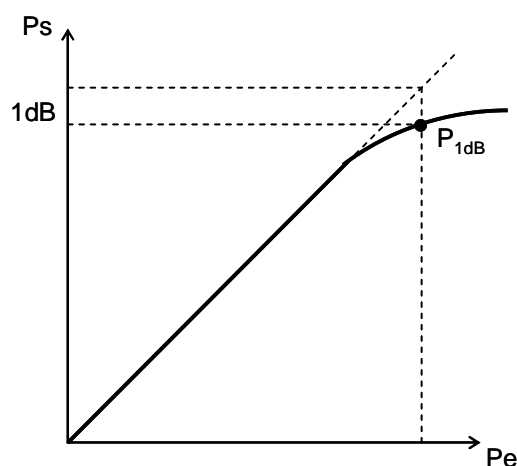


Figure II-2 : Représentation du point à 1 dB de compression avec Ps et Pe en dBm

II.2.2 Point d'interception d'ordre 3 :

Le produit d'intermodulation d'ordre 3 (IM_3) est généré par les non-linéarités du circuit. Le point d'interception d'ordre 3, IP_3 , est un point fictif caractérisant les non-linéarités d'ordre 3. Ce point est l'intersection de 2 droites fictives : la droite obtenue en prolongeant la droite de gain linéaire à bas niveau et la droite obtenue en prolongeant la droite donnant la puissance de sortie sur le produit d'intermodulation à l'ordre 3 en fonction de la puissance d'entrée (petit niveau dBm). Les 2 coordonnées du point d'intersection correspondent respectivement à une puissance d'entrée et à une puissance de sortie, ces coordonnées sont appelées point d'interception en entrée et en sortie. La Figure II-3 illustre la notion de point d'interception.

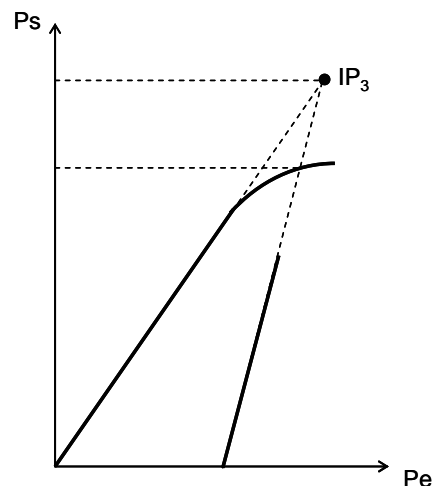


Figure II-3 : Représentation du point d'interception d'ordre 3.

II.2.3 Critères de distorsions non linéaires :

Les circuits non linéaires sont communément représentés par des caractéristiques telles que le point à 1 dB de compression, par le point d'interception d'ordre 3 ou, plus précisément, par les courbes de compression et de conversion de phase. Cependant, dans le cas des circuits utilisés dans les systèmes de communication utilisant les modulations numériques à enveloppe non constante, on caractérisera les effets des non-linéarités du circuit sur les performances du

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

système par des grandeurs telles que l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), le NPR (Noise Power Ratio) ou l'EVM (Error Vector Measurement).

II.2.3.1 ACPR :

Un circuit non linéaire RF ou microonde placé dans une chaîne de transmission numérique génère des distorsions, lesquelles se traduisent sur le spectre par des remontées de lobes dans les canaux adjacents. L'importance des déformations des lobes adjacents par les non-linéarités du circuit est caractérisée par l'ACPR. L'ACPR est défini comme étant le rapport de la puissance dans le canal adjacent sur la puissance dans le canal principal. On peut donc définir un ACPR droit, rapport du canal adjacent droit sur la puissance dans le canal principal, ainsi que l'ACPR gauche, rapport du canal adjacent gauche sur la puissance dans le canal principal. Ce ratio est habituellement exprimé en dB [20],[21][22].

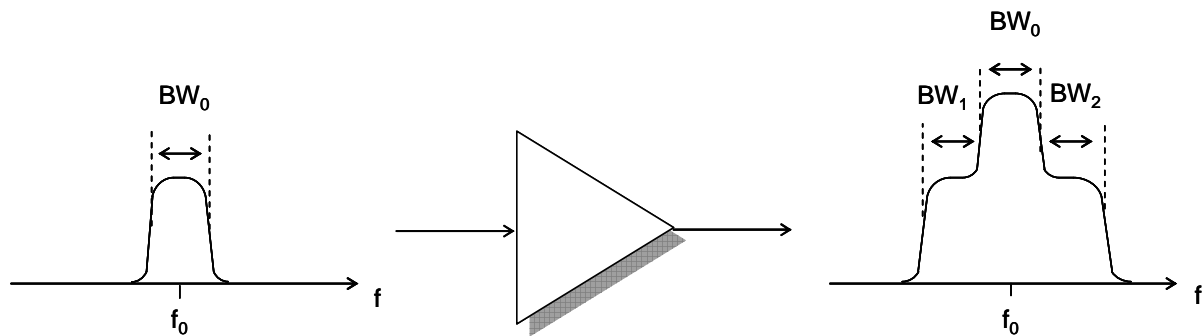


Figure II-4 : Caractérisation en ACPR d'un amplificateur.

La valeur de l'ACPR correspond au rapport entre la puissance moyenne dans le canal utile (BW_0) et la puissance moyenne des signaux comprise dans les canaux adjacents.

$$ACPR(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2 \cdot \int_{BW_0} P(f) \cdot df}{\int_{BW_1} P(f) \cdot df + \int_{BW_2} P(f) \cdot df} \right)$$

II.2.3.2 EVM :

L'EVM représente les distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états, caractérisant une modulation numérique [23],[24]. L'EVM peut être mesurée à la fois sur la partie génération des signaux mais également sur la partie réception des signaux. Les effets non linéaires observés sur le diagramme sont des effets de rotation, de translation (offset), de déformation et de l'étalement de la constellation de points.

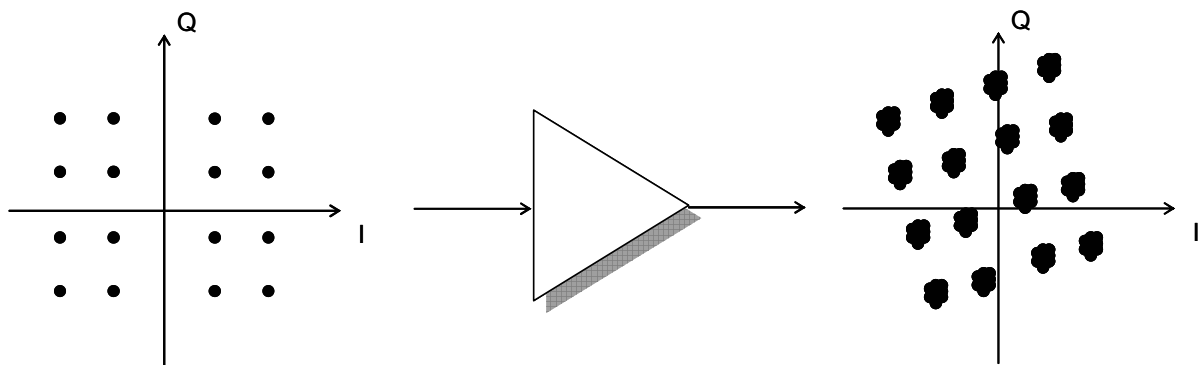


Figure II-5: Caractérisation en EVM d'un amplificateur.

L'EVM est habituellement défini en rms.

$$EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |\epsilon(k)|^2}}{\sqrt{\frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} |A(k)|^2}}$$

Où N_s est le nombre de points de la constellation utilisé pour le calcul de l'EVM. On détermine ainsi la somme des vecteurs d'erreurs $\epsilon(k)$ sur tous les symboles émis :

$$\epsilon(k) = \frac{V(k) \cdot W^{-k} - C_0}{C_1} - A(k)$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Où $A(k)$ est la constellation idéale transmise, $V(k)$ est la constellation en réception à un instant k et les constantes C_0 , C_1 et W compensent respectivement les effets d'offset, d'atténuation et de décalage en amplitude ainsi que les rotations de phase. Ces constantes sont calculées afin de minimiser le terme $\sum_{k=1}^{N_s} |\epsilon(k)|^2$.

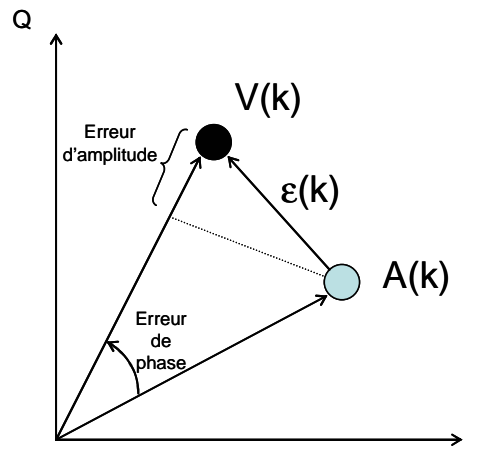


Figure II-6 : Principe de calcul de l'EVM pour un symbole d'une modulation numérique.

II.2.3.3 NPR :

Le NPR est un critère de linéarité permettant une caractérisation en présence de signaux multiporteuses. Le stimulus de test simule un signal modulé avec plusieurs canaux. Le signal est un bruit blanc gaussien à bande limitée. Le spectre d'entrée comporte donc un nombre important de porteuses avec des amplitudes égales et des phases réparties suivant une distribution aléatoire uniforme. On réalise un trou (ou « notch ») au centre du spectre (typiquement de largeur inférieure à 1% de la bande totale), comme illustré sur la Figure II-7. Ainsi au passage de l'amplificateur de puissance, la non-linéarité génère des produits d'intermodulation entre les porteuses dont certaines retombent dans le « notch ».

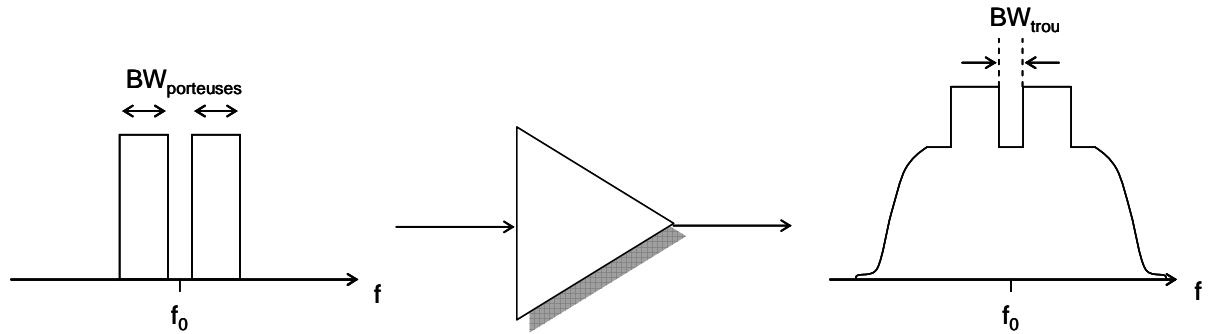


Figure II-7 : Caractérisation en NPR d'un amplificateur.

Le rapport de puissance dans la bande totale de bruit (BW) et dans le trou est une figure caractéristique de la linéarité d'un amplificateur que l'on désigne sous le sigle NPR (Noise Power Ratio).

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

On notera que des travaux importants concernant le critère de NPR ont été réalisés en mesures expérimentales [25], [26], [27], [28].

II.3 Modulations, enveloppes complexes :

II.3.1 Formalisme de l'enveloppe complexe :

On appelle enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ du signal réel $x(t)$ la quantité définie par :

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t) \cdot e^{j\omega_0 t})$$

L'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ est le signal obtenu en décalant le spectre du signal analytique $x(t)$ de façon que la fréquence centrale f_0 se retrouve en zéro. Le spectre décalé ne présente pas a priori de symétrie locale, de ce fait l'enveloppe $\tilde{x}(t)$ est un signal complexe. Il est donc possible de représenter un signal équivalent passe-bas, beaucoup plus facile à manipuler. Comme $\tilde{x}(t)$ est

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme
d'ondes temporelles RF & microondes.

un signal complexe alors :

$$\tilde{x}(t) = I(t) + j.Q(t)$$

On a donc :

$$x(t) = \Re[(I(t) + j.Q(t)).(\cos(2\pi f_0 t) + j.\sin(2\pi f_0 t))]$$

D'où :

$$x(t) = I(t).\cos(2\pi f_0 t) - Q(t).\sin(2\pi f_0 t)$$

$I(t)$ et $Q(t)$ sont les composantes en phase et en quadrature du signal $x(t)$. Elles sont également connues sous le nom de composantes de RICE. Comme l'indique l'équation ci-dessus, il est possible de reconstruire le signal $x(t)$ à partir de ces composantes $I(t)$ et $Q(t)$ en les modulant par deux porteuses en quadrature. La Figure II-8 donne un exemple d'extraction des composantes en quadrature. D'autre part :

$$\tilde{x}(t) + \tilde{x}^*(t) = 2.\Re[\tilde{x}(t)] \text{ et } \tilde{x}(t) - \tilde{x}^*(t) = 2.\Im[\tilde{x}(t)] \text{ donc :}$$

$$I(t) = \frac{1}{2}[\tilde{x}(t) + \tilde{x}^*(t)]$$

$$Q(t) = \frac{1}{2.j}[\tilde{x}(t) - \tilde{x}^*(t)]$$

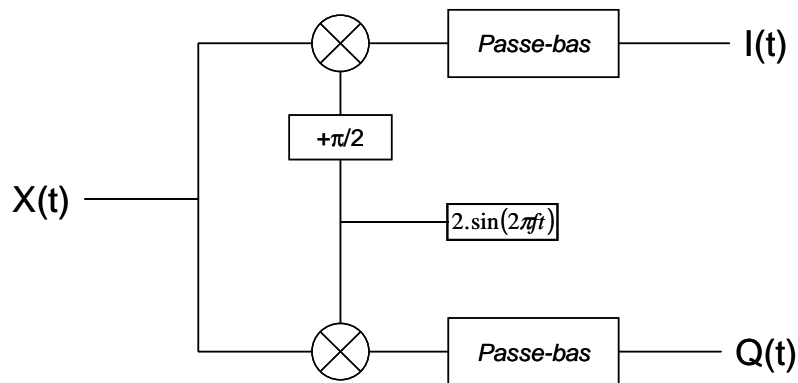


Figure II-8 : Extraction des composantes de RICE.

II.3.2 Principe de la modulation : (formalisme IQ)

Quel que soit le type de modulation, un signal modulé peut s'écrire :

$$x(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t))$$

Où : $A(t)$ est l'amplitude du signal modulé.

$|A(t)|$ est l'enveloppe du signal modulé.

f_0 est la fréquence de la porteuse.

$\varphi(t)$ est la phase instantanée.

$f_{inst}(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d}{dt}(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t)) = f_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt}$ est la fréquence instantanée.

On introduit : $\tilde{x}(t) = A(t) \cdot e^{j \cdot \varphi(t)}$

Contrairement aux signaux sinusoïdaux non modulés, $\tilde{x}(t)$ dépend encore du temps, mais seulement par les grandeurs liées au signal primaire (amplitude et phase). Avec cette notation, le signal $x(t)$ est lié à $\tilde{x}(t)$ par :

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t})$$

En développant, on retrouve :

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t) \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot t}) = \Re(A(t) \cdot e^{j \cdot (2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t))}) = A(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t + \varphi(t))$$

Dans la théorie, on préfère se limiter à parler de $\tilde{x}(t)$, car cela permet de s'affranchir de la porteuse. On parle alors de modulation en bande de base.

Dans le cas où $A(t)$ est variable et $\varphi(t) = \text{constante}$, on parle de modulation d'amplitude.

Dans le cas où $A(t) = \text{constante}$ et $\varphi(t)$ est variable, on parle de modulation de phase ou de

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

modulation de fréquence.

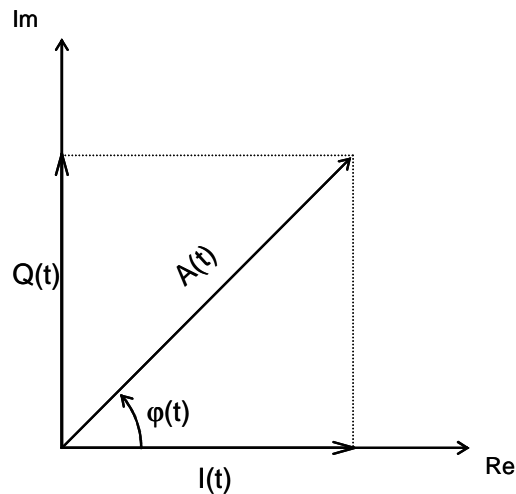
L'équation $\tilde{x}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}$ décrit $\tilde{x}(t)$ sous forme exponentielle. Sous forme algébrique, on a :

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t)$$

avec : $I(t)$ est le signal en phase.

$Q(t)$ est le signal en quadrature

On illustre très souvent le parcours $\tilde{x}(t)$ dans le plan complexe.



Les formules de transformation sont les suivantes :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cdot \cos(\varphi(t)) \\ Q(t) = A(t) \cdot \sin(\varphi(t)) \end{cases} \quad \begin{cases} A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \\ \varphi(t) = \text{tg}^{-1}\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) = \arg[I(t) + jQ(t)] \end{cases}$$

La forme exponentielle du signal $x(t)$ est donnée par l'équation $x(t) = \Re[\tilde{x}(t) \cdot e^{j2\pi \cdot f_0 \cdot t}]$. En développant, on obtient la forme algébrique :

$$x(t) = \Re[(I(t) + jQ(t)) \cdot (\cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) + j \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t))]$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

$$x(t) = I(t) \cdot \cos(2\pi \cdot f_0 \cdot t) - Q(t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_0 \cdot t)$$

En général, les appareils de modulation ont comme entrée les signaux I et Q. Le schéma de modulation est donné par la Figure II-9. Ce schéma correspond au synoptique d'un modulateur I/Q.

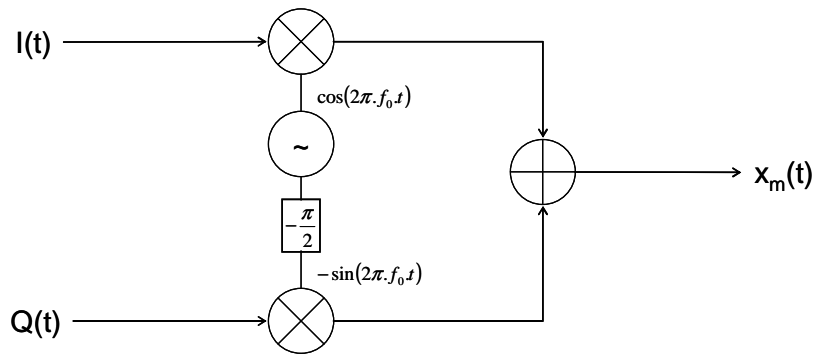


Figure II-9 : Synoptique d'un modulateur I/Q

II.3.3 Transformée de Fourier :

II.3.3.1 Transformée de Fourier numérique :

On rappelle que la transformée de Fourier X(f) d'un signal x(t) continu dans le temps s'écrit :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt$$

Après échantillonnage de x(t), on obtient les échantillons x(nT_e) où T_e est la période d'échantillonnage. Le spectre du signal échantillonné est périodique, de période égale à F_e = 1/T_e, et son module est pair. D'un point de vue mathématique la transformée de Fourier X₁(f) des échantillons x(nT_e), appelée transformée de Fourier numérique, s'écrit :

$$X_1(f) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k \cdot T_e) \cdot e^{-j \cdot k \cdot \omega \cdot T_e}$$

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme
d'ondes temporelles RF & microondes.

On vérifie bien que $X_1(f)$ est une fonction périodique de période F_e , en effet si on remplace f par $(f+MF_e)$ on obtient toujours le même résultat :

$$e^{-j.2\pi(f+MF_e)k.Te} = e^{-j.2\pi.f.k.Te} . e^{-j.2\pi.MFe.k.Te} = e^{-j.2\pi.f.k.Te} . e^{-j.2\pi.M.k} = e^{-j.2\pi.f.k.Te}$$

Avec un ordinateur il est impossible de calculer $X_1(f)$ pour k allant de $-\infty$ à $+\infty$, en effet il faudrait une mémoire infinie. En pratique, le nombre d'échantillons est limité à N par exemple, on ne calcule donc pas $X_1(f)$ mais $Z(f)$ qui s'écrit alors :

$$Z(f) = \sum_{k=0}^{N-1} z(k.Te) . e^{-j.k.\omega.Te}$$

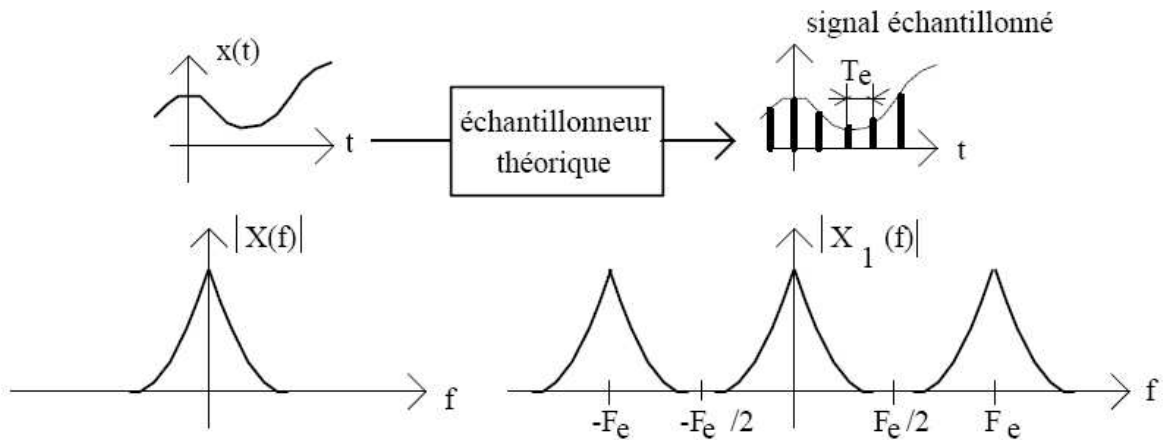


Figure II-10 : Transformée de Fourier $X(f)$ d'un signal continu dans le temps et transformée de Fourier numérique d'un signal échantillonné.

Les $z(k)$ échantillons sont obtenus en multipliant les $x(k)$ échantillons par les $y(k)$ échantillons de la fenêtre d'analyse (ou encore fenêtre de pondération). Les $y(k)$ échantillons de la fenêtre d'analyse sont nuls pour $k < 0$ et $k > (N-1)$; $z(k) = x(k)y(k)$. La fenêtre d'analyse la plus simple est la fenêtre rectangulaire (rectangular window ou boxcar en anglais) dont les échantillons notés

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

$y_R(k)$ sont tels que :

- $y_R(k) = 1$ pour k allant de 0 à $(N-1)$
- $y_R(k) = 0$ pour $(N-1) < k < 0$

Dans ce cas particulier, $Z(f) = \sum_{k=0}^{N-1} z(k.T_e)e^{-j.k.\omega.T_e} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k.T_e)e^{-j.k.\omega.T_e}$. La Figure II-11 montre le cas d'un fenêtre rectangulaire appliquée sur des échantillons $x(k)$.

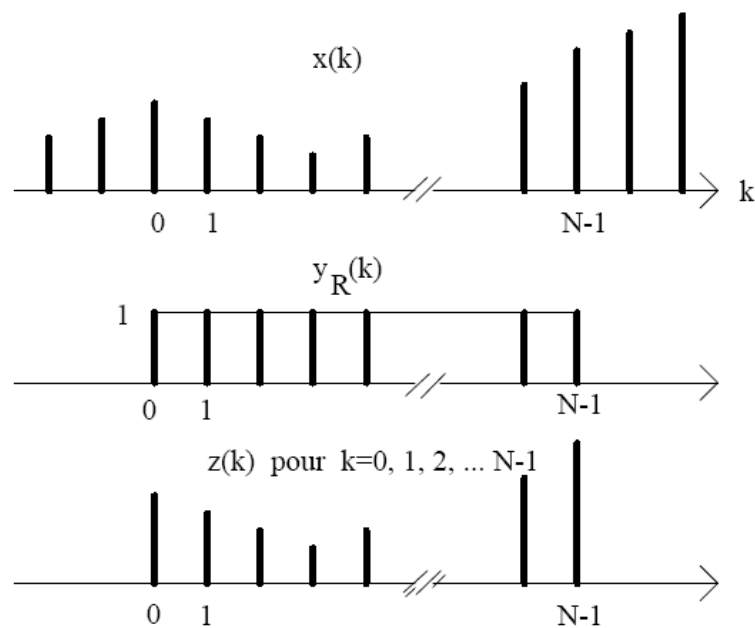


Figure II-11 : Pondération des échantillons $x(k)$ par les échantillons $y_R(k)$ d'une fenêtre rectangulaire.

II.3.3.2 Transformée de Fourier discrète :

Avec un ordinateur (ou un oscilloscope numérique), il est impossible de calculer $Z(f)$ pour une valeur quelconque de la fréquence f . Comme $Z(f)$ est périodique, de période F_e dans l'espace des fréquences, on découpe l'intervalle F_e en N parties égales et on ne calcule $Z(f)$ que pour les multiples de F_e/N comme le montre la Figure II-12, on vient ainsi d'introduire la transformée de

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

Fourier discrète. On note $Z(n)$ les composantes de la transformée de Fourier discrète; $Z(n) = Z(f)$ calculées pour $f = nF_e/N$ avec $n = 0, 1, \dots (N-1)$.

$$Z(n) = \sum_{k=0}^{N-1} z(k.T_e) e^{-j.k.n.\frac{F_e}{N}.T_e} = \sum_{k=0}^{N-1} x(k.T_e) e^{-j.k.n.\frac{k}{N}}$$

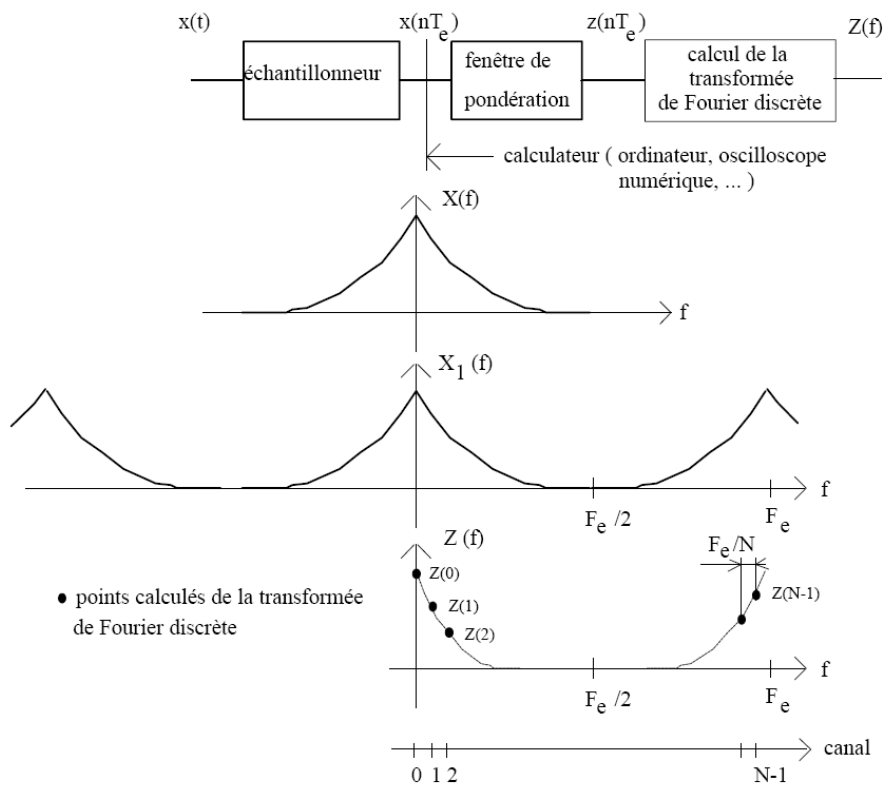


Figure II-12 : FFT numérique et discrète.

Le calcul des $Z(f)$ ne pose pas à priori de problèmes majeurs, pour obtenir une valeur particulière de $Z(f)$ il faut effectuer $2N$ multiplications (N multiplications pour la partie réelle et N multiplications pour la partie imaginaire) et $2(N-1)$ additions. Pour obtenir les N valeurs de $Z(f)$ il faut donc $2N^2$ multiplications et $2(N-1)N$ additions. Le temps de calcul est d'autant plus long que le nombre de points d'acquisition est élevé, et on arrive très vite à des temps de calcul très longs. Dans le cas où le nombre de points d'acquisition N est une puissance de deux ($N=2^n$), on dispose d'algorithmes de calcul très rapide ramenant le nombre de multiplications à : Nn . Ces algorithmes

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

portent le nom de FFT (Fast Fourier Transform). L'algorithme le plus connu est celui de COOLEY-TUCKEY.

CONCLUSION

Ce chapitre a permis de présenter les problématiques générales de l'amplification de puissance de signaux modulés orientées ici dans un contexte de modules de puissance pour les systèmes de communication.

Une présentation des aspects théoriques, des approches et outils d'investigation sur les distorsions de signaux a été développée. Sur l'ensemble de cette étude sur les outils de caractérisation, il faut également évoquer le banc de caractérisation développé à l'E.N.S.T. Paris ; Banc de type Load-pull permettant la mesure de l'ensemble des critères de puissance, de rendement et de linéarité en présence de tous types de signaux (CW, CW-pulsés, GMSK, QPSK, QAM, etc...). Ce banc est constitué de réflectomètres six portes pour la mesure des impédances et des puissances [29]. Dans ce contexte, la caractéristique temporelle d'enveloppe nous apparaît la mieux adaptée pour la caractérisation et l'identification des distorsions introduites par les modules de puissance sur l'enveloppe des signaux. Un système de ce type dont le développement et l'utilisation font l'objet de ce mémoire, a été développé à l'IRCOM. La description de cet outil, de ses procédures de correction et de traitement du signal appliquées sur les enveloppes temporelles mesurées vont maintenant faire l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] K. Kurukawa.
« Power waves and scattering matrix. » *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, pp 194 – 202, 1965.
- [2] G. Kompa, M. Schlechtweg, F. Van Raay.
« Precisely calibrated coaxial to microstrip transitions yield improved performance in GaAs FET characterisation. » *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 38, pp 62-68, 1990.
- [3] D. Rytting.
« Appendix to an analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques. » *Hewlett-Packard RF Microwave Symp. Dig.*, pp. 1–42, 1982.
- [4] G. Kompa, M. Schlechtweg, F. Van Raay
« Precisely calibrated coaxial-to-microstrip transitions yield improved performance in GaAs FET characterisation » *IEEE Trans on MTT* 38, pp 62-68, 1990.
- [5] J. Benedikt, R. Gaddi, P.J. Tasker.
« High-Power Time-domain measurement system with active harmonic Load-pull for high-efficiency base-station amplifier design. » *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 48, pp 2617-2624, 2000.
- [6] J. Benedikt, P.J. Tasker.
« High-Power Time-domain measurement bench for power amplifier development. » *ARFTG Conference Digest*, pp 107-110, 2002.
- [7] D.J. Williams, J. Leckey, P.J. Tasker.
« A study of the effect of envelope impedance on intermodulation asymmetry using a two-tone time domain measurement system. » *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Vol 3, pp. 1841-1844, 2002.
- [8] D.J. Williams, J. Leckey, P.J. Tasker.
« Envelope domain analysis of measured time domain voltage and current waveforms provide for improved understanding of factors effecting linearity. » *IEEE MTT-S Digest*, pp 1411-1414, 2003.
- [9] J.Park, M.S. Shakouri, K.Y. Lau

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

« Millimetre-wave electro-optical upconverter for wireless digital communications. » *Electronics Letters*, Vol 31, Issue 13, pp 1085-1086, 1995.

[10] S.G. Dow, J.M. Yang, K.H. Yen, R. Matreci, E. Spotted-Elk, L. Trinh

« Vector signal characterization of 38 GHz power amplifier with 100 Mbps QPSK modulation. » *IEEE MTT-S Digest*, pp 2668-2671, 2000.

[11] S.G. Dow, J.M. Yang, K.H. Yen *Microwave Journal*

« Vector signal measurement for 38 GHz digital radio applications. » *Microwave Journal* Octobre 1999.

[12] J. Liu, L.P. Dunleavy, H. Arslan

« Exploration of power amplifier performance using a digital demodulation loadpull measurement procedure. » *Proceedings of 65th ARFTG*, pp 53-56, Juin 2005.

[13] W. Van Moer, Y. Rolain

« An improved Broadband conversion scheme for the large signal network analyzer. » *IEEE MTT-S Digest*, pp 615-618, 2005.

[14] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel, L. Martens

« Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incidents and scattered voltages waves at the signal ports of a non linear microwave device. » *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, pp 1029-1032, 1995.

[15] J. Verspecht

« Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices. » *Doctorale Dissertation*, Vrije Universiteit Brussel, September 1995.

[16] W. Van Moer, Y. Rolain

« Proving the usefulness of a 3-port nonlinear vectorial network analyser through mixer measurement. » *IEEE MTT-S Digest*, pp 1647-1650, 2003.

[17] D. Chaillot, P. Roblin, S.K. Myoung, M. Debnath, S.J. Doo

« Correction large bande des non linéarités dynamiques d'un amplificateur de puissance par prédistorion numérique. » *14^{èmes} Journée Nationales Microondes*, Nantes, 2005.

[18] J. Verspecht

« Broadband sampling oscilloscope characterization with the 'nose-to-nose' calibration procedure : a theoretical and practical analysis. » *IEEE Trans. On Instr. and Meas.*, Vol 44, N°6, pp 991-997.

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme d'ondes temporelles RF & microondes.

- [19] J. Qiu, D. Abe, T.M. Antonsen, B.G. Danly, B. Levush
« Calibration of a Gigahertz-Bandwidth vector signal generation and analysis system. » *IEEE MTT-S Digest*, pp 1659-1662, 2003.
- [20] K.G. Gard, H.M. Gutierrez, M.B. Sterr
« Characterization of spectral Regrowth in Microwave Amplifiers based on the nonlinear Transformation of a complex gaussian Process », *IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques*, vol. 47, no7, pp. 1059-1069, July 1999.
- [21] Seng-Won Chen, W. Panton, R. Gilmore
« Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communications Systems », *IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques*, vol. 44, no12, pp. 2743-2750, December 1996.
- [22] Cheng-Po Liang, Je-Hong Jong, W. E. Stark, J. R. East
« Nonlinear Amplifiers Effects in Communications Systems », *IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques*, vol. 47, no8, pp. 1461-1466, August 1999.
- [23] K.Voelker
« Apply Error Vector Measurement in Communications Designs », *Microwave and RF*, pp. 143-152, December 1995.
- [24] K. Blue and al.
« Vectors Signal Analyzers for Difficult Measurement on Time-Varying and Complex Modulated Signals », *Hewlett-Packard Journal*, pp. 6-59, December 1996.
- [25] N.B. Carvalho, J.C. Pedro
« Multi-Tone Intermodulation Performance of 3rd Order Microwave Circuits », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1999.
- [26] F. Brasseur, L. Chapus et al.
« Réalisation d'un Banc de Mesures NPR Large Bande », *10ème Journée Nationale Micro-ondes*, 4D20, pp. 454-455, Saint-Malo, Mai 1997.
- [27] T. Reveyrand, D. Barataud, J.-M. Nébus and al.
« A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers », *55th ARFTG Conference Digest, IMS 2000*, pp. 22-26, Boston, USA, June 2000.
- [28] T. Reveyrand
« Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale

Chapitre 1 : Contexte lié à la caractérisation de dispositifs non linéaire sous forme
d'ondes temporelles RF & microondes.

d'amplificateurs », *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.

[29] S. Bensmida

« Conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en présence de signaux modulés à l'aide de réflectomètres six - portes.

Chapitre 2 : Développement d'un système de
mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppes de signaux microondes modulés.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

INTRODUCTION

La solution technique que nous avons retenue consiste en une génération numérique des enveloppes de modulation au moyen d'un générateur de signaux arbitraires. Une translation de fréquence montante et descendante est effectuée au moyen d'un modulateur I/Q (pour la génération des signaux) et de 4 mélangeurs quasi identiques (pour la réception des signaux). La mesure des enveloppes s'effectue par échantillonnage direct au moyen d'un oscilloscope numérique.

Le développement de ce banc de caractérisation d'enveloppe s'est fait à la fois au niveau logiciel (changement de plate forme de programmation – passage de Agilent VEE à Scilab) mais également au niveau acquisition des enveloppes. En effet nous allons montrer dans ce chapitre que nous avons à faire à un banc de caractérisation d'enveloppe à 2 accès complètement calibré pour la mesure des 4 ondes (incidentes et réfléchies). Ce banc permet de réaliser la mesure d'enveloppes temporelles de signaux modulés aux accès de dispositifs non linéaires RF placés dans un environnement Load-pull [30], [31].

Dans un premier temps, nous allons décrire la nouvelle architecture du banc d'enveloppe qui a été développée.

Dans un deuxième temps, nous allons décrire toute la méthode apportée pour réaliser l'étalonnage du banc à la fois en amplitude et en phase.

Et dans un dernier temps, nous regarderons la description du logiciel, qui a été développé autour de ce banc, pour la génération et l'acquisition des enveloppes. Et enfin, nous montrerons un exemple de mesure que l'on peut effectuer sur ce banc afin d'observer toutes les fonctions que l'on a à disposition sur ce logiciel.

I Architecture du banc de mesure d'enveloppes complexes :

Dans ce paragraphe, le banc de mesure d'enveloppes complexes sera décrit dans son principe et sa structure. L'étalonnage complet ainsi que l'extraction de mesures corrigées pour quelques exemples de signaux modulés représentatifs feront l'objet des paragraphes suivants. Les aspects essentiels des signaux dans les domaines temporels et fréquentiels seront décrits ici [32].

I.1 Principe :

Dans le cadre du développement d'un système de caractérisation non linéaire ; le principe de mesures d'enveloppes complexes de signaux modulés aux accès d'un amplificateur de puissance micro-onde est décrit dans ce paragraphe.

De manière symbolique, l'amplificateur de puissance à caractériser est placé, lors de son utilisation réelle, entre le modulateur (translation en fréquence) et le canal de transmission d'une chaîne de télécommunication dont le synoptique simplifié de principe est donné Figure I-1 [33]

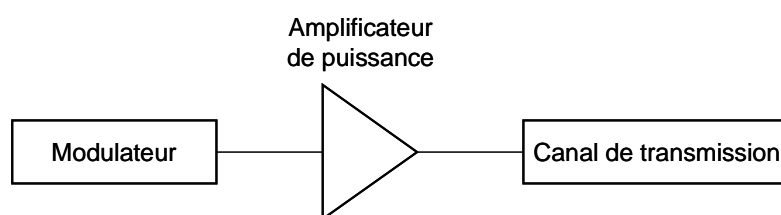


Figure I-1: Schéma d'une chaîne de communication.

L'idée principale du banc de mesures de dispositifs non linéaires de puissance en présence de signaux modulés, consiste donc à placer ce dernier lors de sa caractérisation dans des conditions très similaires à celles auxquelles il est destiné.

Le banc de mesure reconstitue donc l'application réelle d'une structure de principe d'une chaîne de télécommunication.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Le synoptique général du banc de mesure qui a été développé est donc similaire au schéma d'une chaîne de communication où on retrouverait :

- *L'émetteur* : un générateur de signaux arbitraire en bande de base ou en fréquence intermédiaire (FI), permettant de créer différents formats de signaux complexes, suivi d'un modulateur, permettant de translater le spectre autour d'une porteuse micro-onde.
- *Le récepteur* : translation de fréquence du domaine microonde vers le domaine FI ou bande de base et acquisition par échantillonnage direct au moyen d'un oscilloscope numérique.

L'amplificateur, quant à lui, peut être adapté ou désadapté. Son impédance de charge peut être modifiée au moyen d'un Tuner passif ou d'un Tuner actif (boucle active).

En utilisant un format de modulation I/Q (les voies I et Q contenant des signaux à priori indépendants), on peut accéder aux enveloppes complexes associées aux signaux RF modulés.

L'utilisation d'un modulateur I/Q implique l'utilisation de 2 sources en bande de base ou en FI indépendantes. Les 2 signaux sont générés au moyen d'un générateur de signaux arbitraires à 2 canaux : le Sony Tektronix AWG 2021.

Pour caractériser complètement le comportement du dispositif sous test, cela nécessite l'emploi de 4 voies d'acquisition constituées chacune d'un mélangeur, d'un circulateur, d'un atténuateur et d'une voie d'acquisition temporelle. Un oscilloscope numérique Tektronix TDS 754D réalise la partie acquisition temporelle.

Le synoptique de principe correspondant à notre topologie est présenté Figure I-2

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

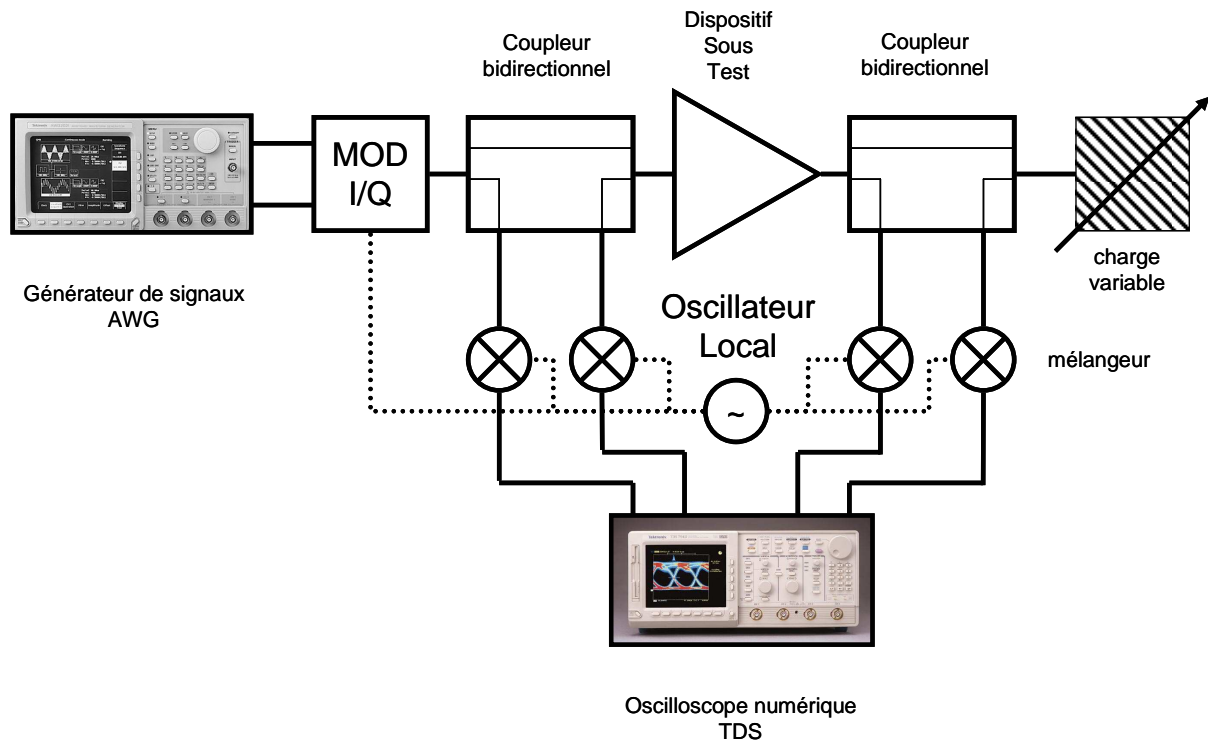


Figure I-2: Synoptique de principe de la chaîne de mesure d'enveloppe complexe.

I.2 Structure du banc de mesure :

I.2.1 Synoptique :

Un synoptique plus complet du banc de mesure d'enveloppe complexe est représenté Figure I-3. Le principe du banc reste le même que celui illustré par la Figure I-2. Une enveloppe complexe est générée par l'AWG (via l'utilisation de 2 canaux pour les parties réelle et imaginaire), et les 4 enveloppes complexes aux accès du dispositif sous test sont mesurées par l'oscilloscope numérique (TDS) à 4 canaux.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

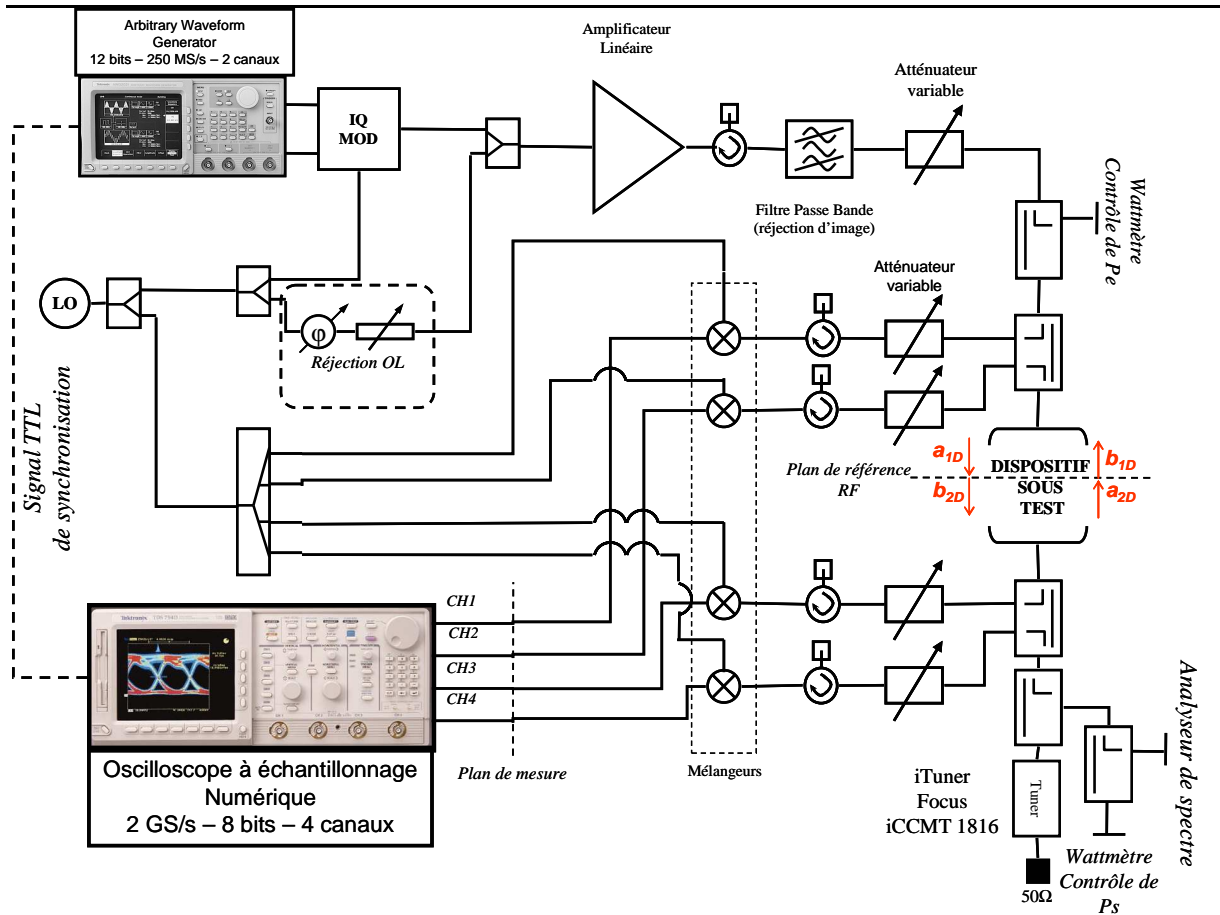


Figure I-3 : Synoptique du banc de mesure d'enveloppes complexes.

I.2.1.1 La chaîne d'émission :

L'AWG génère les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe (signal en fréquence intermédiaire FI) injectée aux accès I et Q d'un modulateur. Celui-ci n'est pas idéal : il présente d'une part une isolation non idéale entre son oscillateur local (OL) et son signal RF de sortie. Cela se concrétise par une raie à la fréquence de l'oscillateur local dans le signal de sortie. D'autre part, la réjection de la fréquence image n'est pas parfaite.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

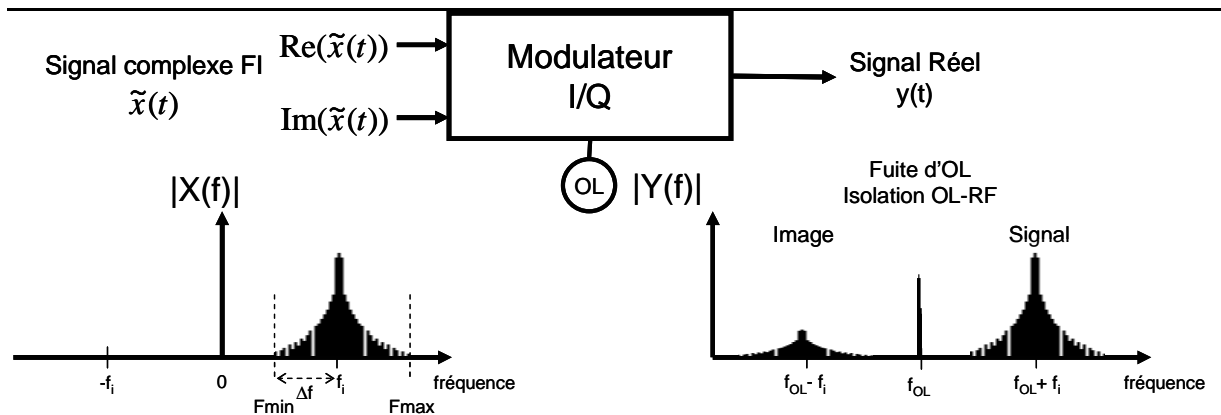


Figure I-4: Effets du modulateur I/Q lors de la transposition de fréquence.

On utilisera par conséquent des modulations n'ayant aucune composante spectrale à la fréquence de l'oscillateur local : $f_i > \Delta F$. On se permet alors d'annuler la raie spectrale correspondante à la fréquence d'OL présente dans le signal de sortie RF du modulateur. Pour cela, on utilise un combineur de puissance pour sommer le signal de sortie RF à une partie du signal sinusoïdal pur issu de la source (oscillateur local) de fréquence notée f_{OL} comme indiqué Figure I-5. L'annulation du parasite à la fréquence de l'oscillateur local a lieu pour une sommation en opposition de phase. Ce réglage en amplitude et en phase de la porteuse pure de fréquence f_{OL} passe par l'utilisation d'un atténuateur et d'un déphaseur variables constituant le bloc « réjection d'OL ».

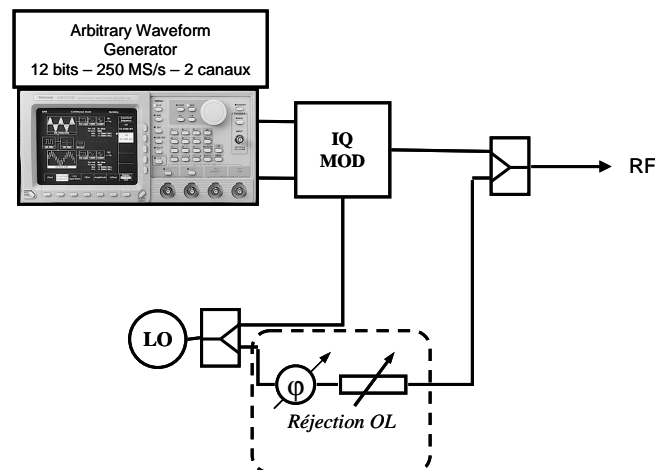


Figure I-5 : Réjection de l'oscillateur local.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.



Figure I-6: Tiroir de Réjection de l'OL.



Figure I-7: Tiroir de modulation et de démodulation – vue externe.

Le signal obtenu en sortie du combineur de puissance, va servir pour générer le signal d'excitation d'entrée du dispositif à tester. Cependant la puissance moyenne de ce signal est fixe et d'un niveau insuffisant (environ -30 dBm). Un amplificateur linéaire d'instrumentation va servir à amplifier le signal pour présenter une puissance moyenne suffisante pour le plan d'entrée du dispositif à tester. L'utilisation d'atténuateurs programmables va permettre, en outre un balayage en puissance moyenne lors de la caractérisation du module de puissance sous test.

Le signal modulé peut être conjointement mesuré au wattmètre (mesure de la puissance moyenne du signal modulé présent en entrée du dispositif sous test) et injecté au DST à caractériser. On utilise pour cela un coupleur unidirectionnel de contrôle ayant 20 dB de couplage.

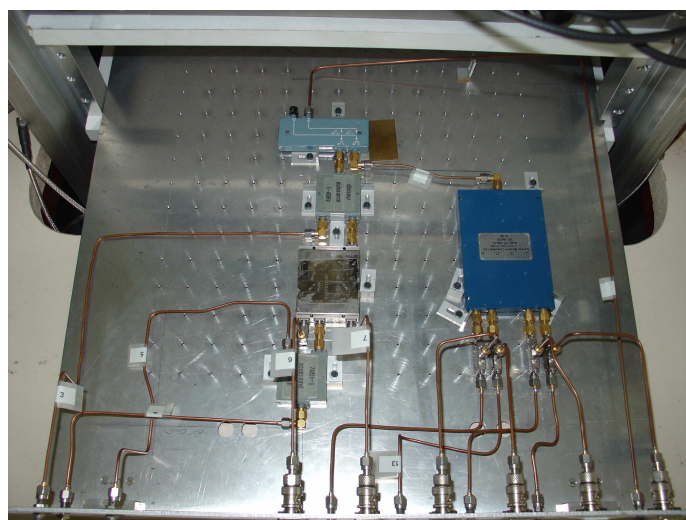


Figure I-8: Tiroir de modulation et de démodulation – vue interne.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Pour améliorer la réjection de la fréquence image, on utilise un filtre accordable connecté en sortie de l'amplificateur linéaire. La fonction de transfert de ce filtre est donnée à titre indicatif Figure I-9 :

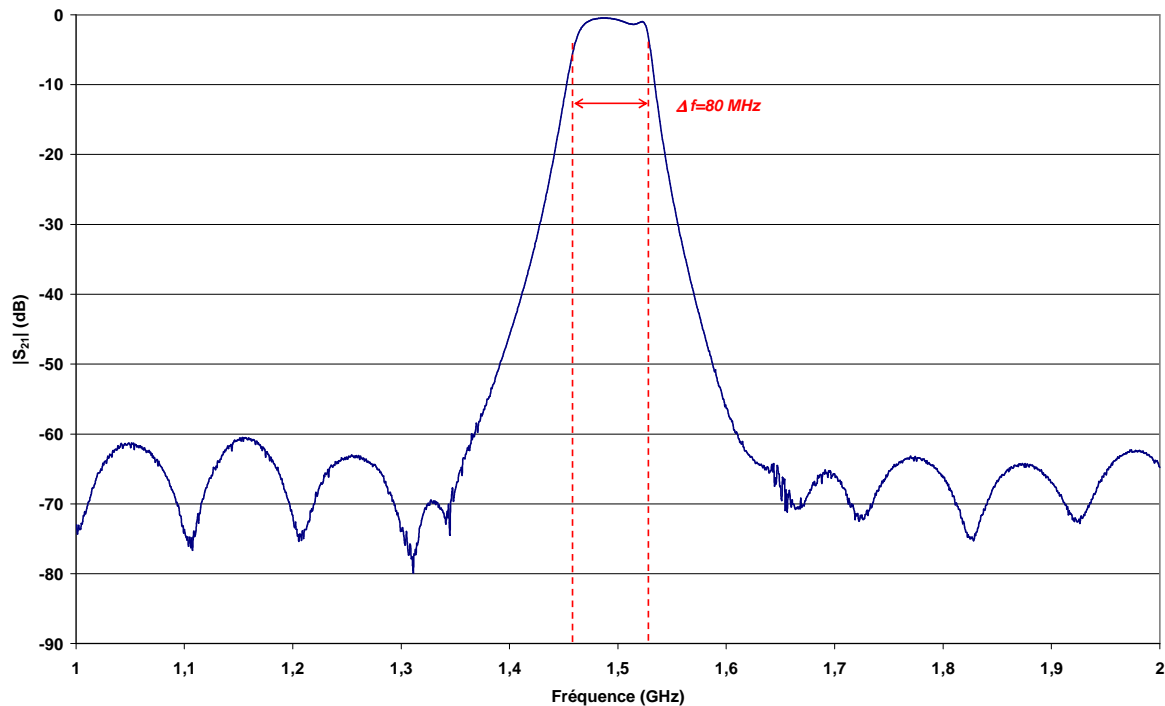


Figure I-9 : Filtre de réjection d'image.

I.2.1.2 Chaîne de réception :

Cette chaîne de réception est fondée sur l'utilisation d'un oscilloscope numérique à 4 voies synchronisées. Chaque voie de réception est constituée d'un coupleur directionnel, d'un atténuateur, d'un circulateur, d'un bloc de conversion en fréquence (mélangeur), et d'un convertisseur analogique numérique CAN (500 MS/s par voie – l'oscilloscope numérique). Ces 4 voies de réception permettent l'extraction simultanée des 4 signaux d'enveloppe à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test. Un même oscillateur local pilote les 4 mélangeurs et le modulateur I/Q pour que la cohérence de phase entre les signaux émis et reçus soit assurée.

Des atténuateurs précalibrés sont utilisés sur les 4 voies de réception pour s'assurer que les

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

mélangeurs travaillent dans leur zone linéaire. Les circulateurs, sur chaque voie d'accès, permettent de venir présenter 50Ω en entrée RF de chaque mélangeur. Ainsi, on s'assure que les signaux d'enveloppe mesurés par l'oscilloscope correspondent aux signaux d'enveloppe présents aux accès du dispositif sous test. En effet, chaque accès de l'oscilloscope présente une impédance de 50Ω , par conséquent, l'onde incidente sur l'oscilloscope n'est pas réfléchie.

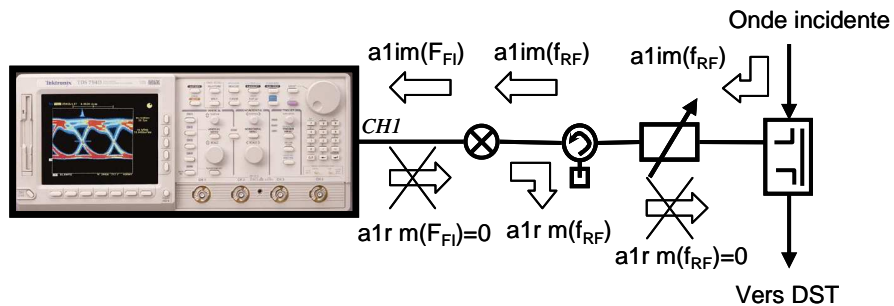


Figure I-10: Représentation du chemin parcouru par une des ondes mesurées.

L'ensemble du banc est piloté par un ordinateur via une carte de contrôle GPIB. Un programme développé sous le logiciel Scilab gère les positions des atténuateurs programmables, l'acquisition des mesures au wattmètre mais aussi la génération de signaux pour l'AWG ainsi que l'acquisition des enveloppes complexes après échantillonnage du TDS.

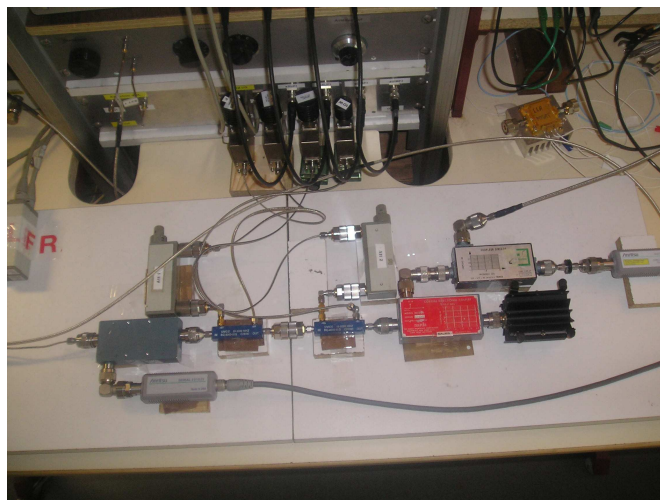


Figure I-11: Voies d'acquisition du banc de mesure.

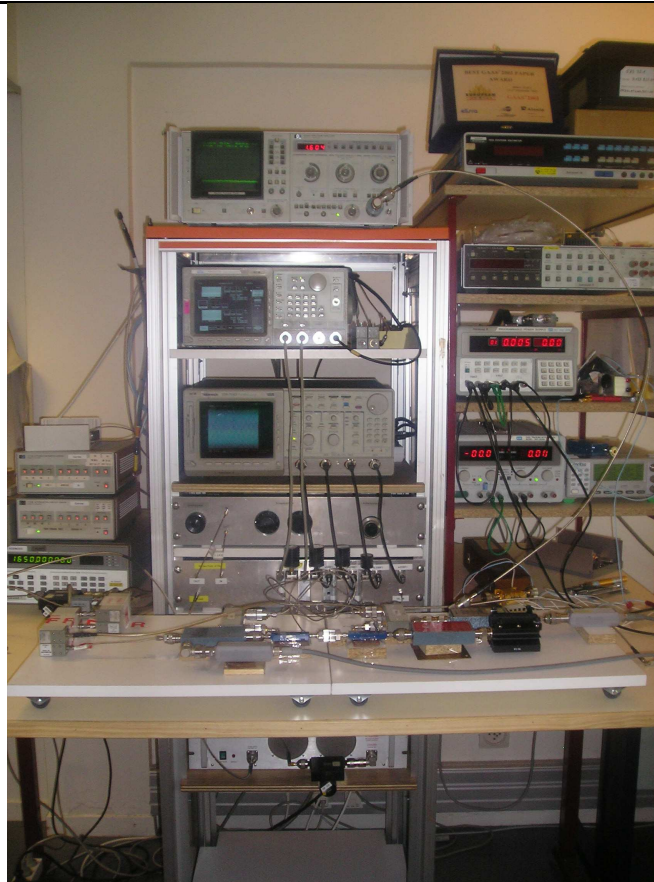


Figure I-12: Vue d'ensemble du banc de mesure.

1.2.2 Descriptifs des éléments essentiels du banc :

Les éléments constituant le banc sont fonction de la bande de fréquence d'intérêt : les bandes passantes des circulateurs peuvent être 1-2 GHz ou 2-4 GHz L'amplificateur linéaire d'instrumentation utilisé dépend également de la bande de fréquence d'utilisation mais aussi du gain nécessaire pour atteindre le niveau de puissance souhaité aux accès du dispositif sous test. Si le niveau de puissance n'est pas assez élevé, il est possible d'utiliser un second amplificateur de puissance à la suite du premier afin d'obtenir les niveaux de puissance en entrée du dispositif sous test. Notamment dans les cas où celui-ci présente un coefficient de réflexion élevé. Par contre, il faudra contrôler le spectre du signal d'entrée afin de s'assurer que les amplificateurs associés n'engendrent pas de distorsions du signal. Il faut donc travailler avec beaucoup de « back-off » avec ces amplificateurs.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Le modulateur I/Q et les mélangeurs utilisés sont fonctionnels dans la bande 1-4 GHz. Leurs caractéristiques sont présentées ci-dessous :

- Modulateur MITEQ SME0104LI1Q (Modulateur I/Q) :

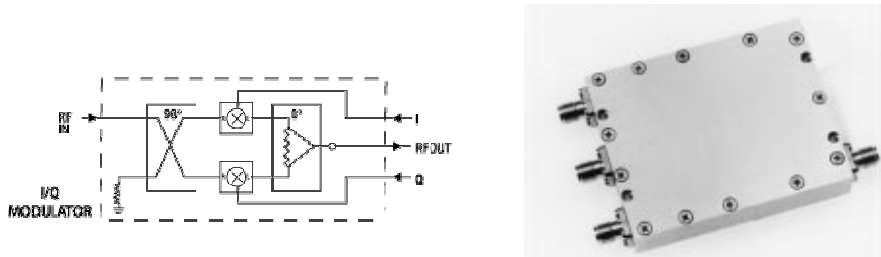


Figure I-13: Modulateur I/Q.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS				
INPUT PARAMETERS	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
RF carrier input	GHz	1		4
RF VSWR (RF = -10 dBm, IF modulation = +10 dBm)	Ratio		1.5:1	
RF input power at 1 dB compression (IF = +10 dBm)	dBm		+5	
IF modulation frequency range (see Note 3)	MHz	DC		500
IF modulation power range (50 ohm input)	dBm	+7	+10	+13
TRANSFER CHARACTERISTICS	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
Conversion loss (see Note 1)	dB		7	10
Carrier suppression	dBc	30	40	
Sideband suppression upconverter mode(see Note 2)				
Carrier – fundamental IF	dBc	17	27	
Carrier ± 2 IF, 4 IF, etc.	dBc		45	
Carrier ± 3 IF	dBc		10	
Quadrature phase accuracy, I/Q mode (see Graph Key)	Degrees		± 7.5	± 10
Quadrature amplitude accuracy	dB		± 0.75	± 1.5
OUTPUT PARAMETERS	UNITS	MIN.	TYP.	MAX.
RF output frequency range	GHz	1		4
RF output VSWR (RF = +16 dBm, IF modulation = +10 dBm)	Ratio		2.5:1	

Figure I-14: Caractéristiques techniques.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

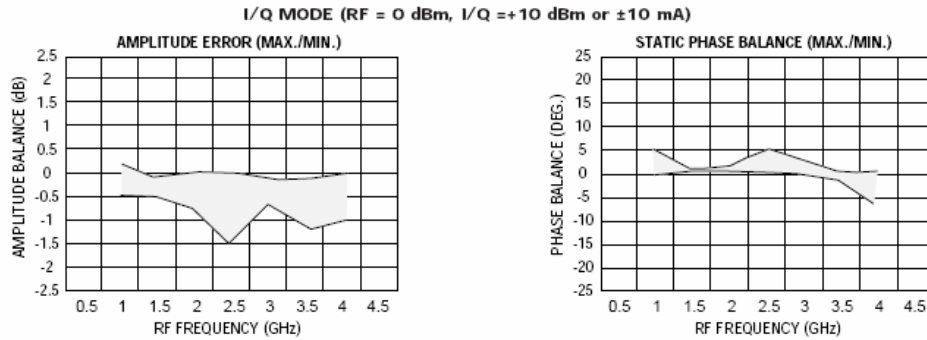


Figure I-15 : Déséquilibre d'amplitude et de phase du modulateur I/Q.

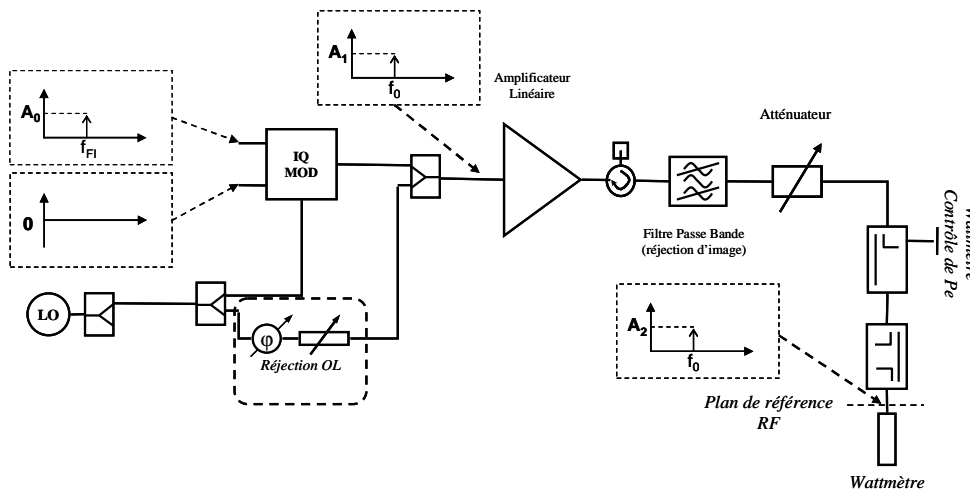


Figure I-16 : Synoptique pour la mesure de la linéarité du modulateur I/Q.

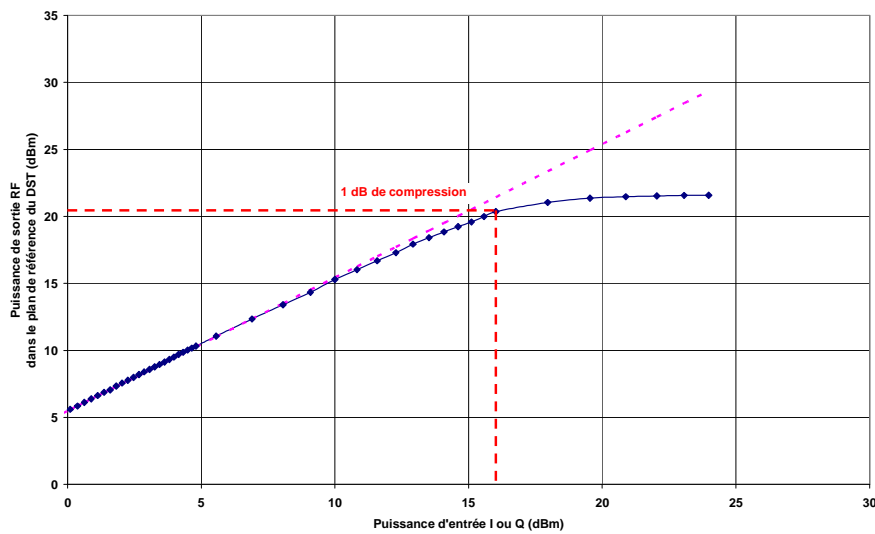


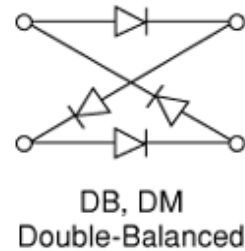
Figure I-17 : Linéarité du modulateur I/Q.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Pour effectuer cette mesure de linéarité du modulateur I/Q, nous nous sommes assurés que l'amplificateur de la chaîne de mesure en émission fonctionnait dans sa zone linéaire.

- Mélangeurs MITEQ DM0104LA1 (Double-Balanced Mixers):

Bande Passante : 1 – 4 GHz.
FI : DC – 1 GHz.
Puissance de l'OL : 7 – 13 dBm.
Pertes de conversion : 5.5/7 dB.
Isolation OL-RF : 40/30 dB.
Isolation RF-FI : 30 dB.
Puissance d'entrée d'IP3 : 13 dBm.



Pour évaluer la plage de linéarité des mélangeurs, nous avons effectué le montage suivant (Figure I-18). L'onde corrigée dans le plan de référence RF est obtenue après l'étalonnage du banc de mesure. L'étalonnage sera décrit dans le paragraphe suivant.

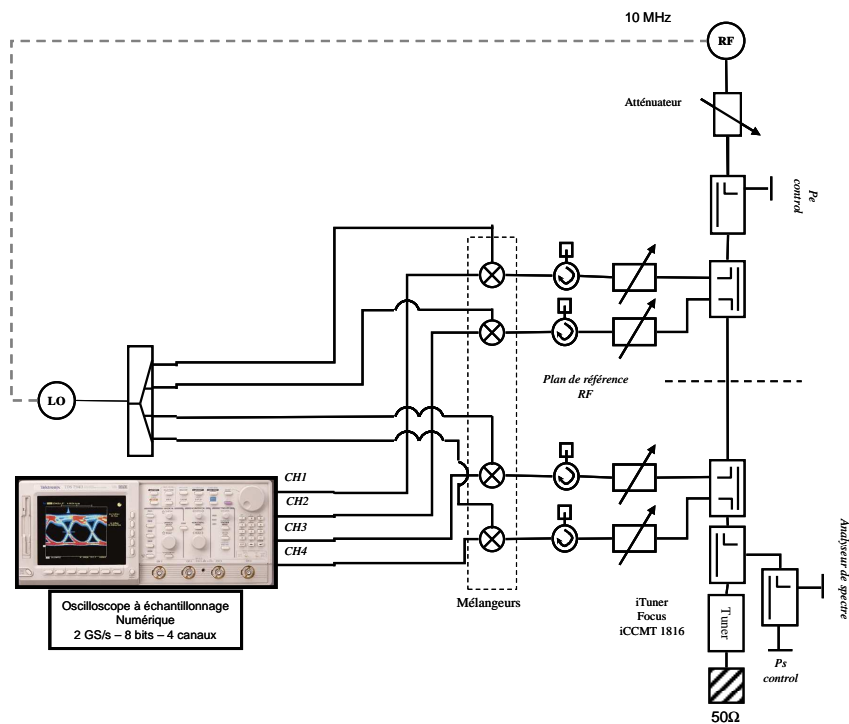


Figure I-18 : Synoptique pour la mesure de la plage de linéarité des mélangeurs

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

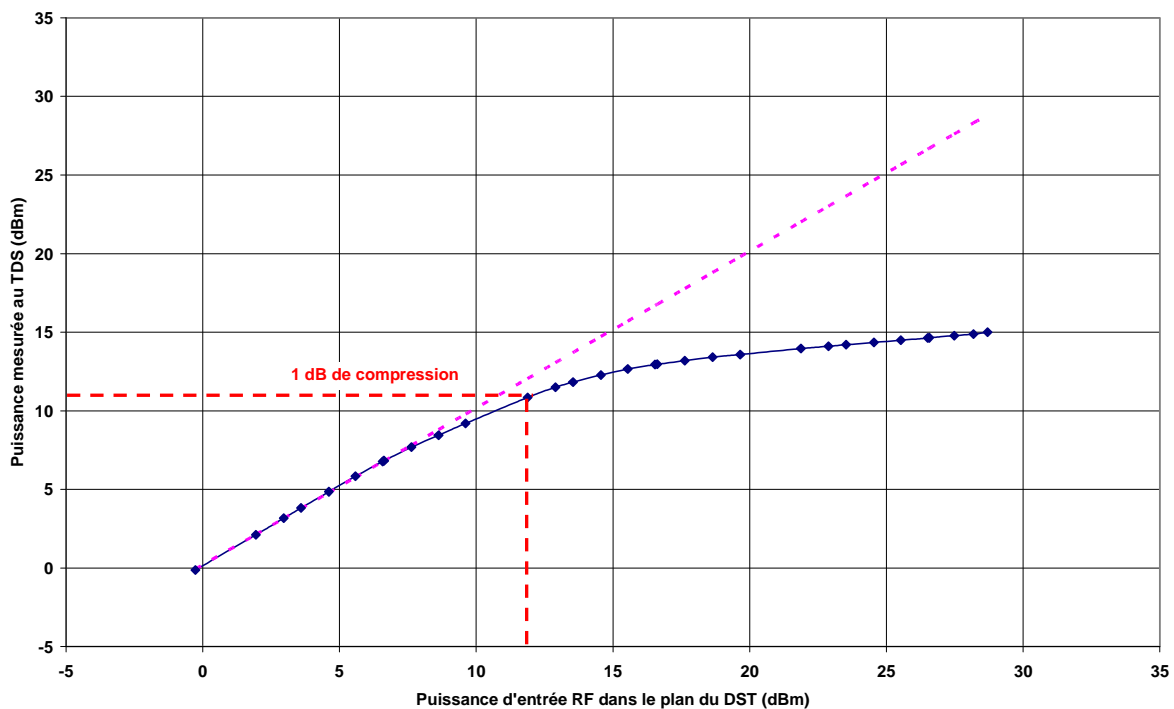


Figure I-19 : Linéarité des mélangeurs.

Ces données, proposées par le constructeur, correspondent à un signal de modulation sinusoïdal pur. La réjection d'OL du modulateur I/Q est assez bien vérifiée en monoporteuse, mais elle n'est plus valable en multiporteuse : le niveau d'OL peut être supérieur à chacune des raies de la modulation utile présente. L'utilisation de la boucle de réjection d'OL devient alors indispensable. Par ailleurs, on pourra optimiser la réjection d'image grâce au filtre passe bande RF présent dans le banc. Cette configuration est de type hétérodyne. C'est-à-dire que les signaux générés à l'AWG sont décalés numériquement autour d'une fréquence intermédiaire (FI).

L'AWG utilisé est le Sony Tektronix AWG 2021. Il possède 2 canaux indépendants. Chaque canal permet le stockage d'un signal temporel numérique. Compte tenu d'une fréquence d'échantillonnage qui est précisée à l'AWG, le signal analogique correspondant au motif numérique stocké est présent à la sortie du canal correspondant.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

- Sony Tektronix AWG 2021 (Arbitrary Waveform Generator) :

2 voies indépendantes.

Fréquence d'échantillonnage: 10 Hz à 250 MHz.

Longueur d'enregistrement : jusqu'à 262 144 points.

Codage du pas de quantification : 12 bits.

Amplitude du signal de sortie (50 Ω) : 0,05 Vp-p à 5 Vp-p.



Le TDS est utilisé à une fréquence d'échantillonnage de 250 MHz. Fréquence qui correspond à la fréquence maximale d'échantillonnage de l'AWG. Les caractéristiques du TDS sont présentées ci-dessous :

- Tektronix TDS 754D (oscilloscope à échantillonnage numérique) :

4 voies.

Largeur de bande analogique : 500 MHz.

*Taux de numérisation maximum : 2 GS/s pour une voie
soit 500 MS/s pour 4 voies.*

*Longueur d'enregistrement : 500 000 points répartis sur 4 voies
soit 100 000 points par voies.*

Résolution par voie : 8 bits.

Echelle verticale minimale : 1 mV/carreaux.



Dans la configuration actuelle du banc, où 4 canaux servent à l'acquisition : 100 000 points sont récupérables.

- Tuner Focus Microwave :

Bande de fréquence : 0.3 GHz – 3 GHz.

Accord de Phase : 0 – 360 °

L'utilisation de ce tuner nous permet de simuler des impédances de charge différentes de 50 Ω [34]. Par cette méthode, on peut venir changer le comportement du dispositif sous test. On se place ainsi dans une configuration de caractérisation dite de type Load-pull.

I.3 Génération des signaux complexes (partie émission) :

Les enveloppes complexes utilisées par le banc de mesure sont préalablement calculées sur un PC. La partie réelle de l'enveloppe est prévue pour le canal 1 (voie I du modulateur I/Q), et la partie imaginaire, pour le canal 2 (voie Q du modulateur).

Les variations de puissance moyenne des signaux sont obtenues par modification matérielle du banc de mesure (positionnement des atténuateurs programmables) après la transposition dans le domaine RF.

Lors de la génération des enveloppes complexes, il faudra respecter les contraintes imposées par l'AWG : avoir un nombre d'échantillons qui soit un multiple de 8 d'une part, et inférieur ou égal à 262 144 échantillons d'autre part.

Les motifs ainsi créés pour l'AWG seront périodisés par ce dernier. Un motif d'enveloppe complexe doit donc posséder un nombre entier de périodes de chacune des fréquences qui le caractérise. D'une façon générale, on transmet à l'AWG, N périodes exactes du motif temporel correspondant à la modélisation souhaitée. Moins il y a de périodes du signal, moins il y a de points à transmettre à l'AWG, par conséquent on diminue le temps de chargement lors des mesures.

La génération sur PC des enveloppes complexes peut se faire dans le domaine temporel (modulations de type MPSK par exemple) ou dans le domaine fréquentiel (génération de signaux multi tons). La génération fréquentielle d'une modulation devra être suivie d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) afin de retrouver un motif temporel qui sera par la suite chargé par l'AWG.

La fréquence d'échantillonnage généralement utilisée est de 250 MHz, soit la fréquence d'échantillonnage maximale de l'AWG. Aucun filtre anti-repliement interne n'est appliqué. L'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage inférieure peut nécessiter l'emploi de filtres anti-repliement. L'AWG propose, certes, des filtres anti-repliement internes, mais le manque de

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

diversité de leurs gabarits ne permet pas une utilisation souple de l'échantillonnage. Les filtres numériques proposés par l'AWG sont 1 MHz, 5 MHz, 20 MHz et 50 MHz.

L'utilisation d'un modulateur I/Q implique une enveloppe modulante définie sur les 2 canaux de l'AWG.

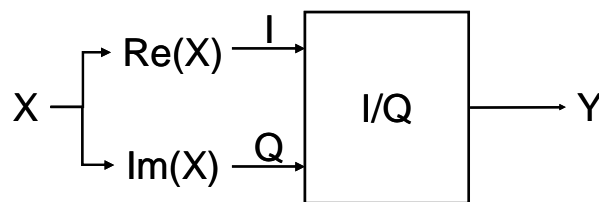


Figure I-20: Synoptique de génération de signaux.

On peut donc réaliser 2 types de modulations avec un modulateur I/Q : modulation homodyne et modulation hétérodyne. Cependant, l'utilisation de mélangeurs simples sur les voies d'acquisition ne permet qu'un type de modulation de type hétérodyne.

- *Configuration Homodyne* : les signaux sur les deux canaux de l'AWG sont indépendants ; le spectre de l'enveloppe complexe est défini en double bande latérale. Le spectre RF, en sortie du modulateur apparaît de part et d'autre de la fréquence de l'oscillateur local. Le spectre des signaux générés est compris entre $-f_e/2$ et $+f_e/2$ (où f_e désigne la fréquence d'échantillonnage de l'AWG).

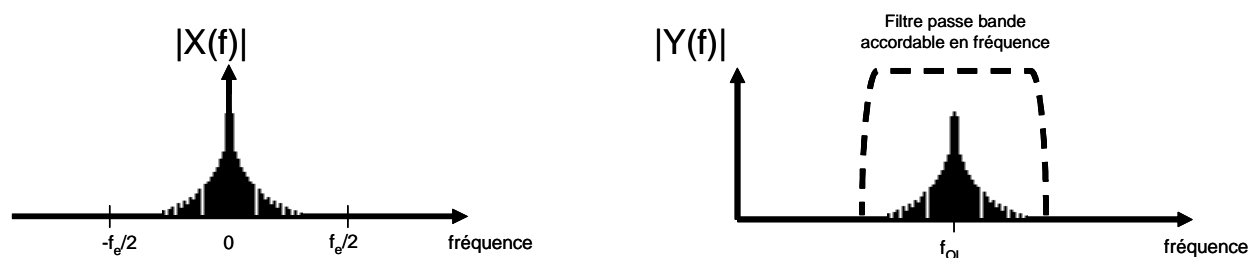


Figure I-21: Configuration Homodyne

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

- *Configuration hétérodyne* : la modulation définie sur le canal 1 et le canal 2 est en quadrature de phase. Le spectre de l'enveloppe complexe n'est défini que dans une bande latérale unique. Dans l'exemple ci-dessous, le spectre est dans la bande latérale supérieure. Il en est de même pour le signal RF de sortie du modulateur I/Q. Ce type de configuration permet d'éliminer l'image produite par le modulateur I/Q grâce au filtre passe bande sélectif HF de la chaîne d'émission du banc de mesure.

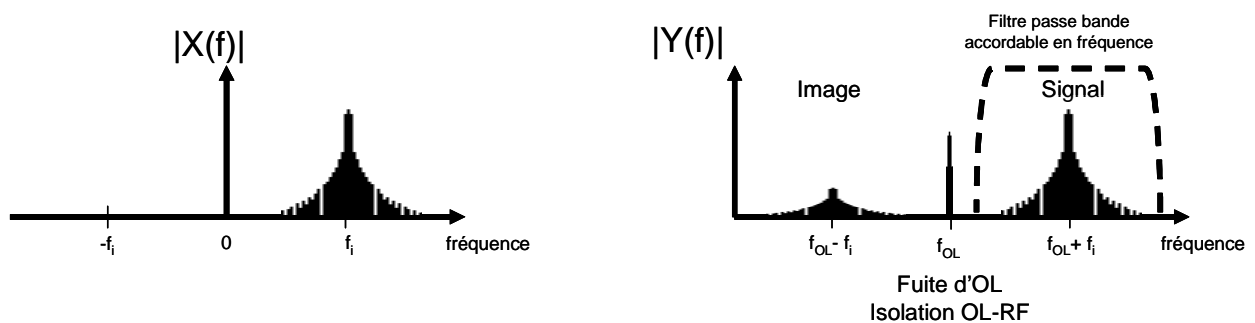


Figure I-22: Configuration Hétérodyne.

Les mesures d'enveloppes complexes se font dans une configuration hétérodyne du banc. Lorsque l'on souhaite appliquer une enveloppe complexe en entrée d'un module de puissance sous test, l'enveloppe est calculée sur PC en bande de base, puis translatée dans le domaine fréquentiel autour d'une fréquence intermédiaire FI (toujours de façon logicielle). La représentation temporelle d'un tel signal (dont les parties réelles et imaginaires sont en quadrature) est ensuite envoyée directement à l'AWG par bus GPIB.

Nous allons prendre pour exemple la génération d'un signal QPSK. Cet exemple va permettre de comprendre d'un point de vue schématique les opérations réalisées sur le signal depuis sa création en bande de base jusqu'à son envoi à l'AWG. Ce processus s'effectue en trois étapes :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

- Génération du signal complexe en Bande de base :

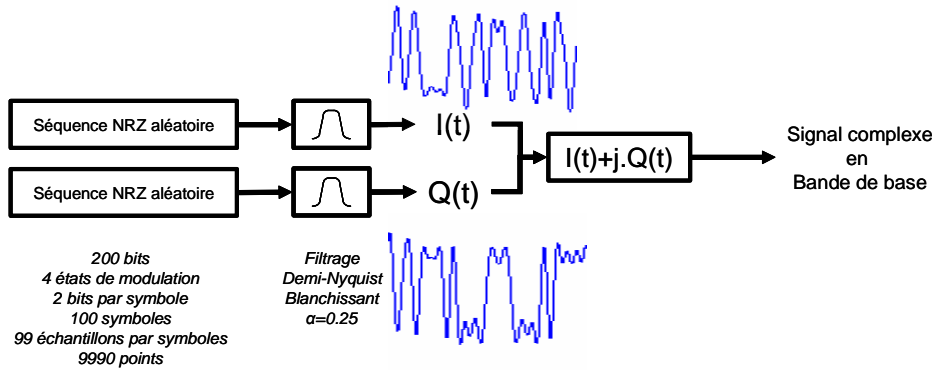


Figure I-23: Génération numérique d'un signal complexe en bande de base.

- Translation du signal complexe en Fréquence Intermédiaire (FI) :

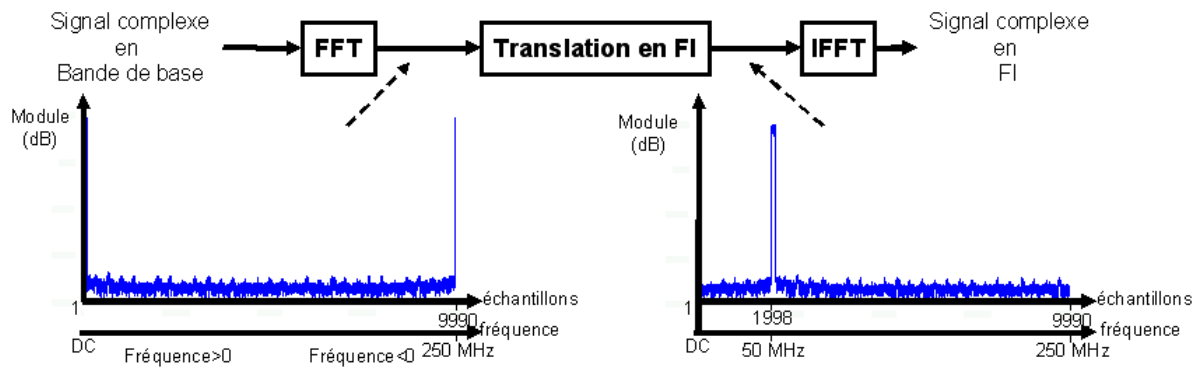


Figure I-24: Translation du signal complexe en FI.

- Envoi du signal complexe FI à l'AWG :

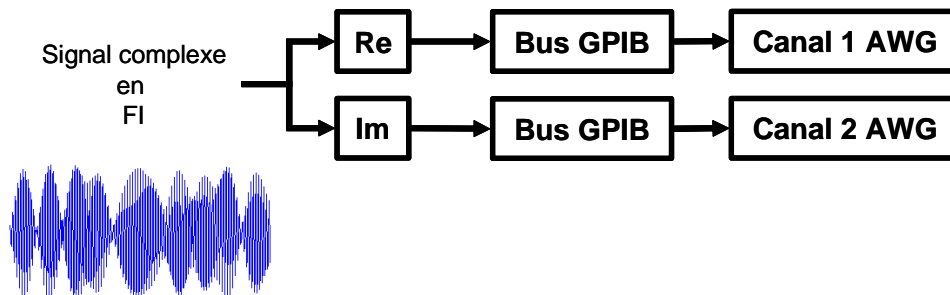


Figure I-25: Envoi du signal complexe à l'AWG.

I.4 Acquisition et traitements des signaux (partie réception) :

I.4.1 Précautions d'emploi :

La fréquence d'échantillonnage utilisée du TDS est de 250 MHz, et sa longueur d'enregistrement est fixée à 100 000 points. A chaque acquisition, le TDS transfère les formes d'ondes au PC pilotant le banc. Sur les 100 000 points d'enregistrement du TDS par voie, le logiciel se contente de récupérer le même nombre de points envoyé à l'AWG. C'est-à-dire que si le signal envoyé à l'AWG est de 5000 points correspondant à N périodes du signal complexe alors le logiciel fera l'acquisition de 5000 points sur les 100 000 enregistrés au TDS. Ce système permet notamment de diminuer le temps de calcul sur les transformées de Fourier.

I.4.1.1 Moyennage :

Toutes les acquisitions du TDS se font en mode 'Sampler'. L'opération de moyennage est réalisée au niveau software. En effet, le moyennage réalisé par le TDS n'est pas parfait car il subit l'effet de gigue de phase sur le signal de synchronisation. Cette gigue est très faible et n'engendre aucune détérioration pour des signaux de faible largeur spectrale, par contre pour des signaux large bande, ce processus n'est plus valable. En effet, entre 2 acquisitions, les signaux sont très légèrement retardés de manière aléatoire, en conséquence, le fait de moyenner détruit l'information de départ.

Le moyennage logiciel tient compte de cette gigue de phase et par conséquent permet de diminuer considérablement le plancher de bruit. L'organigramme de ce type de moyennage est décrit ci-dessous :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

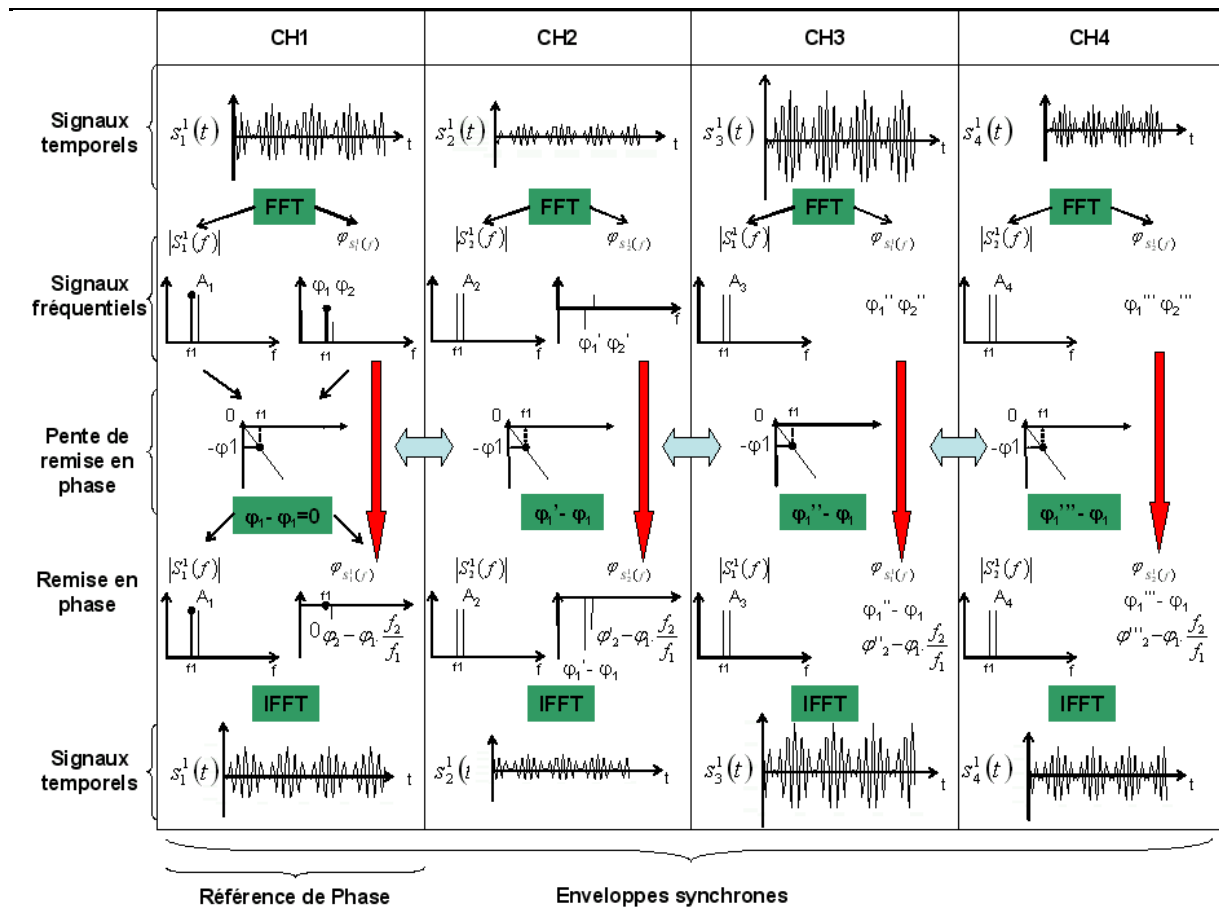
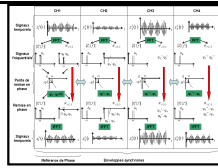


Figure I-26: Organigramme du principe de remise en phase de signaux réels.

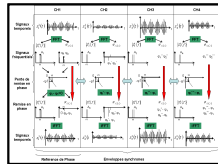
L'organigramme présenté sur la Figure I-26 est une description simplifiée du principe de remise en phase des signaux réels présents aux accès de l'oscilloscope. Ce principe est valable pour une acquisition des 4 signaux réels à l'oscilloscope numérique. Le moyennage consiste à effectuer plusieurs fois l'opération décrite précédemment. Pour chaque acquisition, une nouvelle pente de phase est calculée ; cela permet ainsi de recaler en phase chaque acquisition d'enveloppe. Comme le montre la Figure I-27, on vient ensuite additionner les spectres des enveloppes puis diviser par le nombre total d'acquisition. Ce principe de moyennage logiciel est réalisé pour chaque point de puissance.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.



Acquisition 1

+



Acquisition 2

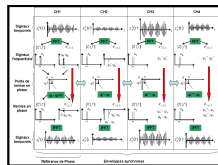
+

·

·

·

+



Acquisition N

/ N

Figure I-27 : Principe de moyennage des signaux réels

I.4.1.2 Synchronisation :

Ce mode d'acquisition du TDS nécessite une synchronisation stable vis-à-vis de l'enveloppe complexe mesurée. Le TDS est donc synchronisé par rapport au signal généré par l'AWG. L'AWG possède une sortie « CH1 SYNC » qui envoie une impulsion à chaque période du motif temporel du canal 1 qui lui a été soumis. Le TDS se synchronise sur cette impulsion. Ce type de signal est un signal pulsé TTL. Il dépend de la fréquence d'échantillonnage de l'AWG et du nombre de points du signal.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

I.4.1.3 Longueur d'enregistrement :

L'AWG et le TDS ont une fréquence d'échantillonnage fixée à 250 MHz. Les enveloppes récupérées par le TDS correspondent à un nombre entier de périodes du motif temporel généré par l'AWG.

I.4.1.4 Dynamique :

Le codage des signaux par l'AWG (sur 12 bits) ou le TDS (sur 8 bits) provoque une limitation théorique de la dynamique. Ainsi, l'AWG permet une dynamique maximale théorique de $20 \cdot \log_{10}(2^{12}) = 72$ dB. La dynamique du TDS est théoriquement limitée à 48 dB.

I.4.2 Principe d'acquisition :

Les 4 voies du TDS récupèrent des signaux complexes. Chaque voie correspond à une des ondes transmises ou réfléchies dans le plan du DST. Une fois les enveloppes récupérées, elles sont traitées au niveau logiciel de manière instantanée. Les acquisitions des ondes temporelles sont synchronisées et corrigées pour chaque niveau de puissance déterminé par l'atténuateur programmable sur la voie de génération. Ainsi, nous avons une observation instantanée de la validité des résultats. Ce programme de correction nous permet une meilleure approche sur la validité des résultats car les résultats corrigés sont quasi temps réel pour un niveau de puissance. Cependant pour obtenir des résultats corrigés, il faut au préalable avoir réalisé un étalonnage du banc de mesure.

La structure et le principe du banc ainsi que les données temporelles et fréquentielles étant décrites, il convient de se pencher sur la correction des enveloppes complexes mesurées par le TDS afin de connaître celles présentes dans le plan de référence RF du banc de mesure.

II Etalonnage des chaînes de réception et d'émission :

II.1 Procédure d'étalonnage absolue pour des mesures de dispositifs connectés :

Dans cette partie, nous allons décrire l'étalonnage de la partie réception du banc de mesure. Cette partie réception comprend 2 blocs distincts : les blocs passifs RF (coupleurs, atténuateurs et circulateurs) et les blocs démodulants (mélangeurs). Cette caractérisation est bien entendu valable pour un oscillateur local fixé en fréquence et niveau.

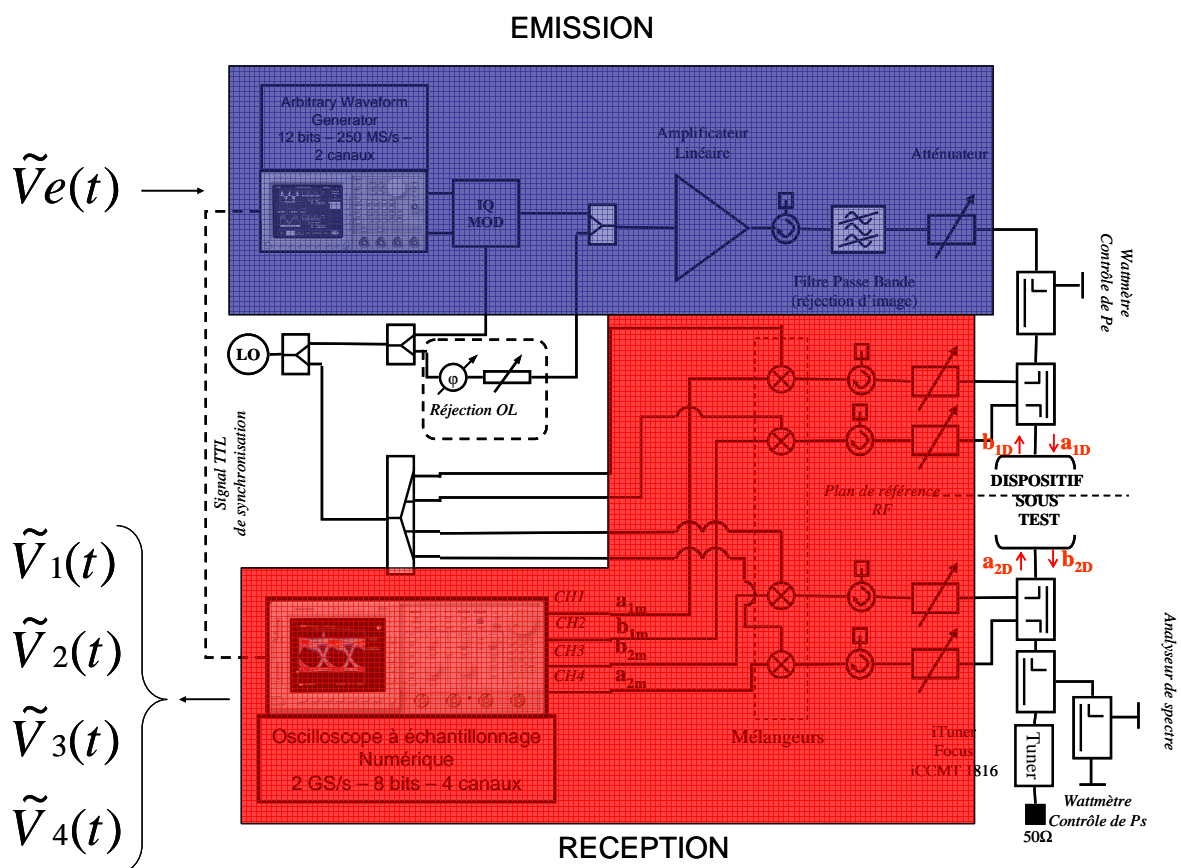


Figure II-1: Représentation du banc de mesure d'enveloppe complexe.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Cette représentation est une chaîne de transmission adaptée sous 50 ohms entre une tension complexe générée par l'AWG et quatre tensions complexes obtenues par le TDS. Le but de l'étalonnage est de déterminer les enveloppes complexes en module et en phase des ondes aux bornes du dispositif sous test (DST). Il convient alors de faire un étalonnage complet du banc de mesure en terme d'enveloppe complexe. Cet étalonnage est divisé en trois étapes permettant à la fois de connaître les rapports d'onde entre chaque voie d'acquisition mais également les modules et phases des enveloppes complexes corrigées dans les plans de référence RF. Cet étalonnage a pour but de déterminer toutes les enveloppes des ondes $a_{1D}(t)$, $b_{1D}(t)$, $a_{2D}(t)$, $b_{2D}(t)$ de façon indépendante.

Pour déterminer les rapports d'ondes dans les plans du dispositif sous test, la méthode utilisée est un étalonnage de type S.O.L.T (Short – Open – Load – Thru) comme sur un analyseur de réseau vectoriel classique.

Pour déterminer les modules et les phases absolues des enveloppes complexes dans le plan du dispositif sous test, nous effectuerons un étalonnage en puissance et en phase dans le plan du dispositif sous test.

II.1.1 Théorie :

L'hypothèse basique pour un étalonnage est que les quantités mesurées sont reliées aux ondes physiques dans les plans de référence du DST par des relations linéaires. Ainsi, il faut faire très attention au niveau de puissance généré pendant l'étalonnage car il faut tenir compte de la limite de puissance aux entrées des mélangeurs. En effet ceux-ci ne supportent qu'une puissance maximale RF de -10 dBm en entrée. Il faudra en tenir compte également au cours des différentes mesures car les puissances générées en sortie de dispositifs sous test peuvent être supérieures à cette puissance maximale. La seconde hypothèse vient de la simplification des calculs. En effet les ondes mesurées sur une voie sont uniquement reliées aux ondes physiques sur cette voie mais ne sont pas reliées aux ondes physiques sur une autre voie. En d'autres termes, cela veut dire qu'il n'y a aucun lien présent entre différentes voies. Cette hypothèse est basée sur le modèle de

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

réalisation du « test set ». En effet, celui-ci est composé de 4 voies indépendantes. De plus, l'isolation est parfaite entre chaque canal de mesure de cette unité d'acquisition. Nous avons vu dans le chapitre précédent, la matrice qui était utilisée pour la correction des ondes pour le LSNA. La matrice qui a été développée pour ce banc de caractérisation est quasi identique. Les différents termes de cette matrice ont été calculés par rapport aux différents termes d'erreurs présents sur chaque voie de couplage. A la fois les termes en transmission, en réflexion et en puissance [35] [36]. On obtient, comme nous allons le montrer, la matrice suivante :

$$\begin{pmatrix} a_{1D} \\ b_{1D} \\ a_{2D} \\ b_{2D} \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{01}} \begin{bmatrix} e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11} & e_{11} & 0 & 0 \\ -e_{00} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(e_{32} \cdot e_{23} - e_{22} \cdot e_{33}) \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10}} & \begin{pmatrix} e_{22} \cdot e_{10} \cdot e_{01} \\ e_{32} \cdot e_{10} \end{pmatrix} \\ 0 & 0 & -\begin{pmatrix} e_{33} \cdot e_{10} \cdot e_{01} \\ e_{32} \cdot e_{10} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} e_{10} \cdot e_{01} \\ e_{32} \cdot e_{10} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m} \\ b_{1m} \\ a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \quad (II-1)$$

Figure II-2: Matrice des 8 paramètres d'erreurs.

Les termes d'erreur en transmission sont e_{10} , e_{01} , e_{32} et e_{23} . Les termes d'erreur en réflexion sont les termes e_{00} , e_{11} , e_{22} et e_{33} . Nous verrons Figure II-5 une représentation de ces termes en graphe de fluence. Cette matrice peut s'écrire de la manière suivante pour faire le rapprochement avec la matrice présentée pour le LSNA.

$$\begin{pmatrix} a_{1D}^i \\ b_{1D}^i \\ a_{2D}^i \\ b_{2D}^i \end{pmatrix} = K^i \begin{pmatrix} \alpha_1^i & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m}^i \\ b_{1m}^i \\ a_{2m}^i \\ b_{2m}^i \end{pmatrix} \quad (II-2)$$

Figure II-3: Matrice de correction simplifiée.

La matrice centrale ainsi que les facteurs K^i complexes caractérisent la chaîne de mesure à chaque fréquence $f_0 + i\Delta f$. les zéros de la matrice proviennent de l'hypothèse d'une isolation parfaite entre

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

les canaux de mesure de l'unité d'acquisition. Le but de l'étalonnage absolu est de déterminer pour chaque fréquence $f_0+i\Delta f$ les huit coefficients complexes inconnus $(K^i, \alpha_1^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i)$. Une fois que ces coefficients sont déterminés et que les quantités $(a_{1m}^i, b_{1m}^i, a_{2m}^i, b_{2m}^i)$ sont mesurées, il suffit d'appliquer la relation donnée par la Figure II-2 pour calculer les ondes de tensions absolues aux accès du dispositif sous test.

Un étalonnage relatif, comparable à un étalonnage classique (SOLT) réalisé avec un analyseur de réseau vectoriel, permet de déterminer sept des huit coefficients : $\alpha_1^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i$.

L'étalonnage relatif réalisé, les constantes complexes K^i , indispensables pour évaluer les ondes absolues (en amplitude et en phase) dans le plan du dispositif sous test, restent à caractériser.

Comme on a pu le voir pour le LSNA, les constantes K^i sont déterminées lors d'un étalonnage dit « absolu » fondé sur l'utilisation de deux standards connectés : un wattmètre et un générateur étalon pré caractérisé en phase. Cependant dans le cas du banc de caractérisation en enveloppe, il n'existe pas à l'heure actuelle de générateur étalon pré caractérisé en phase. Pour cette raison, nous nous baserons sur une hypothèse dite de TPG constant sur une des voies d'accès qui servira de voie de référence en phase. Mais tout d'abord, nous allons décrire le calcul des sept premiers termes d'erreurs obtenus par l'étalonnage classique SOLT, nous aborderons ensuite l'étalonnage en module et en phase puis nous finirons par la validation de cette procédure.

II.1.2 Etalonnage SOLT :

II.1.2.1 Principe :

L'objectif de l'étalonnage est de réaliser le calcul des différents coefficients d'erreurs permettant de faire un parallèle entre les rapports d'ondes dans les plans de référence RF et les rapports d'ondes dans les plans de mesure BF aux différentes fréquences d'enveloppes [37] [38] [39]. Ces coefficients d'erreurs tiennent compte de tous les éléments présents sur les voies d'acquisition : le coupleur, l'atténuateur variable, le circulateur et le mélangeur.

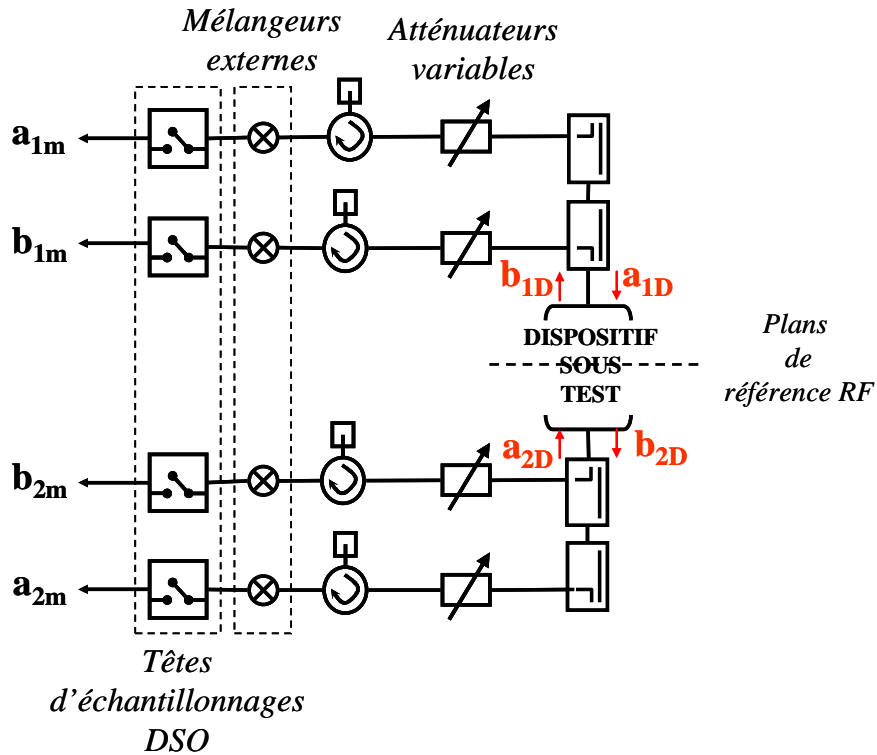


Figure II-4 : Schématisation du principe d'étalonnage SOLT sur le banc.

L'étalonnage s'effectue pour des positions d'atténuateurs variables à 0 dB d'atténuation. A partir de ce schéma, nous pouvons en déduire un graphe de fluence montrant les différents termes d'erreurs présents sur la partie acquisition du banc de caractérisation.

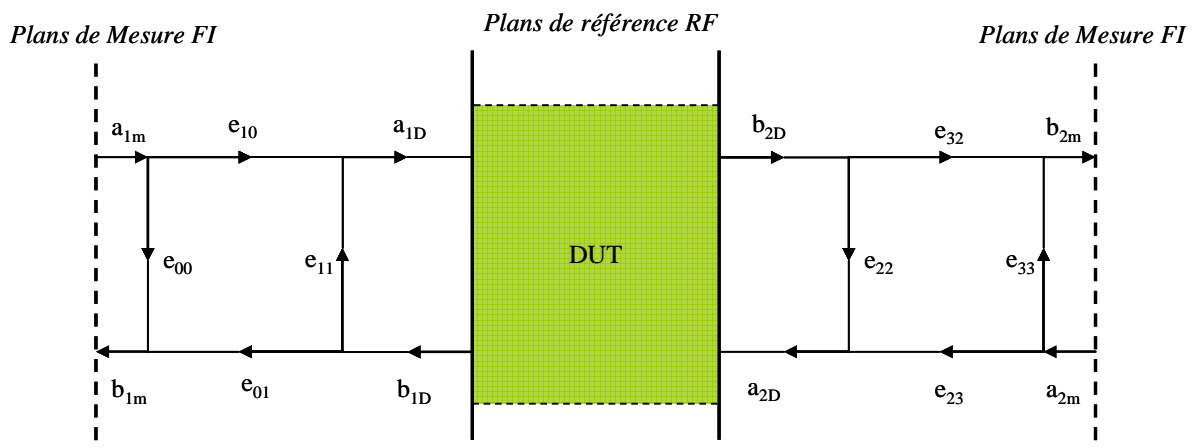


Figure II-5 : Graphe de fluence des paramètres d'erreurs.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Ce graphe de fluence est basé sur l'hypothèse de 8 termes d'erreurs car nous sommes en présence d'un banc de caractérisation à 4 canaux parfaitement isolés.

II.1.2.2 Définition des standards pour l'étalonnage SOLT :

$$\Gamma = \left(\frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right) * e^{-j\beta l} = \left(\frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \right) * \left(\frac{1 - j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l} \right)$$

Charge 50 Ω : $Z=Z_0=50 \Omega$ donc $\Gamma_{LOAD}=0$.

Circuit Ouvert : $Z = \frac{1}{jC\omega}$

$$\Gamma = \left(\frac{\frac{1}{jC\omega} - Z_0}{\frac{1}{jC\omega} + Z_0} \right) * \left(\frac{1 - j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l} \right) = \left(\frac{1 - jC\omega Z_0}{1 + jC\omega Z_0} \right) * \left(\frac{1 - j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l} \right)$$

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{1 + (C\omega Z_0)^2}}{\sqrt{1 - (C\omega Z_0)^2}} * \frac{\sqrt{1 + \tan^2(\beta l)}}{\sqrt{1 - \tan^2(\beta l)}} = 1.$$

$$\varphi(\Gamma) = -2 \text{Arc tan}(C\omega Z_0) - 2\beta l.$$

$$\Gamma_{OPEN} = 1e^{-2j[\text{Arc tan}(C\omega Z_0) + \beta l]}$$

$$C = C_0 + C_1.f + C_2.f^2 + C_3.f^3$$

Avec $\beta = \frac{2\pi f}{c}$

Court Circuit : $Z = jL\omega$

$$\Gamma = \left(\frac{jL\omega - Z_0}{jL\omega + Z_0} \right) * \left(\frac{1 - j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l} \right) = \left(\frac{j \frac{L\omega}{Z_0} - 1}{j \frac{L\omega}{Z_0} + 1} \right) * \left(\frac{1 - j \tan \beta l}{1 + j \tan \beta l} \right)$$

$$|\Gamma| = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{L\omega}{Z_0} \right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{L\omega}{Z_0} \right)^2}} * \frac{\sqrt{1 + \tan^2(\beta l)}}{\sqrt{1 - \tan^2(\beta l)}} = 1$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$\varphi(\Gamma) = -2 \text{Arc tan} \left(\frac{L\omega}{Z_0} \right) - 2\beta l$$

$$\Gamma_{SHORT} = 1e^{-2j \left[\text{Arc tan} \left(\frac{L\omega}{Z_0} \right) + \beta l \right]}$$

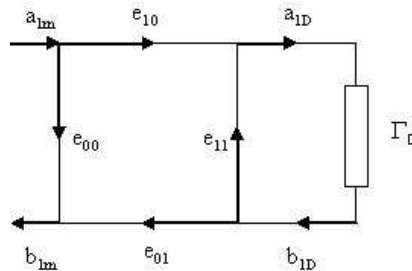
$$L = L_0 + L_1.f + L_2.f^2 + L_3.f^3$$

Avec
$$\beta = \frac{2\pi f}{c}$$

Dans le cadre du banc de caractérisation, tous les dispositifs utilisés sont connectés en connecteurs APC7 par conséquent, il n'y a pas de longueur de ligne rapportée sur les étalons utilisés, soit $\beta l = 0$

II.1.2.3 Calcul des termes d'erreur pour l'étalonnage SOLT :

II.1.2.3.1 Etalonnage en réflexion :



$$\begin{aligned} b_{1m} &= e_{00} \cdot a_{1m} + e_{01} \cdot b_{1D} & \Gamma_D &= \frac{b_{1D}}{a_{1D}} \\ a_{1D} &= e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D} & \Gamma_m &= \frac{b_{1m}}{a_{1m}} \end{aligned} \quad \text{et} \quad \Gamma_m = e_{00} + e_{01} \cdot \frac{b_{1D}}{a_{1m}}$$

$$\text{et } a_{1m} = \frac{a_{1D} - e_{11} \cdot b_{1D}}{e_{10}}$$

$$\Gamma_m = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \frac{b_{1D}}{a_{1D} - e_{11} \cdot b_{1D}} = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \frac{\frac{b_{1D}}{a_{1D}}}{1 - e_{11} \cdot \frac{b_{1D}}{a_{1D}}}$$

$$\text{D'où } \Gamma_m = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \frac{\Gamma_D}{1 - e_{11} \cdot \Gamma_D}$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Pour une charge 50Ω : $\Gamma_{D50} = 0$ d'où $\Gamma_{m50} = e_{00}$.

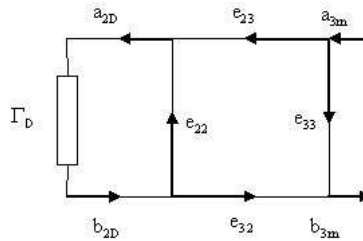
Pour un court circuit : $\Gamma_{DCC} = 1e^{j\theta}$ d'où $\Gamma_{mCC} = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \frac{e^{j\theta}}{1 - e_{11} \cdot e^{j\theta}}$

Pour un circuit ouvert : $\Gamma_{DCO} = 1e^{j\beta}$ d'où $\Gamma_{mCO} = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \frac{e^{j\beta}}{1 - e_{11} \cdot e^{j\beta}}$

D'où les premiers termes d'erreurs :

$$\begin{aligned} e_{00} &= \Gamma_{m50} \\ e_{11} &= \frac{-\Gamma_{mCC} \cdot e^{j\beta} + \Gamma_{mCO} \cdot e^{j\theta} + \Gamma_{m50} \cdot (e^{j\beta} - e^{j\theta})}{(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{mCC}) \cdot e^{j(\beta+\theta)}} \quad (II-3) \\ e_{10} \cdot e_{01} &= \frac{(e^{j\beta} - e^{j\theta})(\Gamma_{mCC} - \Gamma_{m50})(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{m50})}{(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{mCC}) \cdot e^{j(\beta+\theta)}} \end{aligned}$$

Par symétrie pour le port 2, on a :

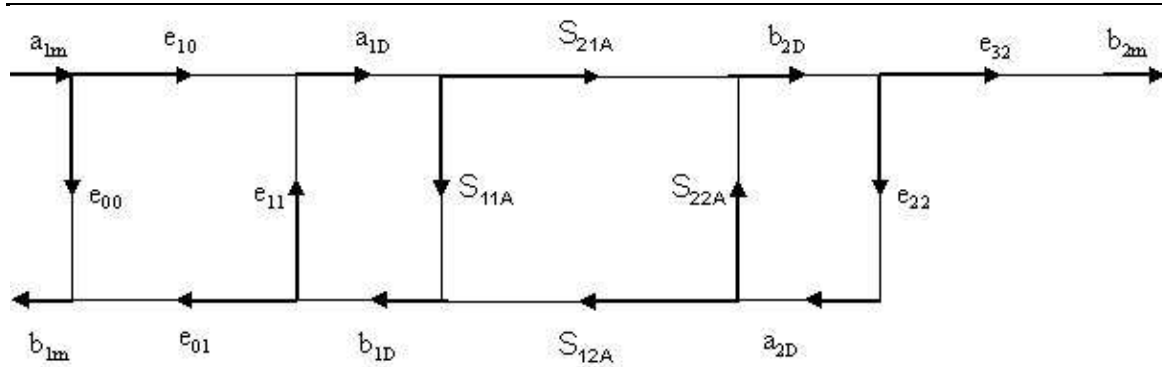


$$\begin{aligned} e_{33} &= \Gamma_{m50} \\ e_{22} &= \frac{-\Gamma_{mCC} \cdot e^{j\beta} + \Gamma_{mCO} \cdot e^{j\theta} + \Gamma_{m50} \cdot (e^{j\beta} - e^{j\theta})}{(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{mCC}) \cdot e^{j(\beta+\theta)}} \quad (II-4) \\ e_{32} \cdot e_{23} &= \frac{(e^{j\beta} - e^{j\theta})(\Gamma_{mCC} - \Gamma_{m50})(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{m50})}{(\Gamma_{mCO} - \Gamma_{mCC}) \cdot e^{j(\beta+\theta)}} \end{aligned}$$

II.1.2.3.2 Etalonnage en transmission :

Cette étape de l'étalonnage peut être réalisée soit en connexion directe soit retardée par une ligne micro-onde. Cette mesure se fait uniquement en configuration forward.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.



Dans le cas d'une ligne microonde, la matrice S est la suivante :

$$[S_A] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-\gamma l} \\ e^{-\gamma l} & 0 \end{bmatrix}$$

Détermination du couple d'erreur $e_{32} \cdot e_{10}$ en fonction des ondes mesurées :

$$b_{2m} = e_{32} \cdot b_{2D} = e_{32} \cdot e^{-\gamma l} \cdot a_{1D} \text{ avec } a_{1D} = e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D}$$

$$\text{D'où : } b_{2m} = e_{32} \cdot e^{-\gamma l} \cdot (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D}) = e_{32} \cdot e_{10} \cdot e^{-\gamma l} \cdot a_{1m} + e_{32} \cdot e_{11} \cdot e^{-\gamma l} \cdot b_{1D}$$

$$b_{1D} = e^{-\gamma l} \cdot a_{2D} = e_{22} \cdot e^{-\gamma l} \cdot b_{2D} = e_{22} \cdot e^{-2\gamma l} \cdot a_{1D}$$

$$b_{1D} = e_{22} \cdot e^{-2\gamma l} \cdot (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D}) = e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-2\gamma l} \cdot a_{1m} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2\gamma l} \cdot b_{1D}$$

$$b_{1D} \cdot (1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2\gamma l}) = e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-2\gamma l}$$

$$\text{D'où : } b_{1D} = \frac{e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-2\gamma l}}{1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2\gamma l}}$$

$$\text{Soit : } b_{2m} = e_{32} \cdot e_{10} \cdot e^{-\gamma l} \cdot a_{1m} + e_{32} \cdot e_{11} \cdot e^{-\gamma l} \cdot \left(\frac{e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-2\gamma l}}{1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2\gamma l}} \right)$$

$$b_{2m} = a_{1m} \cdot \left(e_{32} \cdot e_{10} \cdot e^{-\gamma l} + \frac{e_{32} \cdot e_{11} \cdot e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-3\gamma l}}{1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2\gamma l}} \right)$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$b_{2m} = a_{1m} \left(\frac{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e^{-\gamma l} - e_{32} \cdot e_{11} \cdot e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-3 \cdot \gamma l} + e_{32} \cdot e_{11} \cdot e_{22} \cdot e_{10} \cdot e^{-3 \cdot \gamma l}}{1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2 \cdot \gamma l}} \right)$$

$$\text{D'où : } b_{2m} = a_{1m} \left(\frac{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e^{-\gamma l}}{1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2 \cdot \gamma l}} \right)$$

D'où le terme d'erreur :

$$\boxed{e_{32} \cdot e_{10} = \frac{b_{2m}}{a_{1m}} \cdot e^{\gamma l} (1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2 \cdot \gamma l}) = S_{21mT} \cdot e^{\gamma l} \cdot (1 - e_{22} \cdot e_{11} \cdot e^{-2 \gamma l})} \quad (II-5)$$

S_{21mT} est le coefficient de transmission mesurée sur la ligne microonde d'étalonnage. Le kit d'étalonnage utilisé de manière habituelle est le kit APC7, par conséquent $l=0$ mm, donc l'équation (II-5) se réduit à :

$$\boxed{e_{32} \cdot e_{10} = S_{21mT} \cdot (1 - e_{22} \cdot e_{11})} \quad (II-6)$$

Dans le cadre d'un étalonnage avec le kit en connecteur K, celui-ci présente un retard de ligne de 5mm sur les standards par conséquent, il faudra en tenir compte au moment du calcul de ce paramètre $e_{32} \cdot e_{10}$.

II.1.2.3.3 Construction de la matrice des paramètres d'erreurs :

Par rapport au graphe de fluence présenté Figure II-5, nous obtenons les équations suivantes :

Port 1 :

$$a_{1D} = e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D}$$

$$b_{1m} = e_{00} \cdot a_{1m} + e_{01} \cdot b_{1D}$$

$$\text{Donc } \boxed{b_{1D} = \frac{b_{1m} - e_{00} \cdot a_{1m}}{e_{01}} = -\frac{e_{00}}{e_{01}} \cdot a_{1m} + \frac{1}{e_{01}} \cdot b_{1m}} \quad (II-7)$$

$$\text{D'où } a_{1D} = \frac{b_{1m} - e_{00} \cdot a_{1m}}{e_{01}} \cdot e_{11} + e_{10} \cdot a_{1m}$$

$$\text{Soit } \boxed{a_{1D} = \frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11}}{e_{01}} \cdot a_{1m} + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}} \quad (II-8)$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Port 2 :

$$a_{2D} = e_{23} \cdot a_{2m} + e_{22} \cdot b_{2D}$$

$$b_{2m} = e_{32} \cdot b_{2D} + e_{33} \cdot a_{2m}$$

$$\text{Donc } b_{2D} = \frac{-e_{33} \cdot a_{2m} + b_{2m}}{e_{32}} = -\frac{e_{33}}{e_{32}} \cdot a_{2m} + \frac{1}{e_{32}} \cdot b_{2m} = -\left(\frac{e_{33} \cdot e_{10}}{e_{32} \cdot e_{10}}\right) a_{2m} + \left(\frac{e_{10}}{e_{32} \cdot e_{10}}\right) b_{2m}$$

$$\text{D'où } b_{2D} = -\left(\frac{e_{33} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}\right) a_{2m} + \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}\right) b_{2m} \quad (II-9)$$

$$\text{De plus } a_{2D} = e_{23} \cdot a_{2m} + e_{22} \cdot \frac{-e_{33} \cdot a_{2m} + b_{2m}}{e_{32}}$$

$$\text{Soit } a_{2D} = \frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \cdot a_{2m} + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m} = \frac{(e_{32} \cdot e_{23} - e_{22} \cdot e_{33}) \cdot e_{10}}{e_{32} \cdot e_{10}} \cdot a_{2m} + \frac{e_{22} \cdot e_{10}}{e_{32} \cdot e_{10}} \cdot b_{2m}$$

$$\text{D'où } a_{2D} = \frac{(e_{32} \cdot e_{23} - e_{22} \cdot e_{33}) \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \cdot a_{2m} + \frac{e_{22} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10} \cdot e_{01}} \cdot b_{2m} \quad (II-10)$$

Pour avoir les ondes absolues, il faut à la fois un étalon en amplitude et un étalon en phase d'enveloppe. L'étalon d'amplitude est la sonde de puissance cependant concernant l'étalon en phase d'enveloppe, il n'en existe pas. Par conséquent, il faut considérer une référence de phase sur une des voies. Ceci n'est réalisable uniquement si la voie d'acquisition dite de référence est à TPG constant dans la bande fréquence de caractérisation du composant. Cette hypothèse de TPG constant sur cette voie d'acquisition sera démontrée par la suite. Pour des raisons de facilités, l'onde complexe a_{1D} est choisie pour cette référence de phase.

D'où la matrice des différents coefficients d'erreurs :

$$\begin{pmatrix} a_{1D} \\ b_{1D} \\ a_{2D} \\ b_{2D} \end{pmatrix} = \frac{1}{e_{01}} \begin{bmatrix} e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11} & e_{11} & 0 & 0 \\ -e_{00} & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{(e_{32} \cdot e_{23} - e_{22} \cdot e_{33}) \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10}} & \left(\frac{e_{22} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10}}\right) \\ 0 & 0 & -\left(\frac{e_{33} \cdot e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10}}\right) & \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01}}{e_{32} \cdot e_{10}}\right) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_{1m} \\ b_{1m} \\ a_{2m} \\ b_{2m} \end{pmatrix} \quad (II-11)$$

II.1.2.3.4 Extraction des paramètres S d'un dispositif sous test
linéaire :

II.1.2.3.4.1 $S_{XXm} = f(S_{XXA}, e_{ij}) :$

- Détermination de S_{11m} en fonction de S_{XXA} et des termes d'erreurs :

$$\text{Soit } S_{11m} = \left. \frac{b_{1m}}{a_{1m}} \right|_{a_{2m}=0}$$

$$b_{1m} = e_{00} \cdot a_{1m} + e_{01} \cdot b_{1D} \text{ or } b_{1D} = S_{11A} \cdot a_{1D} + S_{12A} \cdot a_{2D} = S_{11A} \cdot (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D}) + S_{12A} \cdot a_{2D}$$

$$b_{1D} \cdot (1 - S_{11A} \cdot e_{11}) = S_{11A} \cdot e_{10} \cdot a_{1m} + S_{12A} \cdot a_{2D}$$

Expression de a_{2D} en fonction de a_{1m} et b_{1D} :

$$a_{2D} = e_{22} \cdot b_{2D} = e_{22} \cdot (S_{21A} \cdot a_{1D} + S_{22A} \cdot a_{2D}) \text{ d'où } a_{2D} \cdot (1 - e_{22} \cdot S_{22A}) = e_{22} \cdot S_{21A} \cdot a_{1D}$$

$$a_{2D} = \frac{e_{22} \cdot S_{21A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A}} \cdot a_{1D} = \frac{e_{22} \cdot S_{21A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A}} \cdot (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D})$$

Par conséquent :

$$b_{1D} \cdot (1 - S_{11A} \cdot e_{11}) = S_{11A} \cdot e_{10} \cdot a_{1m} + \frac{e_{22} \cdot S_{21A} \cdot S_{12A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A}} \cdot (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D})$$

Nous pouvons en déduire le rapport b_{1D}/a_{1m} :

$$b_{1D} \left(1 - S_{11A} \cdot e_{11} - e_{11} \cdot e_{22} \cdot \frac{S_{21A} \cdot S_{12A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A}} \right) = a_{1m} \left(S_{11A} \cdot e_{10} + e_{10} \cdot e_{22} \cdot \frac{S_{21A} \cdot S_{12A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A}} \right)$$

$$\frac{b_{1D}}{a_{1m}} = \frac{S_{11A} \cdot e_{10} - e_{22} \cdot e_{10} \cdot (S_{11A} \cdot S_{22A} - S_{21A} \cdot S_{12A})}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot (S_{11A} \cdot S_{22A} - S_{21A} \cdot S_{12A})}$$

En prenant $\det[S_A] = S_{11A} \cdot S_{22A} - S_{21A} \cdot S_{12A}$, nous obtenons :

$$\frac{b_{1D}}{a_{1m}} = e_{10} \cdot \frac{S_{11A} - e_{22} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]}$$

Comme $S_{11m} = \frac{b_{1m}}{a_{1m}} = e_{00} + e_{01} \cdot \frac{b_{1D}}{a_{1m}}$, on obtient le paramètre S_{11} mesuré (S_{11m}) qui dépend des

termes d'erreur et de tous les paramètres S_A du dispositif sous test :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$S_{11m} = e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \left(\frac{S_{11A} - e_{22} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \right) \quad (II-12)$$

- Détermination de S_{21m} en fonction de S_{xxA} et des termes d'erreurs :

$$\text{Soit } S_{21m} = \left. \frac{b_{2m}}{a_{1m}} \right|_{a_{2m}=0} \quad \text{avec } b_{2m} = e_{32} \cdot b_{2D}$$

$$\text{Donc } S_{21m} = \left. \frac{e_{32} \cdot b_{2D}}{a_{1m}} \right|_{a_{2m}=0}$$

Il faut déterminer b_{2D} en fonction de a_{1m} :

$$b_{2D} = S_{21A} \cdot a_{1D} + S_{22A} \cdot a_{2D} = S_{21A} \cdot a_{1D} + S_{22A} \cdot e_{22} \cdot b_{2D}$$

$$b_{2D} = \frac{S_{21A} \cdot a_{1D}}{1 - S_{22A} \cdot e_{22}} = \frac{S_{21A}}{1 - S_{22A} \cdot e_{22}} (e_{10} \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1D})$$

Précédemment, nous avons déterminé b_{1D} en fonction de a_{1m} :

$$\frac{b_{1D}}{a_{1m}} = e_{10} \cdot \frac{S_{11A} - e_{22} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]}$$

$$\text{Donc } \frac{b_{2D}}{a_{1m}} = \frac{S_{21A}}{1 - S_{22A} \cdot e_{22}} \left(e_{10} + e_{11} \cdot e_{10} \cdot \frac{S_{11A} - e_{22} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \right)$$

$$\frac{b_{2D}}{a_{1m}} = \frac{S_{21A} \cdot e_{10}}{1 - S_{22A} \cdot e_{22}} \left(\frac{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - e_{11} \cdot S_{11A} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A] + e_{11} \cdot S_{11A} - e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \right)$$

$$\frac{b_{2D}}{a_{1m}} = \frac{S_{21A} \cdot e_{10}}{1 - S_{22A} \cdot e_{22}} \left(\frac{1 - e_{22} \cdot S_{22A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \right)$$

$$\frac{b_{2D}}{a_{1m}} = \frac{S_{21A} \cdot e_{10}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]}$$

Par conséquent :

$$S_{21m} = \frac{e_{32} \cdot e_{10} \cdot S_{21A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \quad (II-13)$$

- Détermination de S_{22m} en fonction de S_{xxA} et des termes d'erreurs :

Par symétrie avec le paramètre S_{11m} on obtient :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$S_{22m} = e_{33} + e_{23} \cdot e_{32} \cdot \left(\frac{S_{22A} - e_{11} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{11} \cdot S_{11A} - S_{22A} \cdot e_{22} + e_{11} \cdot e_{22} \cdot \det[S_A]} \right) \quad (II-14)$$

- Détermination de S_{12m} en fonction de S_{XXA} et des termes d'erreurs :

Par symétrie avec le paramètre S_{21m} on obtient :

$$S_{12m} = \frac{e_{23} \cdot e_{01} \cdot S_{12A}}{1 - e_{11} \cdot S_{11A} - S_{22A} \cdot e_{22} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \quad (II-15)$$

En résumé :

$$\begin{aligned} S_{11m} &= e_{00} + e_{01} \cdot e_{10} \cdot \left(\frac{S_{11A} - e_{22} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \right) \\ S_{12m} &= \frac{e_{23} \cdot e_{01} \cdot S_{12A}}{1 - e_{11} \cdot S_{11A} - S_{22A} \cdot e_{22} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \\ S_{21m} &= \frac{e_{32} \cdot e_{10} \cdot S_{21A}}{1 - e_{22} \cdot S_{22A} - S_{11A} \cdot e_{11} + e_{22} \cdot e_{11} \cdot \det[S_A]} \\ S_{22m} &= e_{33} + e_{23} \cdot e_{32} \cdot \left(\frac{S_{22A} - e_{11} \cdot \det[S_A]}{1 - e_{11} \cdot S_{11A} - S_{22A} \cdot e_{22} + e_{11} \cdot e_{22} \cdot \det[S_A]} \right) \end{aligned} \quad (II-16)$$

$$II.1.2.3.4.2 \quad S_{XXA} = f(S_{XXm}, e_{ij}) :$$

Rappel de notation :

$$S_{XXA} = \begin{bmatrix} S_{11A} & S_{12A} \\ S_{21A} & S_{22A} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{aligned} b_{1D} &= S_{11A} \cdot a_{1D} + S_{12A} \cdot a_{2D} \\ b_{2D} &= S_{21A} \cdot a_{1D} + S_{22A} \cdot a_{2D} \end{aligned}$$

- Mesure en configuration directe (forward) : le signal est injecté en entrée du dispositif sous test.

$$\text{Mesure en réflexion : } \frac{b_{1D}^f}{a_{1D}^f} = S_{11A} + S_{12A} \cdot \frac{a_{2D}^f}{a_{1D}^f}$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$\text{Mesure en transmission : } \frac{b_{2D}^f}{a_{1D}^f} = S_{21A} + S_{22A} \cdot \frac{a_{2D}^f}{a_{1D}^f}$$

- Mesure en configuration inverse (reverse) : le signal est injecté en sortie du dispositif sous test.

$$\text{Mesure en réflexion : } \frac{b_{2D}^r}{a_{2D}^r} = S_{22A} + S_{21A} \cdot \frac{a_{1D}^r}{a_{2D}^r}$$

$$\text{Mesure en transmission : } \frac{b_{1D}^r}{a_{2D}^r} = S_{12A} + S_{11A} \cdot \frac{a_{1D}^r}{a_{2D}^r}$$

- Paramètres S :

$$\boxed{\begin{array}{l} S_{11A} = \frac{b_{1D}^f \cdot a_{2D}^r - b_{1D}^r \cdot a_{2D}^f}{a_{1D}^f \cdot a_{2D}^r - a_{1D}^r \cdot a_{2D}^f} \\ S_{21A} = \frac{b_{2D}^f \cdot a_{2D}^r - b_{2D}^r \cdot a_{2D}^f}{a_{1D}^f \cdot a_{2D}^r - a_{1D}^r \cdot a_{2D}^f} \end{array}} \quad \boxed{\begin{array}{l} S_{12A} = \frac{b_{1D}^r \cdot a_{1D}^f - b_{1D}^f \cdot a_{1D}^r}{a_{1D}^f \cdot a_{2D}^r - a_{1D}^r \cdot a_{2D}^f} \\ S_{22A} = \frac{b_{2D}^r \cdot a_{1D}^f - b_{2D}^f \cdot a_{1D}^r}{a_{1D}^f \cdot a_{2D}^r - a_{1D}^r \cdot a_{2D}^f} \end{array}} \quad (II-17)$$

En remplaçant les ondes corrigées par les ondes mesurées, on obtient les résultats suivants :

- S_{11A} :

$$S_{11A} = \frac{\left(\frac{b_{1m}^f - e_{00} \cdot a_{1m}^f}{e_{01}} \right) \left(\left(\frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \right) \cdot a_{2m}^r + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{e_{22}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}{\left(a_{1m}^f \cdot \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) \left(a_{2m}^r \cdot \left(\frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \right) + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{e_{11} \cdot e_{22}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}$$

$$S_{11A} = \frac{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((S_{11m}^f - e_{00}) \cdot (e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \cdot (e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$\boxed{S_{11A} = \frac{(S_{11m}^f - e_{00}) \cdot (e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r - (e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \cdot (e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}} \quad (II-18)$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

○ S_{12A} :

$$S_{12A} = \frac{\left(\frac{b_{1m}^r}{e_{01}}\right) \left(a_{1m}^f \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) - \left(\frac{b_{1m}^f - e_{00} \cdot a_{1m}^f}{e_{01}} \right) \left(\frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^r \right)}{\left(a_{1m}^f \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) \left(a_{2m}^r \left(\frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \right) + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{e_{11} \cdot e_{22}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}$$

$$S_{12A} = \frac{\frac{b_{1m}^r \cdot a_{1m}^f}{e_{01}^2} (e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00} + e_{00} + S_{11m}^f (e_{11} - 1))}{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$S_{12A} = \frac{\frac{b_{1m}^r \cdot a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r \cdot e_{32}}{e_{01}^2 \cdot a_{2m}^r \cdot e_{32}} (e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00} + e_{00} + S_{11m}^f (e_{11} - 1))}{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$S_{12A} = \frac{\frac{S_{12m}^r \cdot e_{32}}{e_{01}} (e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00} + e_{00} + S_{11m}^f (e_{11} - 1))}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)} \quad (II-19)$$

○ S_{21A} :

$$S_{21A} = \frac{\left(\frac{b_{2m}^f}{e_{32}}\right) \left(a_{2m}^r \left(\frac{e_{32} \cdot e_{23} - e_{33} \cdot e_{22}}{e_{32}} \right) + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{b_{2m}^r - e_{33} \cdot a_{2m}^r}{e_{32}} \right) \left(\frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^f \right)}{\left(a_{1m}^f \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) \left(a_{2m}^r \left(\frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \right) + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{e_{11} \cdot e_{22}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}$$

$$S_{21A} = \frac{\frac{b_{2m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{32}^2} (e_{32} \cdot e_{23} - e_{22} \cdot e_{33} + e_{22} \cdot S_{22m}^r - e_{22} \cdot S_{22m}^r + e_{33} \cdot e_{22})}{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$S_{21A} = \frac{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot S_{21m}^f \cdot e_{23} \cdot e_{01}}{\frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r}{e_{01} \cdot e_{32}} \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$S_{21A} = \frac{S_{21m}^f \cdot e_{23} \cdot e_{01}}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)} \quad (II-20)$$

○ S_{22A} :

$$S_{22A} = \frac{\left(\frac{b_{2m}^r - e_{33} \cdot a_{2m}^r}{e_{32}} \right) \left(a_{1m}^f \cdot \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) - \left(\frac{e_{11}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}{\left(a_{1m}^f \cdot \left(\frac{e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}}{e_{01}} \right) + \frac{e_{11}}{e_{01}} \cdot b_{1m}^f \right) \left(a_{2m}^r \cdot \left(\frac{e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}}{e_{32}} \right) + \frac{e_{22}}{e_{32}} \cdot b_{2m}^r \right) - \left(\frac{e_{11} \cdot e_{22}}{e_{01} \cdot e_{32}} \cdot b_{1m}^r \cdot b_{2m}^f \right)}$$

$$S_{22A} = \frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r \left((S_{22m}^r - e_{33}) \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) - (e_{11} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f) \right)}{e_{01} \cdot e_{32}}$$

$$S_{22A} = \frac{a_{1m}^f \cdot a_{2m}^r \left(\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f) \right)}{e_{01} \cdot e_{32}}$$

$$S_{22A} = \frac{(S_{22m}^r - e_{33}) \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) - (e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)} \quad (II-21)$$

En résumé :

$$S_{11A} = \frac{(S_{11m}^f - e_{00}) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$S_{12A} = \frac{\frac{S_{12m}^r \cdot e_{32}}{e_{01}} (e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00} + e_{00} + S_{11m}^f (e_{11} - 1))}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)} \quad (II-22)$$

$$S_{21A} = \frac{S_{21m}^f \cdot e_{23} \cdot e_{01}}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

$$S_{22A} = \frac{(S_{22m}^r - e_{33}) \left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) - (e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}{\left((e_{10} \cdot e_{01} - e_{11} \cdot e_{00}) + e_{11} \cdot S_{11m}^f \right) \left((e_{23} \cdot e_{32} - e_{22} \cdot e_{33}) + e_{22} \cdot S_{22m}^r \right) - (e_{11} \cdot e_{22} \cdot S_{12m}^r \cdot S_{21m}^f)}$$

On obtient (d'après II-17) les paramètres S à partir des différentes ondes absolues corrigées. La détermination de ces ondes absolues dans le plan de référence du dispositif sous test nécessite, comme le montre la matrice (II-11), la correction des ondes absolues mesurées par le terme complexe e_{01} . Ce qui fait l'objet de l'étalonnage absolu (étalonnage en amplitude et en phase).

II.1.3 Etalonnage en puissance :

Cet étalonnage consiste à venir calculer l'amplitude du nombre complexe e_{01} . Il est important de noter ici, que le module d'un nombre complexe décrivant un signal sinusoïdal dans le domaine temporel est par convention définie comme l'amplitude crête de ce signal sinusoïdal. En outre, pour trouver le module $|e_{01}|$, une huitième mesure est réalisée avec une sonde de puissance micro onde connectée au port 1 et avec une puissance incidente RF sur le port 1. Les mesures sont effectuées pour chaque fréquence du spectre du signal que l'on voudra utiliser lors des mesures.

Cette sonde est au préalable précalibrée sur le wattmètre. Le wattmètre utilisé possède en interne un ensemble de valeurs concernant chaque fréquence d'utilisation. Ainsi une fois que les sondes sont étalonnées en puissance, il suffit de venir modifier la fréquence à laquelle on effectue notre mesure et le wattmètre applique directement son facteur correctif prenant en compte le facteur de transmission et de réflexion de la sonde de puissance.

La sonde de puissance mesure par conséquent la puissance d'entrée P_e . Au niveau théorique, cette puissance s'exprime en fonction de l'amplitude de l'enveloppe de l'onde a_{1D} , comme on peut le voir sur la relation ci-dessous.

$$Pe(W) = \frac{1}{2 \cdot Z_0} |a_{1D}|^2$$

En remplaçant, l'onde a_{1D} par les éléments de la matrice, on en déduit la puissance P_e en fonction des ondes de tensions mesurées a_{1m} et b_{1m} et des paramètres d'erreurs. Nous obtenons ainsi :

$$Pe(W) = \frac{1}{2 \cdot Z_0 \cdot |e_{01}|^2} |(e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11}) a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1m}|^2$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

De plus, dans le cadre de ce banc de caractérisation, l'impédance caractéristique $Z_0=50\Omega$. La puissance que l'on mesure au wattmètre s'exprime en dBm d'où la conversion :

$$Pe(W) = 10^{\left(\frac{Pe(dBm)-30}{10}\right)}$$

Par conséquent :

$$\boxed{|e_{01}| = 10^{\left(\frac{10-Pe(dBm)}{20}\right)} \cdot |(e_{10} \cdot e_{01} - e_{00} \cdot e_{11}) \cdot a_{1m} + e_{11} \cdot b_{1m}|} \quad (II-23)$$

Il faut bien voir que toutes les quantités présentes à droite sont soit connues (comme les termes d'erreurs) ou soit mesurées (enveloppes des ondes mesurées a_{1m} et b_{1m}). Cet étalonnage s'effectue en balayant, en mode CW et de manière discrétisée (sur 201 points), la bande de fréquence d'intérêt. Une interpolation linéaire est effectuée pour avoir une valeur continue de e_{01} .

II.1.4 Etalonnage en phase :

Contrairement à ce que l'on peut voir sur LSNA, il n'existe pas à l'heure actuelle de générateur de phase étalonné pour la mesure d'enveloppe de signaux RF. En effet, comme on a pu le voir dans le chapitre précédent, le LSNA possède un générateur de phase étalonné (SRD) permettant de connaître les phases de chaque raie fréquentielle au fondamental ainsi qu'aux harmoniques. Cependant, ce générateur n'est étalonné que pour un mode de fonctionnement CW et ne l'est pas pour des signaux modulés.

Sur ce banc de caractérisation, il n'y a finalement pas d'étalonnage en phase dans le plan de référence du dispositif sous test qui consisterait à déterminer $Arg(e_{01})$. Par contre, on se base sur l'hypothèse que le temps de propagation de groupe sur une des voies d'acquisition est constant.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

En effet, notre référence de phase en enveloppe est l'onde a_{1m} . L'hypothèse de TPG constant veut dire qu'il n'y a pas de distorsion de l'enveloppe du signal entre le plan de référence RF et le plan de mesure de l'oscilloscope.

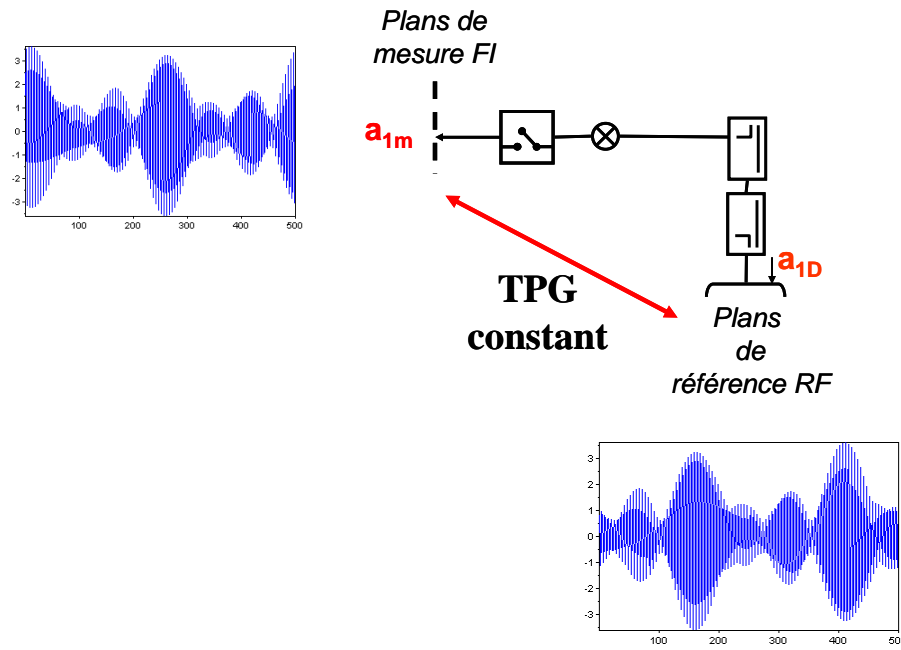
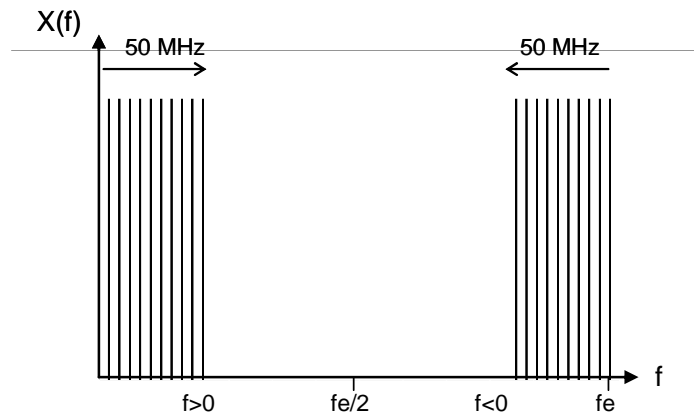


Figure II-6: Représentation du TPG constant :

Comme le montre la Figure II-6 l'enveloppe de l'onde mesurée a_{1m} ne subit qu'un simple retard temporel et une atténuation par rapport à l'enveloppe de l'onde a_{1D} . Pour vérifier cette hypothèse de TPG constant sur cette voie d'acquisition de référence, nous avons réalisé une expérience consistant à générer à partir de l'AWG un signal de type multi tons. Les caractéristiques de ce signal sont :

Nombre de tons : 21. Bande Passante : 100 MHz. Pas fréquentiel : 5 MHz. Phase de chaque raie = 0°.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.



Afin de valider cette hypothèse, l'objectif est de venir regarder la différence de phase entre chaque raie du spectre de l'onde a_{1m} et de l'onde a_{1D} . Dans un premier temps, le signal généré par l'AWG (à la fréquence d'échantillonnage de 250 MHz) est mesuré directement à l'oscilloscope (à une fréquence d'échantillonnage de 500 MHz). Après FFT, voici l'allure du spectre de ce signal (Figure II-7).

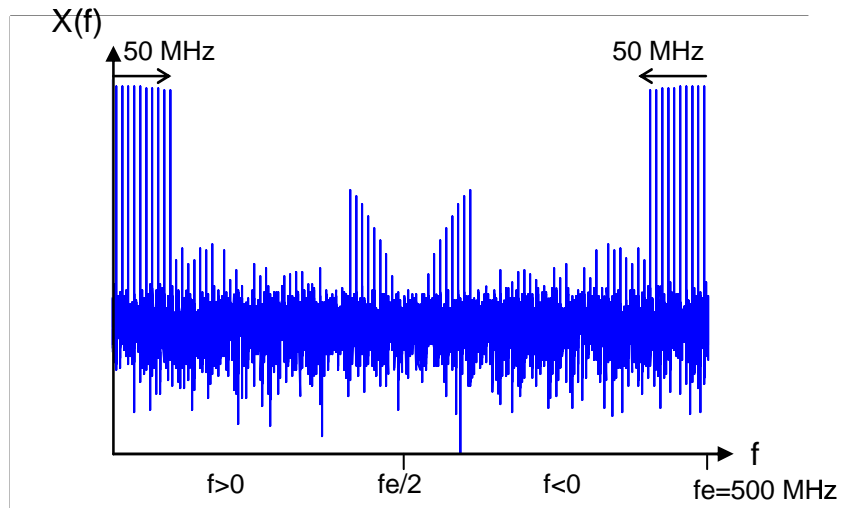


Figure II-7: Spectre du signal généré par l'AWG sur une des voies de génération.

Ce spectre est obtenu à partir de la voie 1 de l'AWG. Nous pouvons observer l'effet du filtre de reconstruction du signal analogique ainsi que la périodicité du signal échantillonné à 250 MHz

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

par l'AWG. On récupère à la fois le spectre du signal mais aussi l'image du spectre périodisé (autour de 250 MHz). Nous observons à la fois les fréquences positives et négatives de ce spectre. Nous avons, ici, la partie réelle du signal. Ainsi, après acquisition sur l'oscilloscope et traitement des données, nous pouvons observer sur la Figure II-8 la différence de phase entre chaque raie spectrale.

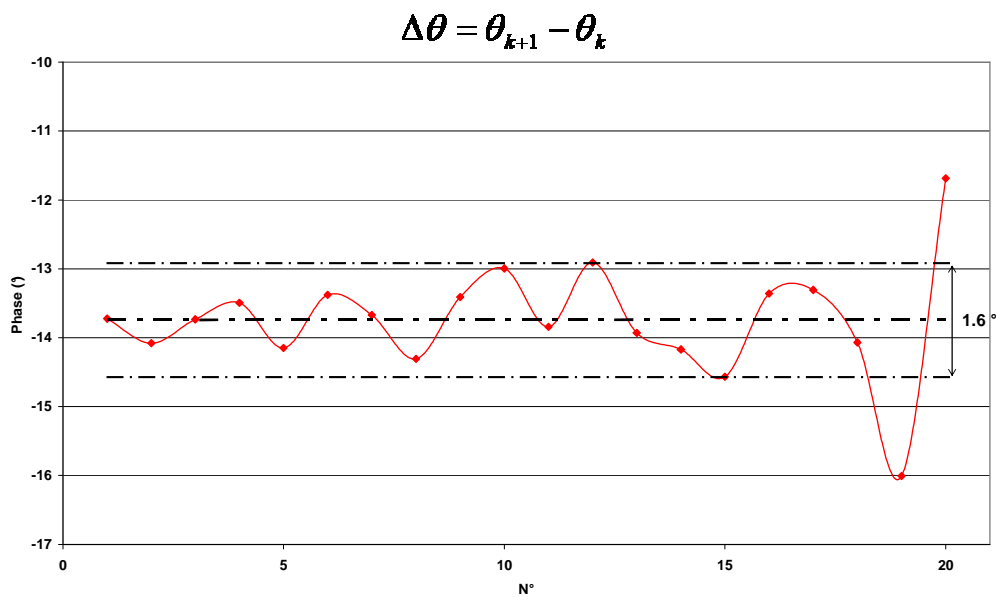


Figure II-8 : Mesure de la différence de phase entre chaque raie spectrale du signal généré par l'AWG.

L'écart maximum observé sur chaque différence de phase est de 1.6° . Nous allons maintenant regarder cet écart sur les ondes mesurées et sur les ondes corrigées afin de pouvoir valider l'hypothèse de TPG constant.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

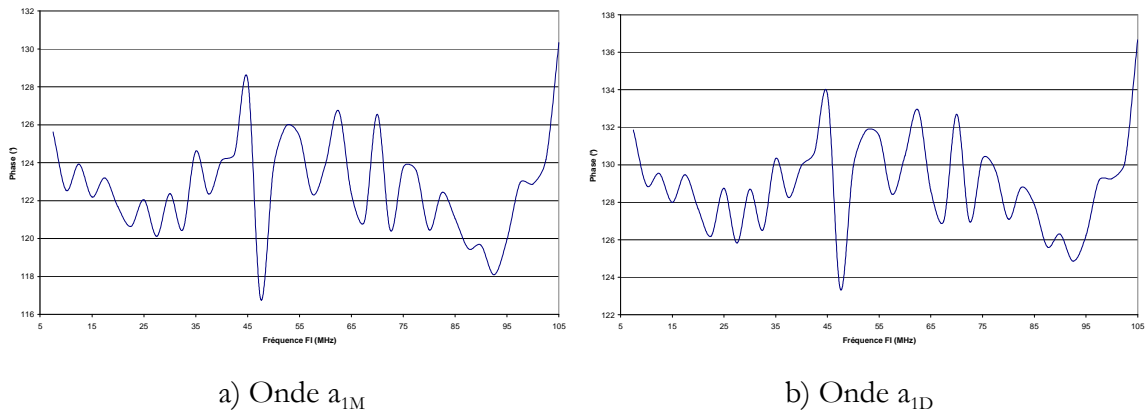


Figure II-9: Différence de phase entre chaque raie spectrale de l'onde mesurée a_{1m} et corrigée a_{1D} .

La différence de phase est identique entre l'onde mesurée (à gauche) et l'onde corrigée (à droite), cependant, elle n'est pas constante. En effet, ces mesures ressemblent aux mesures d'un filtre passe bande. Cela correspondant au filtre passe bande que l'on met pour la génération des signaux afin de rejeter les fréquences images. Ce filtre travaille dans la bande 1-2 GHz avec 10% de bande environ soit un peu moins de 100 MHz de bande passante. Par conséquent, pour des contraintes de filtre, on ne peut pas générer des signaux dont la bande est supérieure à 80 MHz sinon, les signaux présents dans le plan de référence RF sont distordus.

Pour vérifier que le temps de propagation de groupe de la voie d'acquisition 1 est constant, on trace la différence de phase entre les raies spectrales de l'onde a_{1m} et l'onde a_{1D} .

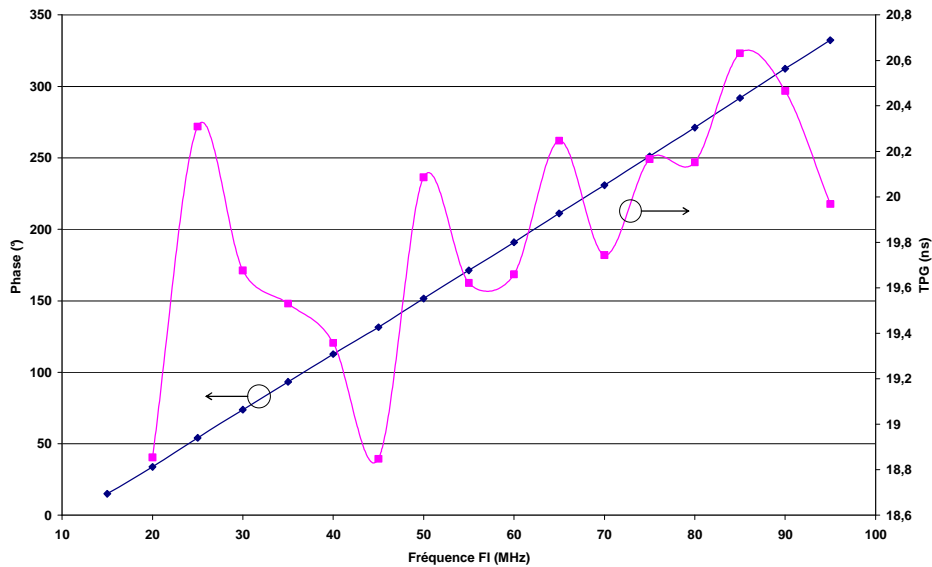


Figure II-10: Pente de phase et TPG entre l'onde a_{1m} et l'onde a_{1D} .

Le résultat obtenu montre que le TPG de la voie d'acquisition 1 est constant. En effet, on peut admettre que les TPG de la voie directe et de la voie couplée ne se compensent pas l'un par rapport à l'autre. Par conséquent, l'enveloppe de l'onde mesurée est identique à l'enveloppe de l'onde corrigée à un retard près et à une atténuation près.

II.2 Principe de prédistorsion de la chaîne d'émission :

II.2.1 Objectif :

Ce principe consiste à prédistordre numériquement le signal généré par l'AWG. L'objectif de cette prédistorsion est d'obtenir dans le plan de référence RF une enveloppe de signal identique à celle générée sur le PC. Cela tient compte du déséquilibre du modulateur I/Q ainsi que des paramètres de toute la chaîne d'émission comme l'ondulation de gain et de TPG du filtre de réjection d'image ainsi que des différents pré-amplis. L'objectif est de venir compenser les pentes de gain et de déphasage produites par toute la chaîne d'émission. Cette prédistorsion permet d'obtenir la même forme de signal d'enveloppe dans le plan de référence RF que celle

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

générée par le PC.

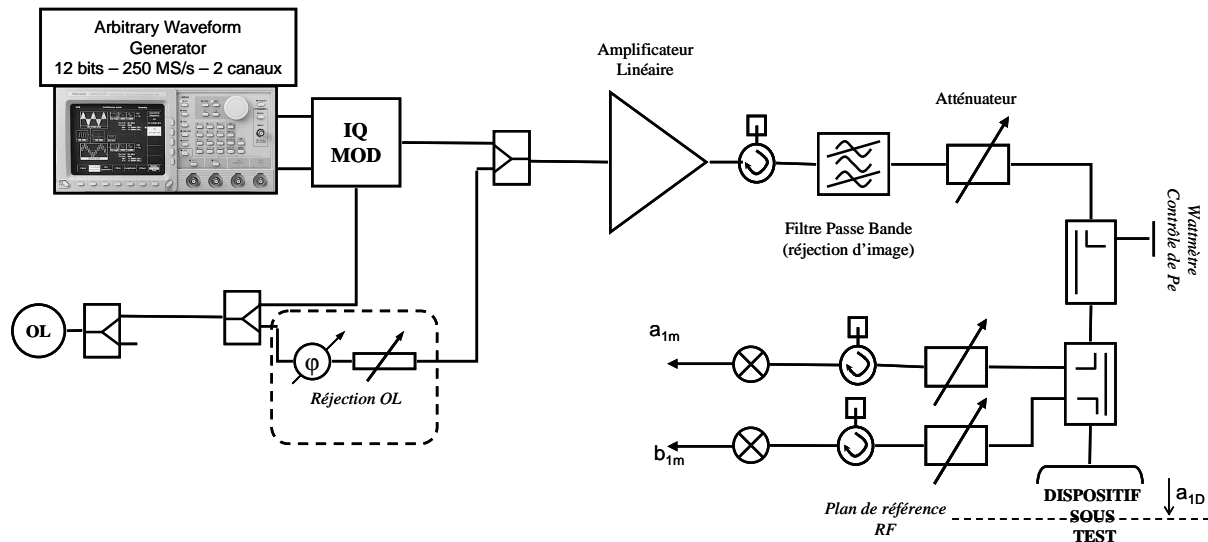


Figure II-11: Synoptique de la partie émission du banc de mesure.

Voici, le synoptique de toute la partie émission du banc de caractérisation en enveloppe. Nous n'avons représenté sur ce schéma qu'un seul amplificateur. En fonction, du type de dispositif à tester, il est possible d'avoir deux amplificateurs afin de pouvoir fournir une puissance RF suffisante à l'entrée du DST.

Le principe utilisé est d'envoyer un signal multi tons occupant toute la bande spectrale d'intérêt. Une fois l'acquisition de ce signal réalisée, le programme compare le signal généré par l'ordinateur et l'enveloppe de l'onde a_{1D} corrigée dans le plan de référence RF. Cette comparaison est faite en module et en phase. Ainsi, nous pouvons obtenir les paramètres d'erreurs de la chaîne d'émission permettant de pré corriger le signal sur l'AWG. Cependant, pour que cette procédure soit précise, il faut une mesure précise des signaux à l'oscilloscope ; ce qui nécessite des signaux multi tons ayant de faibles rapports puissance crête à puissance moyenne en dB (PAR : Peak to Average ratio).

II.2.2 Aspects théoriques :

II.2.2.1 Optimisation du facteur de crête :

La minimisation du facteur de crête des signaux d'excitation et d'acquisition est un facteur déterminant pour la mesure des fonctions de transfert. En effet, il permet de maximiser le facteur S/B (Signal sur Bruit) afin d'avoir une meilleure précision sur la génération et la mesure des signaux.

L'algorithme de calcul, développé dans le logiciel, est basé sur une approximation de la norme de Chebyshev [40], [41], [42], [43]. Cette approximation permet de générer un signal multi tons périodique avec un « Peak to Average Ratio » le plus faible possible. Ceci est réalisé en venant optimiser les phases de chacune des raies du spectre du signal.

Prenons, le cas critique où l'on génère un spectre avec des amplitudes et des phases identiques, voici ce que l'on peut obtenir d'un point de vue temporel :

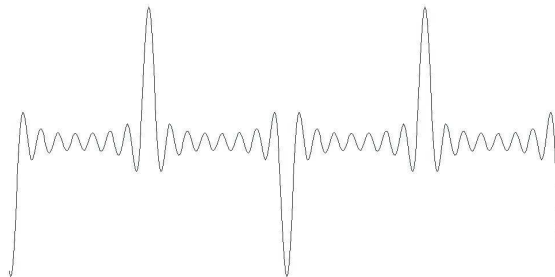


Figure II-12: Deux périodes d'un signal composé de 16 tons pour des amplitudes et des phases identiques.

Dans le cadre de cet exemple le PAR est de 12 dB. Ce signal présente des pics d'amplitude très prononcés. Par conséquent, les amplitudes plus faibles peuvent être mal mesurées par l'oscilloscope, d'où une mauvaise détermination des amplitudes et des phases de chaque raie après FFT du signal.

Afin d'optimiser correctement ce signal en phase, la condition de départ est définie par les phases de SHROEDER, qui pour un spectre multi tons avec tous les tons de même amplitude, sont

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

définies par l'expression suivante :

$$\phi_n = \phi_1 - \frac{\pi \cdot n^2}{N} \text{ avec } \phi_1 = 0 \text{ comme condition initiale.}$$

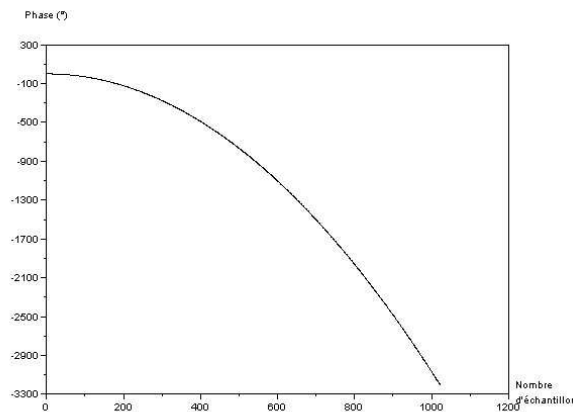


Figure II-13 : Phases de Schroeder – Exemple avec N=1024 porteuses.

Par la suite, on vient réaliser une optimisation mathématique non linéaire. Les différentes méthodes d'optimisation non linéaires sont :

- Newton.
- Moindres carrés non linéaires.
- Gauss – Newton.
- Recuit simulé.
- Gradient.

La méthode utilisée est une méthode développée sous le logiciel Scilab : Least square. Cette méthode utilise le principe d'optimisation de la norme d'une fonction au carré comme montré ci-dessous :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

$$[f_{opt}, x_{opt}] = \text{leastsq}(fun, x_0)$$

Avec f_{opt} : valeur de la fonction $f(x) = \|fun(x)\|^2$ à x_{opt} .

x_{opt} : Valeur de x trouvée pour minimiser $\|fun(x)\|^2$.

fun : fonction permettant de minimiser x . $f(x) = \|fun(x)\|^2 = \sum_{i=1}^m fun_i^2(x)$

x_0 : condition initiale de l'optimisation.

Les conditions initiales sont très importantes dans les optimisations non linéaires car elles déterminent la bonne convergence des calculs. Dans le cas de cette optimisation, la condition initiale est le vecteur de phase de SCHROEDER.

φ_1	φ_2	φ_3	φ_{n-1}	φ_n
-------------	-------------	-------------	------	------	------	------	------	-----------------	-------------

L'objectif de cette optimisation mathématique est de trouver le minimum global de la fonction. Le critère d'optimisation utilisé est défini dans la publication de P. GUILLAUME [40] dont voici la méthode donnée dans l'exemple ci-après :

Méthode d'optimisation non linéaire :

- Choisir un point de départ x_0 proche d'une solution x du système. La condition initiale étant les phases de SCHROEDER.
- Pour $p=1,2,3,\dots$: calculer une solution $phase(p)$ à partir de l'optimisation non linéaire de Scilab $\text{leastsq}(f, phase(p))$ avec $f = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} x_n^p$ et x_n =signal temporel puis mettre à jour $phase(p+1) = phase(p)$.
- Répéter les deux étapes précédentes jusqu'à ce que la solution soit trouvée $\text{leastsq}(f, phase(p+1)) \cong 0$. Dans le cas du logiciel Scilab, celui-ci ne peut optimiser au delà de $p=7$ à cause de problèmes de calculs.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Nous allons prendre comme exemple deux cas afin d'observer l'évolution du facteur de crête en fonction du coefficient d'optimisation. Nous allons prendre un cas où seules les phases de SCHROEDER interviennent ($p=1$) puis dans l'autre cas où intervient l'approximation de CHEBYSHEV ($p=7$).

- $P=1$: Le facteur de crête mesuré est de 5.44 dB.

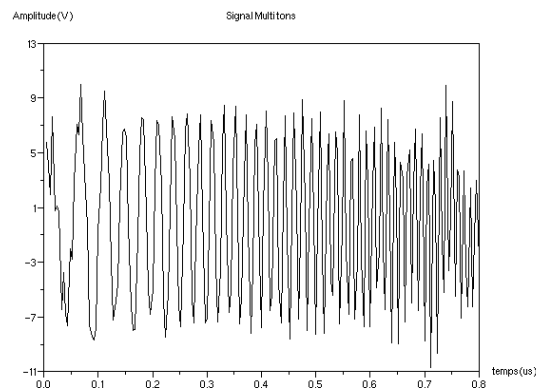


Figure II-14 : Coefficient d'optimisation $p=1$.

- $P=7$: Le facteur de crête mesuré est de 2 dB.

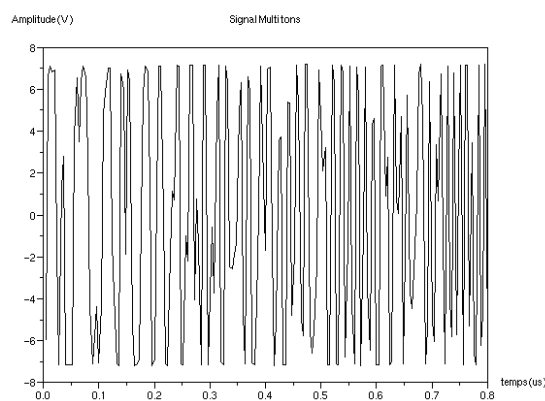


Figure II-15 : Coefficient d'optimisation $p=7$.

II.2.2.2 Principe de prédistorsion de la partie émission:

II.2.2.2.1 Coefficients de prédistorsion :

Ce principe de prédistorsion consiste à venir caractériser les fonctions de transfert des voies I et Q du modulateur. Cette caractérisation est divisée en 3 étapes. Pour cela, on considère le modèle du modulateur en enveloppe complexe comme indiqué Figure II-16 :

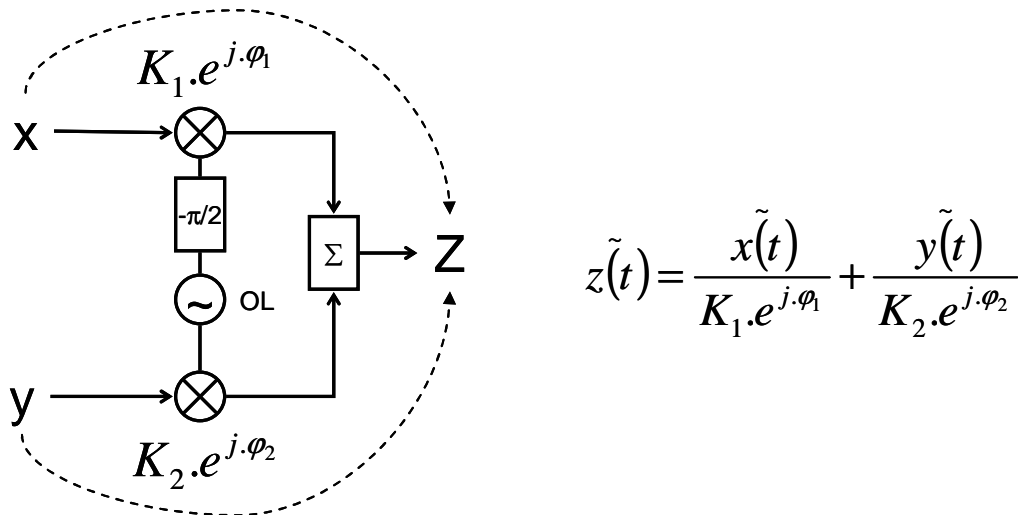


Figure II-16 : Modèle du modulateur I/Q en enveloppe complexe.

La première étape consiste à caractériser la voie I du modulateur I/Q en module et en phase. Cette voie de génération est la voie de référence en phase. On vient appliquer le signal multi tons optimisé uniquement sur la voie CH1 de l'AWG. Sur la voie CH2, on vient appliquer zéro. La voie I est, par conséquent, caractérisée indépendamment de la voie Q. Le terme d'erreur \tilde{K}_1 peut s'écrire de la façon suivante pour chaque fréquence d'intérêt :

$$\tilde{K}_1 = \left(\frac{A_{signal(PC)}}{A_{1D}} \right) \cdot e^{j(\phi_{PC} - \phi_{a1D})}$$

{ A_{1D} et ϕ_{a1D} } représentent respectivement l'amplitude et la phase de chaque raie spectrale considérée dans le plan de référence du DST.

La deuxième étape consiste à caractériser la voie Q, indépendamment de la voie I. on refait la

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

même opération que la première étape sauf que dans ce cas, le signal multi tons optimisé est appliqué uniquement sur la voie CH2 et on vient mettre zéro sur CH1. Pour cette étape, seule l'amplitude du terme K_2 est calculée. Le module du terme d'erreur peut s'écrire de la façon suivante :

$$\boxed{|\tilde{K}_2| = \left(\frac{A_{signal(PC)}}{A_{1D}} \right)}$$

La dernière étape de cette prédistorsion consiste à venir caractériser les deux voies de génération ensemble afin de connaître le déséquilibre des voies du modulateur IQ entre elles. En effet, le modulateur ne présente pas tout à fait 90° de déphasage entre sa voie I et sa voie Q. L'objectif est donc de venir caractériser ce déséquilibre. Pour cela, on vient placer sur CH1 et sur CH2 le même signal multi tons optimisé. Soit $Signal(AWG) = z + j.z$

D'où, la mesure au TDS nous donne l'équation suivante :

$$a_{1D} = y = \frac{\text{Re}(Signal(PC))}{|K_1|} + \frac{\text{Im}(Signal(PC))}{|K_2| \cdot e^{j\varphi(K_2)}} = \frac{z}{|K_1|} + \frac{z}{|K_2| \cdot e^{j\varphi(K_2)}}$$

$$\text{Soit : } y = \frac{z}{|K_1|} + \frac{z \cdot e^{-j\varphi(K_2)}}{|K_2|} = \frac{z}{|K_1|} + \frac{z \cdot \cos(\varphi(K_2))}{|K_2|} - j \cdot \frac{z \cdot \sin(\varphi(K_2))}{|K_2|}$$

$$|y|^2 = \left(\frac{z}{|K_1|} + \frac{z \cdot \cos(\varphi(K_2))}{|K_2|} \right)^2 + \left(\frac{z \cdot \sin(\varphi(K_2))}{|K_2|} \right)^2 = \frac{|z|^2}{|K_1|^2} + \frac{|z|^2}{|K_2|^2} + \frac{2 \cdot |z| \cdot |z|}{|K_1| \cdot |K_2|} \cdot \cos(\varphi(K_2))$$

$$\text{D'où } \varphi(K_2) = \text{Arc cos} \left(\frac{|y|^2 - |K_1^{-1} \cdot z|^2 - |K_2^{-1} \cdot z|^2}{2 \cdot |K_1^{-1} \cdot z| \cdot |K_2^{-1} \cdot z|} \right) \text{ cette formule est la phase de la fonction de}$$

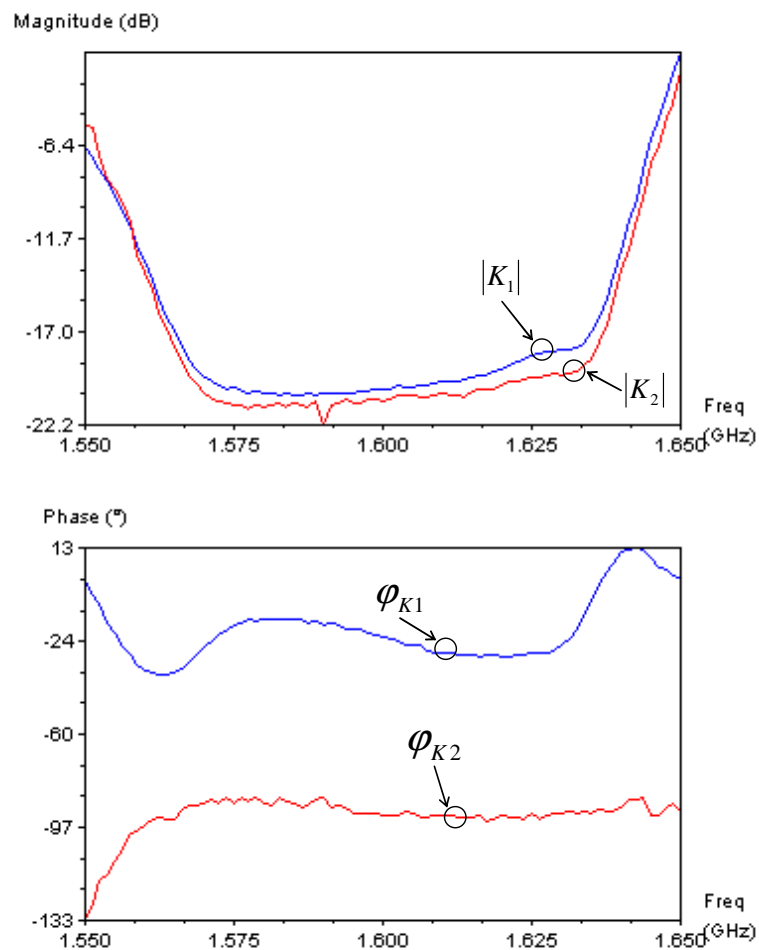
transfert, par conséquent la phase de prédistorsion est :

$$\boxed{\varphi(K_2) = (-1) \cdot \text{Arc cos} \left(\frac{|y|^2 - |K_1^{-1} \cdot z|^2 - |K_2^{-1} \cdot z|^2}{2 \cdot |K_1^{-1} \cdot z| \cdot |K_2^{-1} \cdot z|} \right)}$$

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Ces deux paramètres permettent maintenant de venir modifier automatiquement les signaux générés par l'AWG, ainsi, on vient compenser les défauts présentés par toute la chaîne d'émission en terme d'amplitude et de phase. Pour la phase, on ne vient que compenser le déséquilibre entre les 2 voies de génération en quadrature du modulateur I/Q.

Pour illustrer ces équations, nous allons montrer un exemple de mesure de ces coefficients obtenus lors d'un étalonnage :



Ces résultats de mesures ont été obtenus sur une bande passante de 100 MHz, pour une fréquence centrale de 1.6 GHz. Nous pouvons notamment observer sur ces résultats, le comportement du filtre passe bande qui sert à rejeter les fréquences images.

II.2.2.2.2 Prédistorion du signal :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Le signal envoyé à l'AWG est maintenant prédistoré numériquement. On vient modifier la partie réelle et la partie imaginaire du signal à partir de l'équation suivante :

$$\text{signal_prédistoré} = \tilde{K}_1 \cdot \text{Re}(\text{signal}(PC)) + \tilde{K}_2 \cdot \text{Im}(\text{signal}(PC))$$

La partie réelle du signal prédistoré est envoyée sur le canal 1 de l'AWG et la partie imaginaire sur la voie 2.

II.3 Vérification de l'étalonnage en réception :

L'objectif est de venir vérifier les amplitudes et les phases des enveloppes sur un dispositif sous test précaractérisé sur un autre banc de mesure. Dans notre cas, nous avons mesuré un filtre passe bande dont voici les caractéristiques :

Filtre Passe bande REACTEL - $f_0=1.3$ GHz - Bande passante=54 MHz.

II.3.1 Vérification de l'étalonnage classique S.O.L.T :

La vérification de l'étalonnage a été réalisée à partir de la mesure de paramètres S du filtre passe bande décrit précédemment. Cette mesure a été effectuée sur un analyseur de réseau vectoriel (ARV) et sur le banc de caractérisation en enveloppe.

Nous avons réalisé trois tests :

- Un balayage CW sur l'ARV.
- Un balayage CW sur le banc de caractérisation temporelle.
- Une mesure multi tons sur le banc de caractérisation temporelle.

Voici les résultats obtenus en module et en phase :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

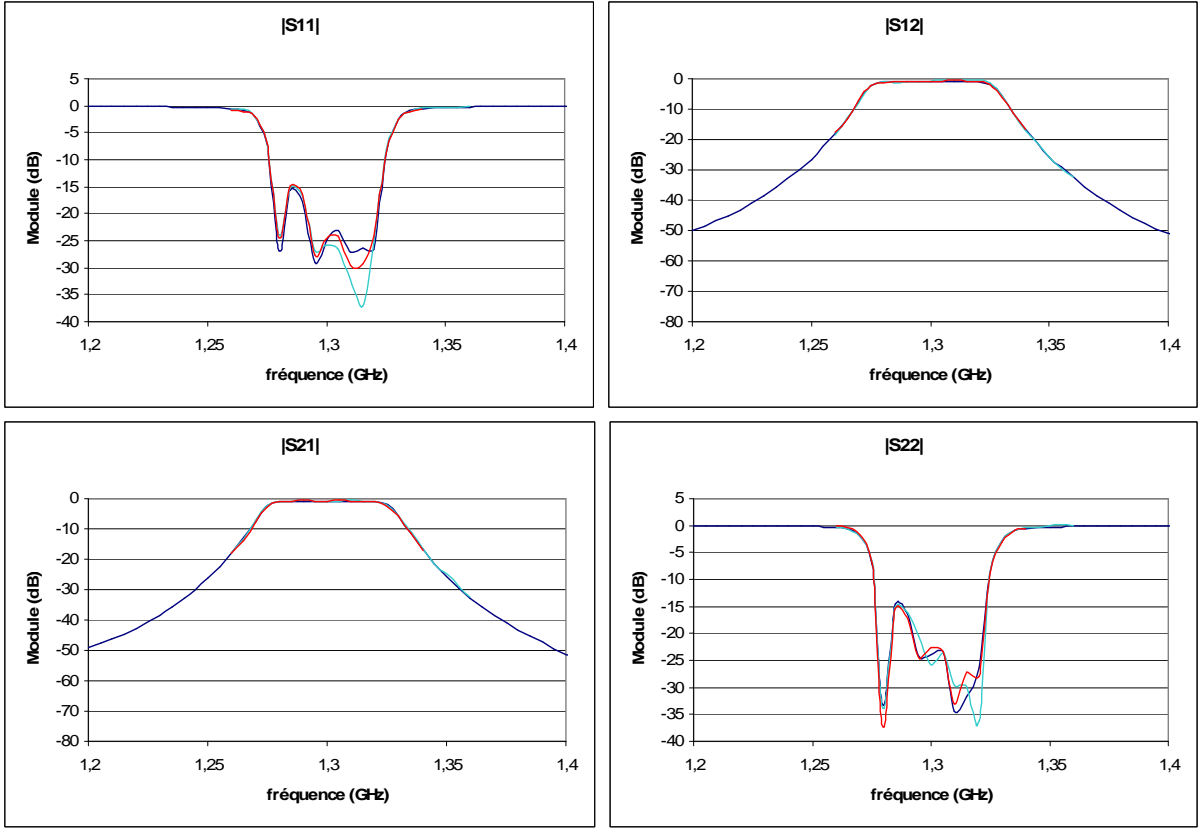


Figure II-17: Module des Paramètres S.

Légende :

—	Balayage CW sur ARV
—	Balayage CW sur Banc de mesure
—	Mesure Multi tons sur Banc

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

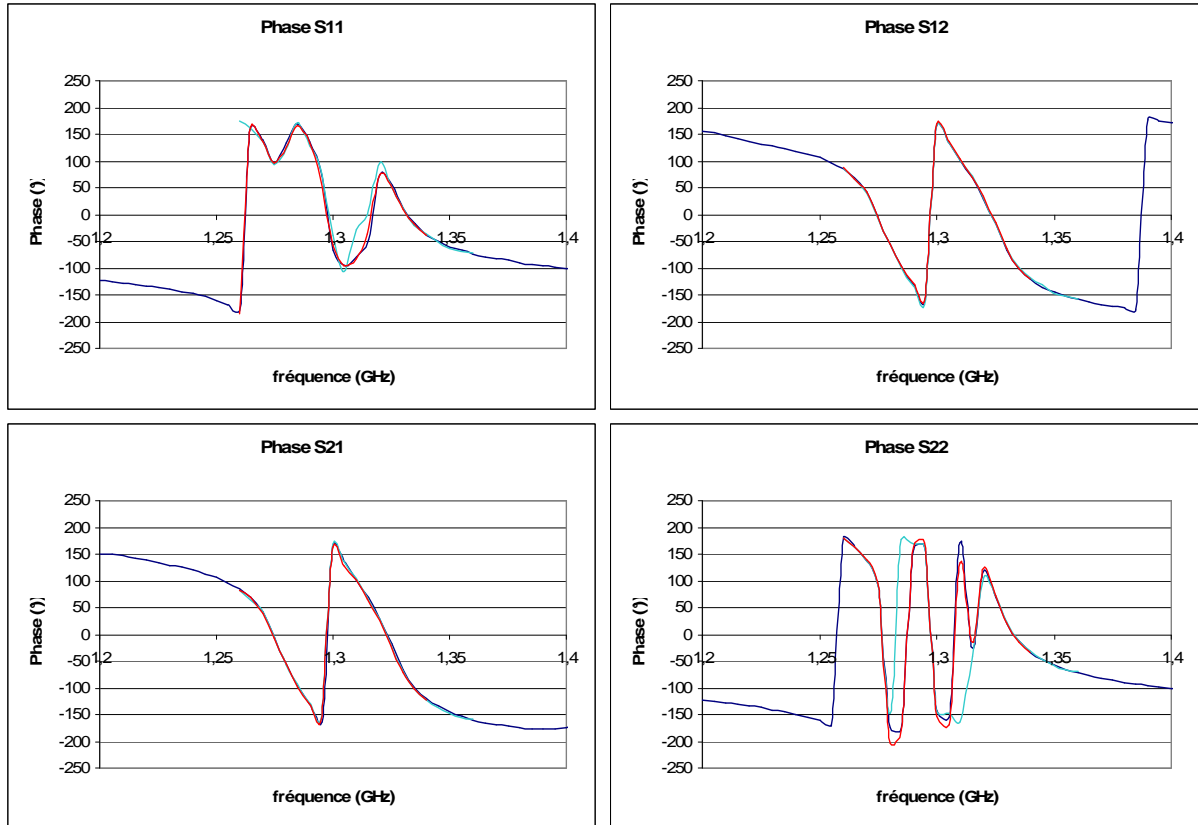
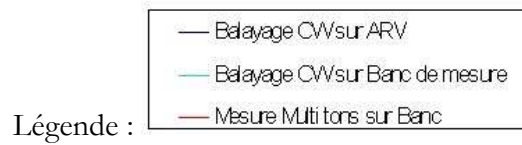


Figure II-18 : Phase des paramètres S.



Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Pour obtenir ces résultats, on est venu corriger les quatre ondes mesurées en module et en phase puis calculer de manière logicielle les paramètres S du filtre passe bande d'après les équations (II-17). Ainsi, par ce principe, on est venu valider les 8 coefficients de correction de la matrice d'erreur.

II.3.2 Vérification de l'étalonnage en puissance et en phase :

Pour cela, on se place en connexion directe et on vient connecter une charge quelconque après le coupleur de mesure en sortie comme indiqué sur la Figure II-20. Cette méthode permet de mesurer les niveaux de puissance et de phase des ondes corrigées les unes par rapport aux autres grâce au logiciel de correction des enveloppes. C'est-à-dire que l'on doit obtenir les mêmes niveaux en amplitude et phase d'une part pour les ondes a_{1D} et b_{2D} , d'autre part pour les ondes a_{2D} et b_{1D} . Dans l'exemple donné après, on a utilisé comme charge un court-circuit :

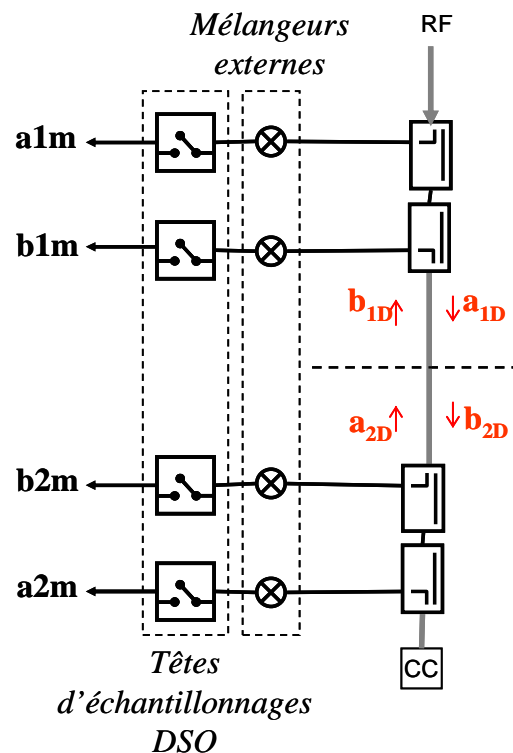


Figure II-19: Synoptique de la vérification de l'étalonnage en puissance et en phase.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires
d'enveloppe de signaux microondes modulés.

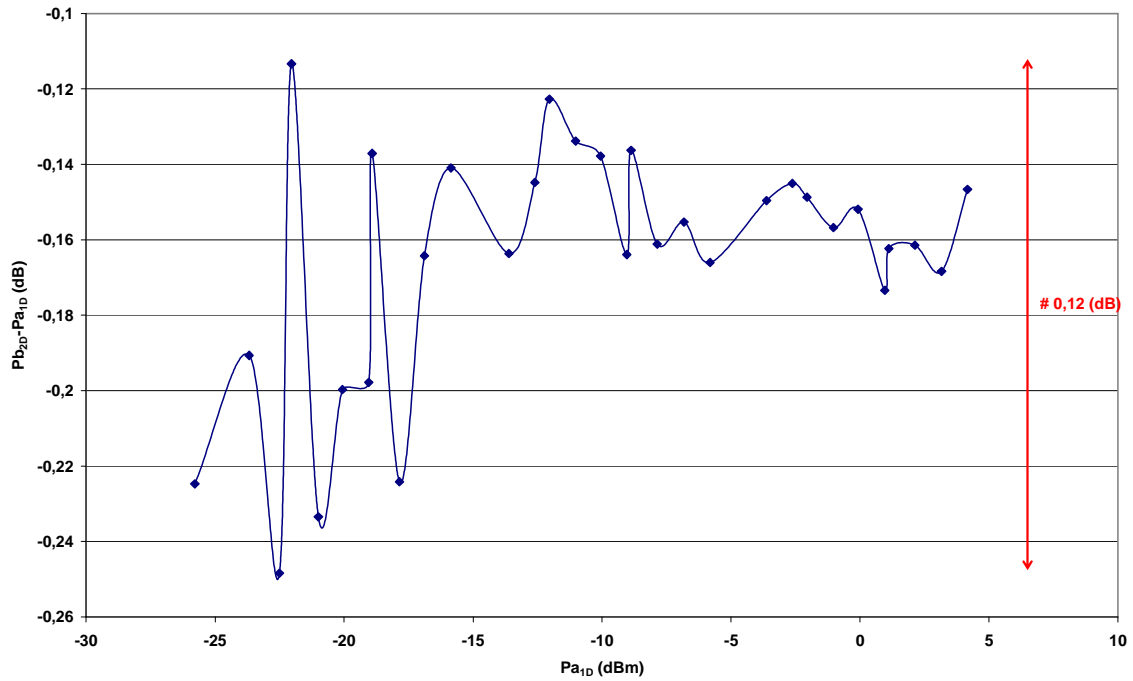


Figure II-20 : Résultats d'une vérification d'étalonnage en puissance.

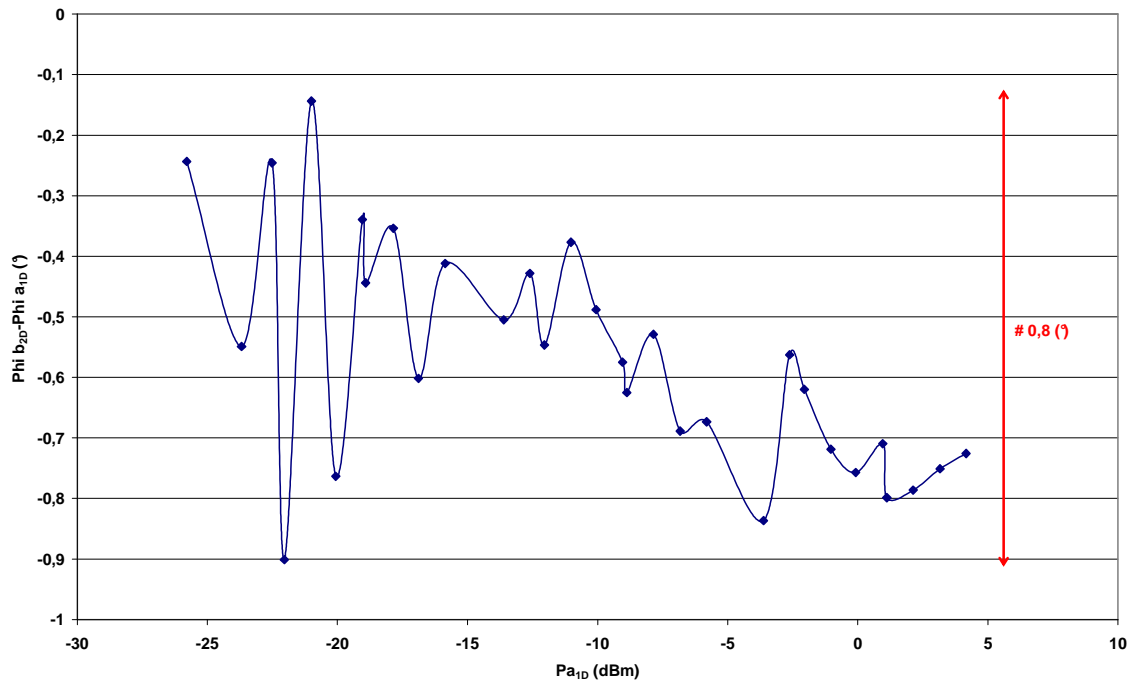


Figure II-21 : Résultats de la vérification d'étalonnage en phase.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

Cette technique permet de venir valider également les différents niveaux de phase entre chacune des ondes. En effet, l'onde de référence de phase est l'onde a_{1D} , par conséquent, les 3 autres sont référencées par rapport à cette onde. Donc en plaçant, un court circuit en sortie des coupleurs, on vient également contrôler les niveaux de phase entre chaque onde corrigée. Par conséquent, nous devons obtenir : $\varphi(a_{1D}) = \varphi(b_{2D})$ et $\varphi(b_{1D}) = \varphi(a_{2D})$.

III Traitement des mesures :

Etant en possession des fichiers des termes d'erreur caractérisant la partie réceptrice du banc, nous sommes en mesure de corriger les enveloppes complexes mesurées directement sur l'oscilloscope au cours de la caractérisation de dispositifs sous test, afin de déduire les enveloppes complexes associées aux signaux RF dans les plans de référence du dispositif sous test. Quelque soit le signal de test généré, le traitement est le même pour chacune des enveloppes transmises ou réfléchies du DST.

III.1 Rappel : Recomposition des ondes transmises et réfléchies a_{iD} et b_{iD} :

Rappelons que l'étalonnage mis en œuvre nécessite 2 hypothèses :
Le TPG d'une des voies d'acquisitions est constant, cela implique qu'il existe un retard d'enveloppe pur, sans distorsion linéaire de l'enveloppe des signaux sur cette voie. Ce retard importe peu. Le signal, sur cette voie d'acquisition, constituera notre phase de référence.

La partie acquisition, par conséquent les mélangeurs, est linéaire, de façon à ce que le théorème de superposition puisse être appliqué. Ainsi, les termes d'erreur associés à chaque voie d'acquisition, déterminés par les mesures d'étalonnage en monoporteuse, seront employés pour des modulations multiporteuses dont les variations de puissance instantanées seront comprises dans la plage de linéarité de chacun des mélangeurs. En fonction du PAR des signaux générés, il faut ajuster l'atténuation sur chacune des voies d'acquisition pour éviter, pour des niveaux de puissance trop importants, de venir se placer dans la partie non linéaire des mélangeurs.

La procédure d'étalonnage décrite précédemment (II.1), nous a permis de définir les termes d'erreurs suivant caractérisant toute la chaîne de réception :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

- $e_{00}^i, e_{11}^i, e_{10}^i, e_{01}^i, e_{22}^i, e_{33}^i, e_{32}^i, e_{23}^i, e_{32}^i, e_{10}^i$: Paramètres d'erreur de la matrice de correction. Ces coefficients sont obtenus à partir de l'étalonnage classique SOLT.
- $|e_{10}^i|$: Paramètre de correction en puissance. Ce terme est obtenu à partir de l'étalonnage en puissance.
- \tilde{S}_{21} : Coefficient de transfert complexe des atténuateurs variables sur les voies d'acquisition. Ces atténuateurs sont précaractérisés pour chaque position d'atténuation en paramètres S à partir d'un ARV classique. Cette banque de données nous permet par la suite de venir sélectionner les coefficients correspondant à l'atténuation imposée.

Avant de commencer cette phase d'étalonnage, nous avons tout d'abord toute une phase de configuration des différents instruments, des paramètres du kit d'étalonnage, et de la configuration de l'étalonnage (Fréquence Intermédiaire, Bande de Fréquence).

Au niveau des instruments, nous venons configurer le wattmètre, l'oscillateur local, la source RF (servant à l'étalonnage), l'oscilloscope TDS, l'AWG et les différents atténuateurs (en émission et en réception).

La configuration des atténuateurs est réalisée dans le cadre de la phase d'étalonnage et uniquement pour cette phase. Les valeurs imposées constituent les références en phase et en module.

Cette étape de configuration des différents éléments correspond à la configuration du banc uniquement pendant la phase d'étalonnage. Pendant la phase de mesure, certains paramètres sont modifiés comme par exemple la position des atténuateurs de génération ou d'acquisition en fonction des niveaux de puissance imposés. Ceci sera montré dans le paragraphe suivant pour la description du logiciel et des différentes fonctions.

A partir du moment où l'étalonnage a été effectué puis enregistré au niveau logiciel, on peut entamer la partie mesure et correction des enveloppes. La correction se fait en même temps que la mesure des enveloppes à l'oscilloscope.

III.2 Programme d'acquisition et de correction d'enveloppe :

Le programme d'acquisition et de correction d'enveloppe a été développé sous l'interface Scilab. Ce programme contient à la fois toute la partie d'automatisation du banc dans le but de contrôler tous les appareils présents sur le banc de mesure pour pouvoir récupérer un maximum de données concernant les différentes mesures que l'on peut faire. Ce programme contient aussi toute la partie de correction des enveloppes.

III.2.1 Organigramme de la correction d'enveloppe :

La correction des enveloppes qui ont été mesurées au TDS est symbolisée de façon générale Figure III-1. Elle consiste en une transformation des fichiers de mesures grâce aux différents paramètres d'erreurs. Cette correction est réalisée directement après l'acquisition des enveloppes au TDS.

En premier lieu, on réalise un **moyennage** et une **synchronisation** des enveloppes mesurées : le moyennage permet de venir diminuer le niveau de bruit de mesure. Les mesures sur les 4 canaux de l'oscilloscope sont synchronisées de manière logicielle par rapport à la mesure d'un canal de référence comme indiqué dans le paragraphe II.1.4.

Dans un second temps, on réalise une **FFT** et une **correction en S21** : un rapport entre le spectre de l'onde mesurée et la fonction de transfert équivalente fréquentielle passe-bas de l'atténuateur de la chaîne de réception est réalisé. Cette étape est réalisée si l'atténuation sur les atténuateurs programmables est différente entre l'étalonnage et la mesure.

La troisième étape consiste à faire un **traitement de chaque bloc démodulant**. Ce traitement génère le spectre de l'enveloppe complexe associée au signal RF dans le plan de référence du DST. Il s'agit d'une correction par les termes d'erreurs de la matrice d'étalonnage.

Les enveloppes temporelles associées aux ondes RF dans les plans de référence étant obtenues,

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

on peut les améliorer par un lissage (débruitage) et les analyser (déduction de la puissance moyenne, mesures de facteur de crête, intermodulation, etc...).

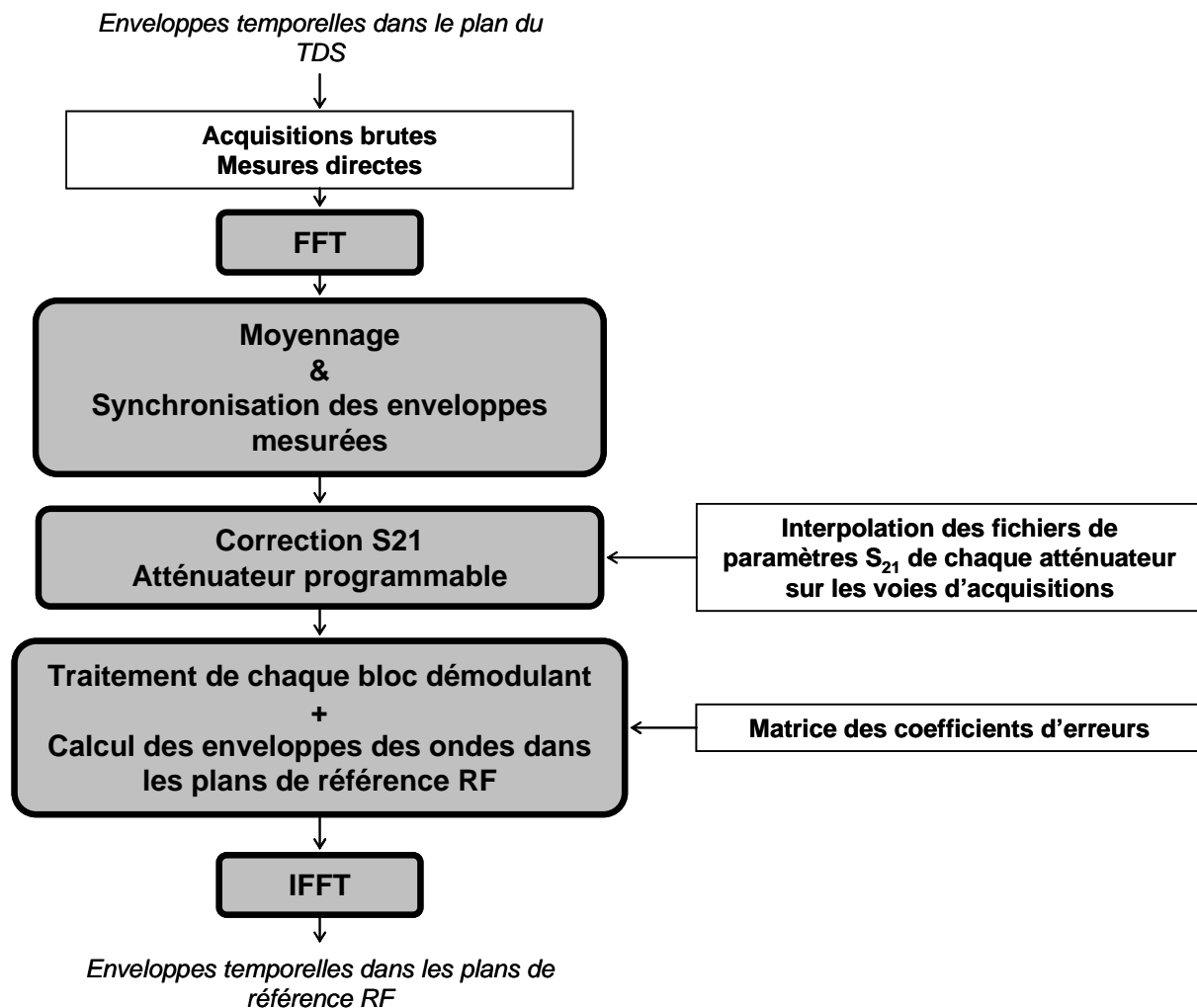


Figure III-1 : Organigramme général de la correction d'enveloppe.

Le moyennage et la synchronisation des enveloppes mesurées ont été définis dans le paragraphe I.4.1.1. La « correction S₂₁ » de chaque atténuateur programmable sur les voies d'acquisitions est donnée Figure III-2 et le « Traitement de chaque bloc démodulant » est présenté Figure III-3. Dans ces organigrammes détaillés sont présentées de façon visuelle les structures de données manipulées.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

La fonction « correction S_{21} » réalise un rapport entre le spectre de l'enveloppe complexe associé à l'onde RF présente en sortie de chaque atténuateur et la fonction de transfert de ces atténuateurs. Pendant la phase d'étalonnage, les atténuateurs ont une position bien précise. La fonction de transfert tient compte de cette position pendant la phase de correction S_{21} . Les largeurs de bande sont les mêmes (250 MHz), mais le nombre de points est différent entre les fichiers, c'est pourquoi la caractéristique issue de l'ARV est ré échantillonnée, puis remise en forme afin de présenter un format spectral compatible avec la FFT analytique.

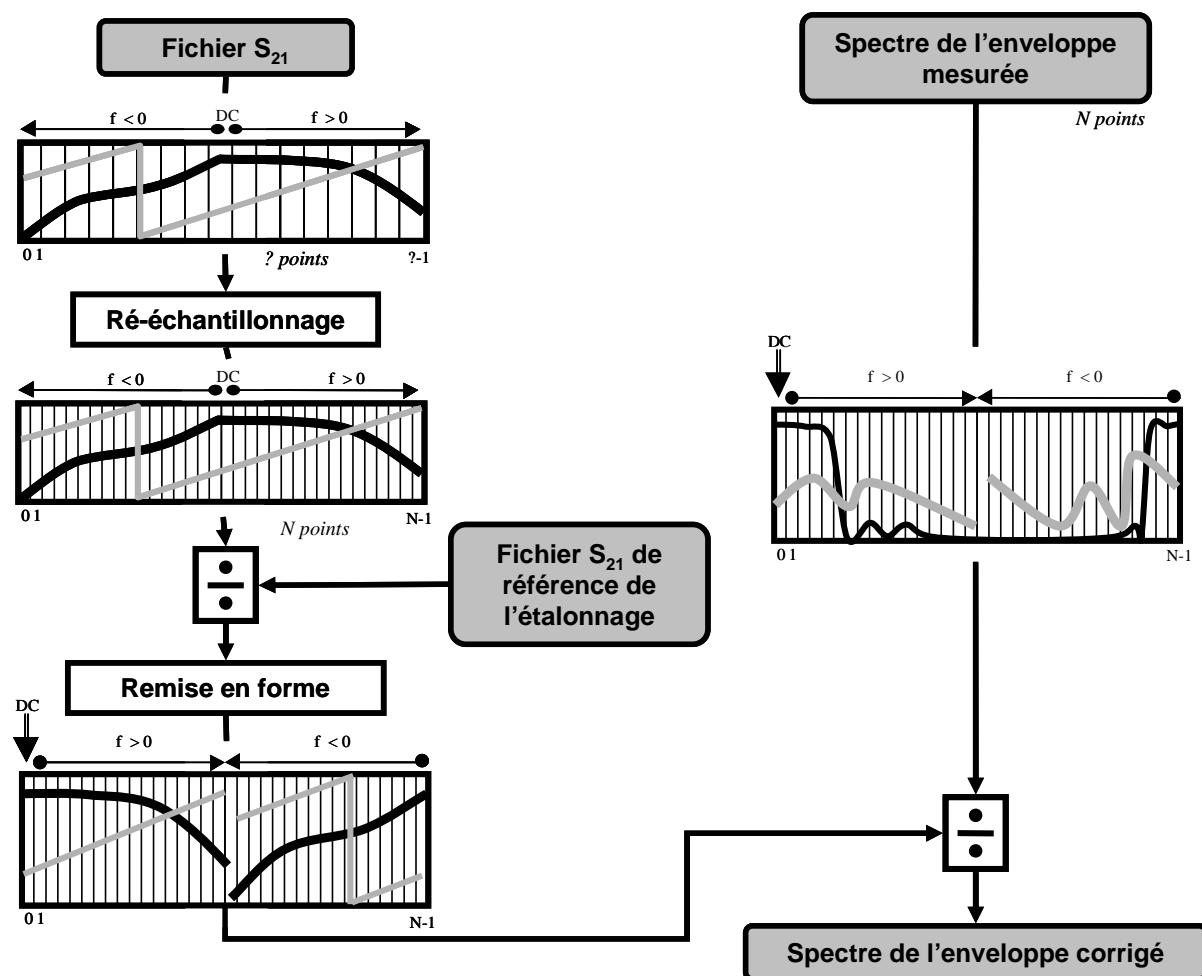


Figure III-2 : Organigramme de la fonction « Correction S_{21} ».

Le traitement concernant chaque bloc démodulant consiste en une multiplication matricielle terme à terme. On vient multiplier la matrice de paramètres d'erreurs par le tableau des raies

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

spectrales des enveloppes mesurées. Nous avons représenté ci-après l'organigramme de traitement.

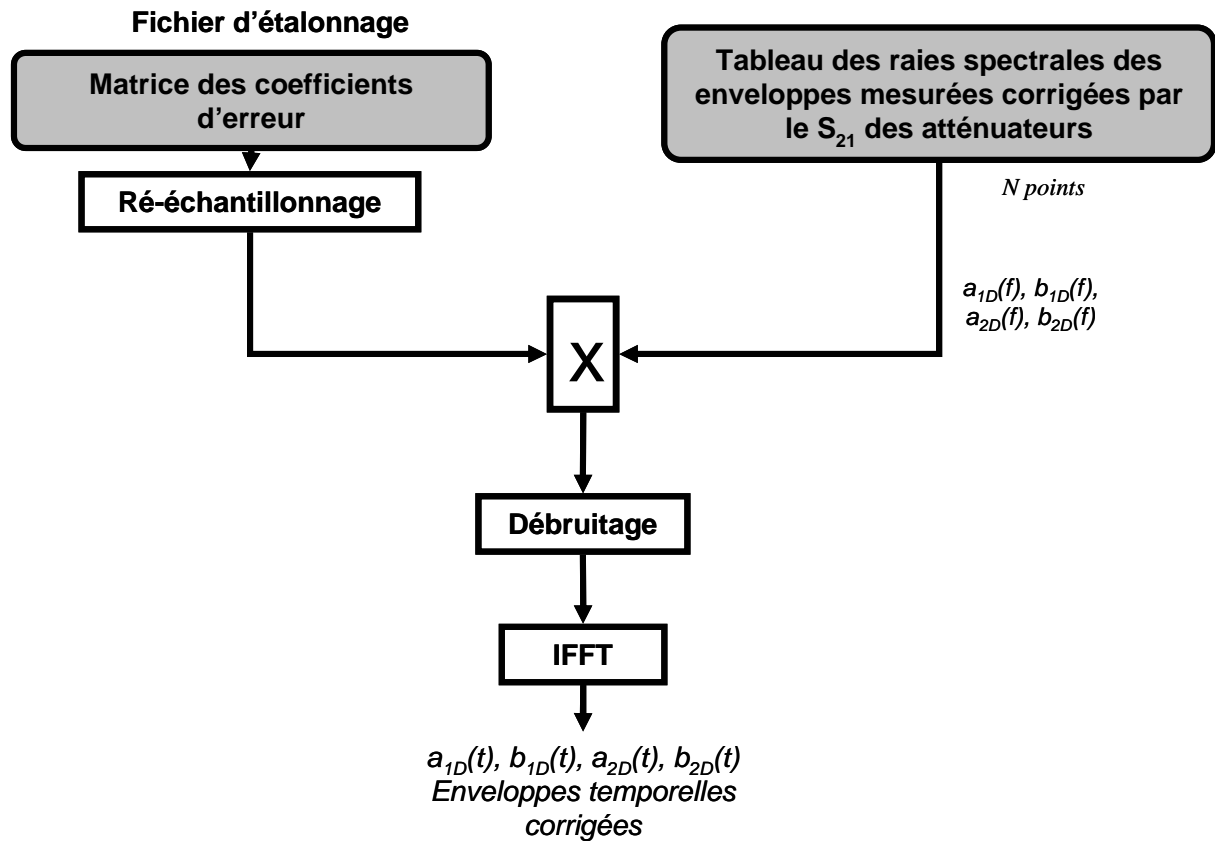


Figure III-3 : « Traitement bloc démodulant ».

III.2.2 Présentation des fonctionnalités de traitement :

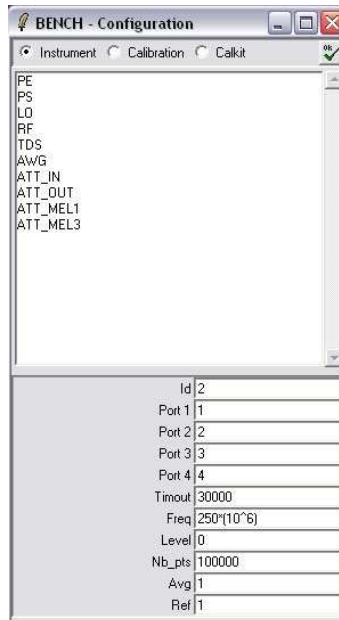
III.2.2.1 Configuration des appareils de mesure et des paramètres d'étalonnage :

Cette partie configuration se présente en 3 parties :

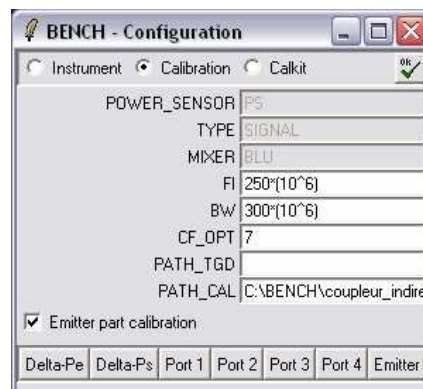
- *Configuration des Instruments présents sur le Banc* : le Wattmètre (Sonde A pour P_e et Sonde B pour P_s), L'oscillateur local, la source RF pour l'étalonnage, l'oscilloscope, l'AWG et les

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

différents atténuateurs variables. Dans cet exemple, on peut observer la configuration du TDS.



- *Configuration pour l'étalonnage* : Dans cette partie, on vient imposer la bande de fréquence d'étalonnage (BW), la Fréquence Intermédiaire (FI) ainsi que le coefficient d'optimisation du facteur de crête du signal multi tons pour la prédistorsion de la partie émission du banc.



- *Configuration du kit d'étalonnage* : cette fenêtre permet de rentrer les différents coefficients de chaque étalon utilisé pour l'étalonnage du banc. Pour le moment, le kit d'étalonnage utilisé est de type APC7 mais le programme est conçu pour utiliser les autres types de kit d'étalonnage connectés.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.



III.2.2.2 Mesures d'un dispositif sous test (DST) :

Ce banc de caractérisation permet de réaliser 2 types de mesures : des mesures en paramètres S et des mesures d'enveloppes absolues aux accès du DST.

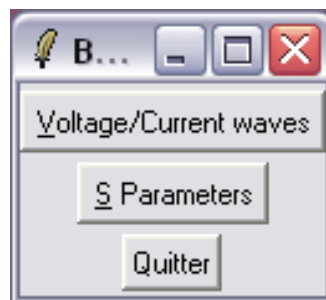


Figure III-4 : Menu des différentes mesures possibles pour un DST.

III.2.2.2.1 Paramètres S :

On peut mesurer les paramètres S d'un dispositif linéaire soit en balayage CW comme sur un ARV classique, soit en multi tons en utilisant l'AWG. Cette méthode est d'ailleurs la plus rapide car on mesure en un seul passage les 4 paramètres S du dispositif sous test.

Pour ces types de mesures, le programme récupère les enveloppes de tension corrigées et l'on vient calculer de manière logicielle les 4 paramètres S. Car contrairement sur un analyseur de réseau vectoriel, on vient corriger les ondes au lieu de venir corriger les rapports d'ondes.

III.2.2.2.2 Enveloppes :

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

En ce qui concerne les mesures d'enveloppes, on peut faire des mesures en automatique ou en manuel. La configuration automatique permet de faire un balayage en puissance sur toute la plage d'atténuation dont on a rentré les paramètres au préalable.

La mesure des enveloppes en manuel permet de réaliser une pré vérification de la cohérence des résultats, pour cela on a accès à différentes options qui sont les suivantes :

- Options graphiques : mesures des puissances moyenne et instantanée des enveloppes en dBm et en mW, affichages des trajectoires, des spectres et des abaques de Smith pour les impédances d'entrée et de sortie du dispositif sous test. Mesures en monoporteuse (affichage des courbes de gain, de rendement et de puissance) mesures en biporteuse (affichage sous forme de tableau pour chaque fréquence des différentes puissances, des gains, des rendements, du produit d'intermodulation gauche/droite/total et des impédances d'entrée et de charge) et mesures de modulations plus complexes (BPSK, QPSK, M-PSK, NPR, M-QAM, etc.).
- Options de correction :
 - Débruitage par valeur seuil : cette fonction permet d'annuler les raies d'un spectre lorsqu'elles ont une amplitude inférieure à un seuil définissable (par exemple, lissage d'enveloppe complexe temporelle correspondant à une modulation biporteuse, en ne considérant que les raies spectrales dont la puissance est supérieure à -50 dBc de la raie de plus forte amplitude).
 - Trigger d'enveloppe complexe : cette fonction permet de synchroniser (au niveau graphique) l'enveloppe de l'onde corrigée $a_{1D}(t)$ avec l'enveloppe de l'onde générée au PC. Cette fonction s'applique sur toutes les enveloppes corrigées car on vient décaler chaque enveloppe de la même quantité. Cette fonction est illustrée par la Figure III-5 pour l'exemple de l'enveloppe d'un signal biporteuse.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

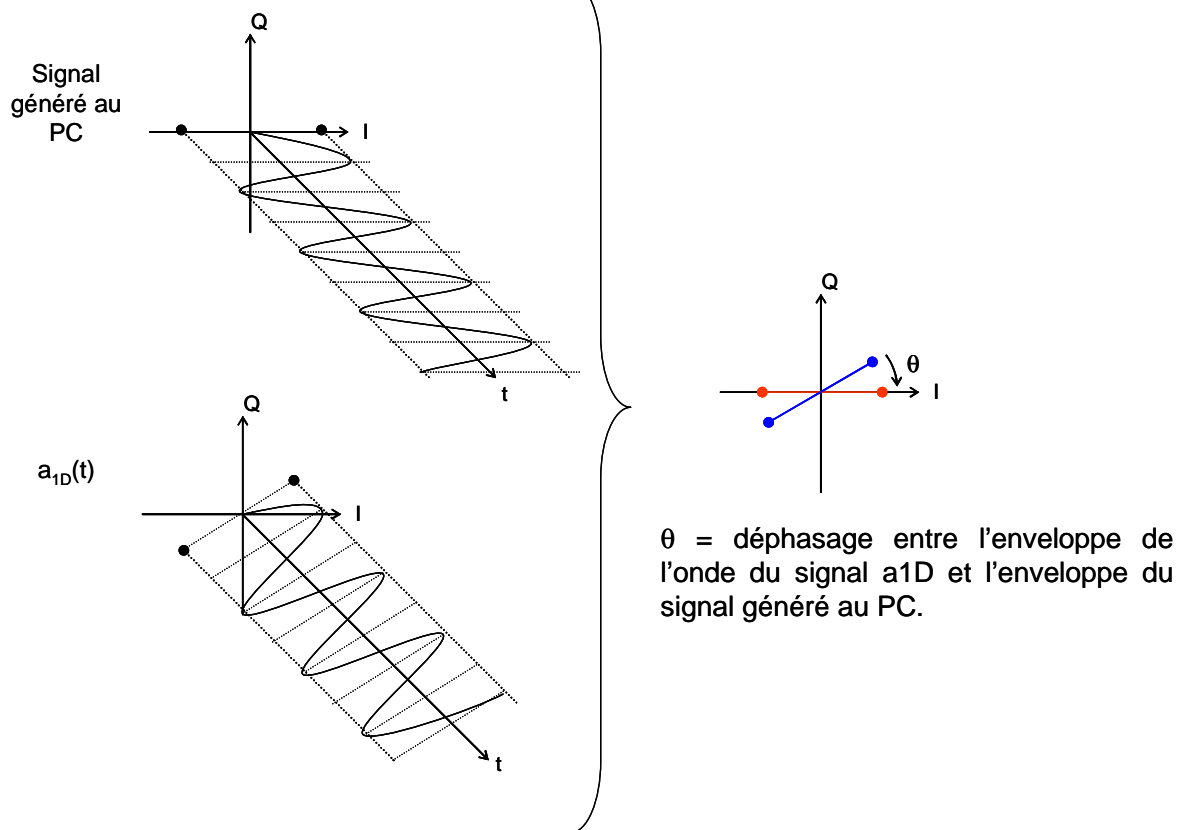


Figure III-5 : Trigger d'enveloppe complexe.

Connaissant θ , on vient soustraire cette valeur au raies spectrales de $a_{1D}(t)$ pour avoir un signal identique au signal généré au PC.

CONCLUSION

Ce chapitre a montré les travaux de développement de cet outil de caractérisation, tant sur le plan de l'architecture matérielle que sur la structure de pilotage et de traitement automatique des données.

Cette nouvelle architecture avec 4 voies d'acquisition synchrones nous permet maintenant de caractériser complètement le comportement d'un amplificateur mais aussi d'un transistor car, ce banc nous permet à l'heure actuelle de placer n'importe quel dispositif sous test sous différentes impédances de charge et de source et de pouvoir en analyser le comportement.

Le changement de plate forme logicielle (Agilent Vee vers Scilab) nous a permis de gagner en rapidité de calcul. En effet, le point critique, auparavant, venait de la lenteur de calcul au niveau des transformées de Fourier directe et inverse. Ce point a été résolu en utilisant le logiciel Scilab.

On pourra retenir en particulier, les efforts portés sur la mise en œuvre d'un étalonnage vectoriel pour la correction des enveloppes complexes. Cette méthode d'étalonnage a été inspirée de la méthode développée sur le LSNA.

Sur ce même principe d'étalonnage, il serait intéressant de venir implanter une méthode d'étalonnage utilisant le principe des moindres carrés comme décrit dans la thèse de Jan Verspecht [38]. Cette méthode permettrait de décrire plus précisément les différents termes d'erreurs de la matrice.

L'autre objectif de développement de ce banc de caractérisation serait de venir implanter un tuner automatique. Cet outil nous permettrait ainsi une plus grande précision au niveau optimisation pour différents critères (rendement, linéarité, puissance, gain, etc.).

Une des nouvelles potentialités de cet outil concerne la caractérisation de dispositifs sous test sous des impédances différentes de 50Ω pour différents types de signaux. Ceci fait l'objectif du Chapitre III suivant.

BIBLIOGRAPHIE

- [30] F. Macraigne, T. Reveyrand, C. Maziere, D. Barataud, J.M. Nebus, R. Quere, A. Mallet.
« A fully calibrated four channels time domain RF envelope measurement system for the
envelope characterization of non-linear devices in a load-pull environment. » *EUMC, Session
EUMC35: Measurement systems for linear and non-linear devices characterisation*, Paris, 2005.
- [31] F. Macraigne, T. Reveyrand, C. Maziere, D. Barataud, J.M. Nebus, R. Quere, F. Gizard.
« Nouvelle méthode de caractérisation des enveloppes temporelles de signaux modulés aux accès
de dispositifs non linéaires RF dans un environnement Load-pull. » *JNM, Session Caractérisation de
composants de puissance*, Nantes, 2005.
- [32] T. Reveyrand
« Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de
puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale
d'amplificateurs », *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.
- [33] D. Ventre
« Communications Analogiques. » *Collection Ellipses, Editions Marketing Hermes*, Paris, 1991 – ISBN
2-7298-9161-7.
- [34] Focus Microwave
« Measurement system operation manual. » Version 7.7 March 2003.
- [35] D. Rytting
« An analysis of vector measurement accuracy enhancement techniques. » *Proc. Hewlett Packard RF
& Microwave Symposium*, pp. 976-987, March 1982.
- [36] R.B. Marks
« A multilane method of network analyser calibration. » *IEEE Trans. Theory and Techniques*, Vol 39,
pp. 1205-1215, 1991.
- [37] J. Qiu, D. Abe, T. M. Antonsen, B.G. Danly, and B. Levush, “Calibration of a Gigahertz-
Bandwidth Vector Signal generation and Analysis system.” *Microwave Symposium Digest, 2003
IEEE MTT-S International*, pp. 1659-1662, 2003.

Chapitre 2 : Développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppe de signaux microondes modulés.

[38] J. Verspecht

« Calibration of a measurement system for high frequency nonlinear devices. » Ph.D. dissertation, Vrije Universiteit Brussel, September 1995.

[39] J. Verspecht, K. Rush.

« Individual characterization of broadband sampling oscilloscope with a 'nose to nose' calibration procedure. » *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, Vol IM-43, No. 2, p 347-354, 1994.

[40] P. Guillaume, J. Schoukens, R. Pintelon, I. Kollar.

« Crest-Factor minimization using nonlinear Chebyshev approximation methods. » *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, Vol 40, No. 6, p 982-989, 1991.

[41] M.R. Schroeder, « Synthesis of low peak factor signals and binary sequences with low autocorrelation. » *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. IT-16, p. 85-89, 1970.

[42] M. Solomou, C. Evans, D. Rees.

« Crest Factor minimization in the frequency domain. » *IEEE Trans. On Instrumentation and Measurement*, Vol 51, No. 4, p 859-865, 2002.

[43] S. Boyd

« Multitone Signals with low crest factor. » *IEEE Trans. On Circuit and Systems*, Vol CAS-33, No. 10, p 1018-1022, 1986.

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF :

INTRODUCTION

Dans le chapitre 2, nous avons abordé le développement du banc de caractérisation temporelle d'enveloppe permettant d'extraire les 4 ondes aux accès de dispositifs sous test non linéaires.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les résultats expérimentaux obtenus sur des dispositifs sous test.

Dans un premier temps, nous allons montrer des résultats obtenus sur un amplificateur de puissance adapté 50Ω . L'objectif est, d'une part, de comparer les résultats obtenus sur le banc temporel d'enveloppe et sur le banc Load-pull, d'autre part, de donner un catalogue de résultats mettant en évidence, par des exemples significatifs de caractérisation, les possibilités et les capacités de ce banc de mesure.

Dans un second temps, il s'agit de regarder le comportement d'un transistor HFET de puissance soumis à des excitations de type biporteuse sous des impédances différentes de 50Ω . Dans un dernier temps, nous appliquerons notre banc à la linéarisation du comportement du transistor en venant injecter l'enveloppe de modulation sur l'accès de polarisation de drain.

I Application à la caractérisation d'un amplificateur HFET en Bande L :

Nous avons caractérisé expérimentalement, à l'aide du banc de caractérisation temporel, présenté dans le chapitre précédent, un amplificateur HFET fonctionnant en Bande L (1.6 GHz) conçu par la société Alcatel Space Industries et qui a déjà fait l'objet de travaux menés par N. Le Gallou [44], T. Reveyrand [45] et A. Soury [46].

I.1 Topologie de l'Amplificateur :

L'amplificateur étudié est un amplificateur 2 étages conçu autour de transistors HFET de 1200 μm de développement de grille et polarisés en classe AB. Sa puissance de sortie nominale est de 350 mW. Nous présentons sur la Figure I-1 sa topologie.

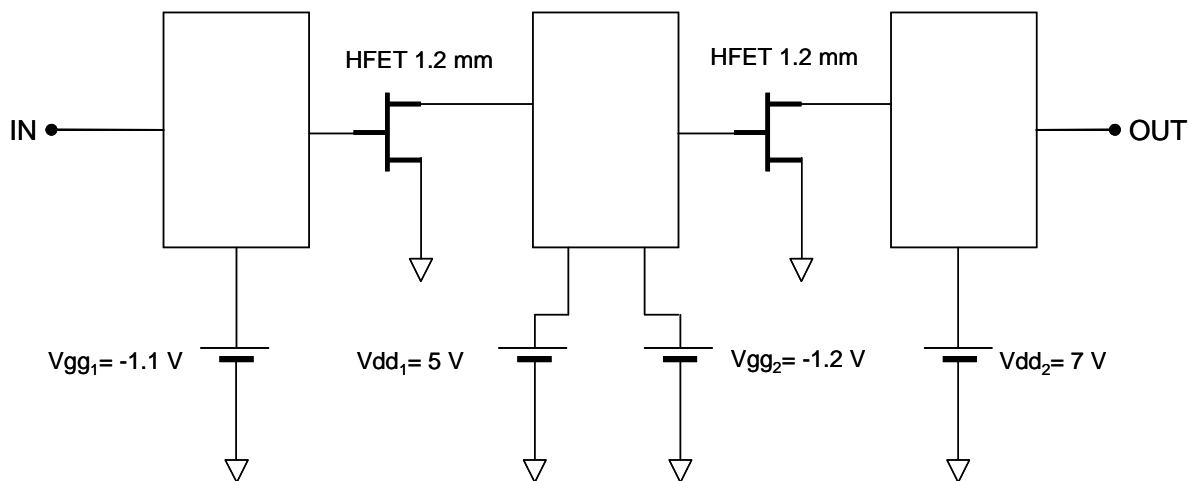


Figure I-1 : Topologie de l'amplificateur HFET

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Ce module est réalisé en technologie hybride. Il est composé de deux étages, chacun étant constitué d'un unique transistor HFET de $1200\mu\text{m}$ de développement de grille. Les circuits d'adaptation sont reportés sur un substrat à forte constante diélectrique afin de réduire les dimensions et les pertes des circuits passifs.

Le point de polarisation des différents transistors est situé en classe AB ($I_{dss}/3$), soit $V_{gg1}=-1.1\text{V}$ $V_{gg2}=-1.2\text{V}$, $V_{dd1}=5\text{V}$, $V_{dd2}=7\text{V}$ pour $I_{dd1}=72\text{mA}$ et $I_{dd2}=63\text{mA}$

L'objectif des mesures réalisées sur cet amplificateur est de venir comparer les résultats obtenus sur le banc de caractérisation Load-pull et sur le banc de caractérisation d'enveloppes temporelles mais aussi de montrer la possibilité de contribution à l'élaboration de modèles comportementaux bilatéraux d'amplificateur. Pour réaliser la comparaison entre les deux bancs de caractérisation, on vient comparer des mesures effectuées en CW.

I.2 Caractérisation en CW :

Dans un premier temps, le banc de caractérisation évoqué au chapitre 2 a été mis en oeuvre dans une configuration monoporteuse pour mesurer les courbes AM/AM et AM/PM du module. La bande de fréquence choisie pour ces caractérisations est centrée sur 1.6 GHz, et couvre +/- 20 MHz autour de cette fréquence centrale. La partie statique est une courbe AM/AM AM/PM mesurée à 1.6 GHz, dont l'allure est donnée dans le graphique suivant Figure I-2 :

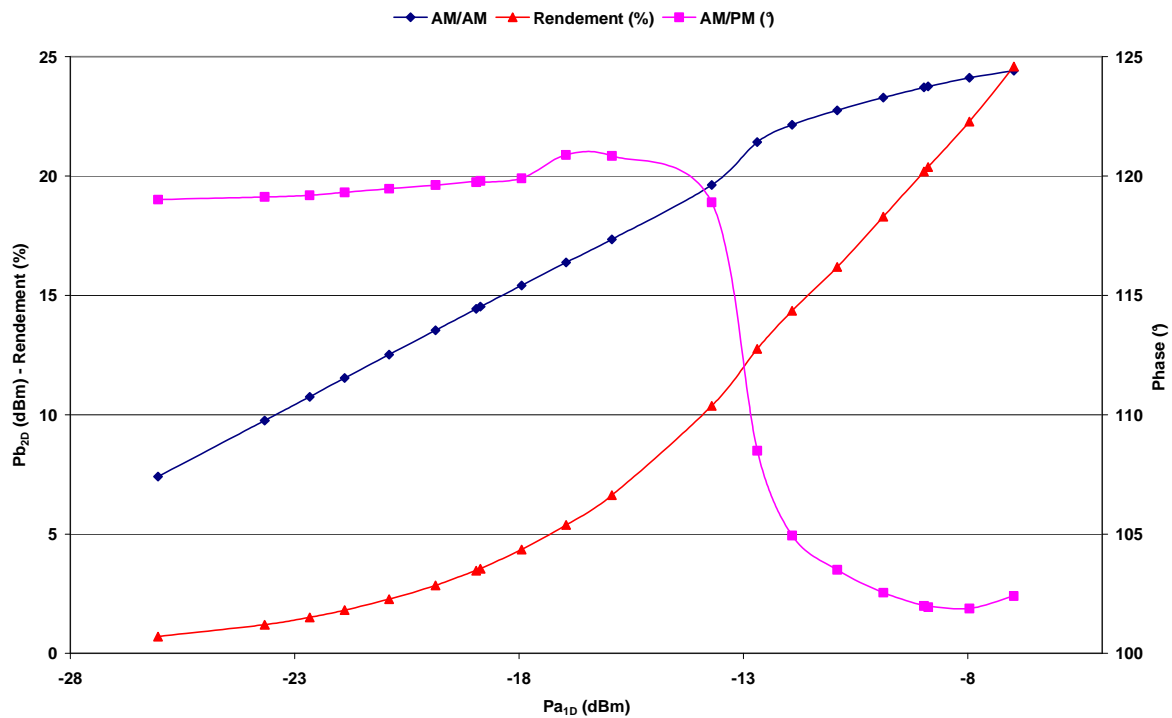


Figure I-2 : Caractéristique CW du LLA à 1.6 GHz.

La courbe AM/AM fait apparaître en zone en recul une expansion du gain de l'amplificateur. En compression, on se rend compte que la saturation de l'amplificateur est lente. Pour la zone de puissance d'entrée correspondant à -13 dBm, on remarque une variation brutale du déphasage entrée / sortie (15° de variation). En zone de forte saturation, on assiste à une variation plus progressive du déphasage entrée sortie.

A l'aide des différentes courbes AM/AM AM/PM mesurées pour toute la bande de l'amplificateur, nous avons pu réaliser la comparaison entre les deux bancs de mesure. Dans les deux graphiques suivants, nous avons comparé les mesures expérimentales obtenues en monoporteuse sur le banc Load-pull aux mesures expérimentales obtenues sur le banc de caractérisation temporelle d'enveloppe. Ces mesures en monoporteuse ont été réalisées pour 5 fréquences (1.58 GHz ; 1.592 GHz ; 1.6 GHz ; 1.608 GHz et 1.62 GHz) sur 20 points de puissance pour un $\Gamma_{ch} = 0.2.e^{j0}$.

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

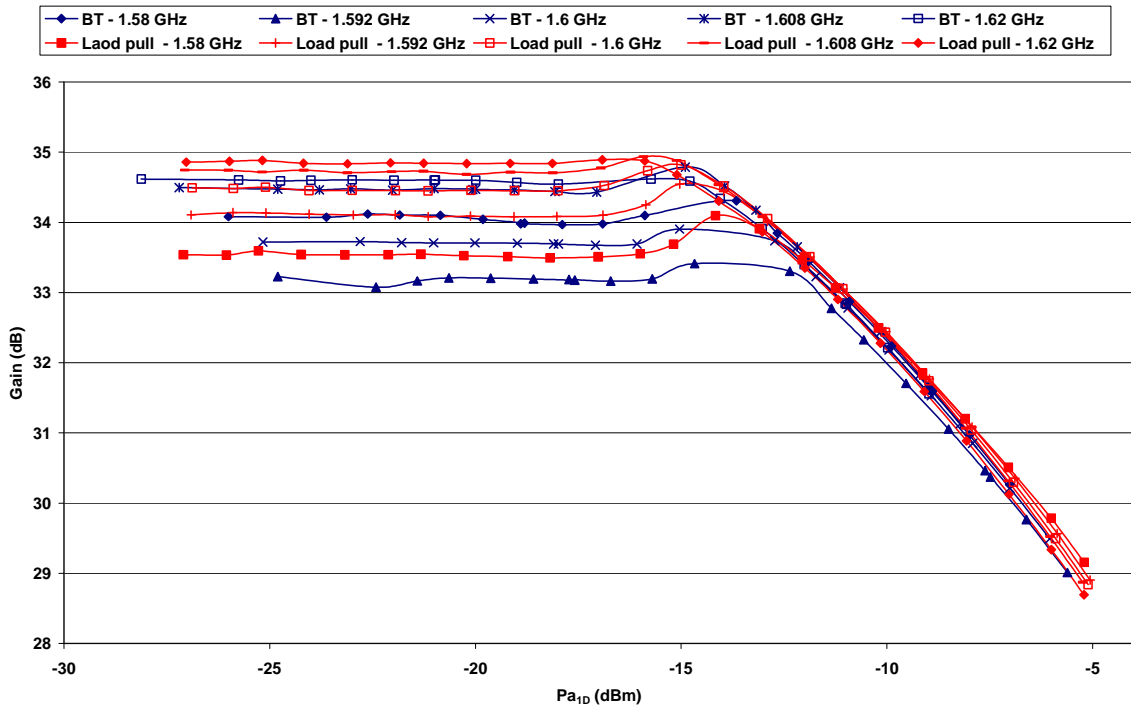


Figure I-3 : Gain du LLA pour différentes fréquences. (BT : Banc Télécom)

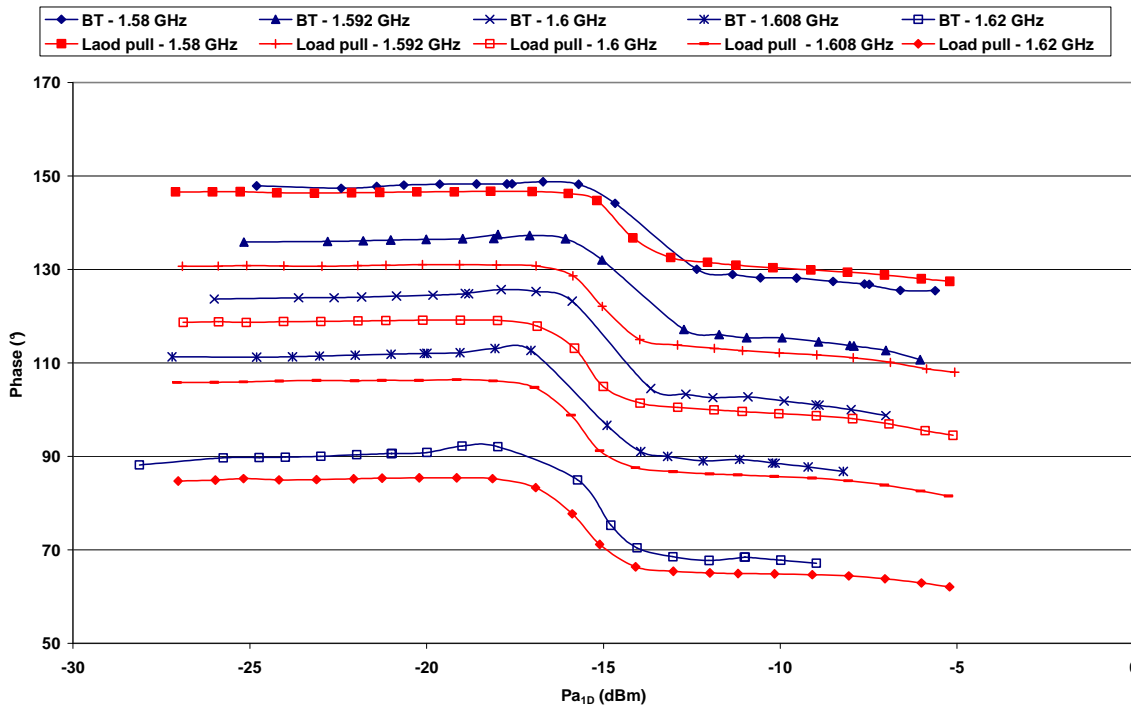


Figure I-4 : AM/PM du LLA pour différentes fréquences.

Les Figure I-3 et Figure I-4 permettent de rendre compte de la performance du banc de mesure d'enveloppe par rapport au banc de mesure Load pull. L'écart maximum entre les mesures sur le Load pull et sur le banc de caractérisation d'enveloppe temporelle est de 1 dB en amplitude et de 10° en phase. L'écart de 1 dB peut être en partie attribué aux différences de wattmètres utilisés sur les 2 bancs. La recherche de l'origine de l'écart de phase de 10°, qui est une valeur assez importante, mériterait d'être investiguée plus profondément. Ces mesures sont également réalisées sur deux autres charges différentes ($0.2.e^{j90}$ et 50Ω). A partir de ces résultats est extrait un modèle bilatéral de cet amplificateur et nous permet de tracer les paramètres S « non linéaires ». Ce nouveau type de modèle est décrit dans les publications suivantes [47] [48] [49] [50]. Ces paramètres S « non linéaires » sont définis comme suit :

$$\begin{pmatrix} b_1(\Omega) \\ b_2(\Omega) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}(\Omega, |a_1|) & S_{12}(\Omega, |a_1|) \\ S_{21}(\Omega, |a_1|) & S_{22}(\Omega, |a_1|) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1(\Omega) \\ a_2(\Omega) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \hat{S}_{12}(\Omega, |a_1|) \\ 0 & \hat{S}_{22}(\Omega, |a_1|) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} a_1^*(-\Omega) \\ a_2^*(-\Omega) \end{pmatrix}$$

Comme expliqué dans [47], ce formalisme a été inspiré par la théorie de Volterra. L'idée fondamentale était d'augmenter les lois générales régissant un élément à deux accès en utilisant l'expansion dynamique de série de Volterra. L'extraction par la simulation des paramètres $S_{21}(\Omega, |a_1|)$, $S_{22}(\Omega, |a_1|)$ et $\hat{S}_{22}(\Omega, |a_1|)$ est donnée pour information ci-après.

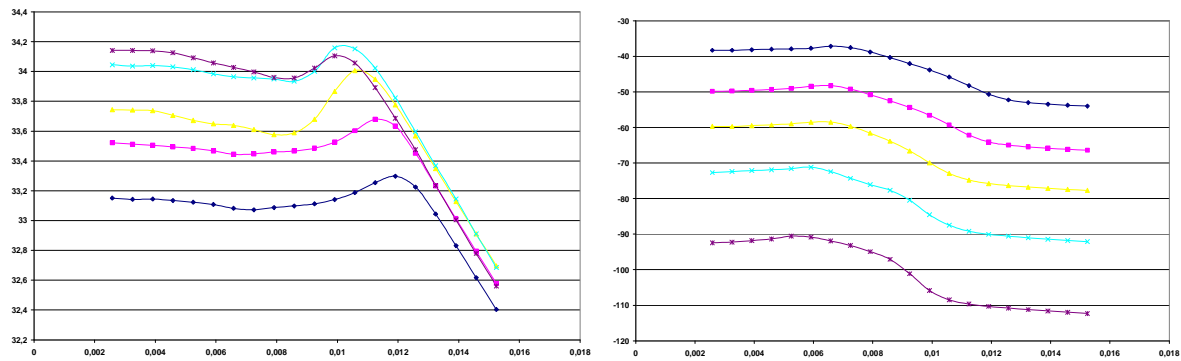


Figure I-5 : $S_{21}(\Omega, |a_1|)$ - Module en dB (gauche) et argument en degré (droite) en fonction du module de a_{1D}

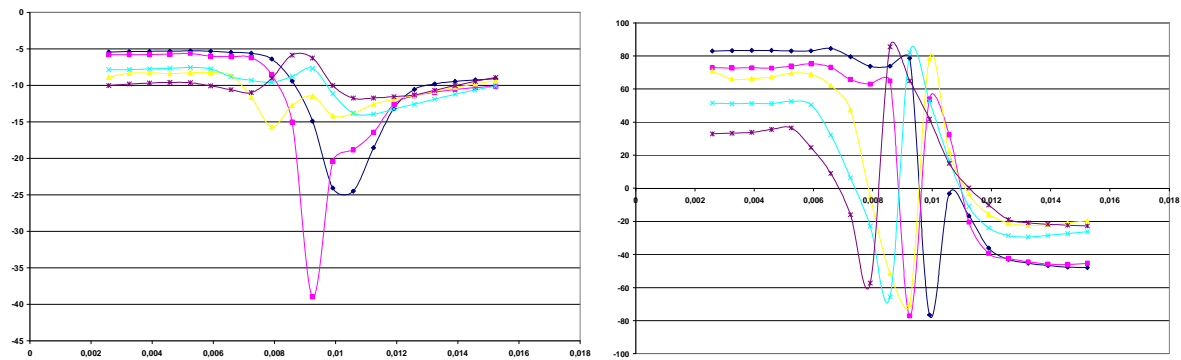


Figure I-6 : $S_{22}(\Omega, |a_1|)$ - Module en dB (gauche) et argument en degré (droite) en fonction du module de a_{1D}

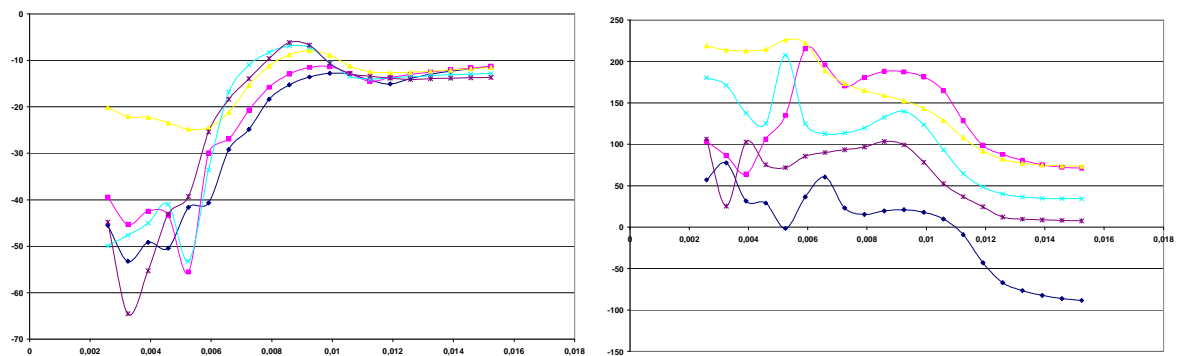


Figure I-7 : $\hat{S}_{22}(\Omega, |a_1|)$ - Module en dB (gauche) et argument en degré (droite) en fonction du module de a_{1D}

I.3 Caractérisation en IM3 :

Des mesures d'enveloppes complexes sur l'amplificateur LLA ont été effectuées dans une configuration biporteuse. Les Figure I-8 et Figure I-11 présentent les puissances instantanées des enveloppes d'entrée et de sortie pour différentes puissances moyennes de l'enveloppe d'entrée et différents écarts fréquentiels entre les porteuses. Ce type de signal est sans intérêt pour le transfert d'informations mais avec une relative simplicité dans sa conception et sa mise en œuvre, il permet de soulever les problèmes de linéarités des composants.

Les signaux de test utilisés pour la caractérisation de cet amplificateur sont des signaux 2 tons avec des écarts fréquentiels de 100 kHz et de 5MHz.

On peut constater que pour des enveloppes d'entrée parfaitement sinusoïdales, les enveloppes de sortie sont dissymétriques. Cette dissymétrie change en fonction de la puissance et de la fréquence de battement. Elle conduit à une hystérésis lorsque l'on trace la courbe AM-AM dynamique Figure I-9 et Figure I-12.

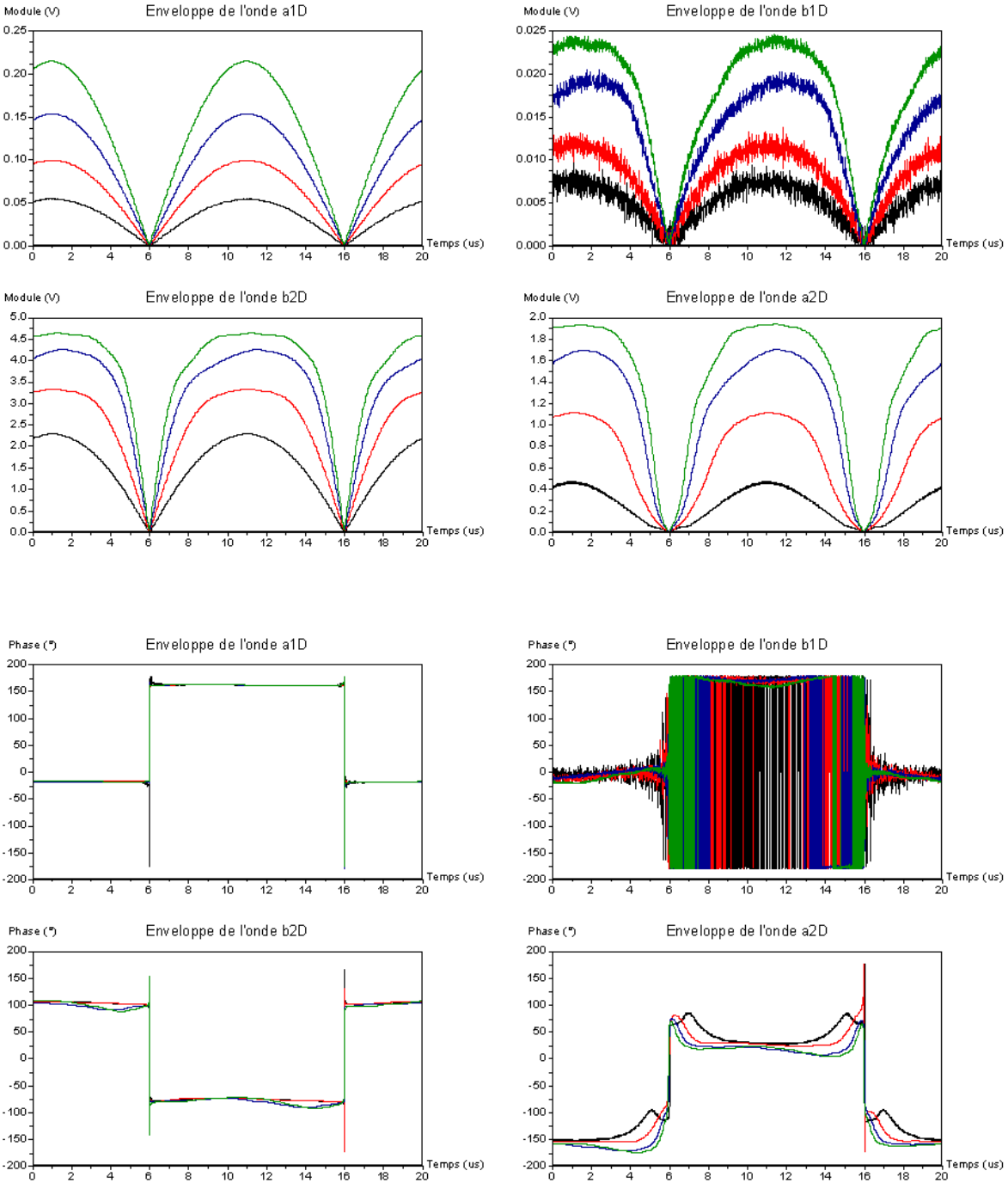


Figure I-8 : Formes temporelles de puissance instantanée mesurées en entrée et en sortie du LLA pour un signal 2 tons $\Delta f=100\text{kHz}$.

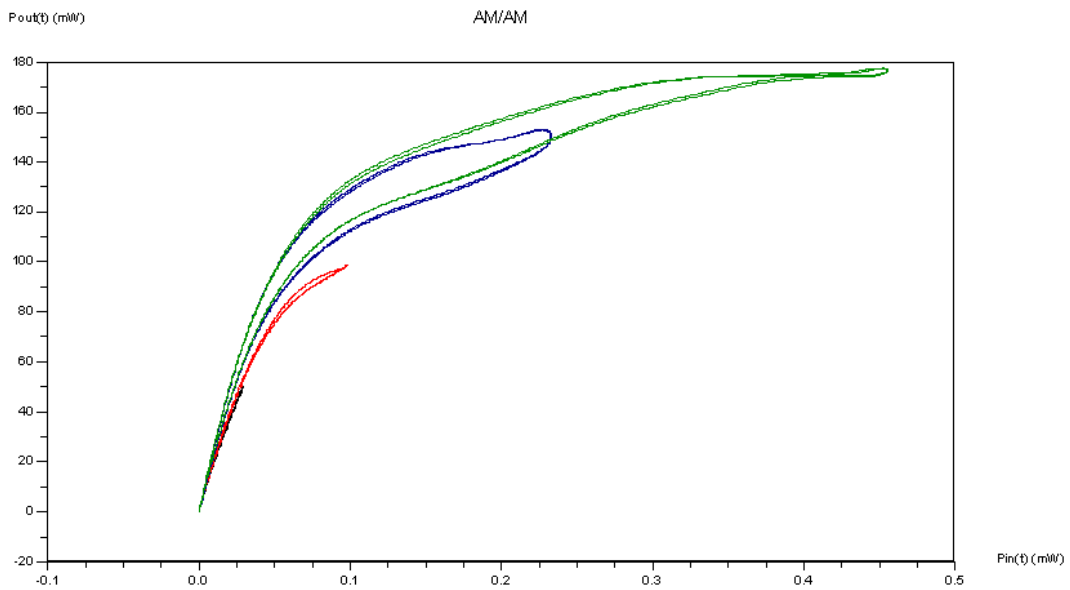


Figure I-9 : Courbe AM/AM dynamique obtenue pour 4 enveloppes biporteuse mesurées à fréquence de battement fixée à 100 kHz.

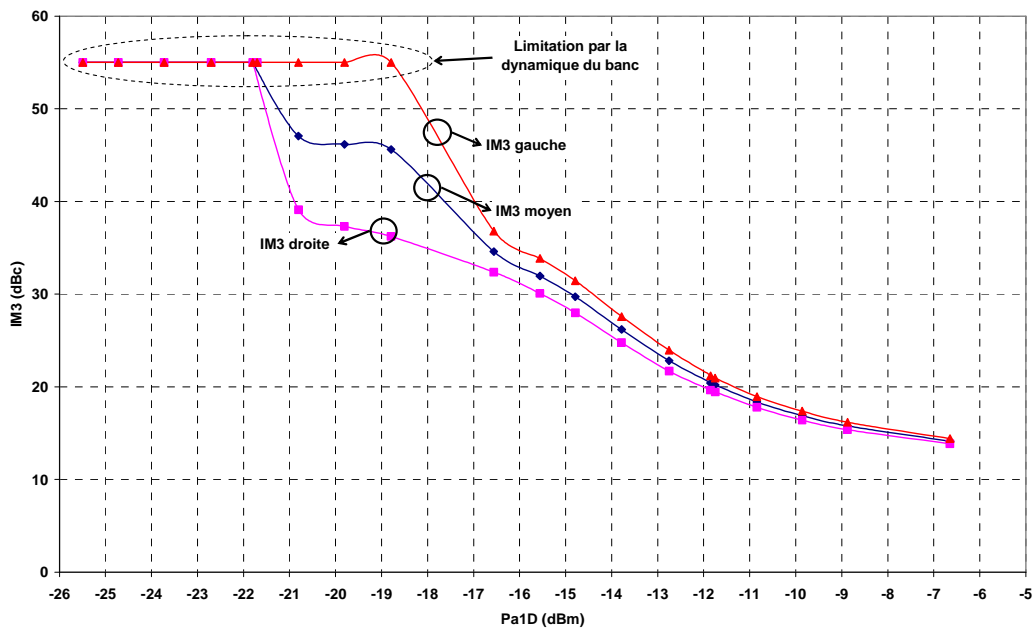


Figure I-10 : Courbe d'IM3 en fonction de la puissance de l'onde a_{1D} ($\Delta f=100$ kHz).

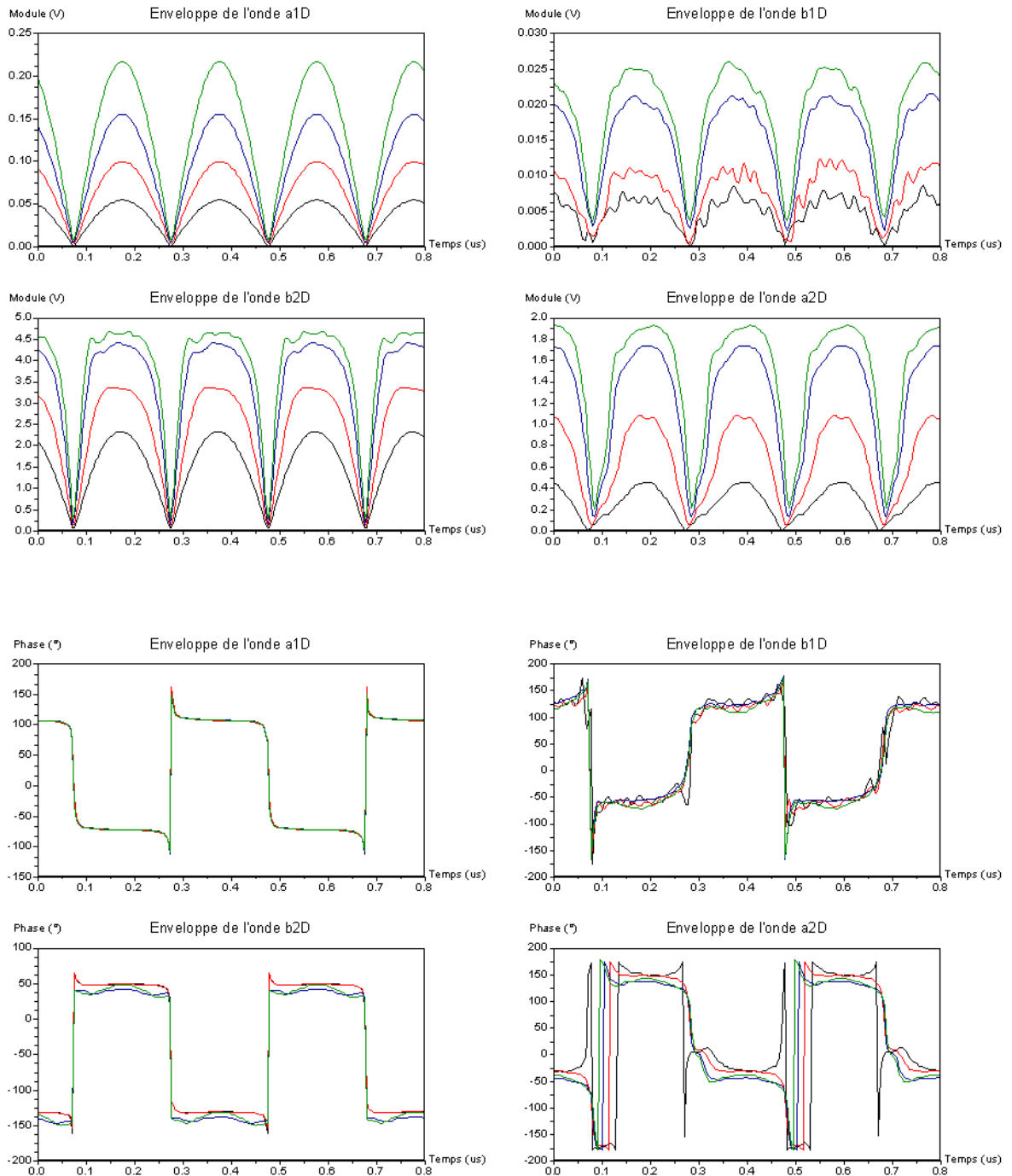


Figure I-11 : Formes temporelles de puissance instantanée mesurées en entrée et en sortie du LLA pour un signal 2 tons $\Delta f=5\text{MHz}$.

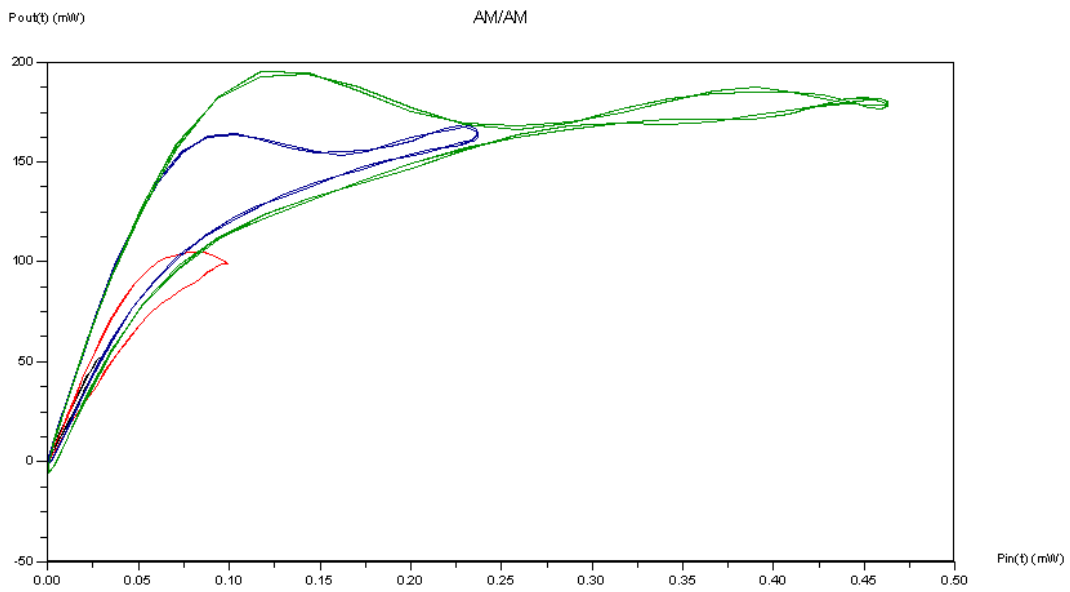


Figure I-12 : Courbe AM/AM dynamique obtenue pour 4 enveloppes biporteuse mesurées à fréquence de battement fixée à 5 MHz.

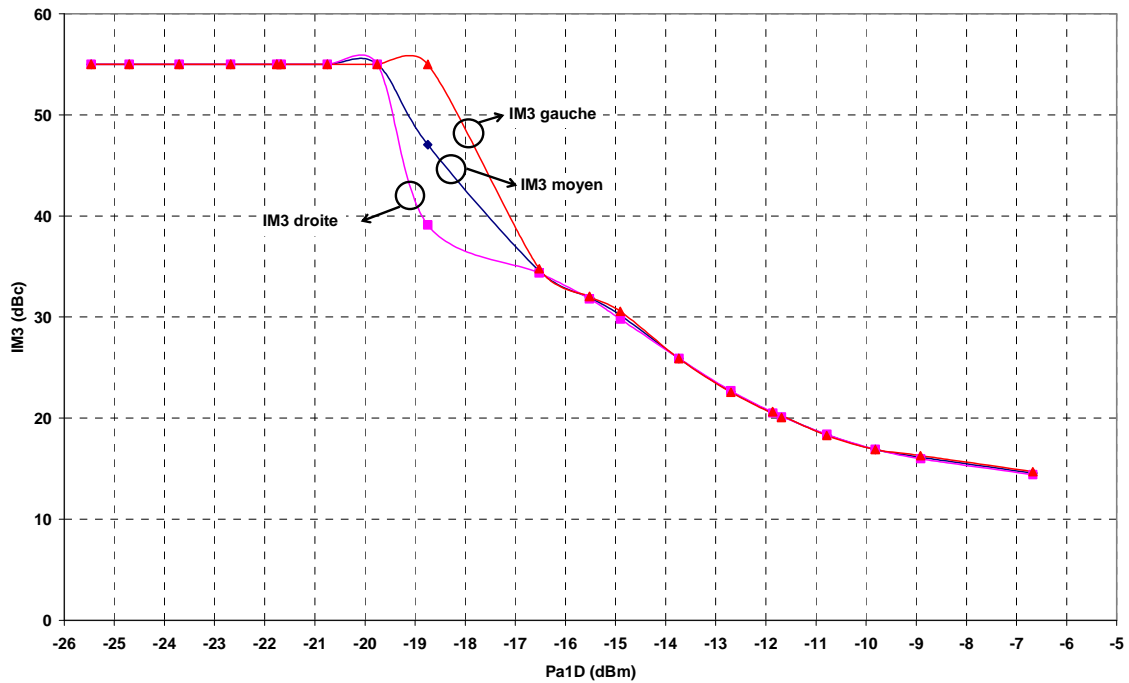


Figure I-13 : Courbe d'IM3 en fonction de la puissance de l'onde a_{1D} ($\Delta f=5$ MHz).

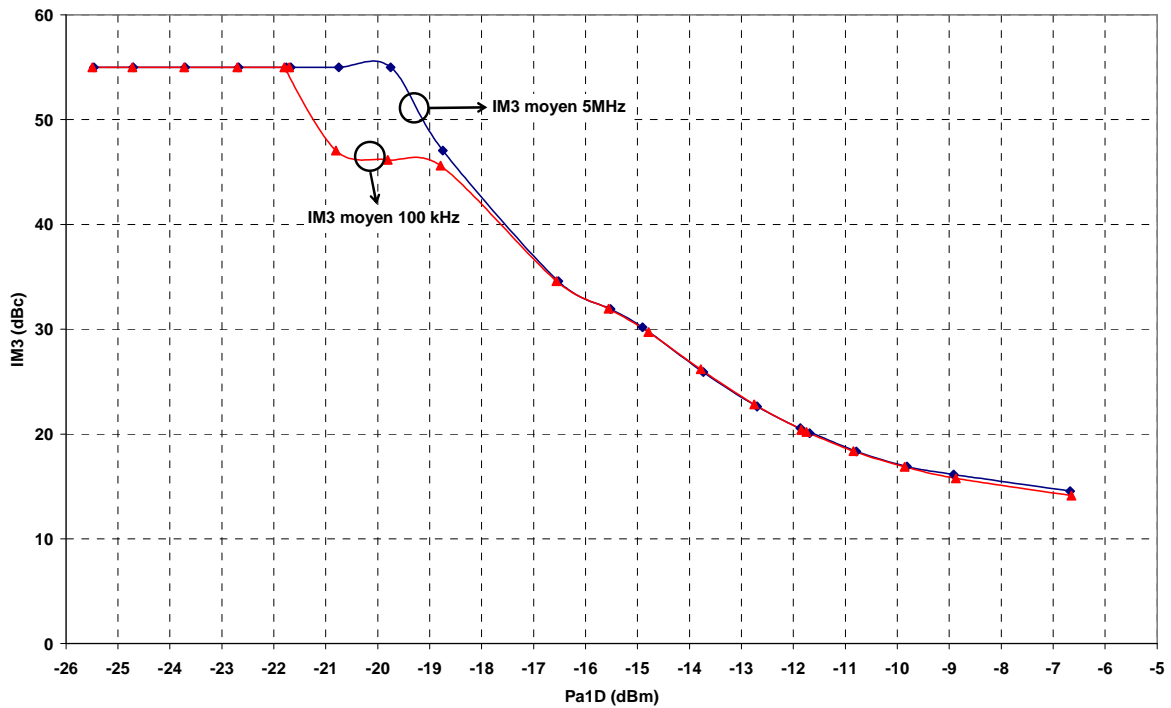


Figure I-14 : Comparaison des courbes d'IM3 moyen pour les deux fréquences de battements.

Les résultats obtenus sur la Figure I-14 montrent les limites de détection du banc de caractérisation d'enveloppes. En effet, pour une $IM3 \leq 55$ dBc, le banc n'est plus capable de détecter le signal.

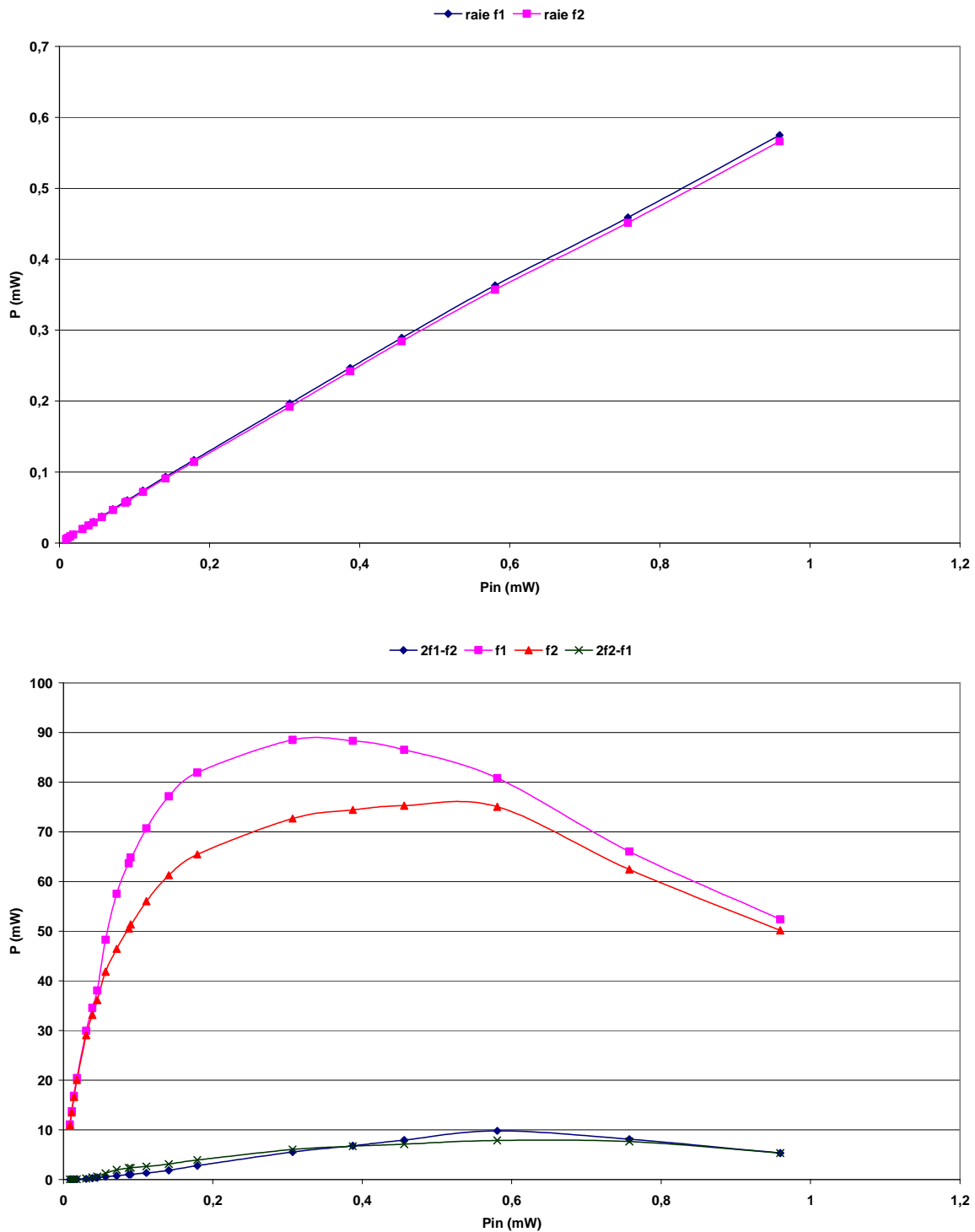


Figure I-15 : Puissance de chaque raie fréquentielle des ondes a_{1D} (en haut) et b_{2D} (en bas) en fonction de la puissance incidente pour une biporteuse de 100kHz.

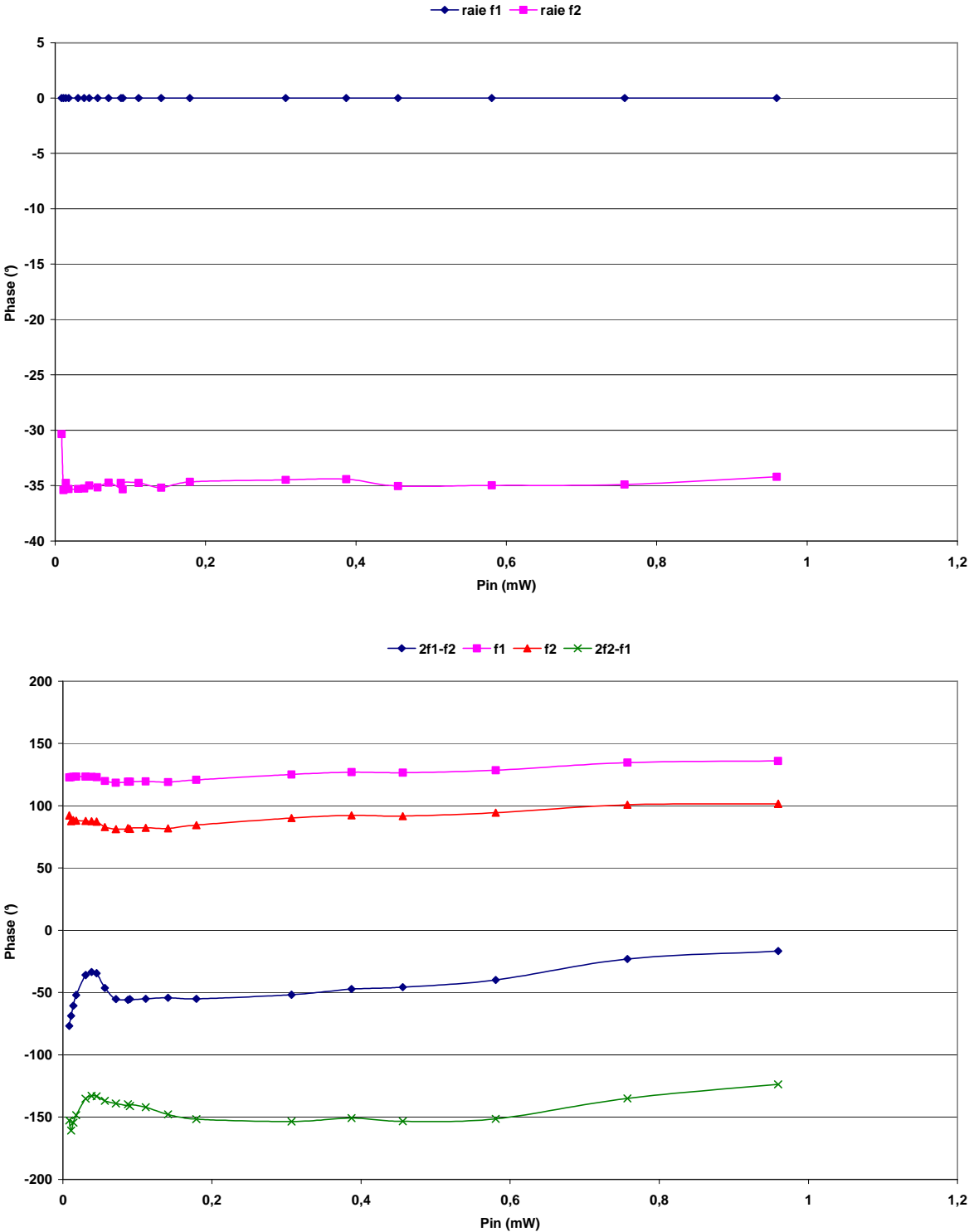


Figure I-16 : Phase de chaque raie fréquentielle des ondes a_{1D} (en haut) et b_{2D} (en bas) en fonction de la puissance incidente pour une biporteuse de 100kHz.

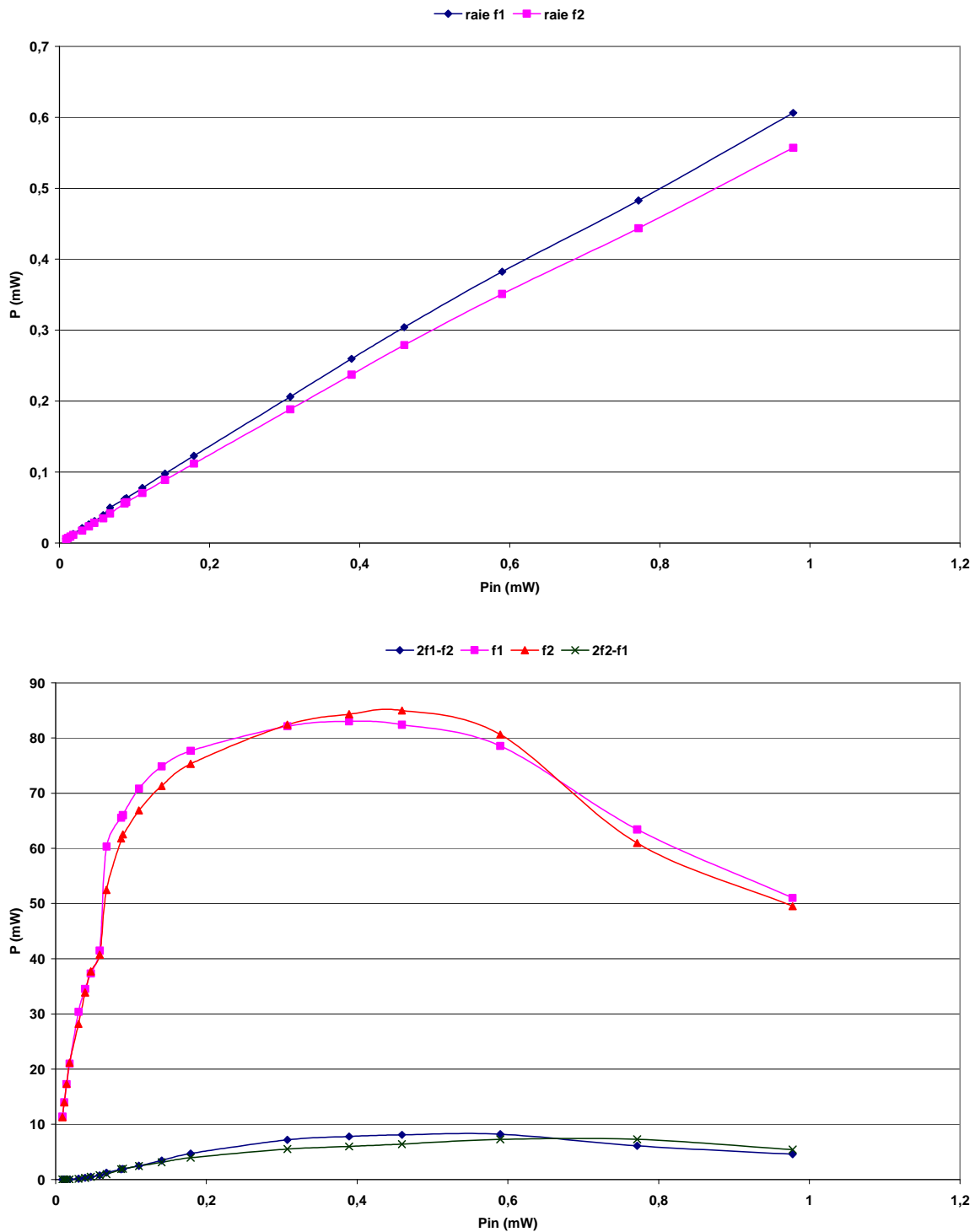


Figure I-17 : Puissance de chaque raie fréquentielle des ondes a_{1D} (en haut) et b_{2D} (en bas) en fonction de la puissance incidente pour une biporteuse de 5MHz.

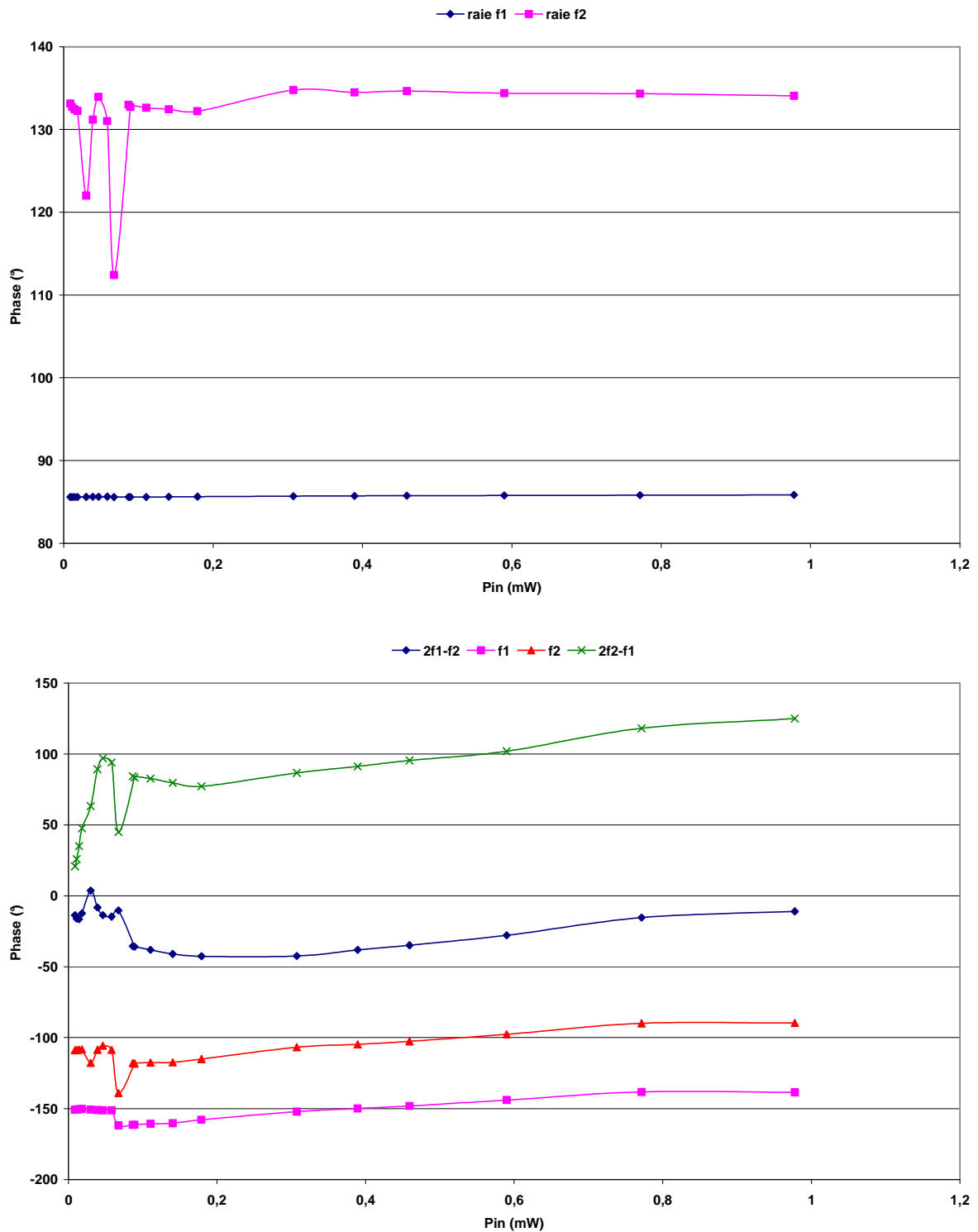


Figure I-18 : Phase de chaque raie fréquentielle des ondes a_{1D} (en haut) et b_{2D} (en bas) en fonction de la puissance incidente pour une biporteuse de 5MHz.

Les Figure I-16 et Figure I-18 représentent les mesures de phase et les Figure I-15 et Figure I-17 représentent les mesures de puissance de chaque raie fréquentielle des ondes a_{1D} et b_{2D} pour des signaux biporteuse à 100 kHz et 5 MHz. Ce type de résultats montre les nouvelles possibilités que nous donne le banc en terme de caractérisation comportemental d'un dispositif sous test. On est ainsi capable d'analyser l'évolution de chaque raie fréquentielle d'intermodulation en module et en phase.

I.4 Caractérisation en ACPR :

Il s'agit de qualifier la linéarité d'un dispositif sous test au travers des distorsions qu'il génère sur une enveloppe d'un signal modulé particulier (1 porteuse modulée).

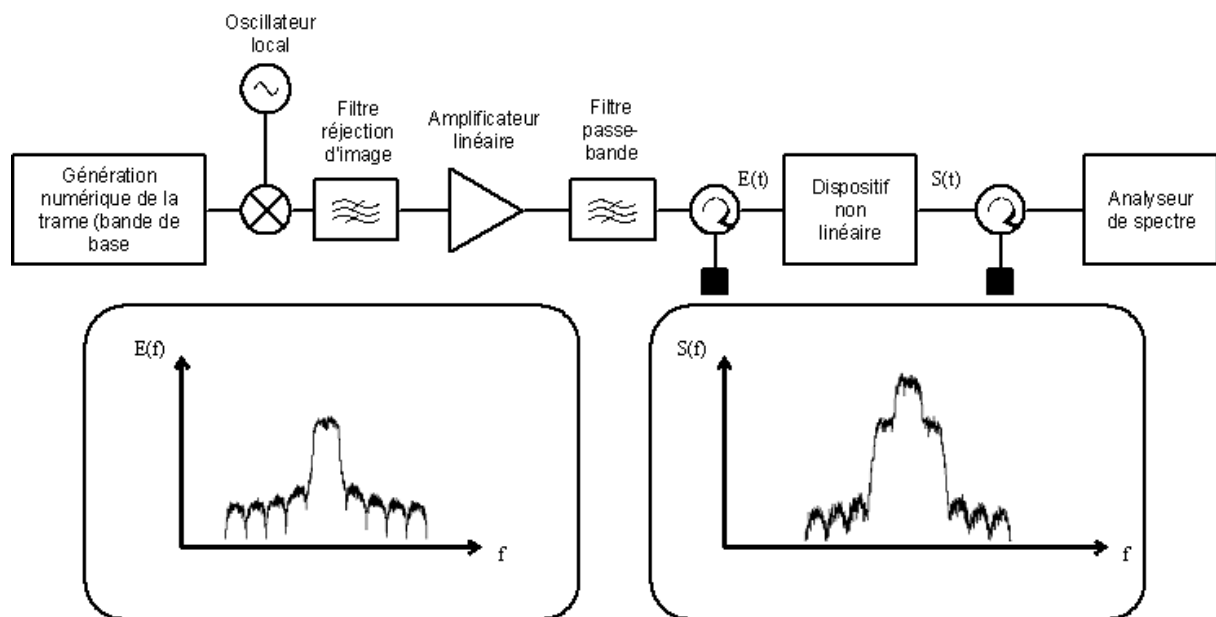


Figure I-19 : Synoptique d'un banc de mesure de l'ACPR.

On accède avec ce type de banc à l'information concernant le contenu et la répartition en fréquence en puissance moyenne des distorsions d'enveloppes (allure de l'ACPR). Les mesures d'ACPR (puissance moyenne de signaux) dans des fenêtres fréquentielles données sont étroitement liées au format de modulation considéré et généré (de part le facteur de forme et la statistique des éléments de signaux caractérisant le signal de modulation).

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Dans le cadre du banc de mesure d'enveloppe, nous avons généré, par l'intermédiaire de l'AWG un signal QPSK de 3.84 MHz de bande. La Figure I-20 représente la mesure de l'ACPR total en fonction de la puissance de l'onde incidente a_{1D} . Le signal d'excitation a un facteur de crête d'environ 3.6 dB.

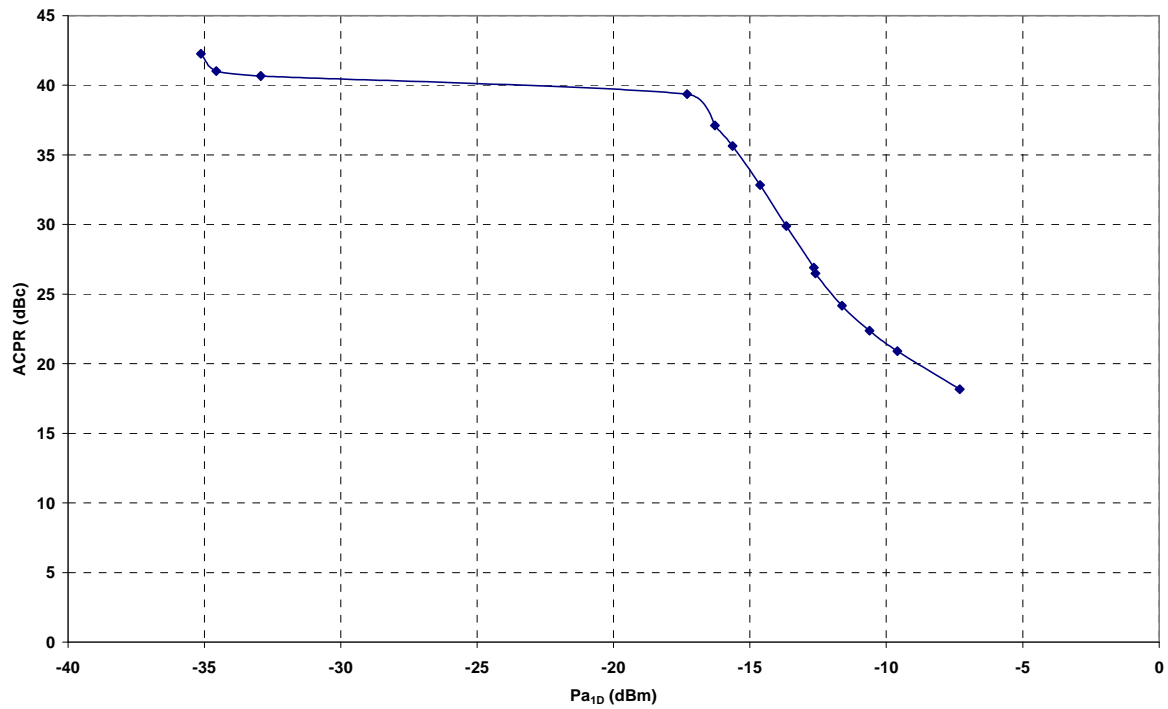


Figure I-20 : Courbe d'ACPR en fonction de la puissance de l'onde a_{1D} .

I.5 Caractérisation en NPR :

Ce test est destiné à une caractérisation en linéarité d'amplificateurs de puissance pour un fonctionnement en multiporteuses modulées [51][52][53][54]. Dans ce cas (conditions réelles d'utilisation : multiporteuses modulées), le stimulus d'excitation s'apparente à un bruit gaussien à bande limitée. De manière conventionnelle, les systèmes de mesures NPR reposent sur la génération d'un bruit analogique (diode de bruit) et d'un conditionnement adéquat de ce bruit (filtrage). Le synoptique de principe est représenté Figure I-21.

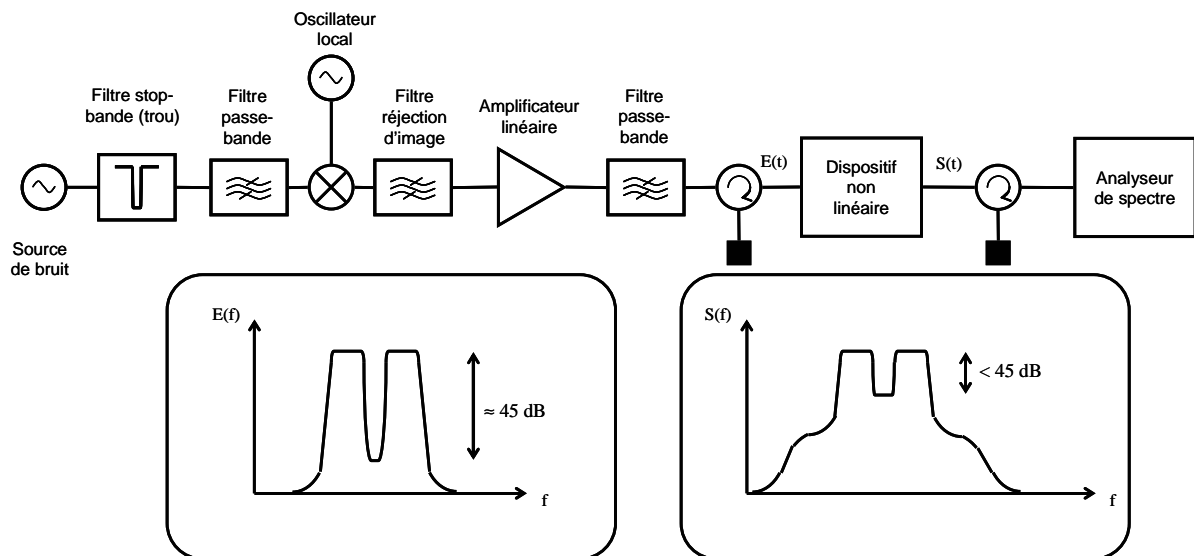


Figure I-21 : Synoptique d'un banc de mesure du NPR.

Le signal d'excitation à un facteur de crête d'environ 10 dB. Le critère du NPR revient à faire une moyenne des effets dispersifs divers (HF et BF) et ne permet donc par leur identification fonctionnelle.

Dans le cadre du banc de mesure d'enveloppe, le bruit gaussien à bande limitée est généré à partir de l'AWG. Il consiste en un grand nombre de tons d'amplitude égale et de phases aléatoires uniformément réparties sur $[0 - 2\pi]$.

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Les caractéristiques du signal sont les suivantes :

200 porteuses – 10 MHz de bande – 5% de trou – Moyennage de 10

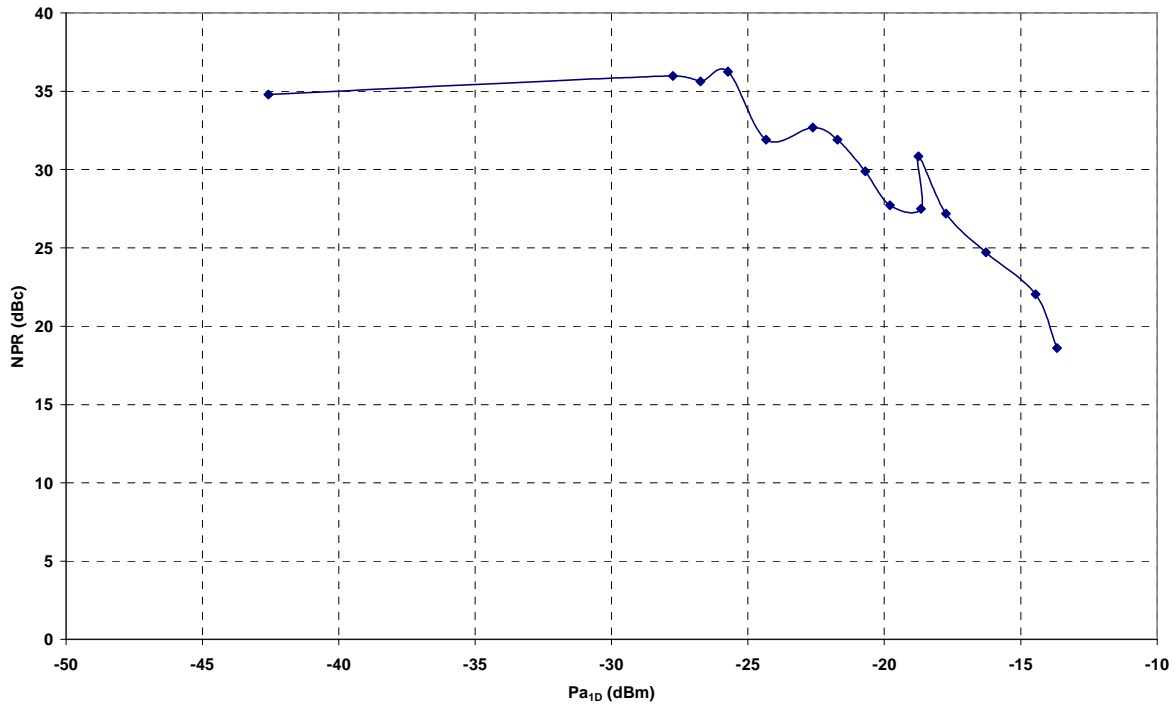


Figure I-22 : Courbe de NPR en fonction de la puissance de l'onde a_{1D} .

On peut observer de manière très visible l'expansion de gain de l'amplificateur LLA pour $P_{a_{1D}} = -19dBm$ qui se traduit par une amélioration du NPR.

Typiquement, pour ces mesures de NPR, il faudrait un nombre de porteuses plus important pour avoir moins de fluctuations sur la courbe.

On peut améliorer un peu la dynamique (35 dB) en ôtant des valeurs d'atténuation sur les voies de mesures pour les mesures à très bas niveau. Lors de ces mesures, les atténuateurs étaient positionnés tels que la linéarité des mélangeurs soit assurée pour les mesures à fort niveau.

II Application à la caractérisation d'un transistor de puissance de type FLU10XM sous différentes impédances de charge :

II.1 Etude de l'effet de l'impédance de charge présentée à un dispositif non linéaire sur la distorsion de l'enveloppe des signaux :

Nous avons caractérisé expérimentalement, à l'aide du banc de caractérisation temporel, présenté dans le chapitre précédent, un transistor HFET FLU10XM en technologie GaAs fonctionnant en Bande L (1.95 GHz) conçu par la société Fujitsu. Ce transistor a été conçu pour des applications pour les stations de base dans les bandes de fréquence L et S.

L'objectif des mesures réalisées sur ce transistor est de venir mesurer les effets de variation de l'impédance de charge. Pour cela nous regardons le comportement statique en CW mais aussi le comportement dynamique par des mesures en biporteuse.

II.1.1 Caractéristiques statiques du transistor :

Le point de polarisation du transistor est situé en classe A ($0.6 \cdot I_{dss}$), soit $V_{gs0} = -1$ V $V_{ds0} = 10$ V pour $I_{gs0} = 1$ mA et $I_{ds0} = 180$ mA.

Dans un premier temps, le banc de caractérisation évoqué au chapitre 2 a été mis en oeuvre dans une configuration monoporteuse pour mesurer les courbes d'AM/AM et de rendement du

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

transistor. La fréquence centrale est 1.95 GHz. L'allure de la caractéristique statique sur 50Ω est donnée dans le graphique suivant Figure II-1 :

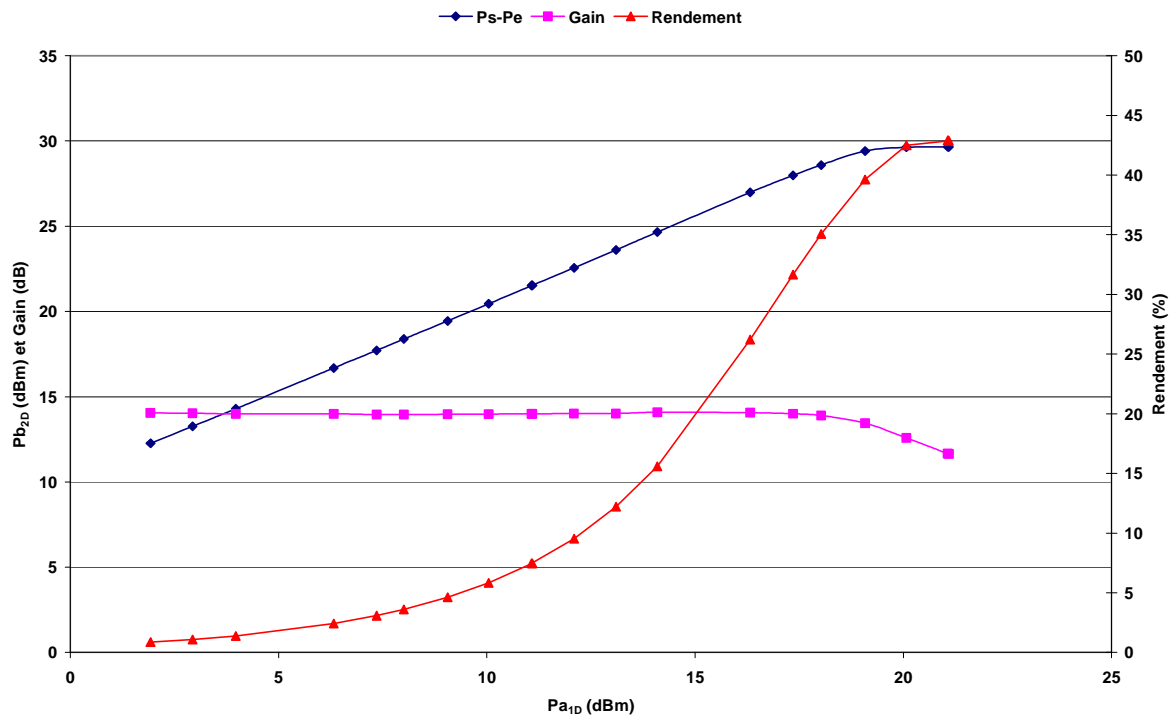


Figure II-1 : Caractéristique CW du transistor FLU10XM à 1.95 GHz.

D'après les mesures obtenues nous observons que le point de compression à 1 dB est obtenu pour une puissance de 20 dBm sur l'onde a_{1D} .

Afin d'observer les variations d'impédance de charge sur ce transistor nous avons adapté le transistor sur 2 impédances de charge distinctes. Tout d'abord, nous avons adapté le transistor en gain bas niveau, puis nous l'avons adapté pour un gain fort niveau (au point de compression à 1 dB).

Pour observer les influences de chaque impédance de charge, nous traçons les variations du gain en fonction de la puissance de l'onde a_{1D} .

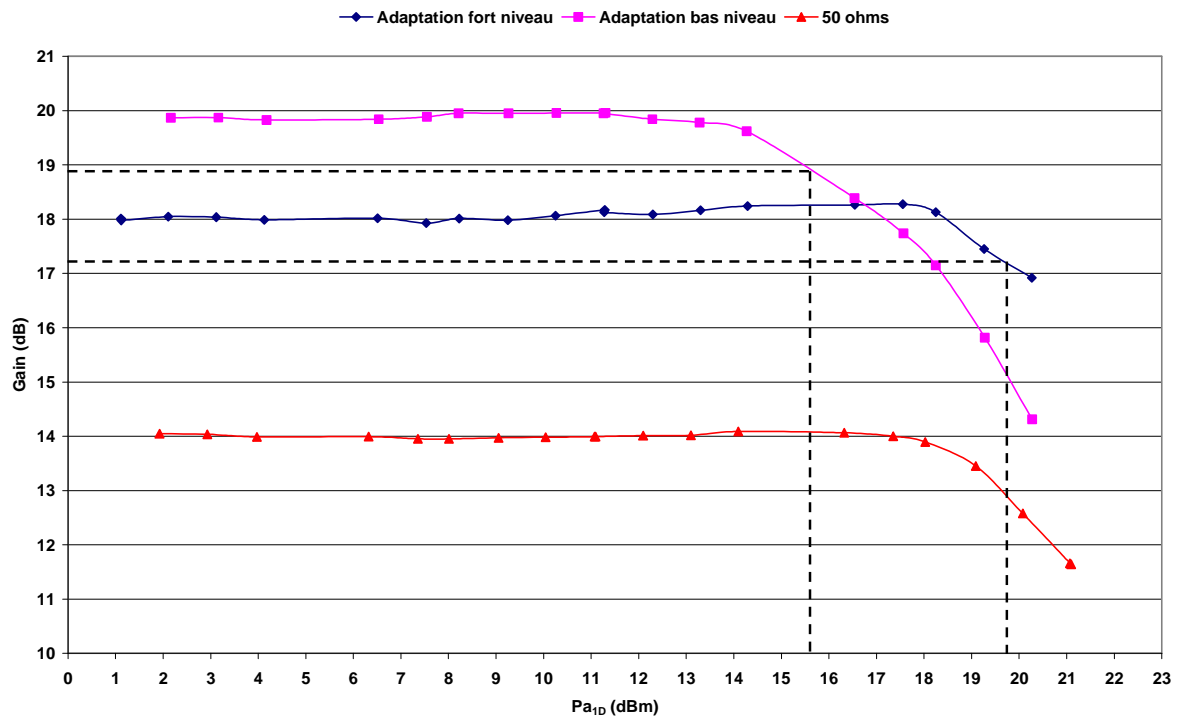


Figure II-2 : Gain statique du transistor pour 3 impédances de charge.

Pour une mesure sur 50Ω , le gain est de 14 dB. Pour une adaptation bas niveau, nous obtenons un gain de 20 dB, tandis que pour une adaptation fort niveau (adaptation au point de compression à 1 dB), nous obtenons un gain de 18 dB.

II.1.2 Influence de l'impédance de charge sur les performances du transistor - Optimisation en IM3 :

Dans le cadre de ces trois impédances de charge, nous avons voulu regarder le comportement de ce transistor de puissance par rapport à des signaux biporteuses. Pour réaliser ces mesures, nous avons pris des signaux avec des battements de 1MHz et 20MHz. Ces signaux ne sont pas pris au hasard. L'objectif est de montrer aussi les capacités d'analyse du banc de mesure en terme de bande passante.

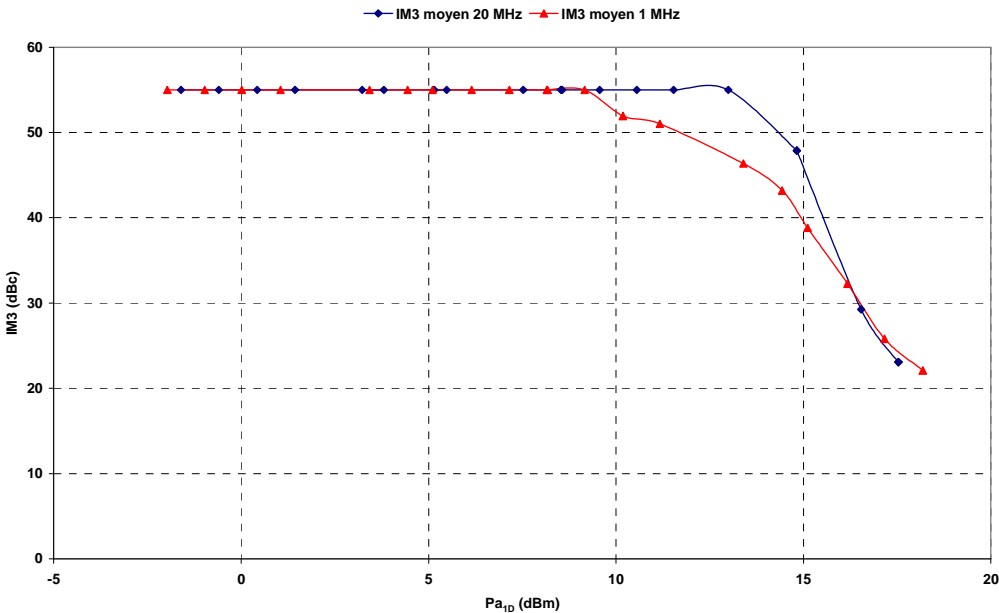


Figure II-3 : Transistor FLU10XM – $IM3=f(P_{a1D})$ sur 50Ω .

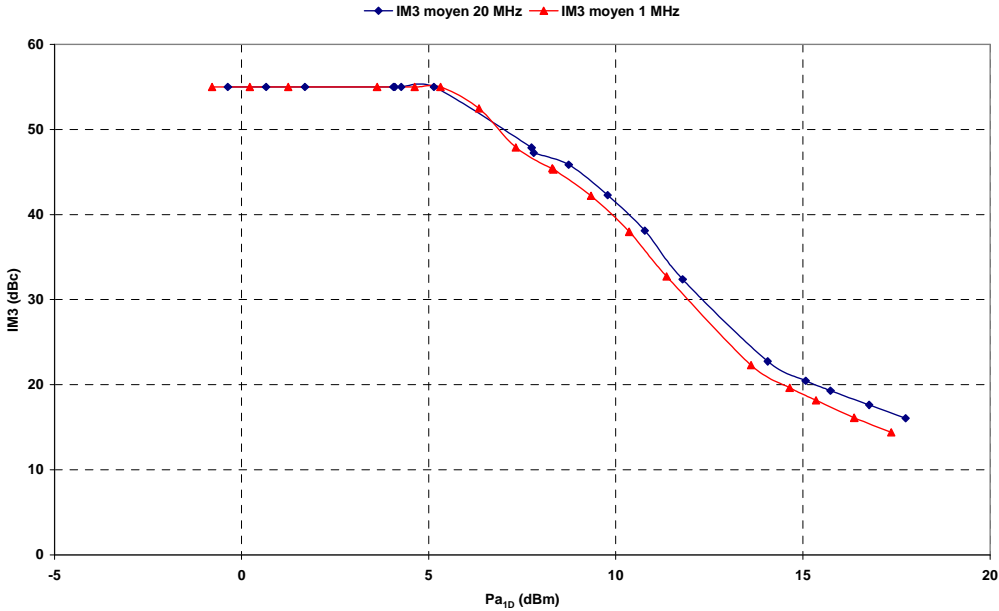


Figure II-4 : Transistor FLU10XM – $IM3=f(P_{a1D})$ sur Γ_{opt} bas niveau.

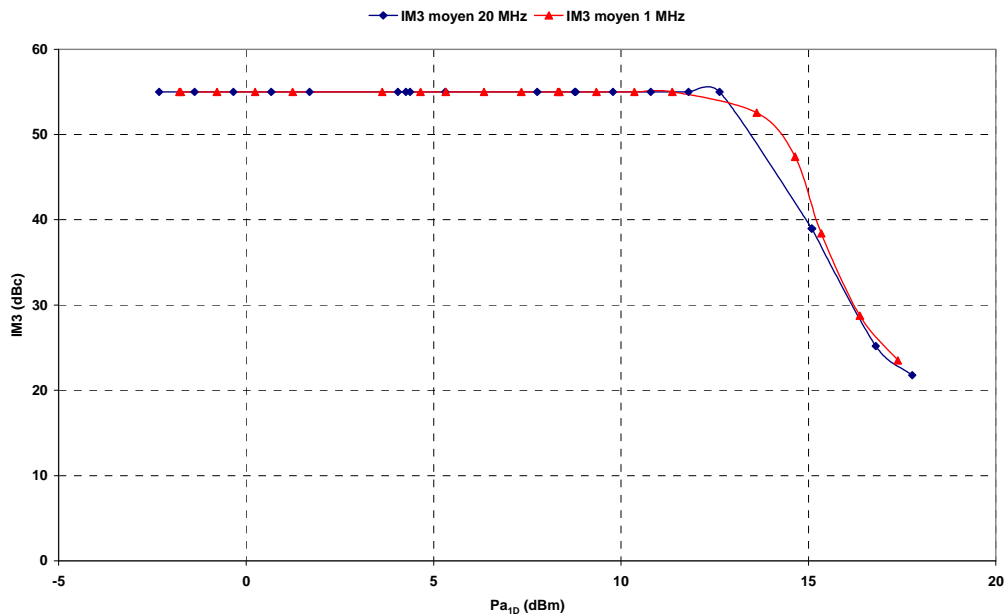


Figure II-5 : Transistor FLU10XM – $IM3=f(Pa_{1D})$ sur Γ_{opt} fort niveau.

Les Figure II-3, Figure II-4 et Figure II-5 représentent les produits d’intermodulation d’ordre 3 en fonction de la puissance de l’enveloppe de l’onde a_{1D} . Ces résultats sont représentés pour les 3 impédances caractéristiques (50Ω , Γ_{opt} gain bas niveau et Γ_{opt} gain fort niveau). Les courbes obtenues en IM3 confirment celles obtenues en CW, à savoir que la meilleure IM3 est obtenue lorsque le gain CW est plat sur la plus grande dynamique de puissance d’entrée.

II.1.3 Linéarisation du Transistor FLU10XM par une technique de modulation de la polarisation DC :

L’objectif de cette technique est de venir imposer une modulation en plus de la composante continu sur la polarisation DC du transistor afin d’optimiser le produit d’intermodulation d’ordre 3. Cette modulation s’effectue sur le drain du transistor. Cette technique de linéarisation constitue une méthode utilisée pour la linéarisation d’un transistor de puissance. Les techniques utilisées le plus souvent sont les techniques de Feedback RF, de prédistorsion du signal incident [55][56][57][58], d’adaptation d’impédance [59].

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Dans le cadre de cette nouvelle technique, on vient injecter la valeur absolue de l'enveloppe bande de base sur l'accès de polarisation du drain du transistor. Pour injecter cette modulation de polarisation, on utilise un système de découplage RF-DC constitué d'une capacité de $10\mu\text{F}$ et d'une self de choc de 1mH . La self de choc coupe l'alternatif et laisse passer le DC tandis que la capacité coupe le DC et laisse passer l'alternatif. Dans le cas de cette technique, le banc de caractérisation est légèrement modifié. Cette modification peut être observé sur la Figure II-6.

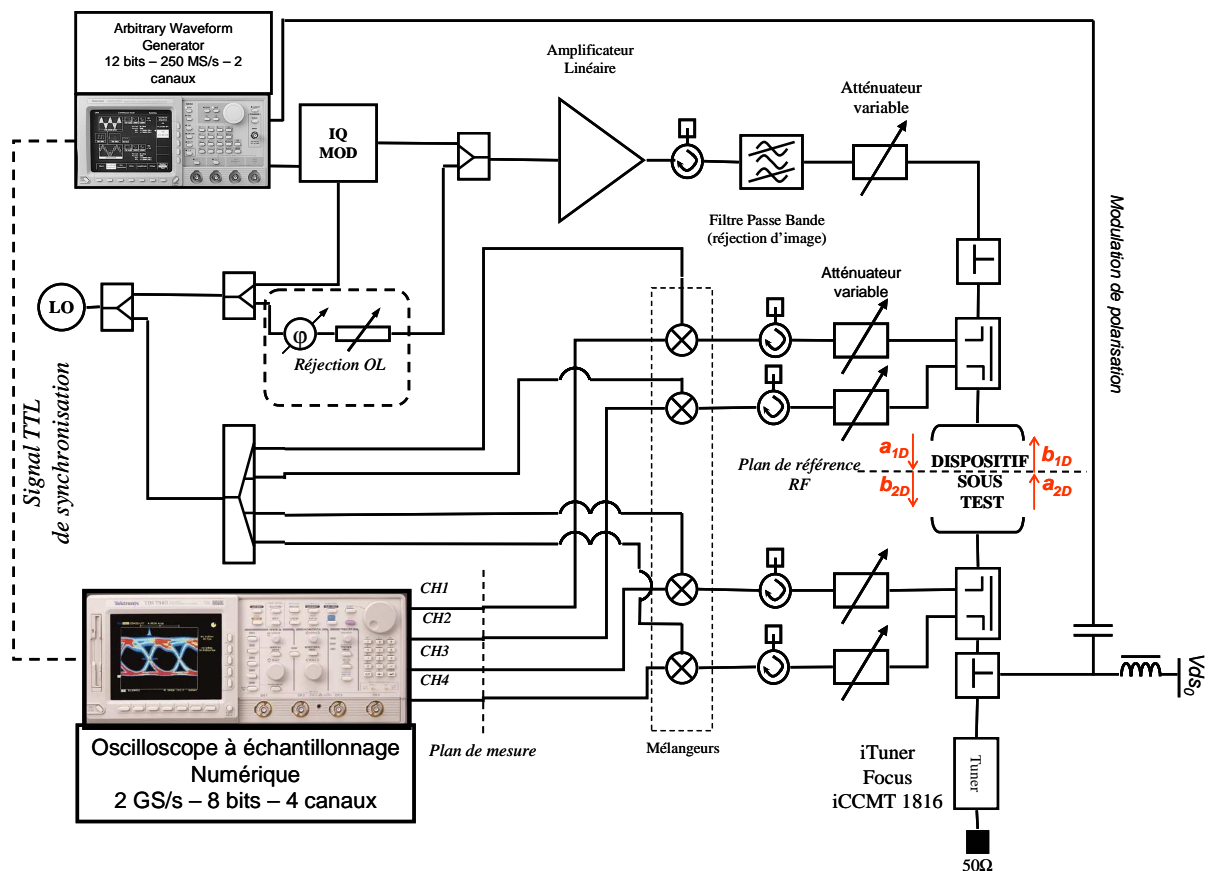


Figure II-6 : Synoptique du banc de mesure.

L'AWG génère, sur une des voies, un signal biporteuse FI. Sur l'autre voie est généré un signal bande de base (BdB) permettant de réaliser une variation synchrone avec l'enveloppe du signal modulé sur la tension de polarisation du drain du transistor sous test. Ce signal permet d'effectuer la linéarisation d'enveloppe. Ce principe est appelé « polarisation dynamique » ou « dynamic bias ».

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Ce principe consiste à venir modifier le point de polarisation de manière dynamique par le signal de tension BdB. Le signal BdB utilisé lors des expériences est de type : $x(t) = A \cdot |\sin(2\pi \cdot f \cdot t)|$ avec $A > 0$. Ce signal permet, en faisant varier son amplitude, de venir décaler le point de polarisation et par conséquent le cycle de charge du DST en fonction du niveau de puissance du signal RF. De cette manière, on s'éloigne du point de compression du DST et ainsi, on vient linéariser l'enveloppe de sortie. Ce signal BF doit être synchronisé, au niveau du transistor, avec le signal biporteuse RF. En effet, ces deux signaux ne parcourent pas le même chemin d'où la nécessité d'imposer un retard sur le signal BdB. Ce retard est optimisé de manière visuelle au niveau du spectre de l'onde b_{2D} .

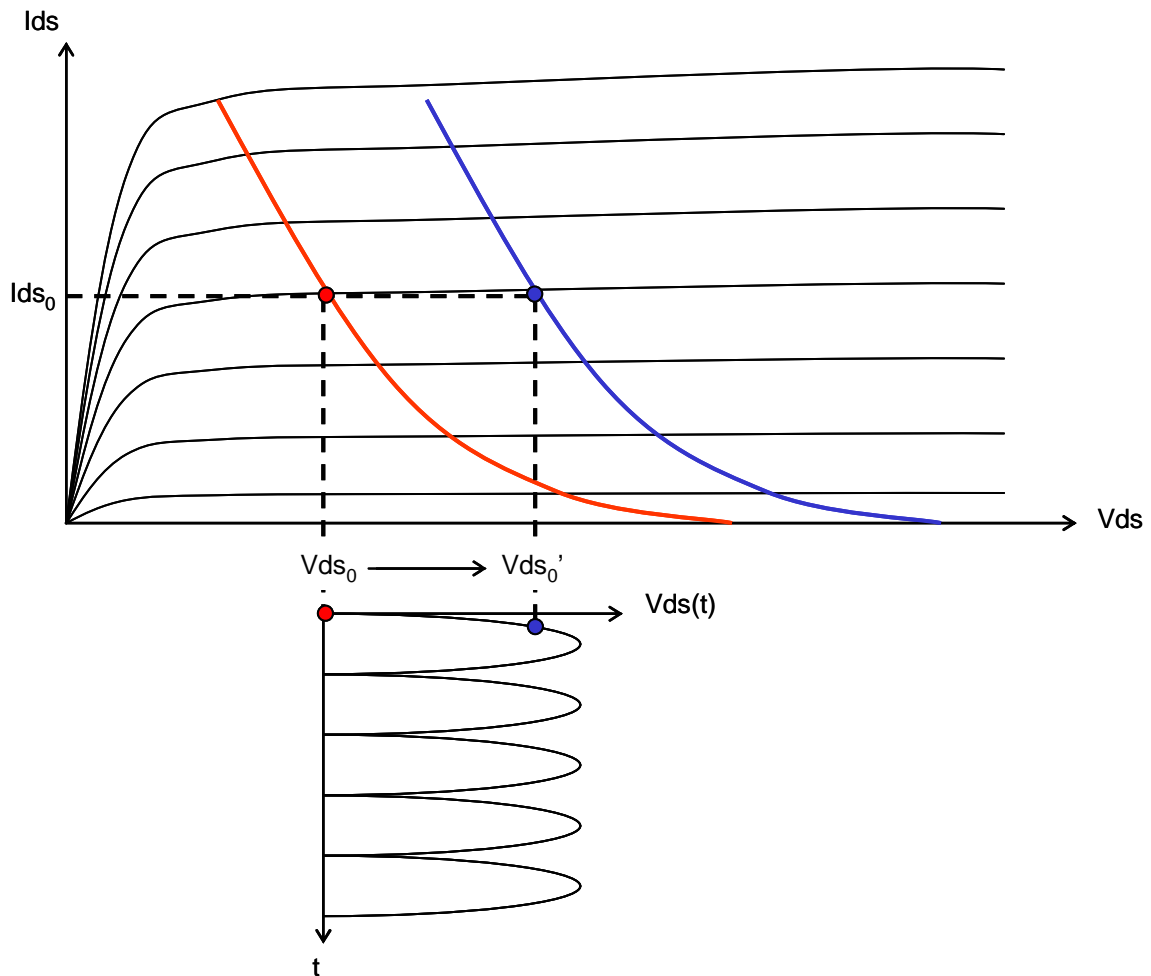


Figure II-7 : Principe de la polarisation dynamique.

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

Afin d'observer plus particulièrement les effets de linéarisation apportés par cette technique, nous allons comparer les différents résultats obtenus sur les 3 impédances de charges avec ou sans polarisation dynamique.

Pour utiliser et observer un effet significatif de cette technique de linéarisation de transistor de puissance, nous avons changé le point de polarisation sur le drain, nous nous sommes placés à $V_{ds_0} = 5V$.

Voici les différents résultats obtenus sur les 2 impédances de charge (adaptation gain bas niveau et adaptation gain fort niveau). Nous faisons la comparaison sur des mesures réalisées avec et sans la modulation de la polarisation. Pour chaque impédance de charge, on vient mesurer le produit d'intermodulation d'ordre 3 avec ou sans « dynamic bias ».

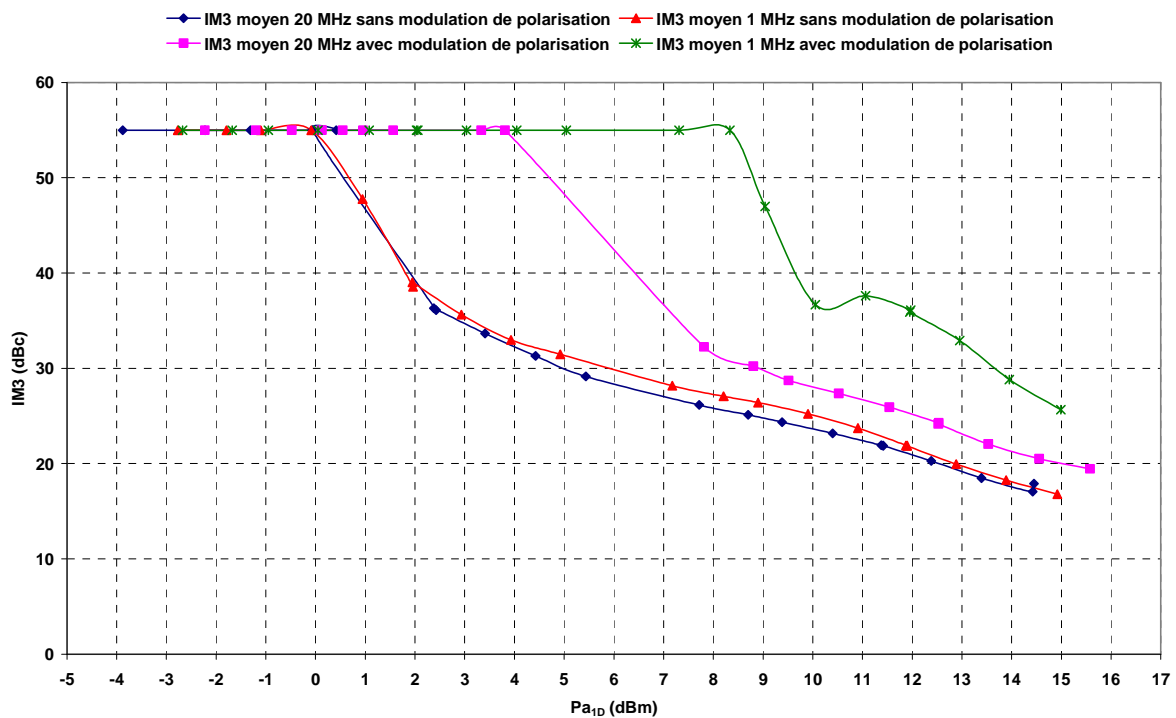


Figure II-8 : IM3 du transistor FLU10XM adapté en gain bas niveau avec et sans modulation de polarisation.

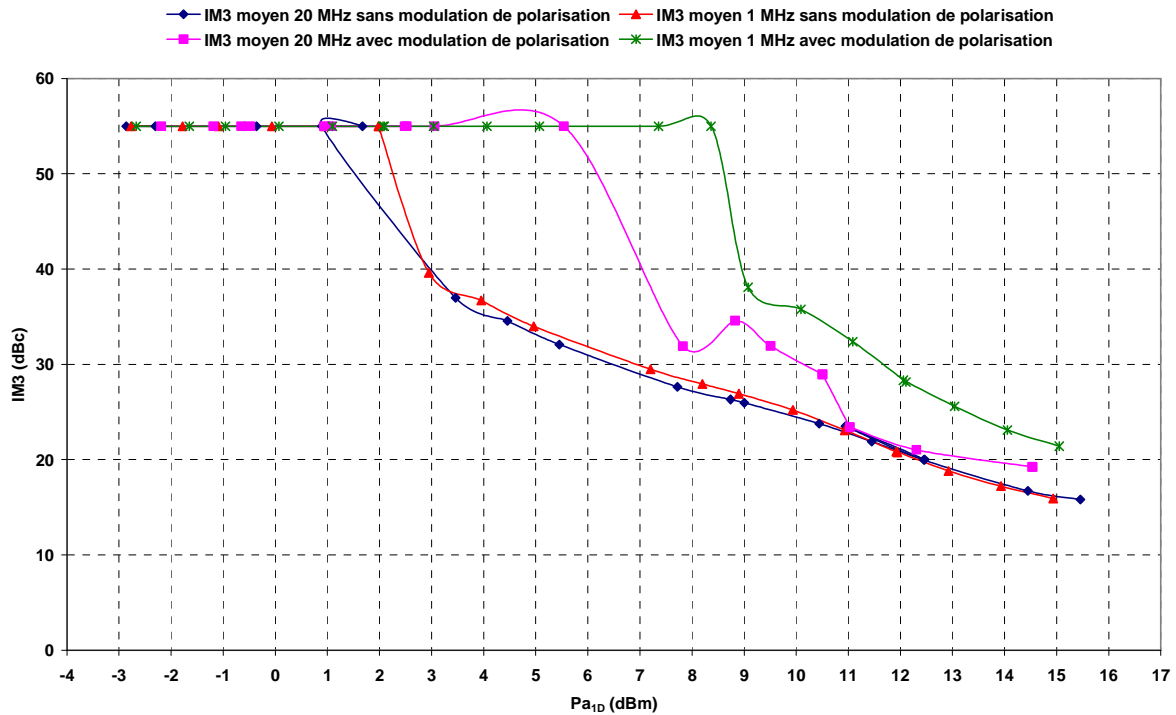


Figure II-9 : IM3 du transistor FLU10XM adapté en gain fort niveau avec et sans modulation de polarisation.

Les résultats obtenus montrent l'efficacité de cette technique de linéarisation de transistor de puissance. Pour un signal biporteuse de 1MHz, on arrive à retarder l'apparition des raies d'intermodulation de 10 dB. Sur un signal biporteuse de 20 MHz, la linéarisation est moindre et le circuit de découplage L, C est sans doute perfectible à cette fréquence.

CONCLUSION

Ce chapitre a permis de détailler les différents aspects d'analyse temporelle que l'on peut faire autour de dispositifs non linéaires de puissance ainsi qu'une technique de linéarisation d'un transistor de puissance.

Dans un premier temps, nous avons observé le comportement d'un amplificateur HFET par rapport à différents types de signaux RF (CW, 2 tons, ACPR, NPR). Ces différentes mesures permettent de montrer les capacités d'analyse du banc de caractérisation temporelle en terme de bande de fréquence d'analyse mais aussi en terme de diversité des signaux microondes.

Dans un second temps, nous avons utilisé une technique de linéarisation de transistor de puissance. Cette technique a montré qu'elle était adaptée pour des signaux large bande cependant à partir d'une certaine amplitude sur le signal BF injecté, on observe une remontée des harmoniques supérieures (notamment les IM5 et IM7). Par conséquent, il faudrait optimiser le signal BF afin de pouvoir intervenir sur les IM5 et IM7. Pour réaliser cette optimisation, il est intéressant de connaître toutes les fréquences harmoniques de l'enveloppe du signal basse fréquence pour ensuite imposer un signal modulant qui permettent d'annuler les raies aux harmoniques. L'autre possibilité serait d'utiliser d'autres systèmes de découplage pour voir leurs efficacités sur l'annulation des IM3 mais aussi des IM5 et IM7.

BIBLIOGRAPHIE

[44] N. Le Gallou

« Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance. » *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[45] T. Reveyrand

« Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs. », *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.

[46] A. Soury

« Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications. », *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 39-2002, Avril 2002.

[47] A. Soury, E. Ngoya, J. Rousset

« Behavioral modeling of RF and Microwave circuit blocs for hierarchical of modern transceivers. » *IEEE MTT-S International*, pp. 489-491, 2005.

[48] T. Reveyrand, A. Soury*, F. Macraigne, G. Nanfack, D. Barataud, J-M. Nébus, E. Ngoya

« A Time Domain Envelope Vectorial Network Analyzer for Non-linear Measurement Based Modeling Accounting Impedance Mismatches. » *IEEE IMTC 2006*

[49] J. Verspecht

« Scattering Functions for Nonlinear Behavioral Modeling in the Frequency Domain », *Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling: Foundations and Applications Workshop, IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, June 2003.

[50] J. A. Jargon, K.C. Gupta, D. C. DeGroot,

« Nonlinear Largesignal Scattering Parameters : Theory and Applications », *ARFTG Conference Digest*, pp. 157-174, June 2004.

Chapitre 3 : Application à la caractérisation de dispositifs non linéaires RF.

-
- [51] F. Brasseur, L.Chapus, G.Michaud, A.Darbandi
« Réalisation d'un banc de mesure NPR large bande » *10èmes Journées Nationales Micro-ondes*, 4D20, pp.454-455, Saint-Malo, mai 1997.
- [52] J.C. Pedro, N.B. Carvalho
« A novel set-up for co-channel distortion ratio evaluation » *IEEE MTT-S International Microwave Symposium 2000*, Boston, USA, June 2000.
- [53] P. Delemotte, F. Bue, C.Gaquiere.,Y. Crosnier
« Système de mesure de N.P.R. pour caractérisation non-linéaire de transistors et circuits en bande Ka » *12èmes Journées Nationales Micro-ondes*, 3D1, Poitiers, mai 2001.
- [54] A. Geens, Y. Rolain, W. Van Moer
« NPR & Co-channel distortion ratio : a happy marriage ? » *IEEE MTT-S International Microwave Symposium 2001*, Phoenix, USA, May 2001.
- [55] F. Robin
« Contrôle dynamique de la polarisation des transistors de puissance pour l'amplification linéaire et à haut rendement de signaux à enveloppe variable. » *Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers*, 2003.
- [56] S. Dardenne, C. Duvanaud, R Allam
« Effet de l'injection de composantes fréquentielles d'ordre 3 et Basses Fréquences pour un amplificateur à deux étages. » *14èmes Journées Nationales Micro-ondes*, Nantes, mai 2005.
- [57] S Dardenne, C. Duvanaud, F. Robin, F. Huin, J-M. Paillot, R.Allam.
« Cancellation of third order Intermodulation currents in a two-stages amplifier topology. » *IEEE MTT-S International Microwave Symposium 2003*, June 2003.
- [58] S. Dardenne.
« Amélioration de la linéarité des amplificateurs de puissance par injection de composantes basses fréquences et d'intermodulation, pour des applications de radiocommunications mobiles. » *Thèse de Doctorat de l'Université de Poitiers*, Juillet 2005.
- [59] C. Duvanaud
« Les classes de fonctionnement à haut rendement pour l'amplification de puissance microonde, en vue d'applications spatiales et de radiocommunications mobiles. » *Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges*, n° d'ordre 14-93, Février 1993.
-

Conclusion Générale.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION

Ce travail a permis dans un premier temps de présenter les différentes avancées dans la mesure de signaux RF dans le domaine temporel. Ce travail s'est porté essentiellement sur les évolutions apportées autour du MTA, du VSA, du LSNA et des oscilloscopes. Nous avons également abordé la problématique de l'amplification de puissance en présence de signaux à enveloppe variable (critère de linéarité des amplificateurs de puissance). Des notions essentielles de traitement de signal ont pu être abordées (principe de l'enveloppe complexe, principe de la modulation I/Q et de la transformée de Fourier discrète).

Dans un second temps, nous avons présenté le développement d'un système de mesure de distorsions non linéaires d'enveloppes de signaux microondes modulés. Ce banc de caractérisation temporel a fait l'objet d'une description précise, tant par sa structure matérielle que par sa procédure d'étalonnage et l'aspect logiciel permettant la correction vectorielle des formes d'ondes complexes temporelles enregistrées. Ce système de mesure permet de réaliser l'extraction des 4 enveloppes des ondes de tension présentes aux accès d'un dispositif non linéaire de puissance.

Deux applications ont été développées autour du banc de mesure d'enveloppes complexes :

La première approche est la diversité du banc en terme de caractérisation. En effet, nous avons observé le comportement d'un amplificateur de puissance par rapport à différents types de signaux microondes (mesures réalisées en CW, en QPSK, en NPR). Ces mesures nous ont permis de faire une comparaison avec un autre banc de mesure : banc de caractérisation fréquentiel de type Load-pull. L'utilisation des enveloppes complexes aux accès d'un amplificateur de puissance peut permettre de contribuer à établir un modèle comportemental bilatéral de dispositif sous test.

La seconde application de ce banc de mesure est l'implémentation d'une technique de linéarisation d'un transistor de puissance par un système de modulation de polarisation. Les

différents résultats obtenus ont permis de valider cette technique de linéarisation, cependant il serait intéressant de comparer cette technique avec d'autre principe de linéarisation d'amplificateur de puissance.

De nombreuses investigations constituent les perspectives des travaux exposés dans ce mémoire. Ces perspectives concernent 3 domaines :

- la configuration matérielle du banc de mesure.
- la modélisation comportementale (boîte noire) d'un module sous test.
- Comparaison de mesures entre les différents bancs.

Concernant la topologie matérielle du banc de mesure, nous avons à notre disposition un analyseur de signaux vectoriels permettant de faire l'acquisition de signaux modulés large bande au fondamental. L'avancée technologique a permis de développer de nouvelles générations d'oscilloscope dit large bande comme le TDS6000 de Tektronix, le DSO80000 de chez Agilent et le SDA11000 de chez LeCroy. Ce type d'oscilloscope numérique à échantillonnage permet de faire l'acquisition de signaux temporels sur 4 voies sur des bandes de fréquences d'environ 15GHz maximum, avec des fréquences d'échantillonnages de 40 GS/s. C'est-à-dire que ce type d'instrument est capable d'analyser des signaux modulés à la fréquence fondamentale en sortie d'un transistor de puissance mais également autour des différentes fréquences harmoniques. Dans ce cas présent, il serait intéressant de venir comparer les différentes mesures que l'on pourrait faire à la fois sur le banc de caractérisation avec ce nouveau type d'oscilloscope et avec l'oscilloscope présent à l'heure actuelle.

L'autre évolution possible, concerne la génération des signaux. Les nouveaux générateurs de signaux arbitraires comme le SMUA200 de Rodhe&Schwarz permettent de générer des signaux modulés sur des bandes passantes de plusieurs MHz (environ 80MHz) avec des puissances de sorties élevées.

Ces deux d'instruments permettraient de simplifier énormément le banc de mesure comme on

Conclusion Générale.

peut le voir sur la Figure II-10 :

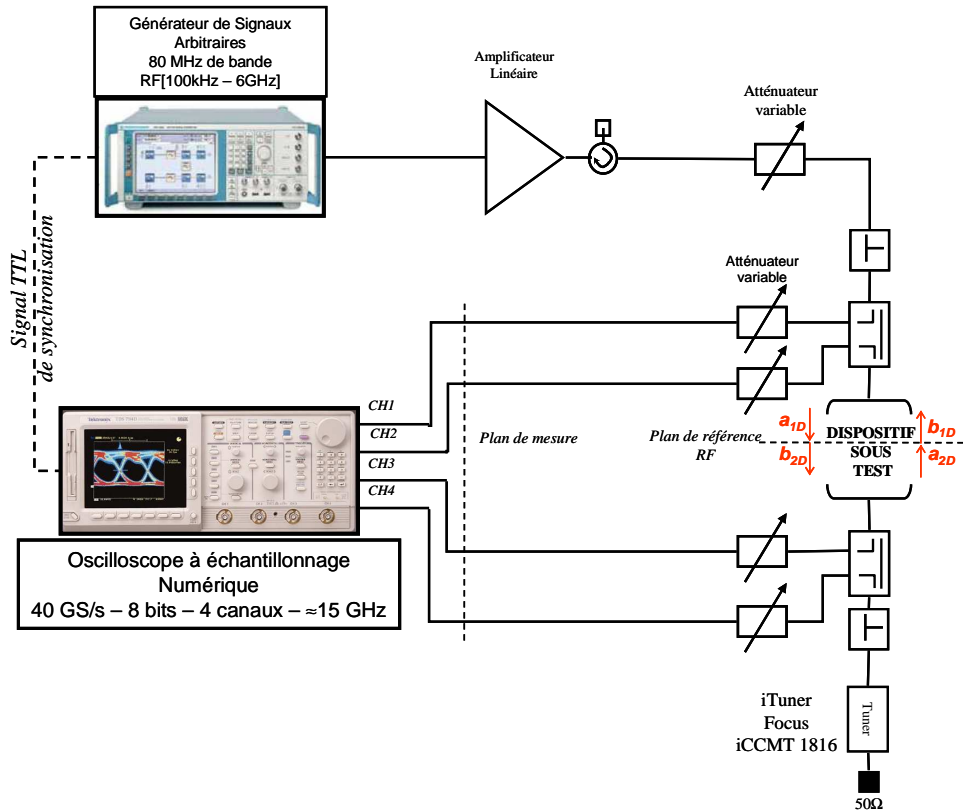


Figure II-10 : Perspective du banc de caractérisation temporelle.

Les deux autres évolutions possibles sur le banc sont la possibilité de réaliser la caractérisation de composants non linéaire de puissance sous pointes en venant intégrer une table sous pointes ainsi que la possibilité d'insérer le principe de boucle active.

La seconde perspective concerne l'élaboration de modèles comportementaux bilatéraux. Au cours de ce manuscrit, nous avons présentés un nouveau type de modèle basé sur les séries de Volterra montrant les mesures de « Paramètres S non linéaires ». L'objectif serait de valider ce type de modèle avec pour objectif de l'insérer dans les simulateurs systèmes.

Une autre perspective concerne la comparaison des mesures entre les différents bancs. Nous avons montré, au cours de ce manuscrit des résultats obtenus sur le banc Load pull et sur le banc

Conclusion Générale.

de caractérisation temporelle. L'objectif serait d'être capable de chiffrer les erreurs de mesure et d'approximation que l'on fait pendant le traitement des données. Ceci permettrait d'obtenir des résultats cohérents entre chacun des bancs de mesure.

Enfin, il serait également intéressant d'implémenter d'autres types de linéarisation et notamment la prédistorsion numérique.

Conclusion Générale.

RESUME : Développement d'un système de mesure temporel d'enveloppe de dispositifs non linéaires microondes.

Ce travail concerne le développement matériel et logiciel d'un banc de caractérisation temporelle d'enveloppe de dispositifs RF de puissance. Ce banc de mesure calibré vectoriellement a été développé afin de générer et de mesurer les enveloppes complexes associées à des signaux modulés RF aux accès de dispositifs de puissance sous test. Ce manuscrit décrit l'architecture du banc de mesure, sa procédure d'étalonnage ainsi que le traitement du signal utilisé pour la correction des mesures reliant les plans de mesure aux plans de référence du dispositif sous test. Une première application de ce banc est montrée par la mesure de critères de linéarité d'un amplificateur de puissance pour différents types de modulation et différentes impédances de charge. La seconde application consiste à utiliser une technique de modulation de polarisation afin de linéariser un transistor de puissance.

MOTS CLES : Amplificateur de puissance, caractérisation temporelle, banc de mesure, distorsion d'enveloppe, enveloppe complexe, linéarisation.

ABSTRACT : Development of a time domain envelope measurement system of nonlinear microwave devices.

This work deals with the hardware and software development of a time domain envelope characterisation system of RF power devices. This calibrated measurement bench has been developed in order to generate and measure complex envelopes associated with the RF modulated signals at the input and the output ports of power devices under test. This manuscript describes the architecture of the calibrated measurement setup, its calibration procedure and the signal processing used for the correction of measured raw data in order to get error corrected measurements at the device under test reference ports. A first application consists in the linearity characterisation of a power amplifier for different modulated signals and different load impedance. A second application consists in the use of a bias modulation technique in order to linearize the behaviour a power transistor.

KEYWORDS: Power amplifier, time domain characterisation, measurement set up, envelope distortion, complex envelopes, linearization.