N° d'ordre : 15-2002

THESE

Présentée

A L'UNIVERSITE DE LIMOGES
FACULTE DES SCIENCES

Pour l'obtention du

Doctorat de l'Université de Limoges

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

Par

Tibault REVEYRAND

Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance.

Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs.

Soutenue le 25 avril 2002 devant la commission d'examen :

JURY :

Monsieur Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Monsieur Bernard HUYART	Professeur à l'ENST Paris	Rapporteur
Monsieur Serge TOUTAIN	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes	Rapporteur
Monsieur Philippe BOUYSSE	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Examinateur
Monsieur Dominique CROS	Professeur à l'Université de Limoges	Examinateur
Monsieur Christophe GAQUIERE	Maître de Conférences à l'Université de Lille	Examinateur
Monsieur Jean-François HELARD	Maître de Conférences à l'INSA de Rennes	Examinateur
Monsieur Luc LAPIERRE	Chef de Département au CNES de Toulouse	Examinateur
Monsieur Alain MALLET	Ingénieur au CNES de Toulouse	Examinateur
Monsieur Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'Université de Limoges	Examinateur
Monsieur Jean-François VILLEMAZET	Ingénieur Alcatel Space Industries à Toulouse	Examinateur
Monsieur Jean-Pierre VILLOTTE	Professeur à l'Université de Limoges	Examinateur

A la mémoire de mon père…

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé à l'Institut de Recherche en Communications Optique et Microondes de Limoges, unité mixte de Recherche du centre National de recherche Scientifique n°6615. Je tiens à remercier Monsieur le professeur P.Y. Guillon de m'avoir accueilli dans ce laboratoire et Monsieur le professeur J. Obregon pour m'avoir accueilli dans son équipe.

J'exprime ma vive reconnaissance à Monsieur R. Quéré de l'Université de Limoges pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider ce jury.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Messieurs les professeur B. Huyart de l'ENST Paris et S. Toutain de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, rapporteurs de ces travaux de thèse.

Je témoigne ma reconnaissance au professeur J.M. Nébus, pour son soutient permanent, ainsi qu'à Messieurs L. Lapierre et A. Mallet, respectivement chef du département hyper fréquence et ingénieur au CNES de Toulouse pour l'intérêt qu'ils ont porté à mes travaux.

Je remercie tout particulièrement Monsieur C. Gaquière, maître de conférence à l'Université de Lille ; Monsieur J.F. Hélard, maître de conférence à l'INSA de Rennes et Monsieur J.F. Villemazet, ingénieur à Alcatel Space Industries qui ont bien voulu se déplacer pour évaluer ce travail. Je leur en suis très reconnaissant.

Je remercie également Monsieur P. Bouysse, maître de conférence à Limoges ainsi que Messieurs D. Cros et J.P. Villotte, professeurs à l'Université de Limoges, de bien vouloir participer à ce jury.

Je ne saurais oublier les membres du laboratoire. Je remercie donc S. Massy pour son goût prononcé pour les radis « bio » du Limousin et la relecture de ce mémoire, D. Rousset pour avoir transformé son bureau en demi-pension, M.C. Lerouge pour sa « zen attitude » digne des plus grands sommets pyrénéens et son organisation à toute épreuve, S. Mons pour les petits sauts, L. Hagerman pour sa quête du petit poucet sur un chemin en M'nMs, le trio de choc S. Dellier / S. Demeyer / A. Soury pour m'avoir permis de transformer leur bureau en corbeille à papier fumante géante, C. Duperrier pour sa maîtrise incontestable du « ALT-TAB », S. Heckmann et P. Butterworth pour avoir transformé leur bureau en forum de « diplomatie ».

Enfin, j'exprime ma vive reconnaissance à la « Load-Pull Team » : D. Barataud et ses blagues caprinisées, C. Arnaud et ses « cafés honteusement rackettés », T. Gasseling et son palmarès de grillades incomparable ainsi que C. Maziere si accueillant avec les stagiaires étrangères. Bonne chance à lui et à F. Macraigne pour la suite du sujet.

CHAPITRE I

PRESENTATION GENERALE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE DES SIGNAUX MODULES

INTRODUCTION **9**

I – CARACTÉRISTIQUES BASIQUES DES SIGNAUX **10**

I.1 – FORMALISME D'ENVELOPPE COMPLEXE 10
I.2 – CARACTÈRE D'ENVELOPPE CONSTANTE OU VARIABLE 11
I.2.1 – Enveloppe constante (exemples) *11*
I.2.2 – Enveloppe variable (exemples) *13*
I.3 – PUISSANCE MOYENNE, PUISSANCE INSTANTANÉE ET FACTEUR DE CRÊTE 16
I.4 – CARACTÉRISTIQUES STATISTIQUES DE L'ENVELOPPE 19

II – PROBLÉMATIQUE ASSOCIÉES À L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE **21**

II.1 – AMPLIFICATION LINÉAIRE – DISTORSION LINÉAIRES 21
II.2 – AMPLIFICATION NON LINÉAIRE – HYPOTHÈSE ET COMPORTEMENT STATIQUE 22
II.2.1 – Gain complexe d'enveloppe statique *23*
II.2.2 – Fonctionnement statique à enveloppe variable *24*
II.2.3 – Critères de distorsions non linéaires *25*
II.3 – ORIGINES DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES DYNAMIQUES 28

III – APPROCHES DE MÉTHODOLOGIES DE MODÉLISATION COMPORTEMENTALE **31**

III.1 – APPROCHE STATIQUE : SANS MÉMOIRE 32
III.2 – MÉTHODE DE SÉPARATION DES FONCTIONS - TOPOLOGIE ASSOCIÉE 33
III.3 – APPROCHE PAR SÉRIE DE VOLTERRA 34

IV – APPROCHES DE CARACTÉRISATION FONCTIONNELLE **36**

IV.1 – APPROCHE DE CARACTÉRISATION FRÉQUENTIELLE 36
IV.1.1 – Test en monoporteuse (CW) *36*
IV.1.2 – Test en biporteuse *37*
IV.1.3 – Test en ACPR *38*
IV.1.3 – Test en NPR *38*
IV.2 – APPROCHE TEMPORELLE 39
IV.2.1 – Oscilloscope large bande : 50 GHz (HP-54120) *40*
IV.2.2 – Analyseur de transition microonde *40*
IV.3 – APPROCHE TEMPORELLE D'ENVELOPPE 41
IV.3.1 – Détection homodyne par réflectomètre 6 ports et détecteurs d'enveloppe associés *42*
IV.3.2 – Technique d'hétérodynage – Filtrage étroit et détection synchrone *42*
IV.3.3 – Mesures temporelles d'enveloppe de modulation après translation HF → BF *44*

CONCLUSION **46**

BIBLIOGRAPHIE **47**

CHAPITRE II

CONCEPTION D'UN SYSTEME DE MESURE DES DISTORSIONS NON LINEAIRES D'ENVELOPPES DE SIGNAUX MICRO-ONDES MODULES

INTRODUCTION **55**
I – ARCHITECTURE DU BANC DE MESURE D'ENVELOPPE COMPLEXE **56**
I.1 – PRINCIPE 56
I.2 – STRUCTURE DU BANC DE MESURE 58
I.2.1 – Synoptique *58*
I.2.2 – Descriptifs des éléments constituant du banc *61*
I.3 – DESCRIPTIF ET FORMAT DES SIGNAUX 63
I.3.1 – Signaux d'enveloppe et FFT associées *63*
I.3.1.1 – Transformées de Fourier réelles et analytiques 63
I.3.1.2 – Format de stockage des données 65
I.3.2 – Génération des signaux (partie émission) *66*
I.3.3 – Acquisition et traitement des signaux (partie réception) *69*
I.3.3.1 – Précautions d'emploi 69
I.3.3.2 – Principe d'acquisition 70
II – ETALONNAGE DE LA CHAÎNE DE RÉCEPTION **72**
II.1 – CARACTÉRISATION D'UNE TRANSLATION DE FRÉQUENCE PAR UN MÉLANGEUR 73
II.1.1 – Principe *73*
II.1.2 – Extraction des coefficients de transfert caractéristiques *76*
II.2 – CONSIDÉRATION DU DÉMODULATEUR IQ COMME 1 SEUL ÉLÉMENT DE TRANSLATION DE FRÉQUENCE. .. 80
II.3 – PROCÉDURE D'ÉTALONNAGE RETENUE POUR LA CHAÎNE DE RECEPTION 83
II.3.1 – Principe *84*
II.3.2 – Procédure associée *85*
II.3.3 – Fichiers des coefficients de calibrage du bloc démodulant *87*
II.3.4 – Fonction de transfert équivalente passe-bas pour le bloc RF de la chaîne de réception *91*
II.4 – VÉRIFICATION DE VALIDITÉ 92
II.4.1 – Vérification de linéarité et dynamique dans des conditions de mesures d'un DST *92*
II.4.1.1 – Descriptif 92
II.4.1.2 – Résultats 94
II.4.2 – Vérification de l'hypothèse de TPG constant sur une voie *97*
II.4.2.1 – Principe 97
II.4.2.2 – Résultats 98
III – TRAITEMENT ET EXEMPLES DE MESURES **100**
III.1 – PRINCIPE 100
III.1.1 – Recomposition de l'enveloppe complexe incidente lors d'une configuration hétérodyne *100*
III.1.2 – Recomposition de l'enveloppe complexe incidente lors d'une configuration homodyne *105*
III.2 – PROGRAMME DE CORRECTION 107
III.2.1 – Présentation des fonctionnalités de traitement *107*
III.2.2 – Organigramme du logiciel de correction *111*
III.2.2.1 – Organigramme de la correction d'enveloppe 111
III.3 – EXEMPLES DE RÉSULTATS 115
III.3.1 – Enveloppe en configuration homodyne *115*
III.3.2 – Enveloppe en modulation hétérodyne *116*
CONCLUSION **119**
BIBLIOGRAPHIE **122**

CHAPITRE III

MESURE DU « NOISE POWER RATIO » POUR LA CARACTERISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE NON-LINEAIRES

INTRODUCTION **127**
I – GÉNÉRATION DU SIGNAL DÉDIÉ À LA CARACTÉRISATION EN NPR **128**
I.1 – PRINCIPE 128
I.1.1 – Discrétisation du signal – approche numérique *128*
I.1.2 – Détermination du NPR par la méthode du trou *130*
I.1.3 – Détermination du NPR par la méthode d'intercorrélation *133*
I.1.3.1 – Cas d'un amplificateur sans mémoire [4] 134
I.1.3.1 – Cas d'un amplificateur présentant des effets mémoire HF [5] 136
I.2 – VARIANCE DU NPR (MÉTHODE DU TROU) 137
I.2.1 – Nombre d'échantillons de bruit à considérer *138*
I.2.2 – Moyenne du NPR *140*
I.3 – GÉNÉRATION DES SIGNAUX DE NPR 141
I.3.1 – Définitions des signaux *142*
I.3.2 – Distribution statistique des signaux *145*
I.3.3 – Facteur de crête des signaux *147*
II – MESURES DE NPR **148**
II.1 – COMPARATIF DES RÉSULTATS OBTENUS AVEC UN BANC DE NPR DOTÉ D'UNE SOURCE ANALOGIQUE… 148
II.1.1 – Mesures sur l'amplificateur HP 87415 A *149*
II.1.2 – Mesures sur l'amplificateur TI-HFET 1200 à 2,18 GHz *151*
II.2 – VÉRIFICATION DU COMPROMIS OPTIMAL RENDEMENT/LINÉARITÉ D'UNE CONCEPTION 153
II.2.1 – Variation de l'impédance de charge *153*
II.2.2 – Mesures effectuées sur le TI-HFET 1200 [16] *154*
II.3 – EXTENSIONS AUX MESURES DU NPR EN MILLIMÉTRIQUE 157
CONCLUSION **161**
BIBLIOGRAPHIE **162**

CHAPITRE IV

APPLICATION A UNE MODELISATION COMPORTEMENTALE DE MODULES NON-LINEAIRES

INTRODUCTION **167**

I – MISE EN PLACE D'UNE POSSIBILITÉ DE FORMULATION DYNAMIQUE POUR LA MODÉLISATION DE MODULES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCES MICRO ONDES **168**

I.1 – MODÈLE STATIQUE : COURBES AM/AM ET AM/PM 168
I.2 – MODÈLE DYNAMIQUE UNILATÉRAL EXPLICITE 170
I.3 – FORMULATION DU MODÈLE DYNAMIQUE 172
I.4 – DÉTERMINATION DE LA FONCTION « GAIN COMPLEXE DYNAMIQUE » 174
I.4.1 – Domaine de définition *174*
I.4.2 Méthode d'identification *182*
I.4.3 Interpolation par Réseau de Neurones *185*

II – APPLICATION À L'EXTRACTION DE MODÈLES **190**

II.1 – CAS DU SCHÉMA DE CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR TRAITÉ EN SIMULATION PAR LA TECHNIQUE DU TRANSITOIRE D'ENVELOPPE 190
II.1.1 – Caractéristique AM/AM dynamique – effet mémoire non linéaire *190*
II.1.2 – Identification à partir d'enveloppes de modulation réelles *193*
II.1.2.1 – Modulation type DBLPC 193
II.1.2.2 – Modulation type DBLPS : signaux biporteuse 198
II.1.3 – Généralisation pour des enveloppes d'entrée complexes *200*
II.1.3.1 – Principe de signaux monoporteuses décalées en fréquence 201
II.1.3.2 – Signaux de type biporteuse décalés en fréquence 204
II.2 – IDENTIFICATION ET MODÉLISATION COMPORTEMENTALE À PARTIR DE MESURES D'ENVELOPPE COMPLEXES 206
II.2.1 – Mise en évidence expérimentale d'effets mémoire BF sur un amplificateur de puissance *206*
II.2.2 – Identification du modèle à partir des mesures *210*
II.2.2.1 – Résultats sur un critère temporel : forme de l'enveloppe de sortie 210
II.2.2.2 – Résultats sur un critère fréquentiel : courbes de C/I_3 212

CONCLUSION **214**

BIBLIOGRAPHIE **216**

Il faut bien comprendre que les « véritables » scientifiques sont avant tout des êtres doués d'imagination. C'est-à-dire capables de faire « rupture » avec l'ordre informationnel qui les entoure. Il faut de l'imagination pour entrevoir les structures cachées qui sous-tendent l'univers, au-delà de ce que nous donnent à voir nos sens et nos instruments.

Maurice G. Dantec

INTRODUCTION GENERALE

Nous avons assisté, au cours des deux dernières décades, à un essor relativement considérable des systèmes de télécommunications numériques, de leur diversité et de leurs performances.

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. Au sein de ces préoccupations on trouve par exemple les notions d'interopérabilité, de reconfigurabilité.

Cette nécessité qui sous-entend évidemment un contexte multi-utilisateur, 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.

Pour une application traitant ou destinée à traiter un volume d'informations donné, un paramètre essentiel (prioritaire) est l'efficacité spectrale. L'efficacité spectrale s'exprime en bits/Hz et indique le souci majeur premier : la transmission dans une bande de fréquence allouée d'un volume d'information maximal.

Sans entrer dans les détails, ce qui ne fait pas l'objet de ces travaux de thèse, l'accès entre divers utilisateurs peut se faire :

- en partageant des créneaux temporels distincts (TDMA : Time Division Multiple Access) ;
- en partageant des supports fréquentiels disjoints (FDMA : Frequency Division Multiple Access) ;
- en accédant par un code spécifique (CDMA : Code Division Multiple Access) ;

et en toute généralité en utilisant des combinaisons de ces techniques [1]. Ces techniques sont schématisées symboliquement figure 1-1.

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 signaux résultants sont « imprimés » à des variations de paramètres physiques d'un ou plusieurs signaux porteurs HF (paramètres que sont l'amplitude, la fréquence ou la phase).

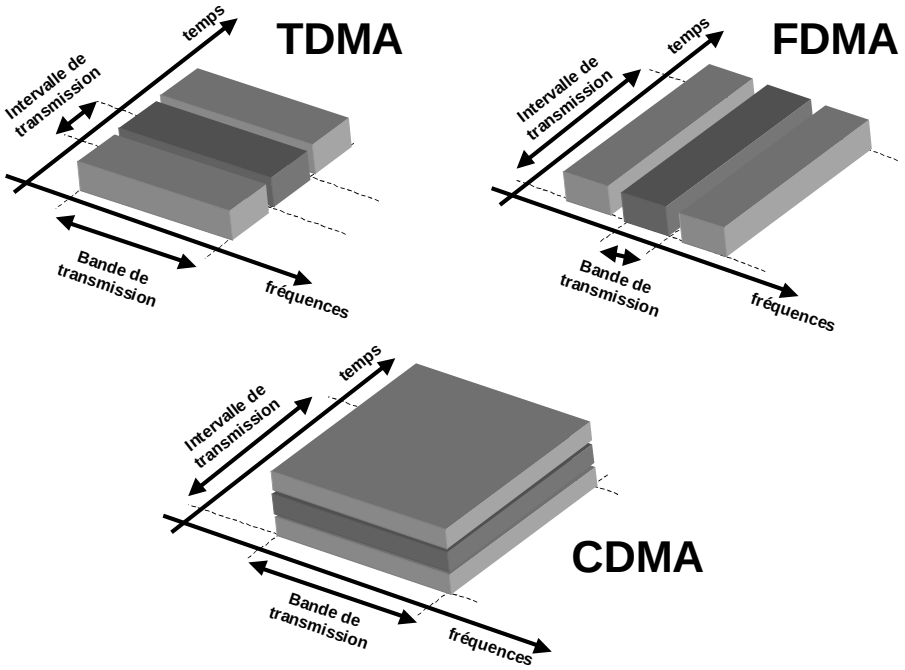


Fig. 1-1 – Techniques de multiplexage : TDMA, FDMA, CDMA

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).
Les signaux résultants doivent être amplifiés avant l'émission.
Et nous arrivons donc à la fonction électronique constituant le thème plus particulier dans lequel s'inscrivent les travaux de thèse.

L'amplification de puissance est une fonction extrêmement critique dans la mesure où elle a une influence prépondérante sur un bilan global de transmission en terme de :

- puissance ;
- consommation (ce qui sous-entend la notion de rendement) ;
- distorsion (linéarité) ;

et les compromis entre ces paramètres.

La difficulté de recherche de compromis entre ces paramètres s'accroît avec le besoin de transmettre un volume d'informations de plus en plus important puisque cela sous-entend :

- l'élargissement des bandes passantes ;
- la complexité des signaux (dont un caractère majeur est le caractère d'enveloppe variable) très contraignant pour la recherche de compromis entre la puissance, le rendement et la linéarité.

Notons au passage que pour des puissances significatives et des valeurs de rendements contraintes par des problèmes de linéarité, les aspects thermiques étroitement liés à la génération de puissance constituent une problématique supplémentaire.

Dans le cadre de cette introduction générale, nous retiendrons que cette thématique générale de l'amplification des signaux dans le contexte des systèmes de télécommunication requiert de plus en plus une connaissance et une analyse des caractéristiques basiques des signaux et de leur traitement.
Elle n'est pas dans le cadre de ces travaux purement au sens approfondi et spécialisé des aspects de traitement du signal, mais d'avantage sur l'identification des impacts du caractère des signaux sur les non linéarités (interactions signal – non linéarités).
Ces investigations doivent permettre une contribution à l'amélioration du dimensionnement d'un système d'émission pour une qualité de service requise.
Les travaux de thèse présentés ici s'inscrivent dans ce contexte.

Le manuscrit est composé de quatre parties.

Dans un premier temps, une présentation générale de problématiques associées à l'amplification de puissance de signaux modulés est proposée. Ce premier chapitre présente également les différentes méthodes de caractérisation de modules de puissances et des principes de modélisation type « boite noire ».

La seconde partie est consacrée exclusivement à l'élaboration de l'outil de mesure de modules de puissance en présence de signaux modulés. La structure du banc de mesure ainsi que la procédure d'étalonnage et le traitement du signal associé sont détaillés.

La troisième partie présente une première application de l'outil développé : la caractérisation de la linéarité en fonctionnement multiporteuse du module de puissance sous test par le critère du Noise Power Ratio.

Une quatrième partie traite d'une seconde application possible de l'outil développé : la modélisation comportementale des modules de puissance sous test pour la simulation de niveau système. Un modèle relativement simple à mettre en place sera établi, et témoignera, au travers d'un comparatif de prédictions de réponse d'un amplificateur à divers signaux modulés, de l'apport engendré par la nouvelle approche de caractérisation temporelle d'enveloppes calibrées que nous avons développée.

Enfin, la conclusion présentera les perspectives associées à ce travail : en instrumentation et en modélisation.

CHAPITRE I

PRESENTATION GENERALE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE DES SIGNAUX MODULES

INTRODUCTION

La multiplicité et la spécificité des applications de télécommunications font que les systèmes évoluent vers une complexité de plus en plus grande tant par la forme de l'information traitée que par la technologie utilisée.
Les applications sont, par souci de compromis entre encombrement spectral requis et le volume d'informations transmises liées à l'utilisation de technologies de plus en plus large bande en configuration multi-canaux avec des techniques de modulation et d'accès complexes. Ceci nécessite l'emploi, pour l'émission de l'information, d'amplificateurs de puissance particulièrement performants en terme de linéarité et de rendement en présence de modulations complexes.

L'amplificateur de puissance, module non linéaire du système de télécommunication, peut être perçu comme un point critique dans une chaîne de communication.
Sa parfaite caractérisation, voire sa modélisation afin de permettre les meilleurs prédictions possibles lors de la conception d'un système constitue une thématique de recherche importante actuellement. Elle peut se concrétiser par une meilleur optimisation du dimensionnement de celui-ci.

Ainsi, le développement d'un outil de caractérisation précis pour des signaux modulés devient essentiel pour toute investigation sur les distorsions non linéaires.
La conception d'un outil pour la caractérisation de signaux à enveloppe variable, amène à lier aux aspects d'analyse, de réflexion et d'instrumentation, des aspects de traitement du signal.

Cet outil doit permettre d'une part, d'extraire des nouveaux critères de facteur de mérite (comme le NPR) et d'autre part, grâce à la mesure calibrée des signaux temporels d'enveloppe aux accès de l'amplificateur de puissance sous test, de devenir un outil pour la modélisation de niveau système (comportementale).

Avant de présenter dans les chapitre II, III, IV le développement et les applications de cet outil, le chapitre I propose une présentation générale des aspects généraux mais essentiels concernant la problématique de l'amplification de signaux modulés.

I – Caractéristiques basiques des signaux

Les aspects essentiels pour notre contexte (amplificateur de puissance) seront dégagés et illustrés ici sur des exemples significatifs.

I.1 – Formalisme d'enveloppe complexe

En toute généralité, un signal HF modulé traité par une fonction électronique analogique telle que l'amplification de puissance peut s'écrire sous la forme :

$$x(t) = A(t).\cos(\omega_0.t + \varphi(t))$$

où $A(t)$ correspond à la variation d'amplitude instantanée

$\varphi(t)$ est la variation de phase instantanée

ω_0 représente la fréquence du centre de la bande

Le signal analytique associé $\tilde{x}(t) = A(t).e^{j.\varphi(t)}$, appelé aussi signal équivalent passe bas (bande de base), se décompose généralement en 2 signaux réels aux variations lentes devant celles de la HF $(\cos(\omega_0.t))$: $x_I(t)$ et $x_Q(t)$. On a alors $\tilde{x}(t) = x_I(t) + j.x_Q(t) = \underbrace{A(t).\cos[\varphi(t)]}_{I(t)} + j.\underbrace{A(t).\sin[\varphi(t)]}_{Q(t)}$

où l'on associe généralement la notion de format I/Q.

On a ainsi $x(t) = \Re\{\tilde{x}(t).e^{j\omega_0 t}\} = x_I(t).\cos(\omega_0.t) - x_Q(t).\sin(\omega_0.t)$.

$\tilde{x}(t)$ est l'enveloppe complexe associée au signal réel $x(t)$ à bande limitée.

On a alors, pour un dispositif linéaire, conformément à la figure 1-2, les relations de convolution en signal réel : $y(t) = h(t) * x(t)$, utilisable en enveloppes complexes associées : $\tilde{y}(t) = \tilde{h}(t) * \tilde{x}(t)$.

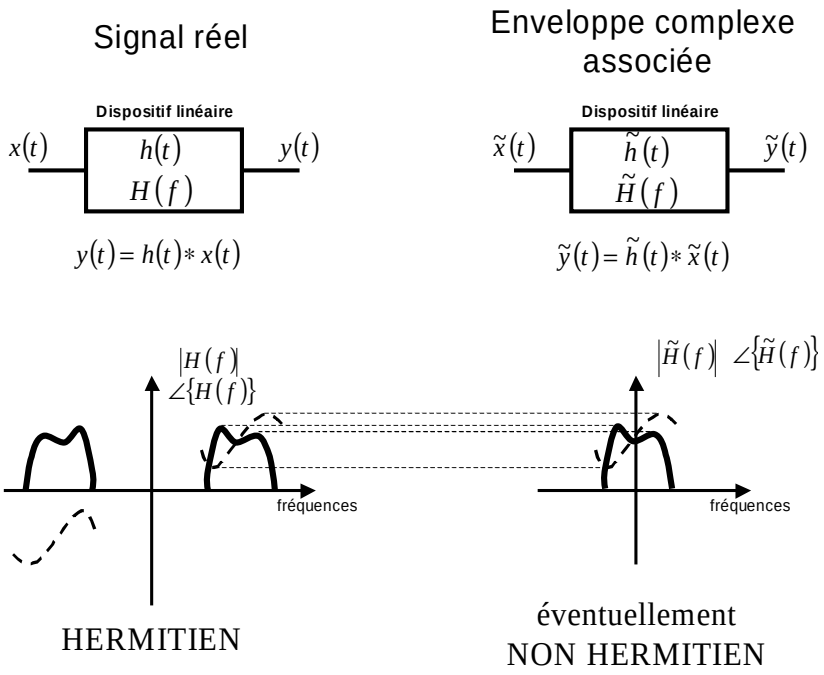


Fig. 1-2 – Relations reliants les accès d'un dispositif linéaire

I.2 – Caractère d'enveloppe constante ou variable

I.2.1 – Enveloppe constante (exemples)

Parmi les signaux à enveloppe constante, nous présentons un signal monoporteuse mais également des modulations de fréquence et de phase.

Signal CW

Le signal le plus simple, sans intérêt pour le transfert d'information, mais d'un intérêt important pour le test et l'analyse d'un dispositif, est le signal sinusoïdal pur, communément appelé signal CW (Continuous Wave).

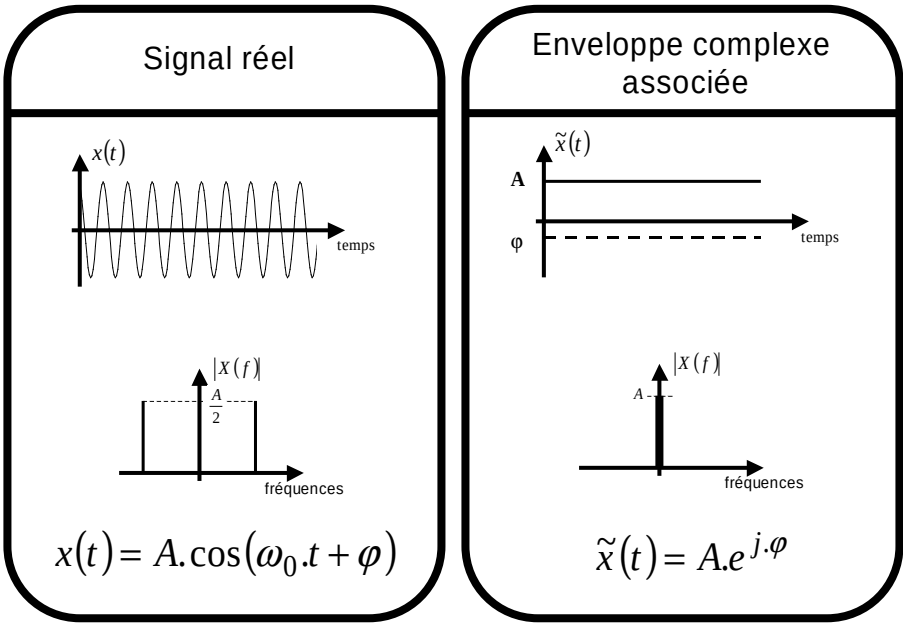


Fig. 1-3 – Représentation d'un signal CW et de son enveloppe complexe associée

Signal FSK filtrée ou non

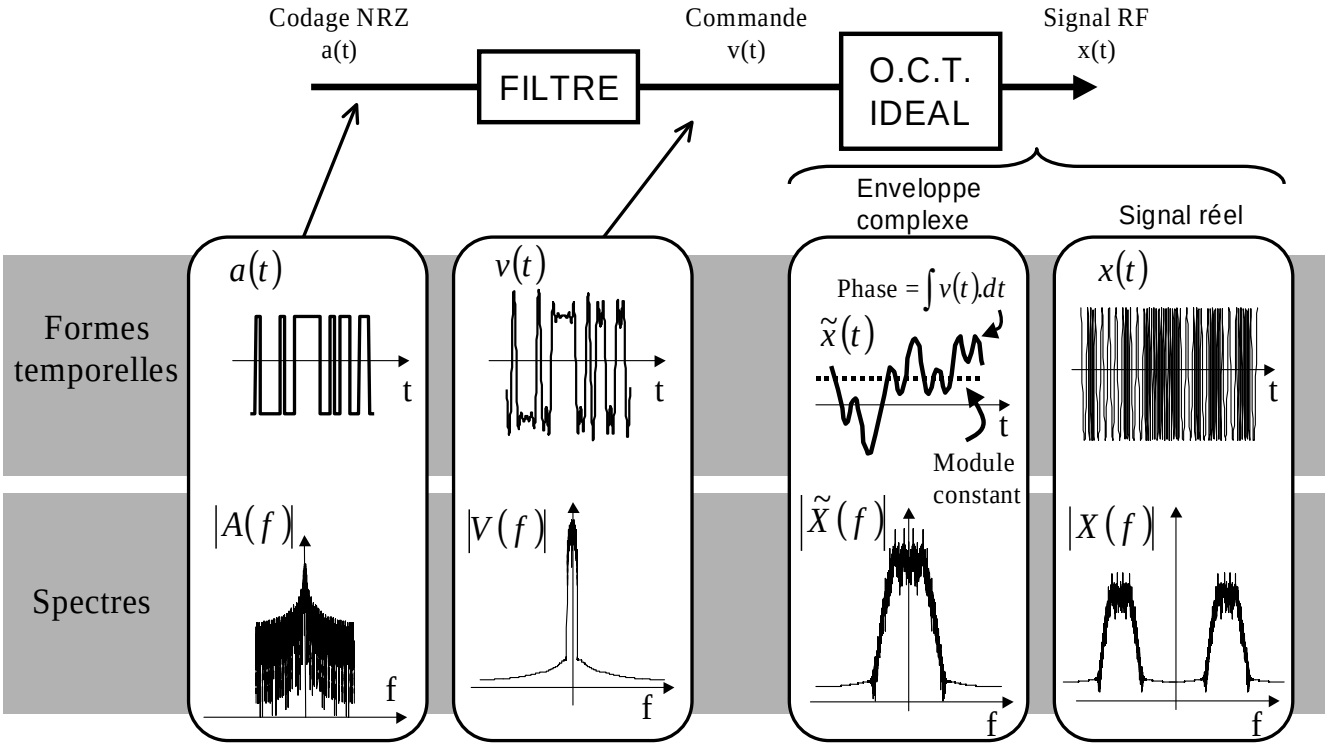


Fig. 1-4 – Représentation d'un signal FSK

La modulation de fréquence, dont le signal bande de base est filtré ou non, constitue une modulation à enveloppe constante : le module de l'enveloppe complexe associée au signal modulé RF est constant en fonction du temps. L'information est transmise par la fréquence instantanée (soit la dérivée de la phase de l'enveloppe).

Signal PSK non filtrée

On propose l'exemple d'une QPSK (modulation à 4 états de phases).

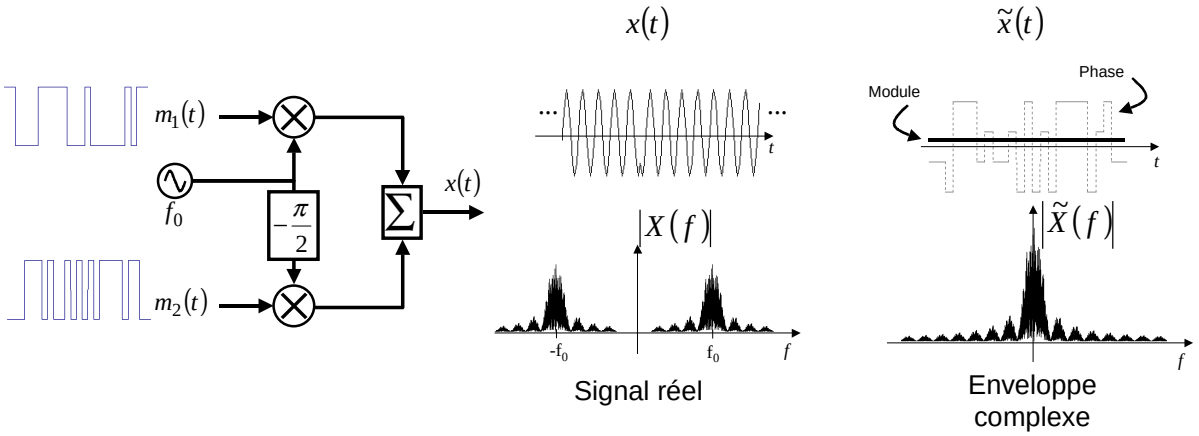


Fig. 1-5 – Représentation d'une modulation QPSK non filtrée

L'information transportée par la phase de la porteuse permet de conserver, ici aussi un module d'enveloppe constant.

I.2.2 – Enveloppe variable (exemples)

Signal biporteuse

Ce signal est également sans intérêt pour le transfert d'informations. Mais avec une relative simplicité dans sa constitution et sa mise en œuvre, il permet de soulever des problèmes au rang desquels la linéarité [2] [3].

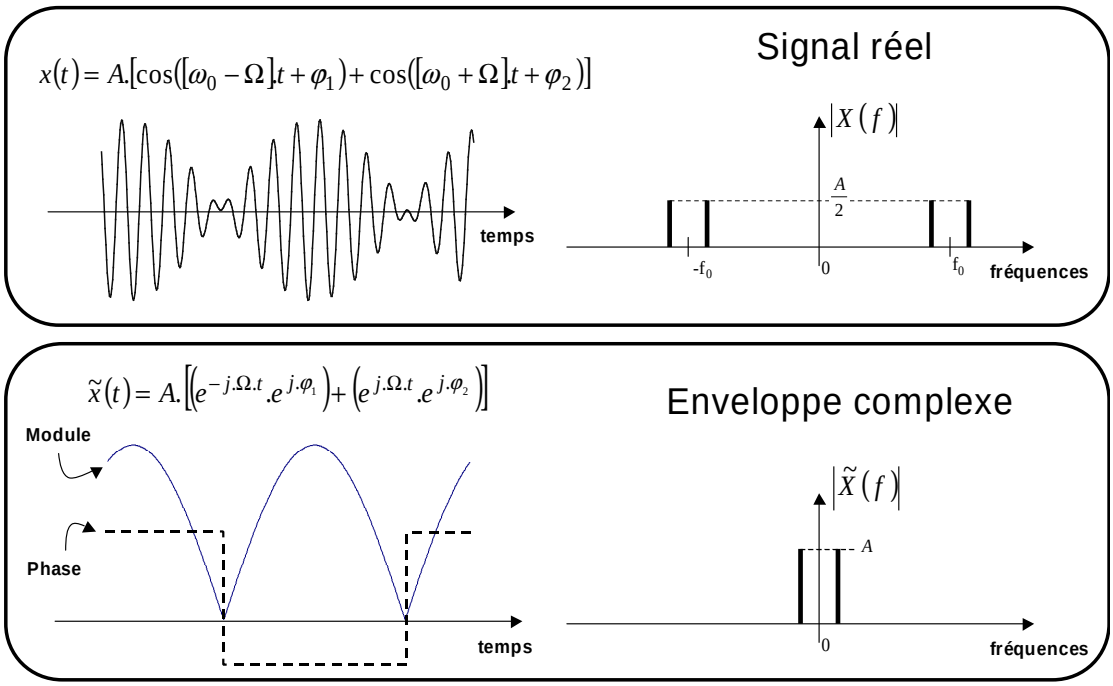


Fig. 1-6 – Représentation d'un signal de type biporteuse

Ayant ici $\tilde{x}(t) = A\left(e^{-j.\Omega.t+\varphi_1} + e^{+j.\Omega.t+\varphi_2}\right) = 2.A.\cos\left(\Omega.t + \left(\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}\right)\right)e^{j\left(\frac{\varphi_2+\varphi_1}{2}\right)}$, on se trouve dans un cas particulier : la forme du module de l'enveloppe est indépendante des phases φ_1 et φ_2 correspondantes aux fréquences f_1 et f_2.

Signal PSK filtrée

Une PSK filtrée devient une modulation mixte : de phase et d'amplitude. Un exemple de BPSK filtré est représenté figure 1-7.

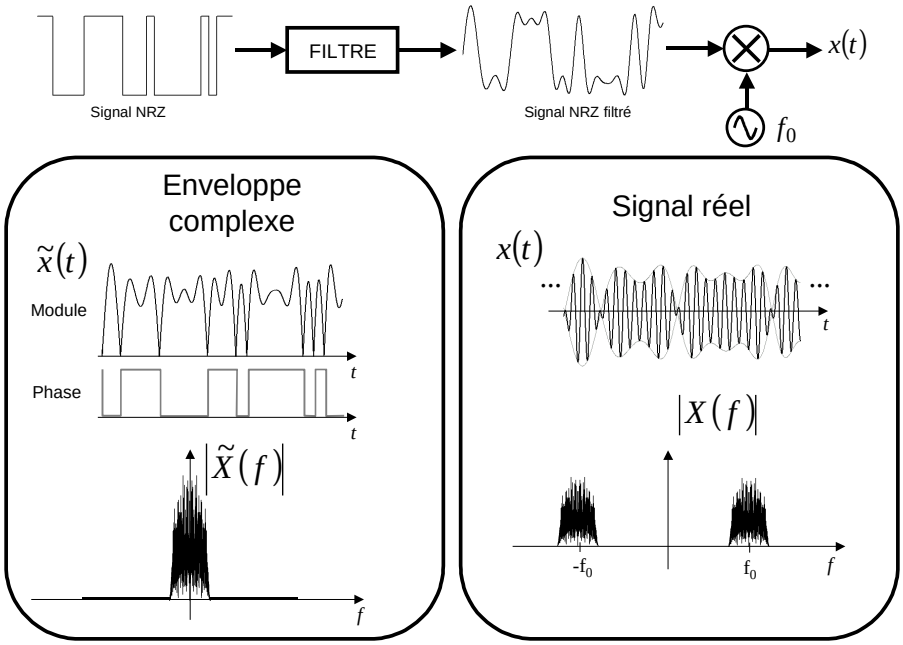


Fig. 1-7 – Représentation d'une BPSK filtrée

Multiporteuse pure ou modulée

On propose une extension au signal biporteuse : plusieurs porteuses pures (CW) de même amplitude et dont les phases sont aléatoires. A partir de 3 porteuses, la valeur des phases est déterminante sur la forme de l'enveloppe. Pour 65 porteuses (représentées ici), soumises à des phases aléatoires, l'enveloppe est elle même aléatoire. On constatera (dans un prochain chapitre) qu'une augmentation du nombre de porteuses fait tendre l'enveloppe complexe correspondante vers un pseudo-bruit gaussien à bande limitée.

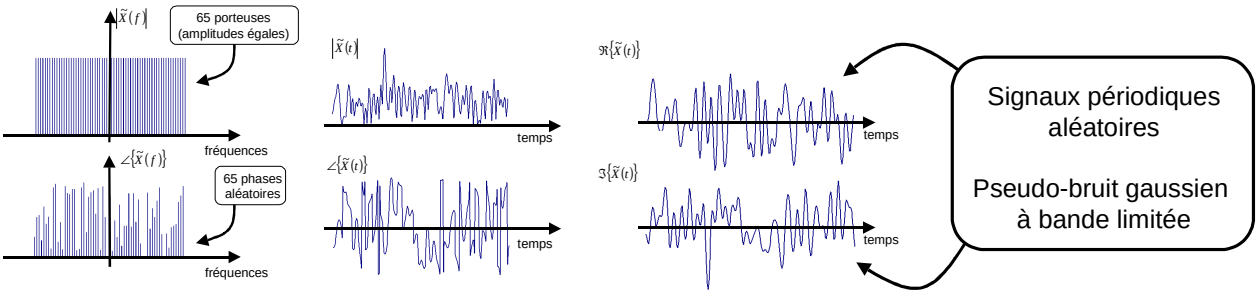


Fig. 1-8 – Représentation d'un signal à plusieurs porteuses pures

On peut s'intéresser enfin à l'enveloppe complexe correspondant à plusieurs porteuses modulées. Cela correspond à un multiplexage de type FDMA de l'information.

Ainsi la figure 1-9 présente l'enveloppe complexe d'un signal correspondant à 11 QPSK filtrées identiquement, de débit identique mais dont les signaux NRZ d'origine (les données d'information) sont aléatoires et indépendants entre eux.

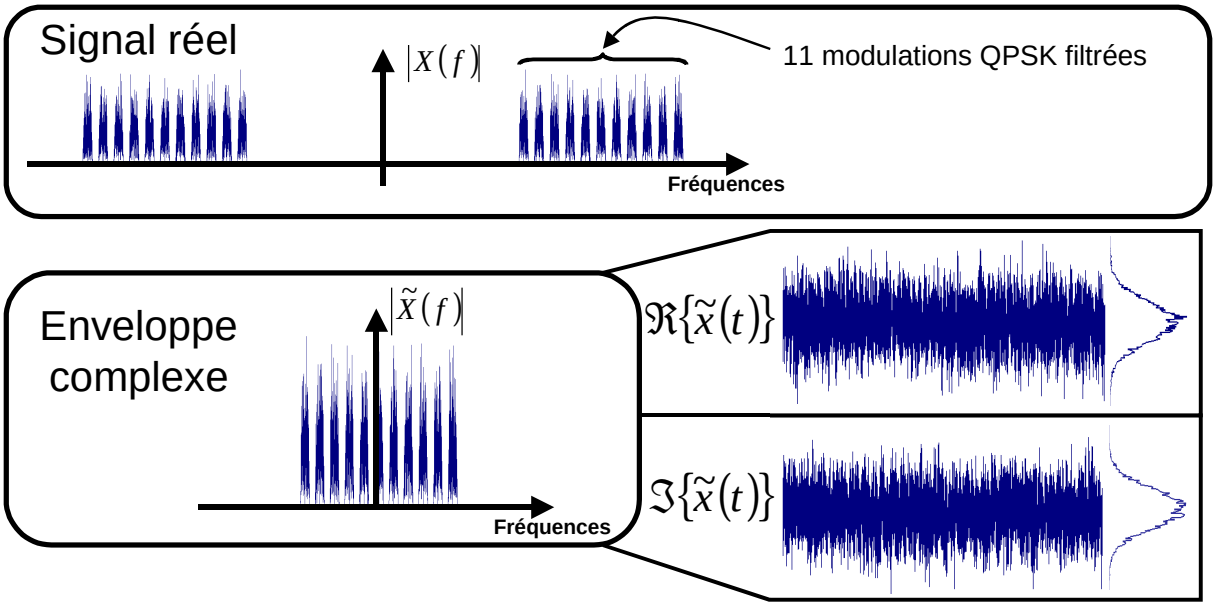


Fig. 1-9 – Représentation d'un signal à plusieurs porteuses modulées

L'enveloppe complexe représentée figure 1-9 est proche d'un bruit gaussien à bande limitée. Elle est donc similaire au signal représenté figure 1-8. Cette similitude s'exprime d'après le facteur de crête et la statistique (gaussienne) du signal. Ces paramètres sont abordés dans les paragraphes suivants.

I.3 – Puissance moyenne, puissance instantanée et facteur de crête

On pose T, la période de l'enveloppe du signal modulé et l'impédance de référence normalisée à 1 ohm.

La puissance moyenne est définie par :

$$\overline{P}_{x(t)} = \frac{1}{T}\int_0^T |x(t)|^2 dt$$

où $x(t)$ représente le signal RF réel

$$\overline{P}_{x(t)} = \frac{1}{2}\frac{1}{T}\int_0^T |\tilde{x}(t)|^2 dt$$

avec $\tilde{x}(t)$, l'enveloppe complexe associée au signal RF $x(t)$

On introduit la puissance instantanée (d'enveloppe) comme la puissance moyenne du signal RF dans une fenêtre de largeur très inférieure à une période de l'enveloppe.

$$\overline{P}i_{x(t)} = \frac{1}{\tau}\int_0^\tau |x(t)|^2 dt$$

$$\overline{P}i_{x(t)} = \frac{1}{2}|\tilde{x}(t)|^2$$

Cette expression est fonction de la durée d'intégration (très courte).

Le facteur de crête (ou PAR : Peak to Average Ratio) correspond au rapport entre la puissance crête d'un signal et sa puissance moyenne. Il s'exprime généralement en dB, indifféremment sur les signaux réels RF ou enveloppes complexes associées en bande de base [4].

$$PAR_{dB}[x(t)] = PAR_{dB}[\tilde{x}(t)] = 10.\log_{10}\left(\frac{\underset{0<t<T}{Maximum}\left[|\tilde{x}(t)|^2\right]}{\underset{0<t<T}{Valeur\ moyenne}\left[|\tilde{x}(t)|^2\right]}\right)$$

Le facteur de crête donne l'ordre de grandeur (en dB) couramment utilisé du recul imposé à un amplificateur de puissance vis à vis de son point de compression. Ce recul permet de rester en zone linéaire (indispensable pour les critères de linéarité) mais dégrade fortement les performances en rendement et puissance de sortie du module de puissance. C'est pourquoi les modulations numériques peuvent être optimisées afin de diminuer le PAR induit par la modulation RF [4] [5].

Ces notions de puissance instantanée d'enveloppe et de facteur de crête sont illustrées ci-dessous pour différents types de signaux.

Signal CW et autre signaux à enveloppe constante (FSK)

Les signaux à enveloppe constante ont une puissance instantanée d'enveloppe qui est la puissance moyenne du signal et qui est constante en fonction du temps. Le facteur de crête est alors de 0dB.

Signaux à enveloppe variable

Les figure 1-10, 1-11 et 1-12 présentent la puissance instantanée, en fonction du temps, pour différentes enveloppes complexes. Les enveloppes correspondent à des signaux RF d'une puissance moyenne de 0 dBm.

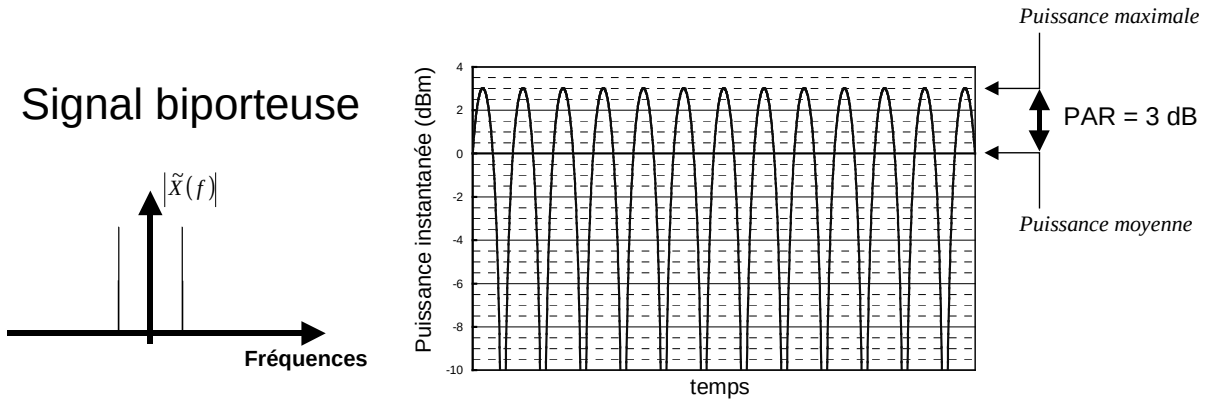


Fig. 1-10 – Représentation temporelle de la puissance instantanée d'un signal biporteuse

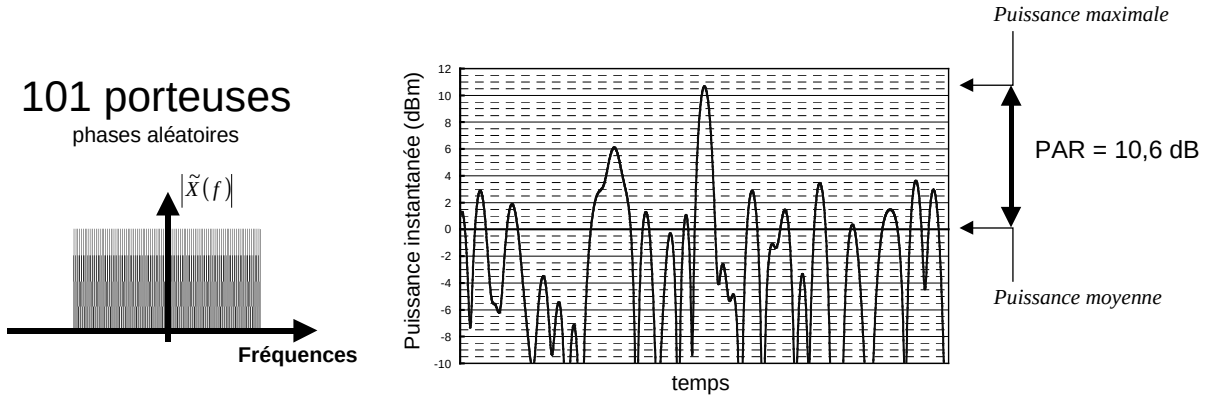


Fig. 1-11 – Représentation temporelle de la puissance instantanée d'un signal à 101 porteuses CW

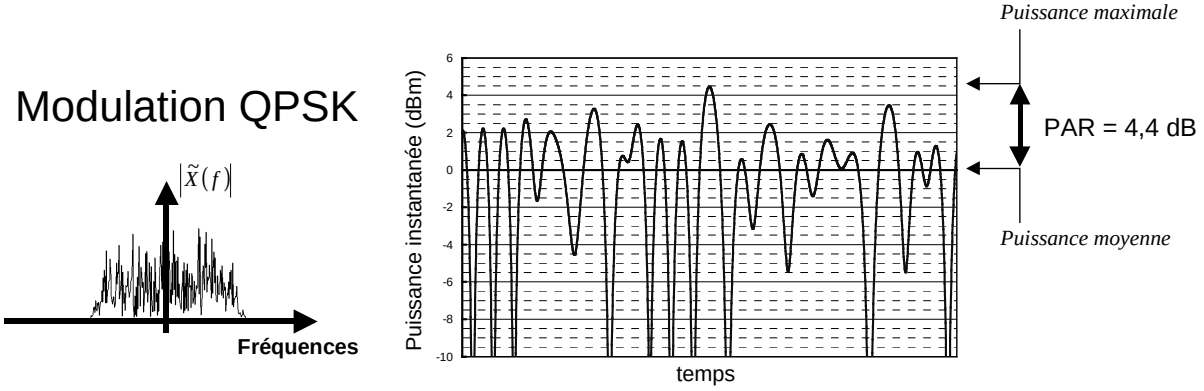


Fig. 1-12 – Représentation temporelle de la puissance instantanée d'une QPSK filtrée, sans codage particulier (filtre demi-nyquist blanchissant - roll-off =0,25)

I.4 – Caractéristiques statistiques de l'enveloppe

C'est une notion supplémentaire de distinction que l'on peut définir par la fonction de densité de probabilité du module de l'enveloppe ou de l'amplitude des signaux représentants les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe. Cette densité de probabilité est fonction de la composition spectrale en amplitude et en phase du signal. Elle sera conditionnée en particulier par le traitement amont en bande de base du signal d'information aléatoire ou du signal de test (filtrage).

La figure suivante représente des exemples de répartitions statistiques de signaux pour différentes modulations : une biporteuse, une QPSK ainsi qu'un signal multiporteuse CW. Toutes les enveloppes présentées ici ont une même puissance moyenne : 0 dBm.

Les distributions obtenues sur les parties réelles et imaginaires des enveloppes complexes utilisées ici, sont similaires. En ce sens, seules les distributions d'amplitude sur la partie réelle sont présentées. Par ailleurs, on présente les distributions du module de l'enveloppe complexe des signaux.

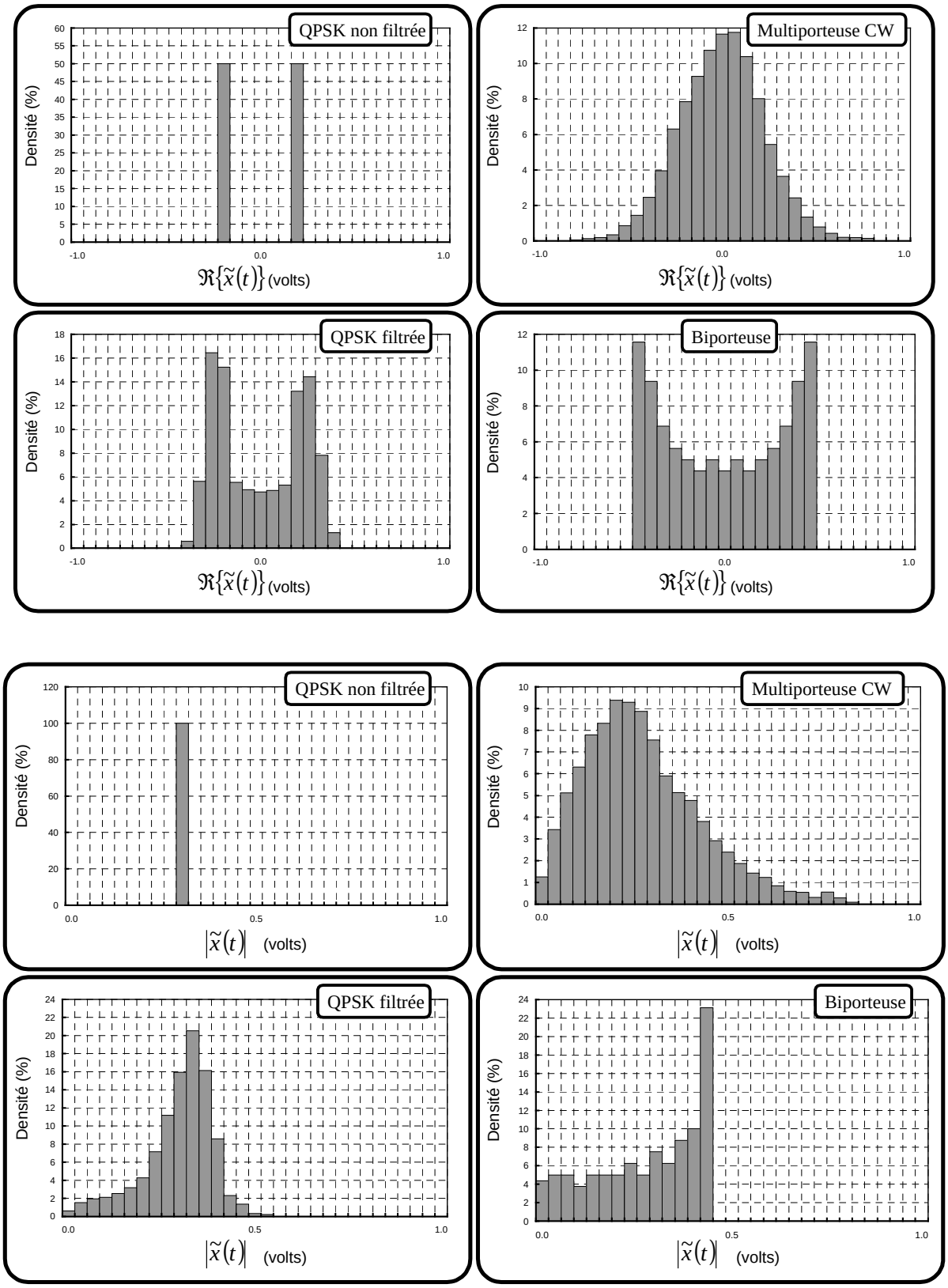


Fig. 1-13 – Distributions de module et d'amplitude de la partie réelle d'enveloppes complexes pour différents types de modulation

II – Problématique associées à l'amplification de puissance

II.1 – Amplification linéaire – Distorsion linéaires

Dans le cas d'un amplificateur considéré comme quadripôle linéaire, une représentation simplifiée (modèle unilatéral et adapté) peut être la suivante :

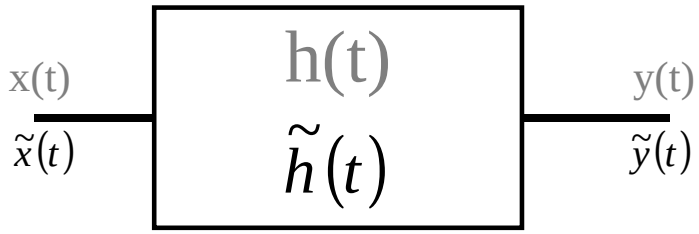


Fig. 1-14 – Représentation unilatérale d'un amplificateur de puissance

Cette représentation revient à considérer l'amplificateur comme un filtre passe bande de réponse impulsionnelle h(t). Elle est caractérisée par l'ondulation du gain dans la bande et la variation de son temps de propagation de groupe (TPG).

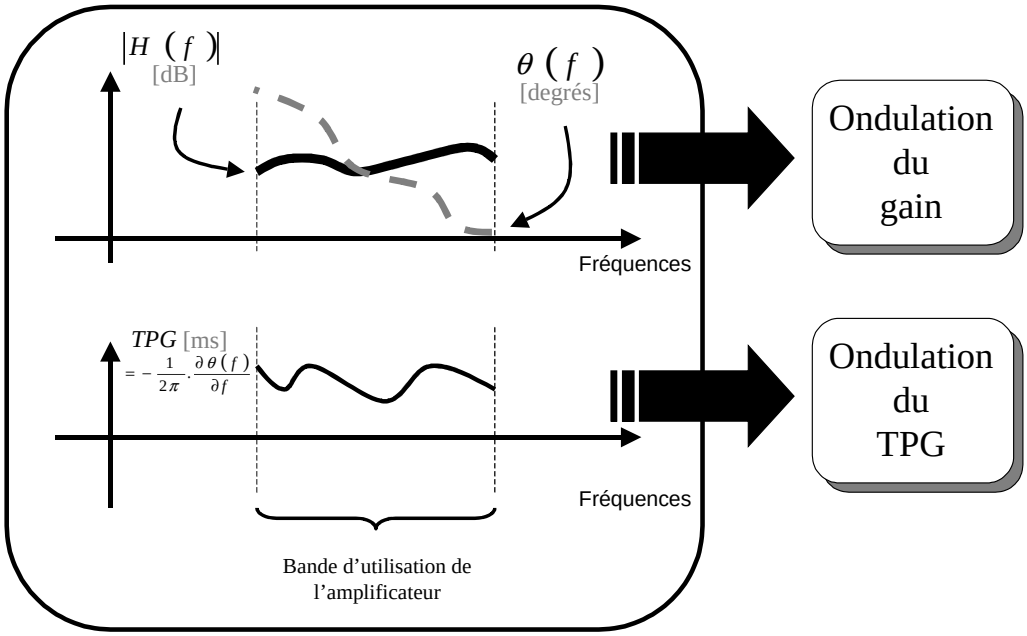


Fig. 1-15 – Caractéristiques d'un amplificateur linéaire en représentation unilatérale

Ainsi, on a :

$$x(t) = A(t).\cos(\omega_0.t + \varphi(t))$$

$$y(t) = B(t).\cos(\omega_0.t + \theta(t))$$

Le signal de sortie peut être également être exprimé de façon explicite :

$$\begin{cases} B(t) = f_{LIN}\left(A(t)\,;\, \dfrac{\partial A(t)}{\partial t}\,;\, \dfrac{\partial^2 A(t)}{\partial t^2}\,;\, \ldots\,;\, \varphi(t)\,;\, \dfrac{\partial \varphi(t)}{\partial t}\,;\, \dfrac{\partial^2 \varphi(t)}{\partial t^2}\,;\, \ldots \right) \\ \theta(t) = g_{LIN}\left(A(t)\,;\, \dfrac{\partial A(t)}{\partial t}\,;\, \dfrac{\partial^2 A(t)}{\partial t^2}\,;\, \ldots\,;\, \varphi(t)\,;\, \dfrac{\partial \varphi(t)}{\partial t}\,;\, \dfrac{\partial^2 \varphi(t)}{\partial t^2}\,;\, \ldots \right) \end{cases}$$

f_{LIN} et g_{LIN} sont des fonctions indépendantes du niveau de puissance. Elles conduisent néanmoins à des distorsions linéaires dues aux ondulations du gain ainsi qu'aux fluctuations du TPG dans la bande, donc aux dérivées du signal d'entrée. Ces distorsions linéaires correspondent aux conversions linéaires suivantes :

$$\left(A(t)\,;\, \frac{\partial A(t)}{\partial t}\,;\, \ldots\,;\, \frac{\partial^n A(t)}{\partial t^n} \right) \rightarrow B(t)$$: conversion linéaire de type AM-AM

$$\left(A(t)\,;\, \frac{\partial A(t)}{\partial t}\,;\, \ldots\,;\, \frac{\partial^n A(t)}{\partial t^n} \right) \rightarrow \theta(t)$$: conversion linéaire de type AM-PM

$$\left(\varphi(t)\,;\, \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}\,;\, \ldots\,;\, \frac{\partial^n \varphi(t)}{\partial t^n} \right) \rightarrow B(t)$$: conversion linéaire de type PM-AM

$$\left(\varphi(t)\,;\, \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}\,;\, \ldots\,;\, \frac{\partial^n \varphi(t)}{\partial t^n} \right) \rightarrow \theta(t)$$: conversion linéaire de type PM-PM

Elles constituent la mémoire linéaire du système unilatéral explicite.

II.2 – Amplification non linéaire – hypothèse et comportement statique

Cette hypothèse est utilisée ici pour présenter, avec le plus de clarté possible, les notions importantes qu'il convient d'aborder dans ce chapitre.

II.2.1 – Gain complexe d'enveloppe statique

Si la caractéristique de transfert en CW (plus précisément la fonction de description en CW au fondamental) entrée / sortie d'un amplificateur non linéaire est indépendante de la fréquence dans une bande d'intérêt, on a la représentation suivante :

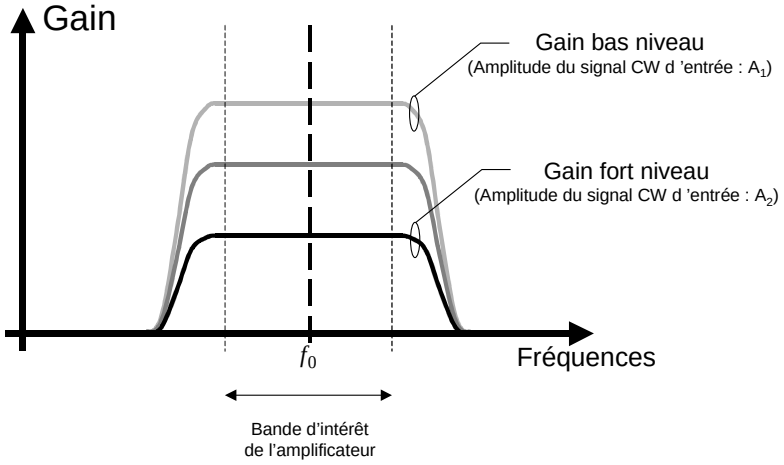


Fig. 1-16 – Gain d'un amplificateur (modèle statique) en fonction de la fréquence, paramétré en puissance

Une coupe verticale conduit aux caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM indépendantes de la fréquence, donc prise généralement en centre de bande f_0.

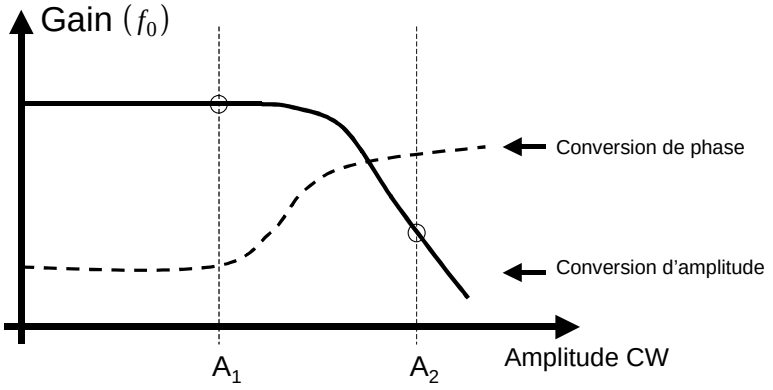


Fig. 1-17 – Conversions AM-AM et AM-PM

Ces caractéristiques (AM-AM et AM-PM) seront déterminées point par point, séquentiellement (statique) avec une analyse (ou une mesure) en mode CW (signal d'entrée sinusoïdal pur, que l'on augmente progressivement en amplitude). La détermination du gain d'amplitude et du

déphasage entrée/sortie est obtenue sur la composante à la fréquence fondamentale du signal de sortie. En ce sens, il s'agit d'une fonction de description au fondamental.

II.2.2 – Fonctionnement statique à enveloppe variable

L'analyse statique d'enveloppe se présente simplement par le graphique suivant.
La caractéristique AM-PM n'a pas été représentée afin de simplifier le schéma. On considère le module d'une enveloppe d'entrée afin d'en déduire le module de l'enveloppe de sortie.

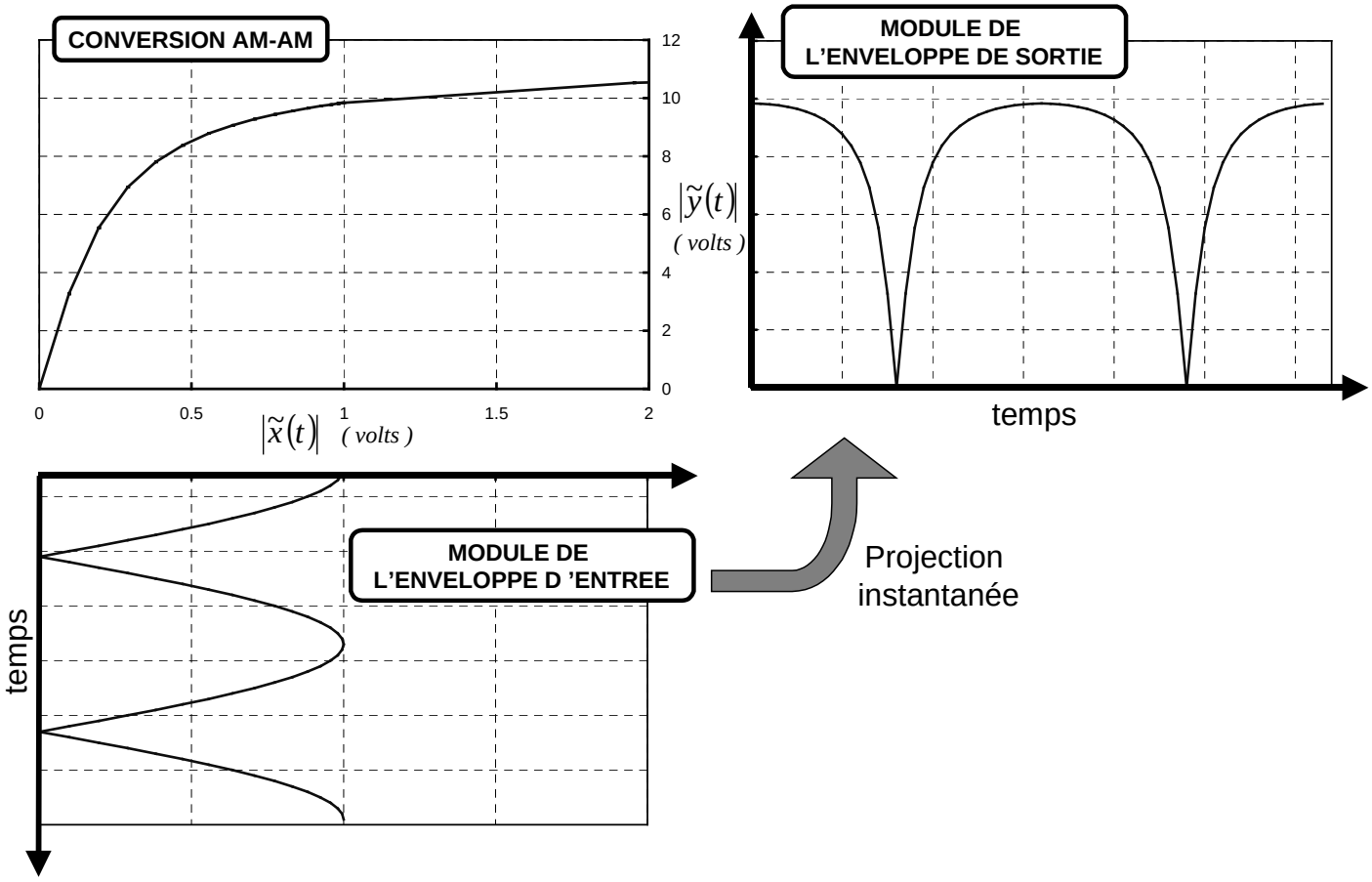


Fig. 1-18 – Détermination d'une enveloppe en sortie d'une non linéarité statique

Ainsi, pour un signal d'entrée à enveloppe variable dans le temps, on aura, étant donné une caractéristique de gain et de rendement statique (η) d'un amplificateur non linéaire, les caractéristiques moyennes de puissance d'entrée ($\overline{P}_E$) et de sortie ($\overline{P}_S$), et la caractéristique de rendement ($\overline{\eta}$), telles que :

$$\overline{P}_S = f\left(\overline{P}_E\right) \quad \text{et} \quad \overline{\eta} = f\left(\overline{P}_E\right) \quad \text{avec } \overline{\eta} = \frac{1}{T}\int_0^T \eta\left(A(t)\right).dt \text{ et } \overline{P}_S = \frac{1}{T}\int_0^T P_S\left(A(t)\right).dt$$

où T représente une période d'enveloppe.

L'utilisation des caractéristiques obtenues en CW sur différents types d'enveloppes, conduit aux résultats présentés figure 1-19. Sont représentés, pour différents signaux :

- la puissance moyenne du signal de sortie en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée ;
- le gain en puissance moyenne en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée ;
- le rendement moyen en fonction de la puissance moyenne d'entrée.

Les enveloppes utilisées sont constantes (CW et QPSK non filtrée) ou variables (biporteuse, multiporteuse et QPSK filtrée).

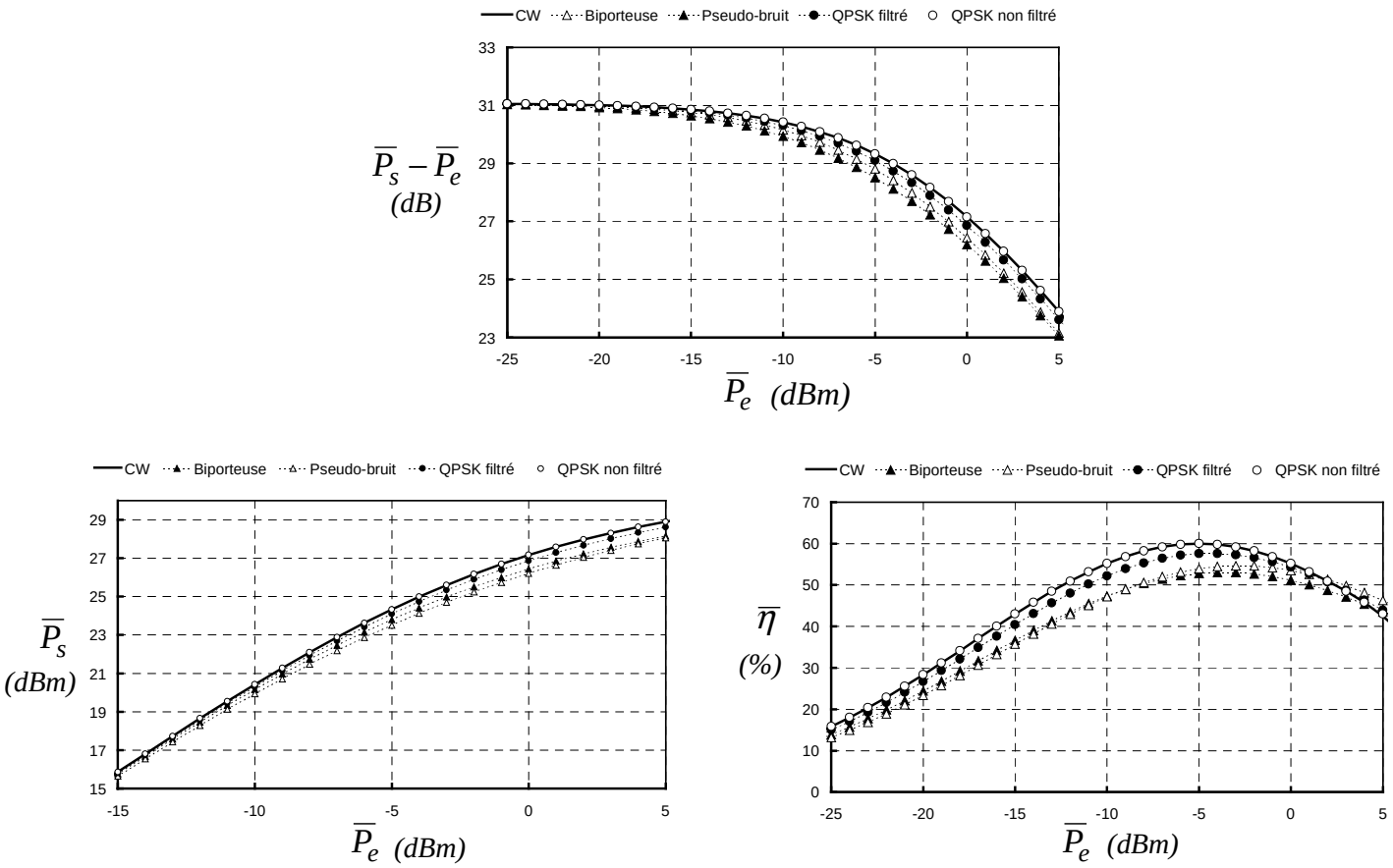


Fig. 1-19 – Exemples de résultats obtenus par un modèle statique pour différents types de modulations

A l'évidence, ces courbes sont fonction des caractéristiques d'enveloppe (temporelles et statistiques des signaux).

II.2.3 – Critères de distorsions non linéaires

En valeur moyenne (autour du fondamental)

Lorsque les distorsions sont jugées en valeur moyenne, donc typiquement sur les spectres de sortie (FFT) de l'enveloppe de sortie, autour du fondamental, on obtient un jugement « de type fréquentiel » lié à la caractéristique de compression de gain du dispositif. La figure suivante propose, compte tenu de la saturation du gain d'une non linéarité statique (sans AM/PM), l'utilisation de plusieurs critères de linéarité par la mesure des produits d'intermodulation : le C/I_3 (« Carrier to Intermodulation Ratio » d'ordre 3, utilisé avec un signal biporteuse en entrée), l'ACPR (« Adjacent Channel Power Ratio », utilisé en présence d'une modulation numérique) et le NPR (« Noise Power Ratio », utilisé en présence d'un bruit gaussien à bande limitée).

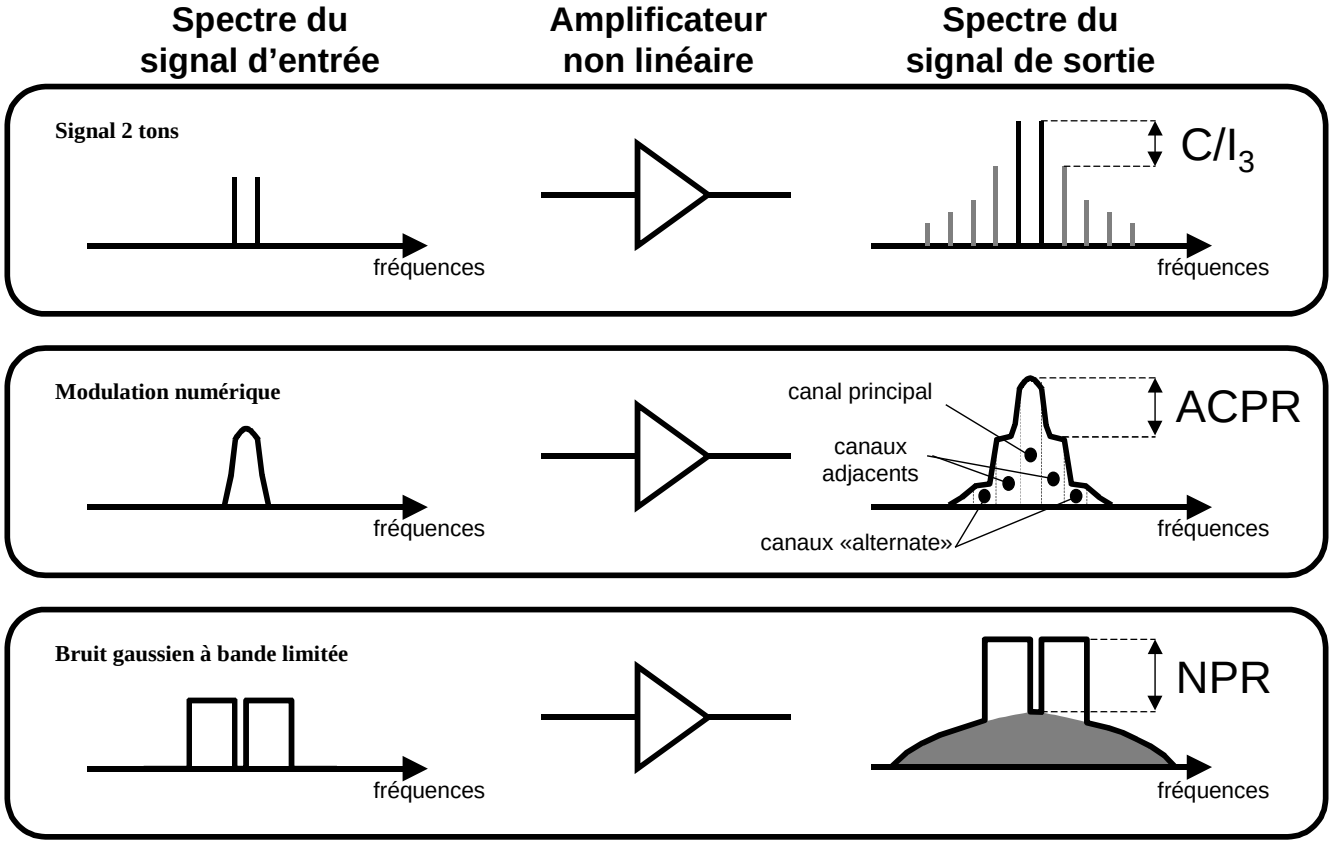


Fig. 1-20 – Critères de distorsions non linéaire en valeur moyenne : C/I_3, ACPR et NPR

En transitoire de l'enveloppe

Les distorsions sont jugées par les déformations de l'allure temporelle de l'enveloppe de sortie sur des critères tels que le diagramme de l'œil et de trajectoires d'enveloppe. La figure 1-21 propose un diagramme de l'œil pour 2 niveaux de puissance moyenne observé sur la partie réelle d'une enveloppe associée à une modulation QPSK (roll off du filtrage de Nyquist : 0,25) simulé sur un amplificateur défini par son gain complexe statique.

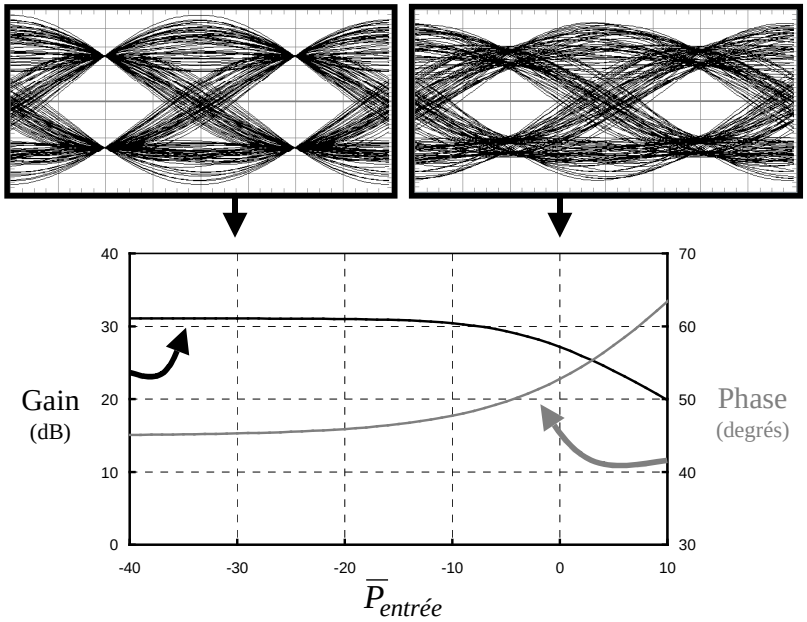


Fig. 1-21 – Critères de distorsions non linéaire : diagramme de l'œil

En vectoriel

Pour une modulation QPSK, les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe transportent l'information sous la forme d'une séquence NRZ filtrée. La projection d'une enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ dans le plan défini par ses parties réelles et imaginaires constitue la constellation de l'enveloppe (cadre à gauche sur la figure 1-22).

Parmi les points de cette constellation, on peut isoler les symboles constituant l'information transmise (cadre à droite sur la figure 1-23). Dans le cas de modulation QPSK, conformément au respect du 1er critère de Nyquist, l'information est sélectionnée aux instants correspondants à une ouverture d'œil optimale (figure 1-21).

On constate qu'une non linéarité engendre une erreur d'amplitude et de phase d'un symbole par rapport à sa valeur théorique. Cette différence obtenue pour un symbole i est quantifiable, dans le plan de la constellation, par un vecteur erreur E(i) représentant la différence vectorielle entre un symbole théorique et un symbole effectif.

L'EVM (Error Vector Measurement) est un critère vectoriel de robustesse sur la qualité d'une transmission. C'est la moyenne quadratique des modules de vecteurs E(i) obtenus pour tout symbole i dans une trame telle que :

$$EVM = \sqrt{\frac{1}{MAX - MIN + 1} \sum_{k=MIN}^{MAX} \left| E(k) \right|^2}$$

où MIN et MAX correspondent aux indices du premier et du dernier symbole d'une trame.

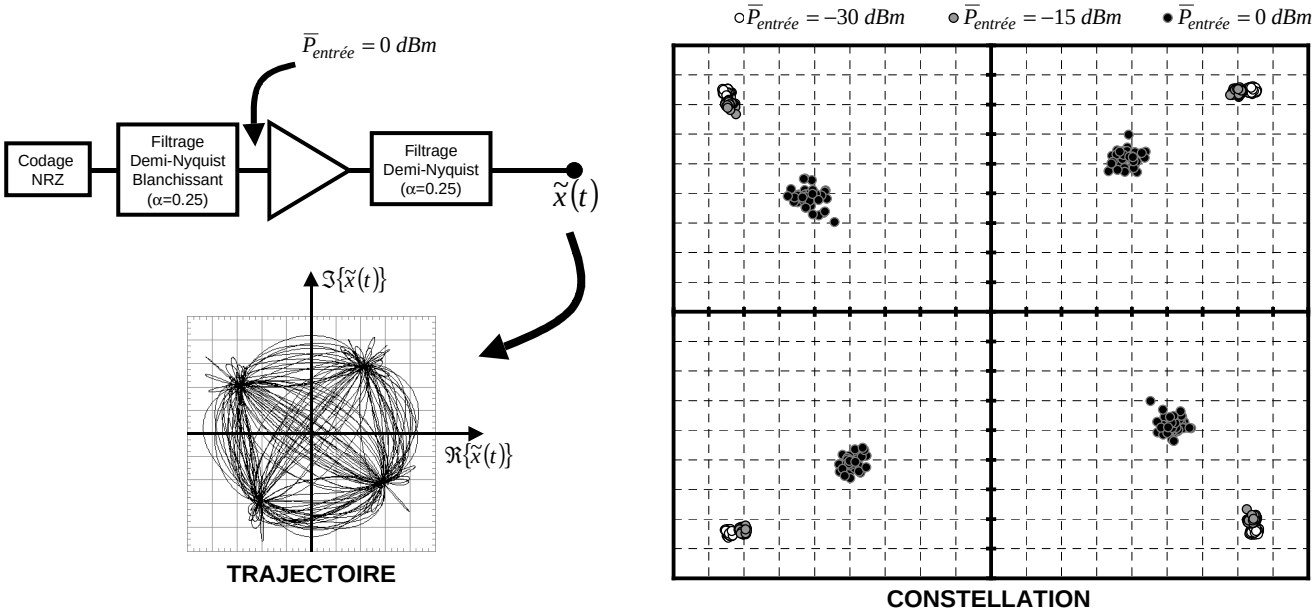


Fig. 1-22 – Influence d'une non linéarité sur une constellation (ici QPSK)
Tracé normalisé par rapport à la puissance d'entrée

Les jugements et les valeurs des paramètres sont intimement liées aux types de signaux associés.

De ce fait, en non linéaire, le principe de superposition ne s'appliquant pas, il est assez difficile d'obtenir des liens de corrélations et des règles de comparaisons entre les différents paramètres de manière simple. A cela s'ajoute les complexités apportées par l'existence de phénomènes non linéaires dynamiques (mémoire non linéaire).

II.3 – Origines des phénomènes non-linéaires dynamiques

Dès lors qu'un dispositif non linéaire est soumis à des signaux d'excitation d'enveloppe variables, des phénomènes non linéaires dynamiques existent [3] [6] [7]. Ce paragraphe a pour objectif d'attirer l'attention sur les origines de ces phénomènes pour un amplificateur de puissance.

Une distinction entre les différents types de ces phénomènes (phénomènes de mémoire non linéaires) peut se faire à partir des constantes de temps mises en jeu.

Mémoire « HF »

Associée à des constantes de temps courtes, elle résulte des dispersions fréquentielles des cellules amplificatrices (transistors) et des circuits HF passifs qui l'entourent pour réaliser les fonctions d'adaptation.

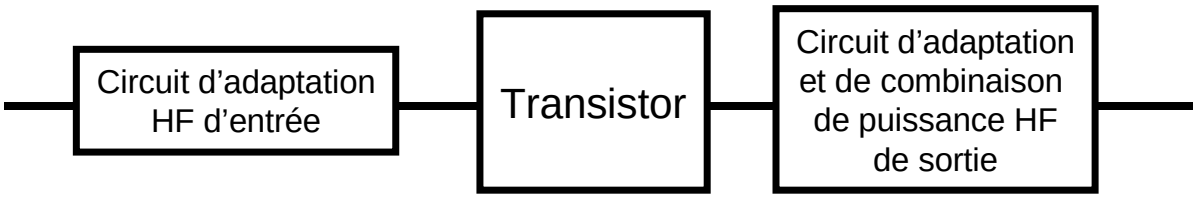


Fig. 1-23 – Dispositifs à l'origine de la mémoire HF dans la topologie d'un amplificateur de puissance

Elle se concrétise au 1er ordre par des variations de la caractéristique de transfert en fonction de la fréquence et du niveau dans la bande passante.

L'identification de son existence peut se faire simplement par une analyse avec un signal CW balayé en fréquence et en puissance dans la bande. On obtient ainsi les caractéristiques représentée figure 1-24.

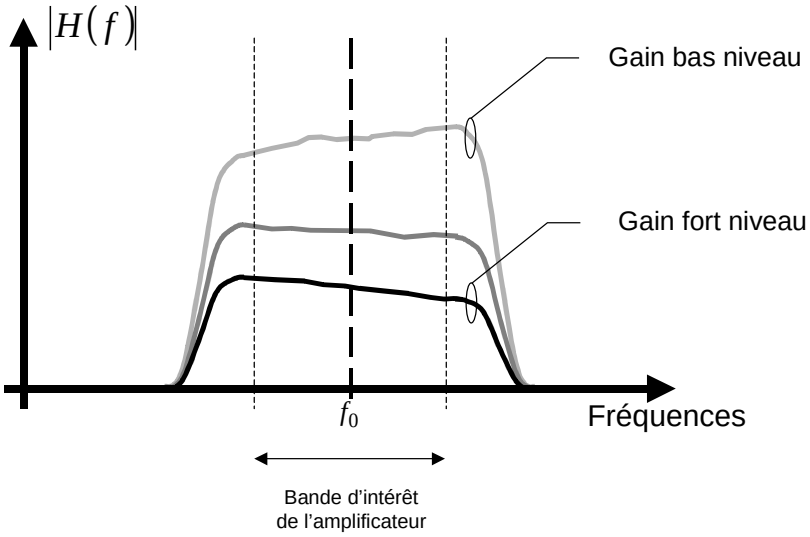


Fig. 1-24 – Courbes du gain d'un amplificateur de puissance représentées en fonction de la fréquence et paramétrées en niveau de puissance d'entrée

La difficulté essentielle pour caractériser des aspects de dispersions non linéaires HF réside dans l'identification du couplage non linéaire entre la non linéarité (même considérée comme statique) de l'élément actif et les circuits passifs à mémoire linéaire associés.
Cette difficulté s'accroît pour des configurations d'amplificateurs multi-cellules associés en série et / ou en parallèle, ainsi qu'en utilisation large bande.

<u>Mémoire « BF »</u>

Associée à des constantes de temps longues devant la période des signaux porteurs HF, elle est liée à l'existence des variations d'enveloppes (lentes) des signaux HF modulés.
Dans ce contexte, les constantes de temps (thermiques ou de pièges) des dispositifs non linéaires peuvent être mises en jeu d'une part.
D'autre part, des signaux de battement (BF) sont générés par les non linéarités en présence de modulations RF et sont donc présents (ou non idéalement découplés) dans les circuits de polarisation des éléments actifs, entraînant de ce fait, des variations dynamiques de conditions de polarisation.
Deux illustrations symboliques sont données figures 1-25 et 1-26.

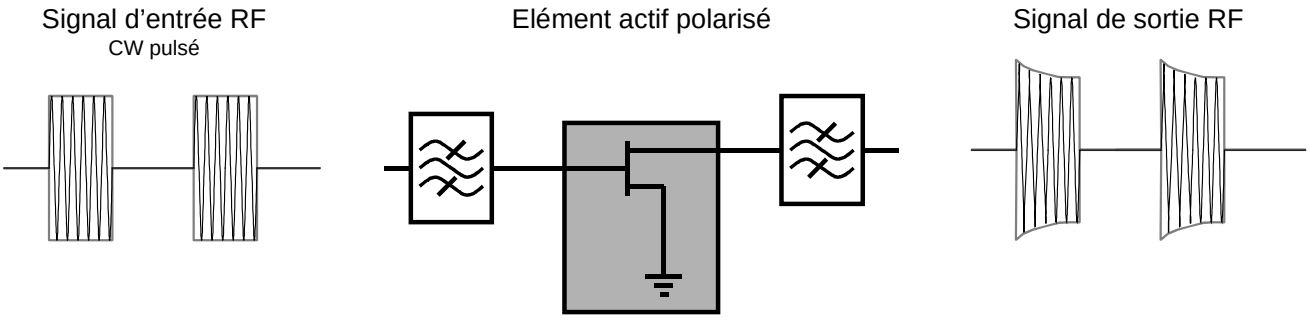


Fig. 1-25 – Effets mémoire BF : les pièges et la thermique intrinsèque au composant actif

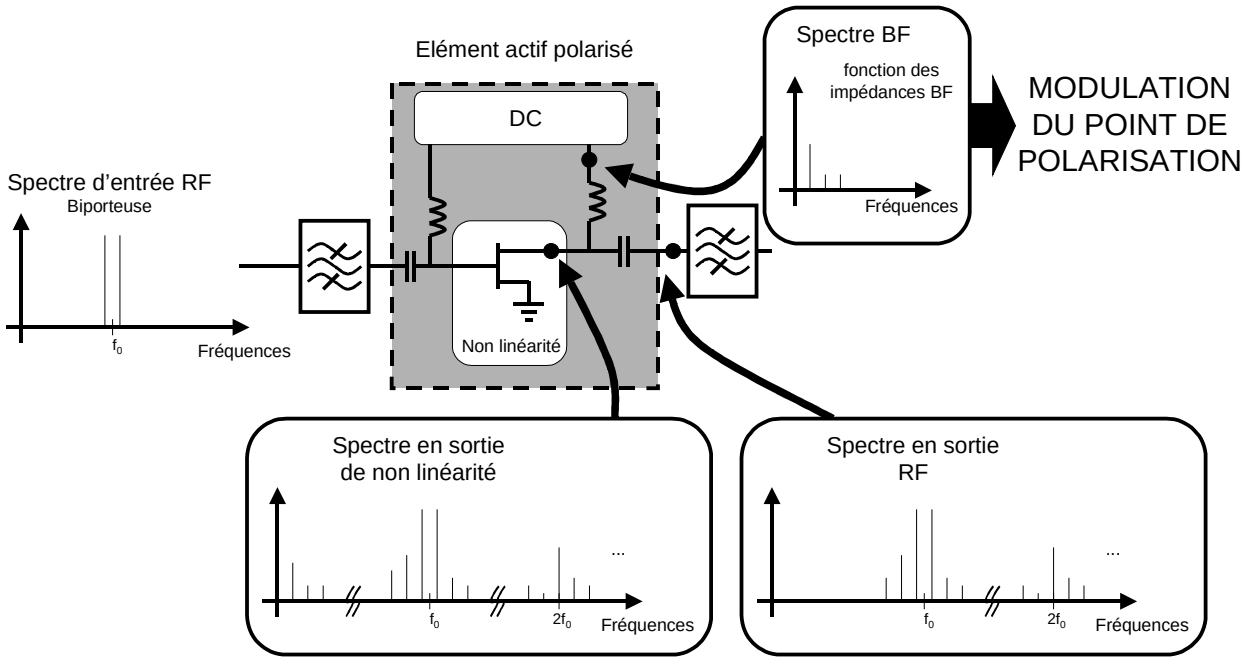


Fig. 1-26 – Effets mémoire BF : Fluctuation du point de polarisation

Là aussi, la difficulté des identifications des phénomènes réside dans le couplage existant entre la non linéarité, les circuits HF, les circuit BF (polarisation) ainsi que les caractéristiques de l'enveloppe d'excitation de la non linéarité.

Ce type de mémoire existe et peut exister de manière significative même pour un fonctionnement ou une utilisation en bande étroite.

Enfin pour clore le paragraphe, on imagine aisément la difficulté mais aussi la nécessité d'investigations de ces phénomènes dispersifs pour l'analyse et / ou la conception de modules

plus complexes intégrant par exemple des linéariseurs et des fonctionnalités telles que le contrôle automatique de gain ou le contrôle de température.

III – Approches de méthodologies de modélisation comportementale

Les outils, moyens et méthodes associées de modélisation que ce soit au niveau composant , circuit ou système sont étroitement liés et interdépendants car la préoccupation constante est l'identification et la connaissance des phénomènes afin d'adapter une topologie ou une fonction de modélisation appropriés au besoin.

Nous ne présentons pas, dans ce manuscrit, les outils et méthodes de modélisation de composants semi-conducteurs. Nous abordons en revanche ici, de manière simplement descriptive, quelques principes concernant des approches de modélisation comportementale de modules non linéaires destinées à la simulation de niveau système.

Dans la présentation de principe qui est proposée ci-après, 3 hypothèses simplificatrices sont sous entendues :

- il n'est pas tenu compte des désadaptations aux accès du dispositif (module) non linéaire considéré (dispositif 50 ohms idéalement) ;
- le dispositif est unilatéral ;
- la formulation est supposée explicite.

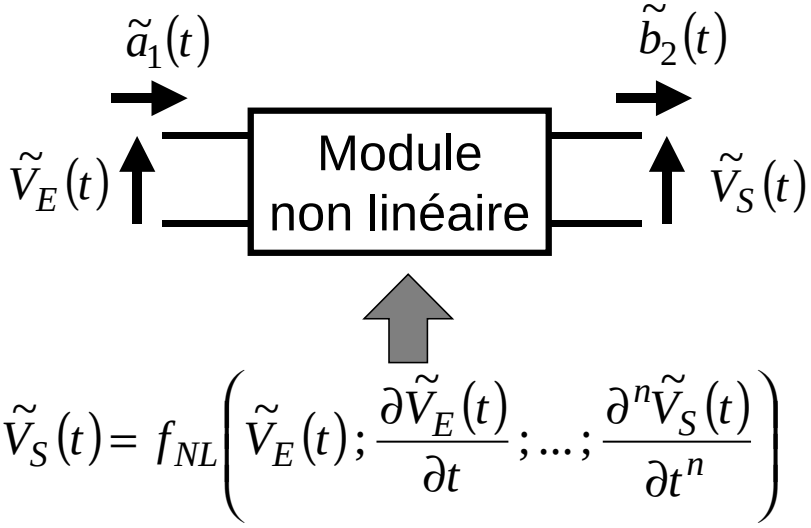


Fig. 1-27 – Considération unilatérale explicite d'un module non linéaire en terme d'enveloppes complexes associées aux signaux

III.1 – Approche statique : sans mémoire

Dans ce cas, $\tilde{V}_S(t)$ est une fonction non linéaire instantanée de $\tilde{V}_E(t)$: $\tilde{V}_S(t) = f_{NL}\left(\tilde{V}_E(t)\right)$.

La relation liant les enveloppes des signaux est obtenue à partir du gain complexe sans mémoire.

Avec $\tilde{V}_E(t) = A(t).e^{j.\varphi(t)}$ l'enveloppe complexe d'entrée et $\tilde{G}_C = G(A).e^{j.\theta(A)}$ le gain complexe statique de conversion définit par le gain de conversion AM-AM $G(A)$, et la conversion AM-PM $\theta(A)$, alors : $\tilde{V}_S(t) = G(A(t)).A(t).e^{j.[\varphi(t)+\theta(A(t))]}$ quelque soit le signal à bande étroite $\tilde{V}_E(t)$.

Les fonctions $G(A(t))$ et $\theta(A(t))$ peuvent être approximées, par exemple, des polynômes.

Par cette technique (gain complexe statique), aucun phénomène de dispersion n'est pris en compte.

III.2 – Méthode de séparation des fonctions - topologie associée

En se donnant une topologie à priori et en identifiant les paramètres associés, on peut arriver à introduire des effets de mémoire non-linéaire représentatifs.

En toute généralité, on suppose que l'on peut séparer la non linéarité statique des fonctions de filtrage aux accès d'entrée et de sortie pour représenter globalement un fonctionnement non linéaire à mémoire.

La figure 1-28 illustre ces propos par un exemple.

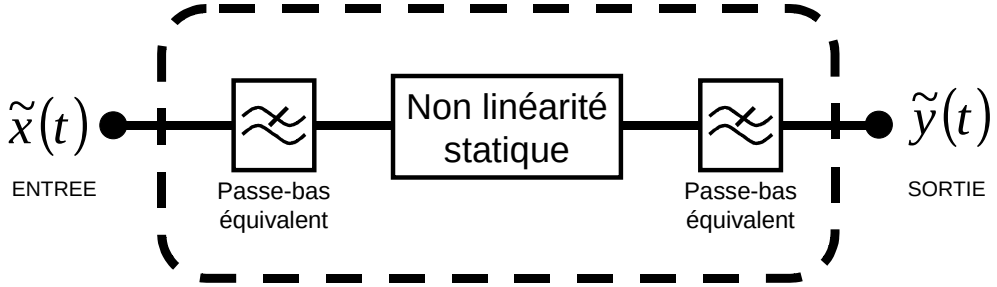


Fig. 1-28 – Modèle non linéaire à mémoire : non linéarité sans mémoire associées à des mémoires linéaires

Classiquement, la non linéarité statique est représentée par le gain complexe à la fréquence centrale, et il convient d'identifier (généralement par optimisation) les coefficients des fonctions de filtrage (linéaire) à partir de résultats de simulations de type circuit ou de mesures de la réponse du dispositif pour des signaux d'entrée donnés.
Cette technique est par nature mise en défaut pour rendre compte des effets de mémoire non linéaire BF. La répartition des fonctions de filtrage entre l'entrée et la sortie est également une problématique.
Il est envisageable d'intégrer dans la topologie des fonctions de filtrages adaptatives (filtres ARMA : Auto regressive moving average) [8] [9].
Il est également envisageable de compliquer la topologie en ajoutant des fonctions de filtrage et des non linéarités statiques en parallèle. Néanmoins, ceci complique les procédures d'identifications des paramètres associés au détriment de l'efficacité de l'optimisation de ces paramètres.

III.3 – Approche par série de Volterra

Cette approche consiste à établir une fonctionnelle reliant l'enveloppe de sortie à l'enveloppe d'entrée, donc à priori sans faire au départ l'hypothèse d'une topologie particulière [10] [11].

Nous ne reprendrons pas ici le concept des séries de Volterra classiques qui, pour prédire le comportement de dispositifs au caractère non linéaire affirmé, nécessite un nombre de noyaux élevés et soulève les problèmes de convergence et de quasi impossibilité d'extraction par la mesure [12] [13] [14].
Cependant, nous présenterons de manière simplifiée et surtout descriptive le concept des séries de Volterra modifiées (ou dynamiques) car, tout en limitant le nombre de noyaux à l'ordre 1, une identification (et vérification) par la mesure est possible. De plus elles permettent de conserver une représentation exacte pour les non linéarités très fortes sans mémoire [15] [16].
Les séries de Volterra dynamiques constituent une bonne approximation pour les non linéarités fortes à mémoire relativement courte ou pour des non linéarités plus faibles à mémoire plus longue.

Le principe de description par une série de Volterra modifiée appliqué sur les signaux d'enveloppe consiste en un développement de Taylor à n dimensions autour d'un point variable dans le temps $\tilde{x}(t) = (\tilde{x}_0(t), \tilde{x}_0(t), \ldots, \tilde{x}_0(t))$ comme décrit ci-après, sur une enveloppe réelle d'un signal.

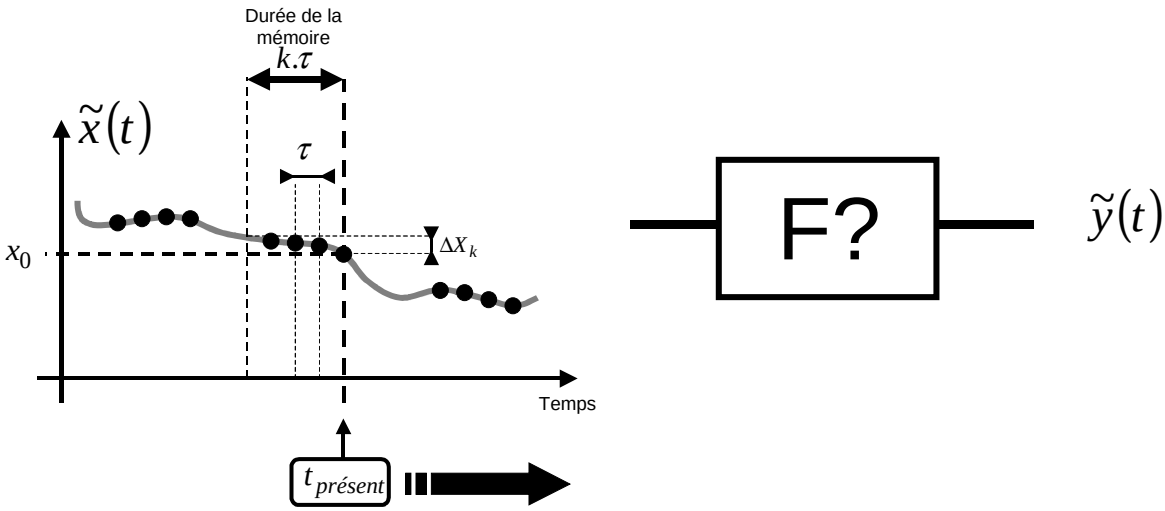


Fig. 1-29 – Principe descriptif d'un modèle de Volterra modifié

On considère un instant donné (instant présent), $\tilde{x}(t) = x_0$. Le signal d'entrée de la fonctionnelle, représenté sur une longueur de mémoire $k.\tau$, est le vecteur $(\tilde{x}(t), \ldots, \tilde{x}(t - k\tau))$. La fonctionnelle fait alors l'objet d'un développement de Taylor autours du vecteur $(x_0, \ldots, x_0)$. En posant $, \Delta X_k = (\tilde{x}(t - k.\tau) - \tilde{x}(t))$ pour t fixé, on peut alors écrire :

$$F(x(t))\big|_{t\ fixé} = F_{NL}(x_0, x_0, \ldots, x_0) + \sum_k a_k(k.\Delta t).\Delta X_k + \sum_{k1}\sum_{k2} a_{k1}(k1.\Delta t).a_{k2}(k2.\Delta t).\Delta X_{k1}.\Delta X_{k2} + \ldots$$

où les termes a_k, a_{k1}, a_{k2} sont liés aux dérivées partielles de la fonction F par rapport au différentes variables que sont les points précédant l'instant considéré.

Dans cette formulation, $F_{NL}(x_0, x_0, \ldots, x_0)$ est la fonction de description STATIQUE du système.

ΔX_k représente l'écart par rapport au statique. Le terme en $\Delta X_{k1}.\Delta X_{k2}$ constitue la partie quadratique du formalisme : c'est l'interaction existant entre 2 échantillons d'enveloppe d'entrée du dispositif.

Le passage à la limite $(\Delta t \to 0)$ conduit à une formulation en intégrales :

$$\begin{aligned} F(\tilde{x}(t)) = F_{Statique}(\tilde{x}(t)) &+ \int h(\tilde{x}(t),\tau).(\tilde{x}(t)-\tilde{x}(t-\tau)).d\tau \\ &+ \int h(\tilde{x}(t),\tau_1,\tau_2).(\tilde{x}(t)-\tilde{x}(t-\tau_1)).(\tilde{x}(t)-\tilde{x}(t-\tau_2)).d\tau_1.d\tau_2 \\ &+ \ \ldots \end{aligned}$$

L'approximation de mémoire courte repose sur le fait que l'on néglige (sur la figure précédente) les produits des écarts $\Pi_i(\Delta X_{ki})$. L'expression revient à la suivante :

$$F(\tilde{x}(t)) = F_{Statique}(\tilde{x}(t)) + \int_{t-k.\tau}^{t} \underbrace{h(\tilde{x}(t),\tau)}_{\text{Noyau d'ordre 1}}.(\tilde{x}(t)-\tilde{x}(t-\tau)).d\tau$$

$F_{Statique}(\tilde{x}(t))$ est obtenue simplement à partir de la courbe statique de conversion non linéaire AM-AM – AM-PM à la fréquence centrale f_0 [17] [18].

IV – Approches de caractérisation fonctionnelle

Les moyens de caractérisation de dispositifs microondes et millimétriques constituent des outils importants pour contribuer à la fois aux investigations concernant leur fonctionnement non linéaire et aux étapes de validation de modèles de composants semi-conducteurs (transistors).
Un descriptif des méthodes et des outils associés pour des mesures de transistors est largement présente dans la littérature [19] [20] [21] [22].
Nous proposons donc dans ce paragraphe, un descriptif de ces méthodes de caractérisation non linéaires appliquées aux modules amplificateurs de puissance en commentant succinctement les informations principales que l'on peut en extraire. Ainsi, ce qui est inclus dans ce paragraphe

sous-entend essentiellement des mesures de signaux dans la bande des modules (pas de mesures aux harmoniques).

IV.1 – Approche de caractérisation fréquentielle

Sous cette détermination nous regroupons les méthodes qui permettent d'accéder à des caractéristiques spectrales de puissance, rendement, linéarité en valeur moyenne. Les paramètres mesurés seront par exemple des puissances moyennes (de signal et de bruit d'intermodulation).
On peut rajouter que dans les types de mesures et les principes de bancs associés que nous regroupons ici, les relations de phase entre les composantes spectrales des signaux utilisés ne sont pas mesurées.
On peut alors symboliser ces approches de caractérisation par les synoptiques de principe présentés ci-après. On suppose ici les spectres aux harmoniques filtrés.

IV.1.1 – Test en monoporteuse (CW)

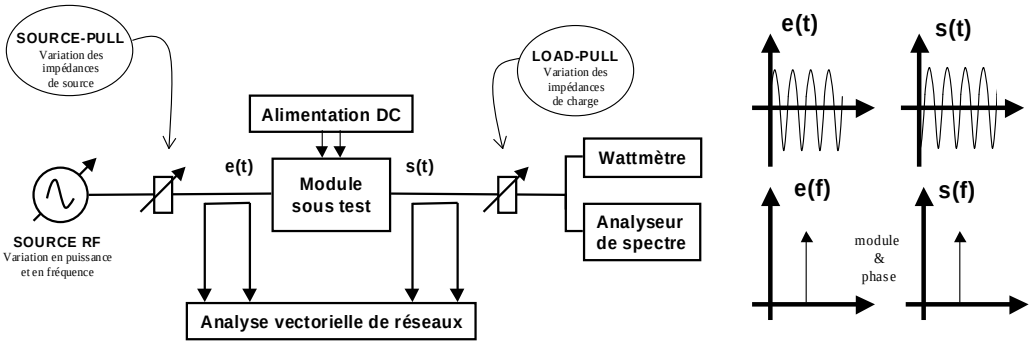


Fig. 1-30 – Caractérisation en monoporteuse – Source Pull / Load Pull

De ces mesures, on extrait essentiellement les dispersions de gain en fonction de la fréquence (mémoire non-linéaire HF). La caractérisation ici, a lieu pour un signal de test à enveloppe constante ne stimulant donc pas les dispersions dynamiques lentes. Les types de résultats obtenus sont comparables à la ceux du schéma symbolique représenté figure 1-24.

IV.1.2 – Test en biporteuse

Le processus de caractérisation en biporteuse est représenté figure 1-31. Le principe de variations d'impédance de source et de charge peut être conservé. Le type de résultats obtenus sont des courbes de C/I_3 [23] exprimées en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée ou de sortie.

Pour ce type de caractérisation, le signal d'excitation est un signal à enveloppe variable. Le rapport puissance crête à puissance moyenne (facteur de crête) est fixe et égal à 3 dB. Ce signal stimule des dispersions dynamiques lentes.

Ces dispersions sont stimulées par la fréquence et la profondeur d'enveloppe des signaux modulants. On ne peut, avec ce type de banc, que constater l'effet des variations de la fréquence d'enveloppe (écart fréquentiel entre les 2 raies d'une enveloppe sinusoïdale pure) sur des critères de puissance moyenne (C/I inférieur et supérieur).

En configuration conventionnelle mode-récepteur [22], l'analyseur de réseau vectoriel ne permet pas d'accéder aux relations de phase entre les raies spectrales.

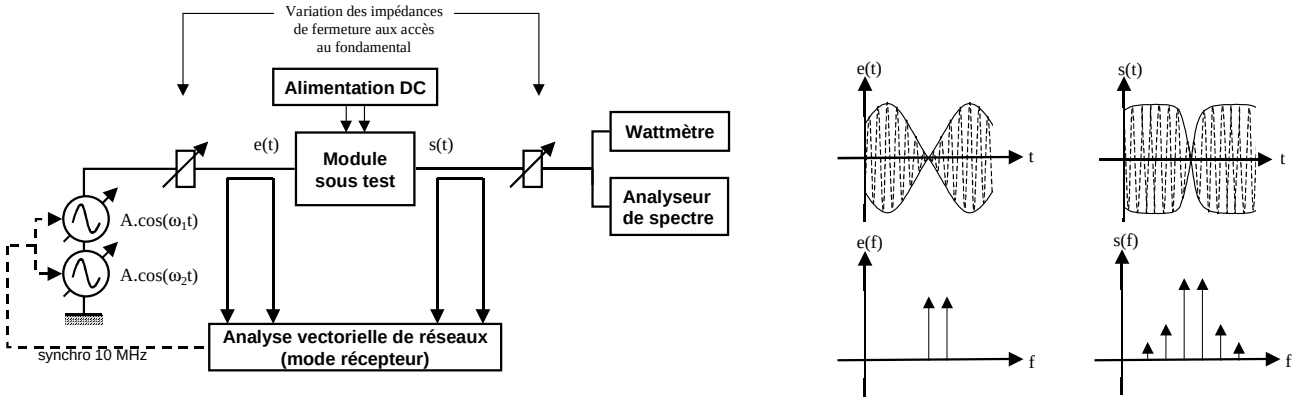


Fig. 1-31 – Banc de mesure en biporteuse

IV.1.3 – Test 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).

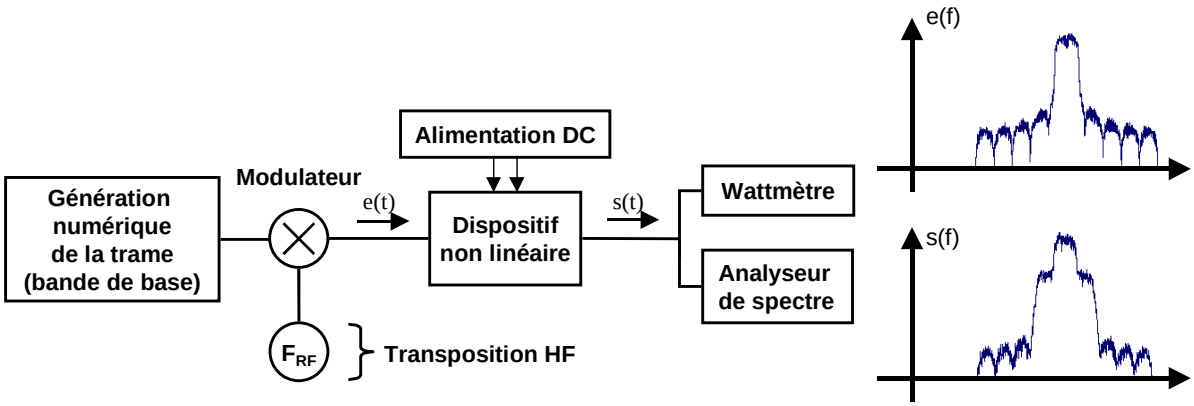


Fig. 1-32 – Banc de mesure en ACPR : Adjacent Channel Power Ratio

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).

IV.1.3 – Test en NPR

Ce test est destiné à une caractérisation en linéarité d'amplificateurs de puissance pour un fonctionnement en multiporteuses modulées [24] [25] [26] [27].
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 1-33.

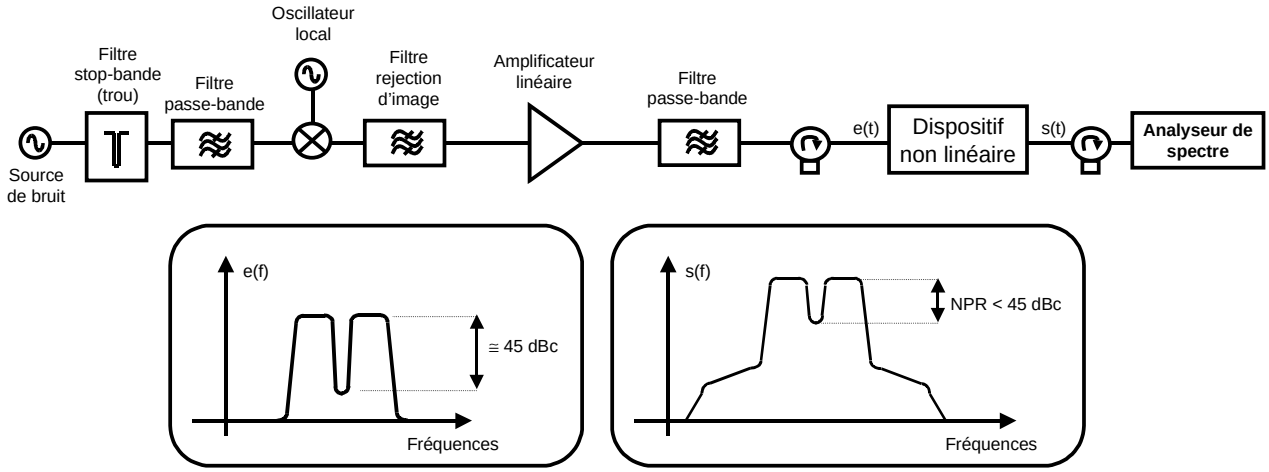


Fig. 1-33 – Synoptique d'un banc de mesure du NPR.

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.

IV.2 – Approche temporelle

Cette approche permet la caractérisation la plus exhaustive du fonctionnement non linéaire d'un dispositif puisqu'elle permet la mesure des distorsions de la porteuse et de l'enveloppe d'un signal modulé (transitoires non linéaires obtenus). Elle est également la plus difficile à mettre en œuvre en très haute fréquence (domaine microonde).
A la difficulté de mise en œuvre, se rajoute la difficulté de correction ou d'assurance de la précision des mesures effectuées.

De manière générale, les moyens électriques existant à l'heure actuelle sont l'oscilloscope microonde 50 GHz, l'analyseur de transition microonde à 2 canaux : le MTA (Microwave Transient Analysor) ou encore sa version prototype à 4 canaux synchronisés : le NNMS (Non linear Network Measurement System).
Nous illustrerons leur principe de fonctionnement sur la mesure de signaux périodiques.

IV.2.1 – Oscilloscope large bande : 50 GHz (HP-54120)

Ce type d'appareil utilise le principe du sous échantillonnage (par exemple à une fréquence de 40 kHz). Cela induit des temps de mesure particulièrement long. La problématique d'instrumentation majeure est la connaissance de sa réponse impulsionnelle interne [28] pour la mesure de signaux modulés.

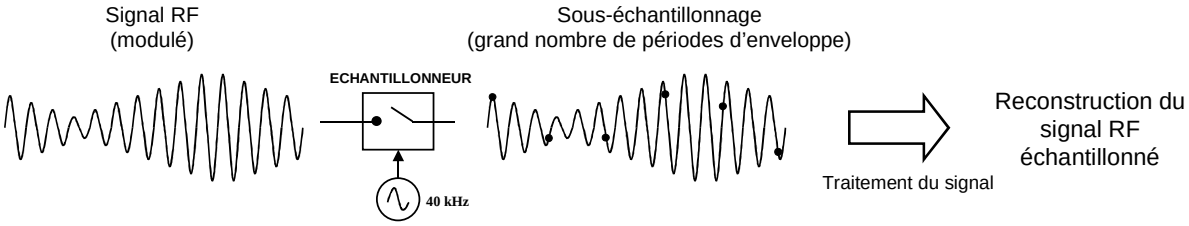


Fig. 1-34 – Principe d'acquisition temporelle par oscilloscope numérique

IV.2.2 – Analyseur de transition microonde

Il utilise le principe de mélange harmonique [29] pour procéder à une compression de fréquence du spectre microonde et de sa translation vers un spectre « image » en BF (typiquement dans une bande de (DC-8 MHz). Le signal BF image associé est alors échantillonné par des convertisseurs analogique-numérique synchronisés.

Le principe du mélange harmonique est représenté symboliquement figure 1-35.

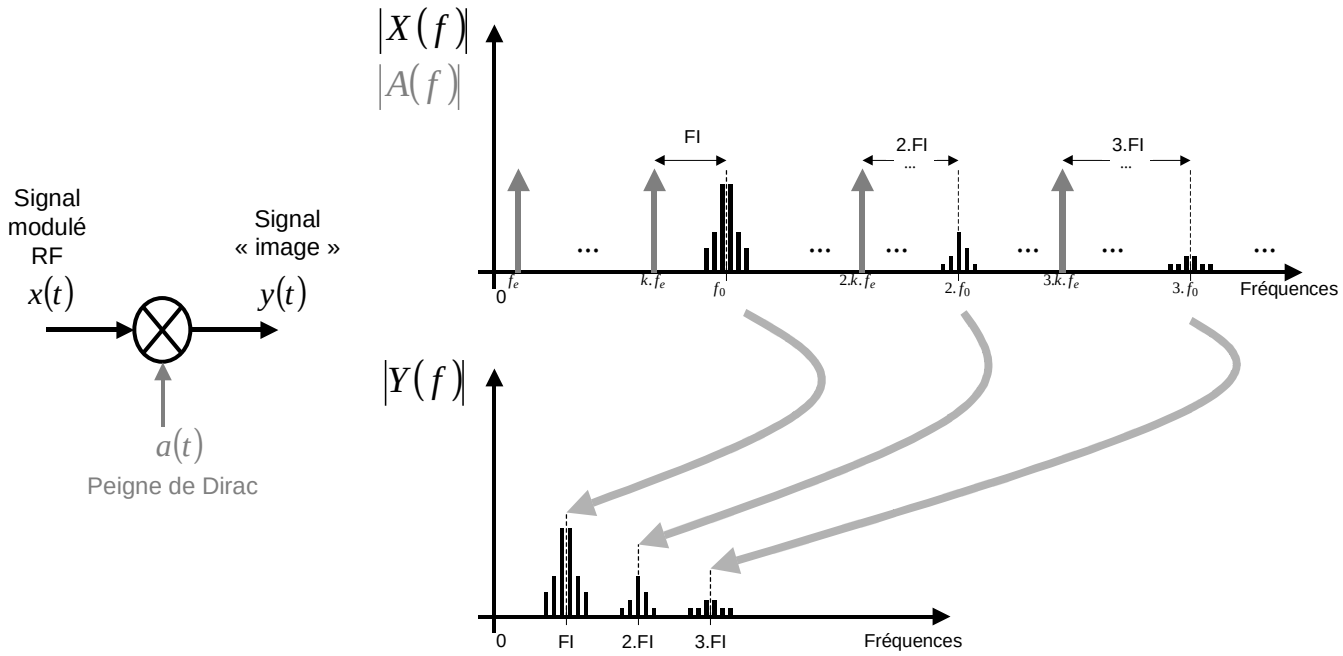


Fig. 1-35 – Compression de spectre réalisée par un MTA

Le problème majeur réside dans le fait que la possibilité actuelle de mesure est limitée en bande étroite de modulation (4 MHz). En effet, les harmoniques sont « compressées » en fréquence, mais les bandes latérales de modulation sont uniquement translatées, d'où un fonctionnement bande étroite en modulation.

Ainsi, pour des bandes de modulation larges autour de chaque harmonique, des effet de recouvrement peuvent apparaître. On peut également incriminer la dynamique (intégration du bruit dans une bande large) par rapport aux techniques hétérodynes avec filtrage étroit.

IV.3 – Approche temporelle d'enveloppe

Cette approche apparaît comme très judicieuse pour la caractérisation des distorsions dans la bande passante du dispositif à tester dans la bande autour de la fréquence fondamentale de la porteuse microonde. L'enveloppe complexe associée au signal HF contient l'information utile. Les distortions de cette enveloppe complexe sont occasionnées au passage de non linéarités. L'analyse et la mesure des distortions de cette enveloppe complexe (signal temporel en fréquence

basse devant les variations de la porteuse) sont riches d'informations. Sans entrer dans une description détaillée de bancs particuliers, nous décrivons ici les principes.

IV.3.1 – Détection homodyne par réflectomètre 6 ports et détecteurs d'enveloppe associés

Le schéma du principe de mesure est illustré ci-dessous [30] [31]:

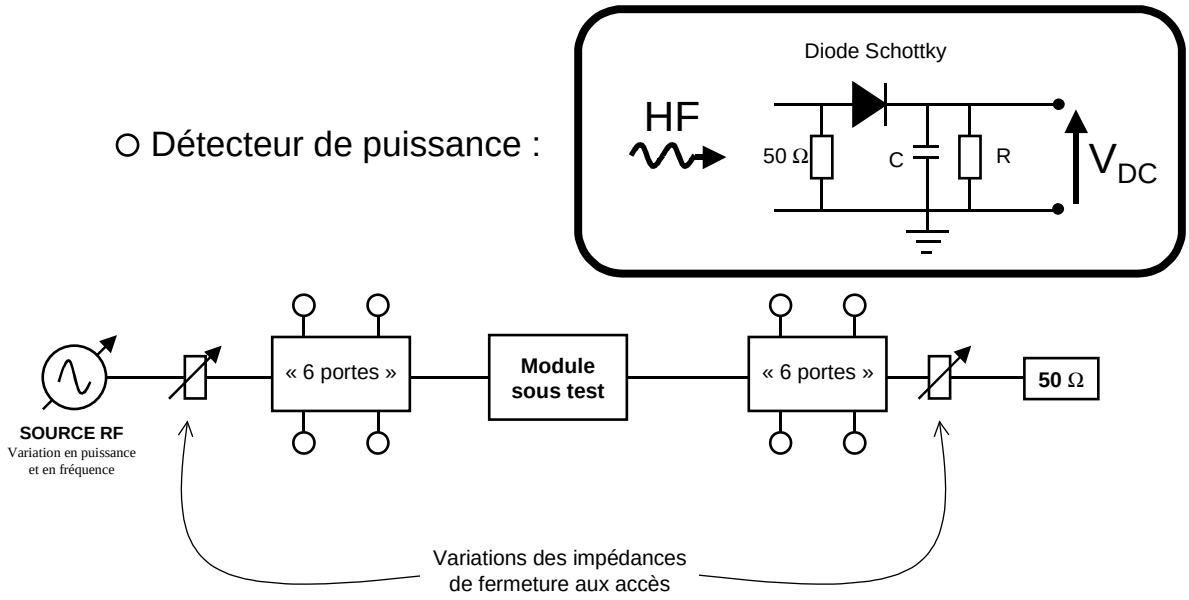


Fig. 1-36 – Banc de mesure utilisant des réflectomètres 6 ports

La structure interférométrique « 6 ports » permet d'avoir accès aux phases des enveloppes des signaux HF détectés.

L'enregistrement des formes temporelles des enveloppes sur un oscilloscope connecté en sortie des détecteurs d'enveloppe permet donc l'accès aux distorsions éventuelles de ces enveloppes.

Pour y avoir accès, il est évidemment très important et nécessaire entre autre, de caractériser la réponse intrinsèque des détecteurs (linéarité, dynamique, constantes de temps vis à vis des transitoires).

IV.3.2 – Technique d'hétérodynage – Filtrage étroit et détection synchrone

Sous cette dénomination, nous présentons le principe de mesure de l'analyseur de réseau vectoriel en présence d'une modulation CW pulsée [32] [33].
Le signal carré de largeur et de rapport cyclique donné est certes un cas particulier d'enveloppe de modulation.

Le principe d'instrumentation associé est présenté figure 1-37.

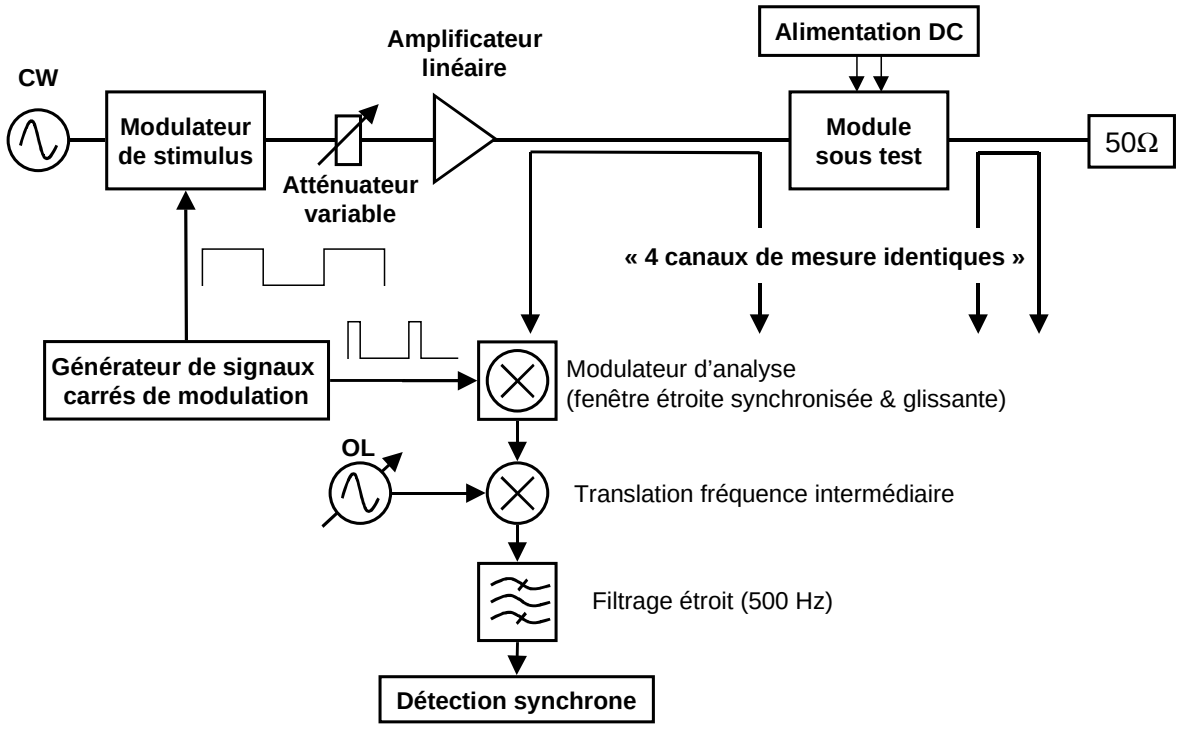


Fig. 1-37 – Principe de mesure par technique d'hétérodynage de CW pulsée

Le filtrage très étroit procède à une moyenne. L'énergie moyenne d'une raie spectrale correspondant à un signal pris sur une infinité de fenêtres d'analyse positionnées au même endroit dans l'impulsion d'excitation.

A cette technique est liée une perte de dynamique en $20.\log_{10}\left(\frac{\tau_{analyse}}{T}\right)$, mais la dynamique reste bonne car il y a un filtrage bande très étroite (500 Hz) intégrant de ce fait un minimum de bruit. La fenêtre minimale est de l'ordre de 100 ns.

On a donc accès par cette technique au profil de variation de gain complexe (puissance et déphasage de la porteuse) dans une impulsion.

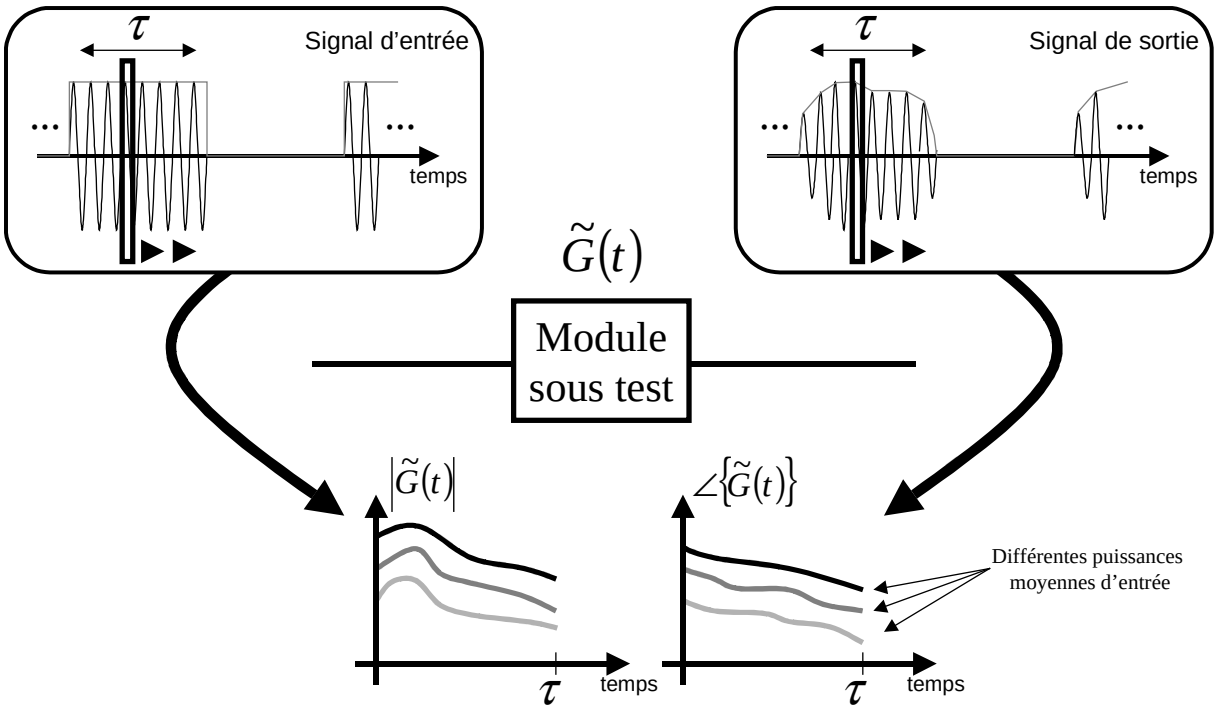


Fig. 1-38 – Type de résultats obtenus par la technique d'hétérodynage

On n'a pas accès aux enveloppes absolues d'entrée et de sortie mais au gain complexe $\tilde{G} = \frac{\tilde{y}(t)}{x(t)}$.

Les tendances actuelles d'évolution de ces matériels (analyseurs de réseau vectoriel) consistent en un échantillonnage et un traitement du signal des signaux en FI par DSP.

IV.3.3 – Mesures temporelles d'enveloppe de modulation après translation HF → BF

Le principe général consiste à générer un signal d'enveloppe (basse fréquence devant la fréquence de la porteuse microonde) qui va moduler la porteuse.

Le signal RF modulé constitue le signal de test d'un dispositif non linéaire. Le signal de sortie du dispositif est démodulé pour être analysé temporellement par échantillonnage de l'enveloppe de sortie.

Cet échantillonnage peut être direct par l'utilisation d'un oscilloscope.

Il peut également être harmonique, sous réserve d'avoir des signaux d'enveloppe périodiques. Un MTA peut être utilisé pour cet échantillonnage [34] [35] [36].

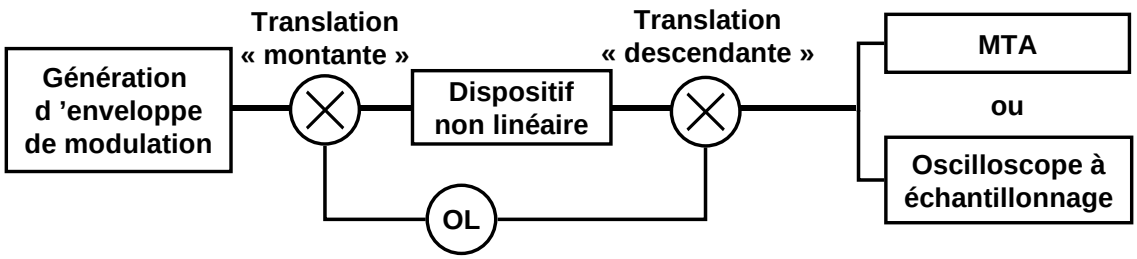


Fig. 1-39 – Mesures temporelles d'enveloppes

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 communications.

Une présentation des aspects théoriques, des approches et outils d'investigation sur les distorsions de signaux a été faite. Dans ce contexte la caractéristique temporelle d'enveloppe nous apparaissait 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 la conception et l'utilisation font l'objet de ce mémoire, a été développé à l'IRCOM. La description d'un tel outil et de ses procédures de correction et de traitement du signal appliquées sur les enveloppes temporelles mesurées vont maintenant faire l'objet du chapitre II.

Bibliographie

[1] **S. Leveque**
« Conception et réalisation d'un système de transmission numérique CDMA autour de 60 GHz »
Thèse de doctorat de l'université de Marne-la-Vallée, décembre 1999.

[2] **S. M. Perlow**
« Basic Facts about distortion and gain saturation »
Applied microwave, pp. 107-117,May 1989

[3] **J. Vuolevi**
« Analysis, measurement and cancellation of the bandwidth and amplitude dependance of intermodulation distortion in RF power amplifiers »
PhD Thesis, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, November 2nd 2001, Finland.

[4] **R.W. Baulm, R.F.H. Fischer, J.B. Huber**
« Reducing the peak-to-average power ratio of multicarrier modulation by selected mapping »
Electronic Letters, 1996, Vol. 32, pp. 2056-2057.

[5] **S.B. Slimane**
« Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping »
Global Telecommunications Conference 2000, GLOBECOM '00. IEEE , Volume: 3 , 2000, pp. 1412-1416 vol.3

[6] **W. Bösch, G. Gatti**
« Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers »
IEEE Transaction on microwave theory and techniques, vol. 37, n°12, pp. 1885-1890, december 1989

[7] **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°55-2001, Novembre 2001

[8] **F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, T. Reveyrand, D. Barataud, J.M. Nebus, R.Quéré**
« Modélisation d'un amplificateur avec prise en compte de l'éffet mémoire HF »
12èmes journées nationales microondes, 1A-7, Mai 2001, Poitiers

[9] **F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, J.M. Nebus, R.Quéré**
« New methods on wideband amplifier modeling taking into account frequency dependent behavior »
31st European Microwave Week, September 2001, London

[10] **M. Asdente, M.C. Pascussi, A.M. Ricca**
« Modified Volterra Wiener functional method for highly non linear systems »
Alta Frequenza, vol XLV, n°12, pp. 756-312E-315E-759, december 1976

[11] **F. Filicori, V.A. Monaco & Al.**
« Mathematical approach to electron device modelling for nonlinear microwave circuit design : state of the art and present trends »
Invited paper : European Transactions on Telecommunications, vol I, n°6, pp.641-654, november 1990

[12] **V. Volterra**
« Theory of Functionals and Integral of Integro-Differential Equations »
Dover publications, Inc. New York 1959

[13] **N. Wiener**
« Nonlinear problems in random theory »
The technology Press, M.I.T and John Wiley & Sons, Inc., New York 1958

[14] **M. Schetzen**
« The Volterra and Wiener Theories of Non Linear Systems »
Krieger Publishing Compagny, Florida, reprint edition 1989, originally published Wiley 1980

[15] **H. Chéhadé**
« Modélisation des composants microélectroniques non linéaires par séries de Volterra à noyaux dynamiques, pour la CAO des circuits RF et micro-ondes »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°62-1998, Décembre 1998

[16] **E. Ngoya, N. Le Gallou, J.M. Nebus, H. Buret, P. Reig**
« Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits », 2000 IEE MTT-S International Microwave Symptosium Digest, Vol.1, pp.79-82.

[17] **N. Le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J.M. Nebus, E. Ngoya**
« A novel measurement method for the extraction of dynamic Volterra kernels of microwave power amplifiers »
European Microwave Week, GaAs Conference, October 2000, Paris

[18] **A. Soury, E. Ngoya, J.M. Nebus**
« A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects ans transient behaviors in wideband SSPAs »
2002 IEEE MTT-S International Microwave Symptosium Digest, June 2002, Seattle (accepté, à paraître)

[19] **C. Dupont, D. Bourreau, A. Peden**
« Banc de caractérisation petit signal et fort signal de transistor en bande Ka étendue (24-42 GHz) »
12èmes journées nationales microondes, poitiers, mai 2001

[20] **C. Gaquière, E. Bourcier, B. Bonte, Y. Crosnier**
« Characterization in 26-40 GHz band of HEMTs with an active load-pull system »
GaAs98 Proceedings, Amsterdam, Netherlands, October 1998, pp. 262-267

[21] **F. Van Raay, G. Kompa**
« A new on wafer large signal waveform measurement system with 40 GHz harmonic bandwidth »
IEEE Trans. On MTT 38, pp.62-68, 1990

[22] **D. Barataud**
« Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes »
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, octobre 1998, n°42-98

[23] **J. Vuolevi, Timo Rahkonen, Jani Manninen**
« Measurement technique for characterizing memory effect in RF power amplifiers »
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 49, n°8, pp. 1383-1389, august 2001

[24] **F. Brasseau, 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

[25] **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

[26] **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

[27] **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

[28] **J. Verspecht**
« Calibration of a measurement system for high frequency non linear devices »
Ph.D dissertation, Vrije Universiteit Brussel, September 1995
microwave power transistor »

[29] **Agilent**
« Spectrum Analysis Basics »
Application Note 150

[30] **G. Berghoff**
« Mise en œuvre d'un banc de caractérisation non linéaire de transistors de puissance à partir de réflectomètres six-portes : Application aux mesures Source-Pull et Load-Pull multiharminiques »
Thèse de doctorat de l'école nationale supérieure des télécommunications, ENST 97 E 032, décembre 1997

[31] **O. Gibrat, E.Bergeault, B. Huyart, L. Jallet, M. Rivier**
« An automated multiharmonic source-pull/load-pull system based on six-port techniques »
Precision Electromagnetic Measurement Digest, pp. 644-645, 2000

[32] **P. Vael, Y. Rolain**
« A controllable Phase coherent pulsed RF signal generator for microwave network analyser measurements »
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n°12, december 1999, pp.2605-22612

[33] **C. Arnaud**
« Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé »
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, juillet 2001, n°29-01

[34] **C.J. Clark, G. Chrisikos, M.S. Muha, A.A. Moulthrop, C.P. Silva**
« Time domain envelope measurement technique with application to wideband modeling »
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 46, n°12, pp. 2541-2540, december 1998

[35] **A.A. Moulthrop, C.J. Clark, C.P. Silva, M.S. Muha**
« A dynamic AM/AM and AM/PM measurement technique »
IEEE MTT-S symposium digest, pp.1455-1458, 1997

[36] **Y. Rolain, W. Van Moer, P. Vael**
« Measuring the characteristics of modulated non-linear devices »
53rd ARFTG, june 1999

CHAPITRE II

CONCEPTION D'UN SYSTEME DE MESURE DES DISTORSIONS NON LINEAIRES D'ENVELOPPES DE SIGNAUX MICRO-ONDES MODULES

INTRODUCTION

La solution technique que nous avons retenue consiste en une génération numérique des enveloppes de modulation au moyen d'un générateur de fonction arbitraire.
Une translation de fréquence montante et descendante est effectuée au moyen de modulateurs et démodulateur I/Q.
La mesure des enveloppes s'effectue par échantillonnage direct au moyen d'un oscilloscope numérique.
Les motivations pour le choix de cette solution sont :

- la versatilité des formats d'enveloppe possibles ;
- la possibilité de mise en œuvre d'une méthodologie de correction vectorielle systématique des mesures (aspect étalonnage) ;
- la possibilité d'y joindre des fonctionnalités de traitement des signaux pour l'analyse de phénomènes non linéaires ;
- l'évolutivité dans le cadre d'un laboratoire de recherche de l'outil expérimental.

Notons également la similitude (aspects numérisés) avec les méthodologies algorithmiques de simulation pour la confrontation des résultats (simulés et mesurés) et des méthodes.

I – Architecture du banc de mesure d'enveloppe complexe

Dans ce paragraphe, le banc de mesure d'enveloppe complexe 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.

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 micro-onde (accès 50 ohms) 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 de fréquence) et le canal de transmission d'une chaîne de télécommunication dont un synoptique simplifié de principe est donné figure 2-1. [1]

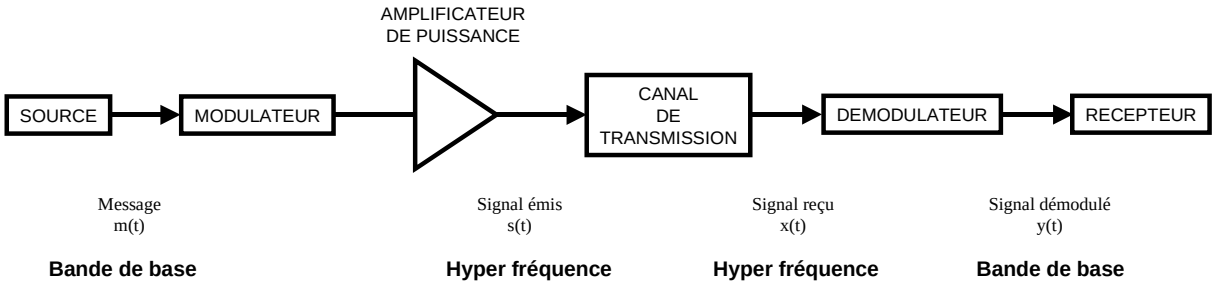


Fig. 2-1 – Schéma d'une chaîne de communication

L'idée principale du banc de mesures d'amplificateurs 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 simplifiée de télécommunication.

Le synoptique général du banc de mesure qui a été conçu est donc « calqué » sur le schéma d'une chaîne de communication où on retrouverait :

- la source, générateur de signal en bande de base, permettant de créer différents formats de modulations ;
- le modulateur, permettant de translater le spectre en bande de base autour d'une porteuse micro-onde de fréquence d'intérêt ;
- le démodulateur, faisant suite à l'amplificateur sous test, afin de démoduler les signaux ;
- le récepteur : un oscilloscope à échantillonnage mesurant la forme d'onde temporelle en bande de base.

Comme on ne s'intéresse dans le cadre de ces travaux, qu'aux formes d'ondes temporelles complexes et à leurs distorsions aux accès de l'amplificateur sous test, le canal de transmission est inexistant (connexion directe entre la sortie de l'amplificateur et l'entrée du démodulateur).

En utilisant un format de modulation IQ (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 IQ implique l'utilisation de 2 sources en bande de base indépendantes.

Les 2 signaux bande de base sont générés au moyen d'un générateur de signaux arbitraires à 2 canaux : le Tektronix AWG 2021.

Récupérer le signal complet en réception nécessite l'emploi d'un démodulateur IQ et de 2 voies d'acquisition temporelle. On utilise l'oscilloscope numérique Tektronix TDS 754D

Le synoptique de principe correspondant à notre topologie est présenté figure 2-2.

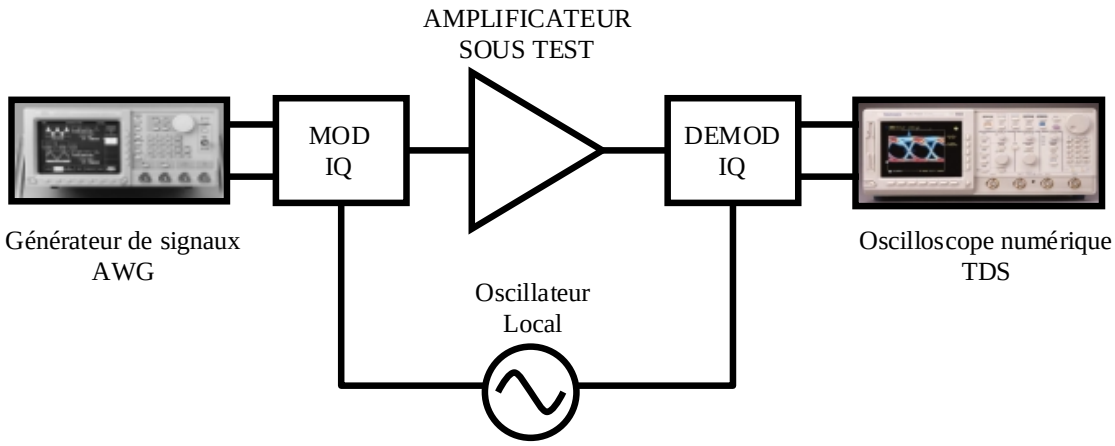


Fig. 2-2 – Synoptique de principe de la chaîne de mesure d'enveloppe complexe

I.2 – Structure du banc de mesure

I.2.1 – Synoptique

Le synoptique général du banc de mesure d'enveloppe complexe est représenté figure 2-4.

Le principe du banc reste le même que celui illustré par la figure 2-2 : une enveloppe complexe est générée par l'AWG (via l'utilisation de 2 canaux pour les parties réelles et imaginaires), et cette enveloppe est mesurée en réception par l'oscilloscope numérique (TDS).

La chaîne d'émission :

L'AWG génère les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe complexe (signal bande de base) injectée aux accès I et Q d'un modulateur.

Le modulateur IQ n'est pas idéal : il présente entre autre 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.

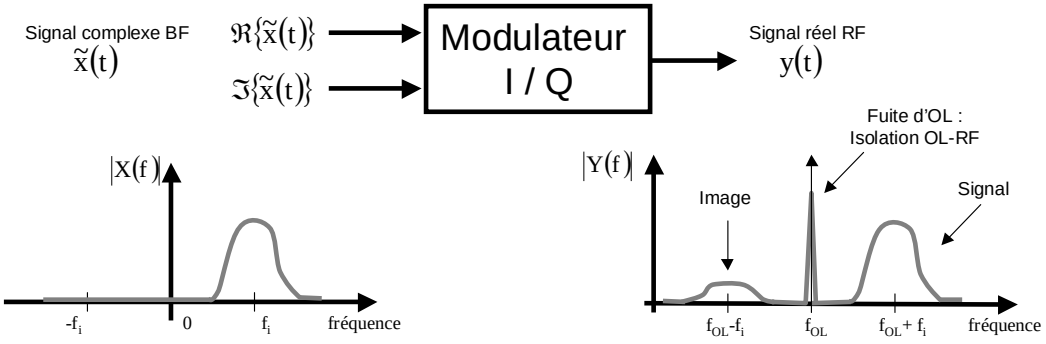


Fig. 2-3 – Effets du modulateur IQ lors de la transposition de fréquence

On utilisera donc des modulations n'ayant aucune composante spectrale à la fréquence de l'oscillateur local. On se permet alors d'annuler la raie spectrale correspondant 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 de signal sinusoïdal pur issu de la source (oscillateur local) de fréquence notée f_{OL}. L'annulation du parasite à la fréquence d'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 « rejection d'OL ».

Le signal obtenu en sortie du combineur de puissance, va servir pour générer le signal d'excitation d'entrée de l'amplificateur de puissance 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 dans 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.
Par ailleurs, un filtre passe-bande centré sur la modulation permet d'augmenter la rejection d'image du modulateur.

Le signal modulé peut alors être conjointement mesuré au wattmètre (mesure de la puissance moyenne du signal modulé présent en entrée du dispositif sous test) et injecté au dispositif sous test à caractériser.

La chaîne de réception :

Deux mesures sont à distinguer : les mesures d'enveloppes complexes d'entrée et celles de sortie de l'amplificateur sous test. Nous verrons plus tard que seule la chaîne de réception est étalonnée. Ces deux types de mesure se font actuellement par la même chaîne de réception : les enveloppes d'entrées sont mesurées lors d'une connexion directe entre les plans de référence RF et celles de sortie lors de la présence du module à caractériser. Le plan de référence RF du banc est donc l'entrée de la chaîne de réception.

Afin de conserver les mêmes niveaux de puissance dans la chaîne de réception, les mesures des signaux d'entrée et de sortie du dispositif sous test, sont réalisées en présence d'un couplage et d'un atténuateur. Le rôle de cet atténuateur est d'atténuer suffisamment l'onde à mesurer. Ce coupleur et cet atténuateur constitue le bloc passif RF de la chaîne de réception. Il permet de présenter au bloc démodulant du banc de mesure une puissance moyenne correspondant à la zone linéaire du démodulateur IQ. Ce bloc permet également des accès 50 ohms pour des mesures au wattmètre (puissance moyenne du signal RF), ainsi qu'une visualisation de sa composition spectrale.

Le bloc démodulant est constitué d'un circulateur, du démodulateur IQ et de l'oscilloscope numérique (TDS). C'est un élément solidaire, qui fait l'objet d'un étalonnage particulier conduisant à la fonction de transfert existant entre le signal RF (plan de référence RF du démodulateur) et les enveloppes échantillonnées par le TDS.

L'ensemble du banc est piloté par un PC. Un programme développé sous le logiciel HP VEE (logiciel de programmation graphique) gère les positions des atténuateurs programmables, l'acquisition aux wattmètres mais aussi les générations de signaux pour l'AWG ainsi que l'aquisition des enveloppes complexes après l'échantillonnage du TDS.

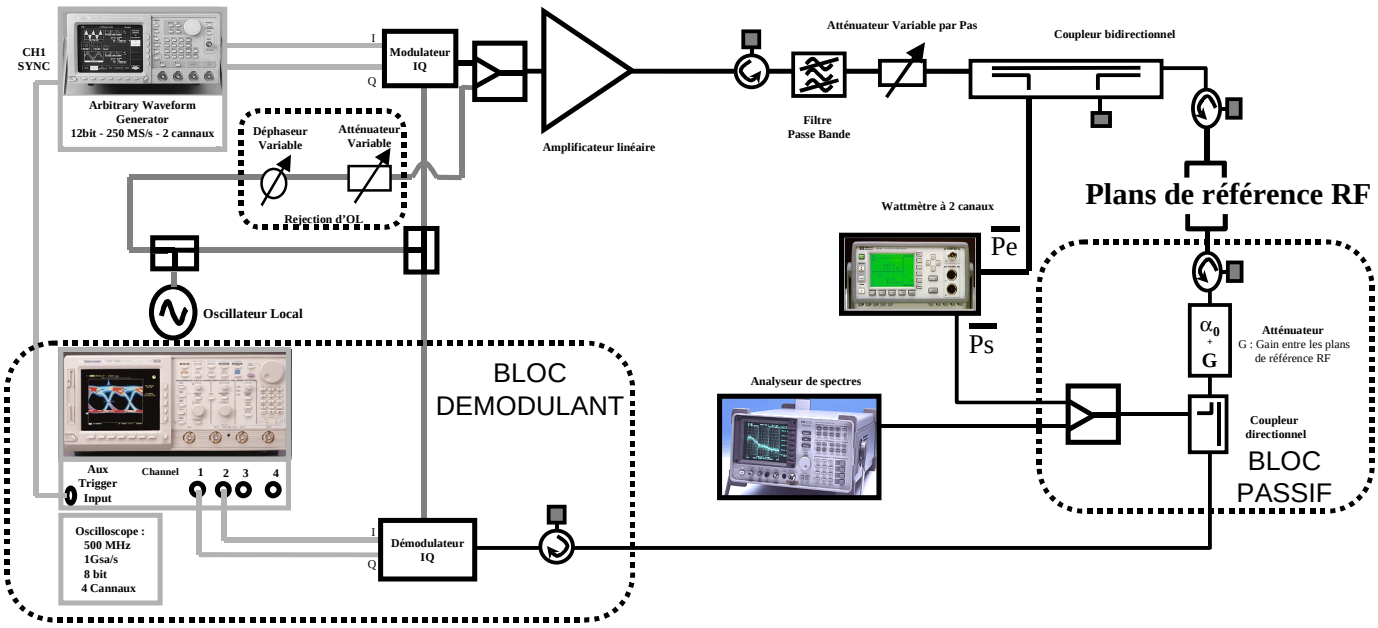


Fig. 2-4 – Synoptique du banc de mesure d'enveloppes complexes

I.2.2 – Descriptifs des éléments constituant du banc

Les éléments constituant le banc sont fonction de la bande de fréquence d'intêret : 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.

Les modulateurs et démodulateur IQ utilisés sont fonctionnels dans la bande 1-4 GHz. Leurs caractéristiques sont présentées ci-après :

- **Modulateur Miteq SME0104LI1Q (Modulateur IQ)** :

  Bande passante : 1 GHz – 4 GHz

  Rejection d'O.L. : >21.6 dB

FI = 20 MHz	Sortie dans la bande latérale haute	Sortie dans la bande latérale basse
Pertes de conversion	< 9.8 dB	< 9.6 dB
Rejection d'image (Fo ± FI)	> 28.5 dB	>27.2 dB

- **Démodulateur Miteq IRO104LC1Q (Démodulateur IQ)** :

  Bande passante : 1 GHz – 4 GHz

  Isolation LO-RF : >36.8 dB

FI = 20 MHz	Sortie dans la bande latérale haute	Sortie dans la bande latérale basse
Pertes de conversion	< 9.4 dB	< 9.1 dB
Rejection d'image	> 18.5 dB	>18.1 dB

Ces données, proposées par le constructeur correspondent à un signal de modulation sinusoïdal pur. La rejection d'OL du modulateur est assez bien vérifiée en monoporteuse, mais elle n'est plus valable en multiporteuse : le niveau d'OL peut être bien supérieur à chacune des raies de la modulation utile présente. L'utilisation de la rejection d'OL devient indispensable.

Par ailleurs, on pourra optimiser la rejection d'image grâce au filtre passe-bande RF présent dans le banc si les signaux générés sur les voies I et Q sont en fréquence intermédiaire. C'est la configuration que nous appellerons par la suite configuration hétérodyne.

L'AWG utilisé est le 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.

Les caractéristiques de l'AWG sont les suivantes :

- **Tektronix AWG 2021 (Arbitrary Waveform Generator)** :

  2 voies indépendantes

  Fréquence d'échantillonage : 10 Hz à 250 MHz

  Longueur d'enregistrement : jusqu'à 262144 points

  Codage du pas de quantification : 12 bits

  Amplitude du signal de sortie (50 Ω) : 0.05 $V_{p\text{-}p}$ à 5 $V_{p\text{-}p}$

Le TDS est utilisé à une fréquence d'échantillonnage de 500 MHz. Cela est suffisant pour apprécier l'éventuel repliement de spectre en sortie d'AWG (dont la fréquence d'échantillonnage est de 250 MHz). Les caractéristiques du TDS sont présentées ci-dessous :

- **Tektronix TDS 754D (Oscilloscope à échantillonnage)** :

  4 voies

  Largeur de bande analogique : 500 MHz

  Taux du numérisation maximum : 1 GS/s

  Longueur d'enregistrement : 500 Kpoints* répartis sur les 4 voies

  Résolution par voie : 8 bits

  Echelle verticale minimale : 1 mV/carreau (Le signal doit faire au minimum 10 mV d'amplitude crête-crête afin de bénéficier d'une résolution optimale).

  ** : Une longueur d'enregistrement de 2 Mpoints est possible, mais elle n'est pas utilisable simultanément avec une acquisition en « moyennage » par le TDS. L'acquisition en « moyennage » est nécessaire pour minimiser l'influence du bruit sur les formes d'ondes récupérées.*

Dans la configuration actuelle du banc, où 2 canaux servent à l'acquisition : ainsi 250 000 points sont récupérables.

I.3 – Descriptif et format des signaux

Des définitions de termes employés dans la suite du rapport sont présentées ici. A savoir, les algorithmes de transformée de Fourier utilisés, ainsi que le format de fichier de donnée qui sera utilisé par le banc de mesure d'enveloppe complexe.

I.3.1 – Signaux d'enveloppe et FFT associées

I.3.1.1 – Transformées de Fourier réelles et analytiques

Les transformées de Fourier qui sont rapportées dans ce mémoire sont à fenêtrage rectangulaire.

Pour une précision optimale des résultats offerts par le spectre en amplitude et en phase, cela implique que le motif temporel qui est soumis à la FFT présente un nombre ENTIER de périodes de chacune des fréquences qui composent le spectre.
On distinguera, dans la suite du rapport 2 types de FFT : la FFT réelle et la FFT analytique.

La FFT analytique (ou bilatérale) correspond à une projection du signal sur une base en $e^{j\Omega t}$. Le signal temporel peut être réel ou complexe (ce qui est le cas, lorsqu'on manipule les enveloppes complexes) : la FFT présentera aussi bien les fréquences positives que négatives.
A un signal temporel définit sur N points, correspond un spectre également définit sur N points. Les fréquences définies vont de $-\frac{f_e}{2}$ à $+\frac{f_e}{2}$: (f_e : fréquence d'échantillonnage).
La FFT analytique d'un signal purement réel présente un spectre HERMITIEN : le module est une fonction PAIRE de la fréquence et la phase, une fonction IMPAIRE.

La FFT réelle (ou unilatérale) correspond à une projection du signal sur une base en $\cos(\Omega.t)$. Elle n'est utilisable que pour des signaux réels. Cette FFT est celle proposée par le logiciel HPVEE. Les fréquences définies sont uniquement les fréquences positives.
A un signal temporel définit sur N points, correspond un spectre représenté par $\frac{N}{2}$ points. Les fréquences définies vont de 0 (continu) à $+\frac{f_e}{2}$.
La figure suivante illustre les résultats obtenus par FFT analytique ou réelle. L'algorithme utilisé par défaut, dans le cadre de ces travaux est la FFT analytique.

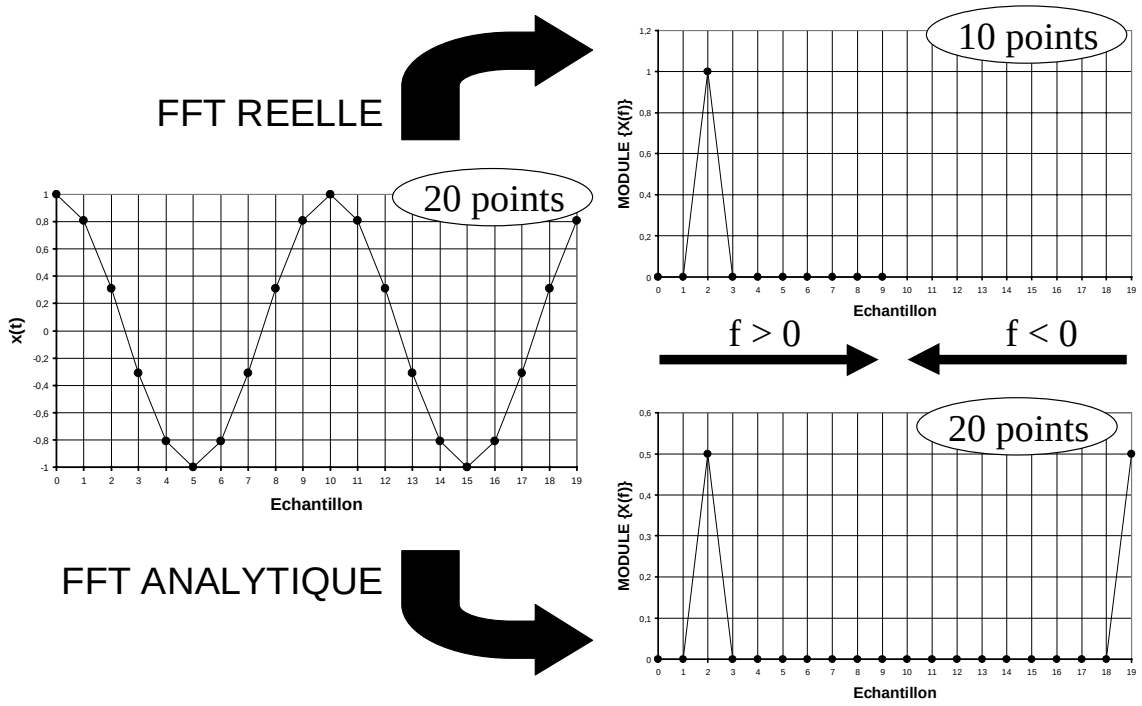


Fig. 2-5 – FFT réelle et analytique d'un signal temporel réel comportant 20 échantillons

A titre d'exemple, le signal la FFT du signal A.cos(Ω.t+φ) est représentée par :

	FFT réelle	FFT analytique	
	1 raie à la pulsation	2 raies aux pulsations	
	+Ω	−Ω	+Ω
Amplitude	A	A/2	A/2
Phase	+φ	−φ	+φ

I.3.1.2 – Format de stockage des données

Les enveloppes complexes acquises et traitées par le système de mesure sont sauvegardées sur ordinateur. Afin de faciliter leur traitement, le type de donnée sauvegardé est un de ceux proposé par HP VEE : 'binblock complexe'.

Ce type de donnée, bien qu'étant très volumineux, présente l'avantage d'un accès simple et rapide (procédures compilées) en lecture comme en écriture sous le logiciel HP VEE. Par ailleurs, ce type de données est très facilement implémentable dans d'autres langages (Visual C++).

Lors des mesures, les enveloppes complexes transférées au PC sont sous forme d'un tableau de complexes contenant autant d'éléments qu'il y a d'échantillons (temporels ou fréquentiels) à sauvegarder.

La structure d'un 'binblock complexe' est décrite figure 2-6. Les accès en lecture/écriture à de tels fichiers ont été fais en langage C. En effet, HP VEE est un langage interprété particulièrement lent lors de calculs itératifs. Les opérations de calculs sur les enveloppes sauvegardées avec HP VEE se font par un programme C compilé.

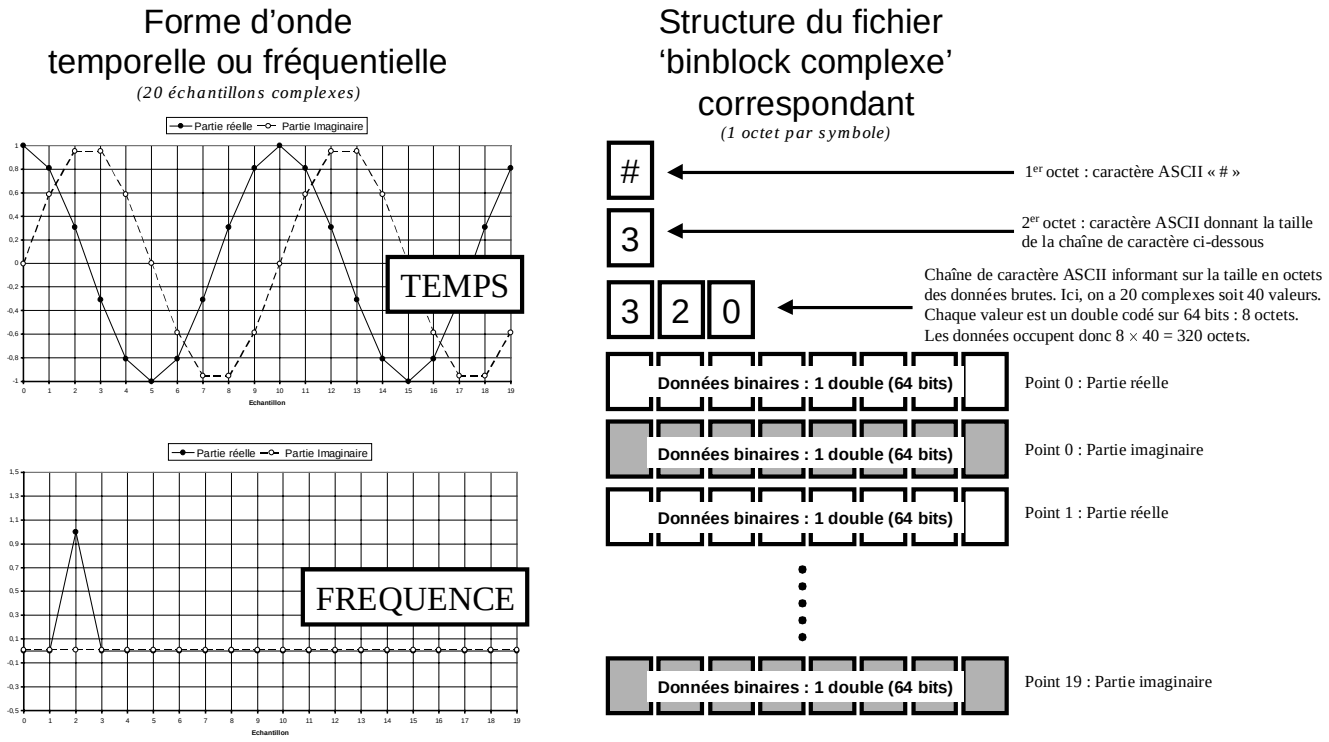


Fig. 2-6 – Structure binaire d'un fichier de type 'binblock complexe'

Le transfert des données (64 bits) vers des données codées sur 12 bits compatibles pour l'AWG est effectué de manière transparente pour l'utilisateur.

I.3.2 – Génération des signaux (partie émission)

Les enveloppes complexes utilisées par le banc de mesure sont préalablement calculées sur PC.

La partie réelle de l'enveloppe est prévue pour le canal 1 (voie I du modulateur), 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 262144 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, une période exacte du motif temporel correspondant à la modulation souhaitée. Cela permet de minimiser le nombre de points à transmettre à l'AWG, et donc les temps de chargement lors des mesures.

La génération sur PC des enveloppes complexes peut se faire dans le domaine temporel (modulations QPSK par exemple) ou dans le domaine fréquentiel (génération de signaux pour la mesure du NPR : c.f. chapitre III). La génération fréquentielle d'une modulation devra être suivie d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) afin de retrouver un motif temporel qui sera chargé dans 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 filtre anti-repliement internes, mais le manque de diversité de leurs gabarits ne permet pas une utilisation souple de l'échantillonnage.

L'utilisation d'un modulateur IQ implique une enveloppe modulante définie sur les 2 canaux de l'AWG. On peut donc réaliser 2 types de modulations avec le modulateur IQ :

- Lorsque les signaux sur les 2 canaux de l'AWG sont indépendants : le spectre de l'enveloppe complexe est défini en double bande latérale. La modulation RF, en sortie du modulateur apparaît de part et d'autre de l'oscillateur local. On parlera alors de **configuration HOMODYNE** du banc de mesure. Dans ce cas, le spectre des signaux générés est compris entre $-\frac{f_e}{2}$ et $+\frac{f_e}{2}$ (où f_e désigne la fréquence d'échantillonnage de l'AWG).

L'avantage de ce type de modulation est qu'elle laisse à disposition tout le domaine spectral utilisable par l'AWG (soit une bande de 250 MHz). Cependant, le modulateur IQ n'étant pas parfait, il va déformer légèrement la modulation en plaçant l'image de chacune des bandes latérales dans les bandes latérales opposées symétriquement par rapport à l'OL : c'est à dire dans le signal.

- Lorsqu'une modulation est définie sur le canal 1 et que le canal 2 est en quadrature de phase : chaque composante spectrale est déphasée de +90° (ou –90°) par rapport au canal 1. Le spectre de l'enveloppe complexe n'est défini que dans une bande latérale unique supérieure (ou inférieure). Il en est de même pour le signal RF de sortie du modulateur IQ. On parlera de **configuration HETERODYNE** du banc de mesure.
  Ce type de configuration permet d'éliminer l'image produite par le modulateur IQ grâce au filtre passe bande sélectif HF de la chaîne d'émission du banc de mesure.

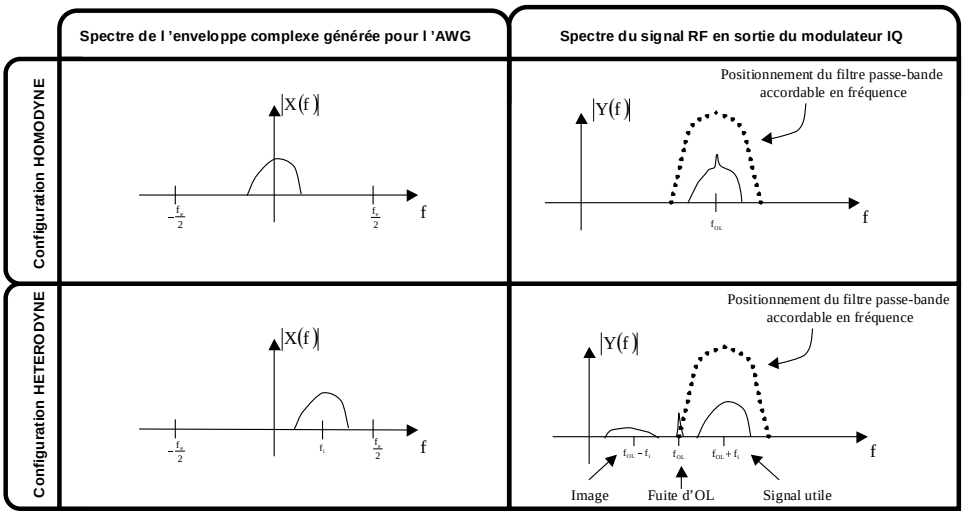


Fig. 2-7 – Spectres d'enveloppes complexes injectées au modulateur dans différentes configurations du banc

Les mesures d'enveloppes complexes se font généralement 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 (modulation autour d'une fréquence intermédiaire FI) de façon logicielle. La représentation temporelle d'un tel signal (dont les parties réelles et imaginaires sont en quadrature) est sauvegardé en 'binblock complexe'.
La génération d'une QPSK destinée à l'AWG pour une caractérisation d'un module de puissance à 2 GHz est présentée figure 2-8.

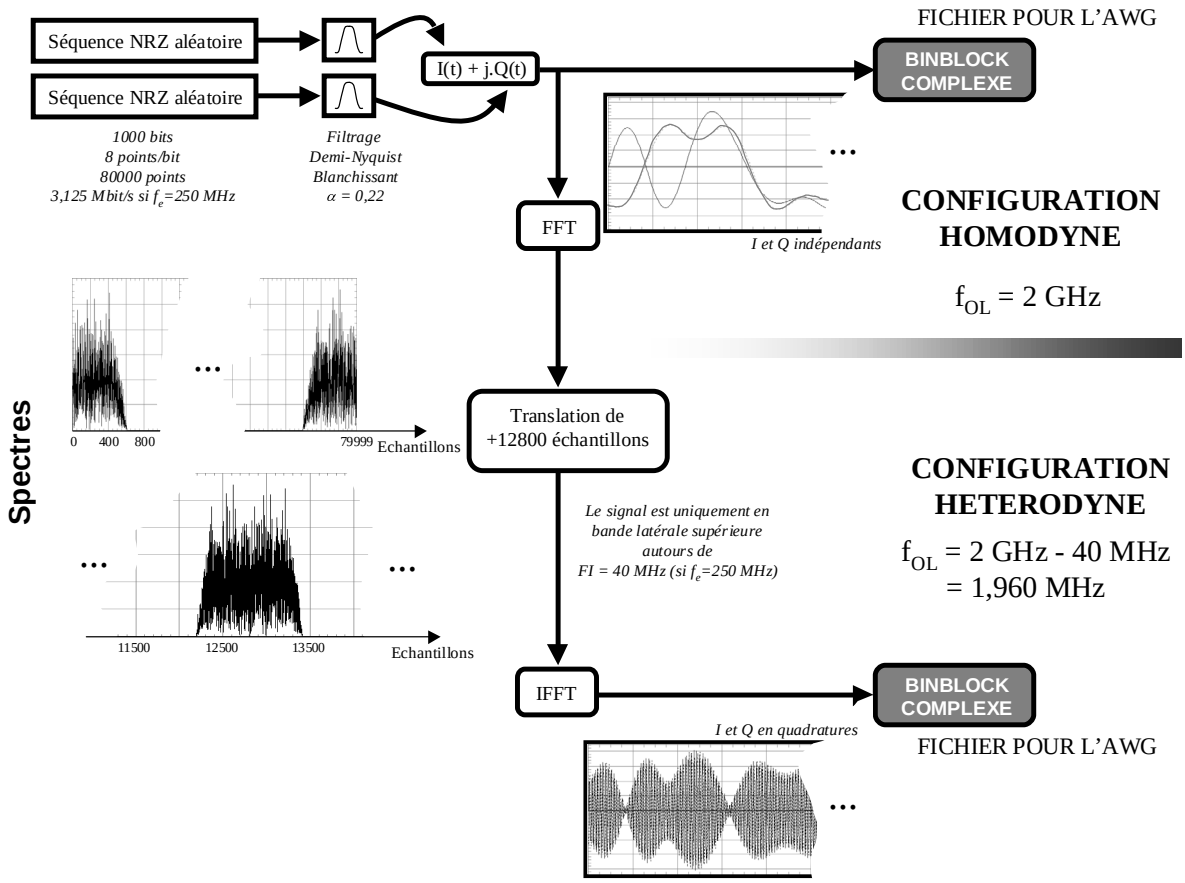


Fig. 2-8 – Exemple : génération d'une modulation QPSK filtrée

I.3.3 – Acquisition et traitement des signaux (partie réception)

I.3.3.1 – Précautions d'emploi

La fréquence d'échantillonnage utilisée du TDS est de 500 MHz, et sa longueur d'enregistrement est fixée à 250 000 points. A chaque acquisition, le TDS transfert les formes d'ondes au PC pilotant le banc.

✓ *Moyennage*

Toutes les acquisitions du TDS se font en mode 'Average' : plusieurs enveloppes (environ 40) sont acquises avant d'en extraire l'enveloppe moyenne afin d'éliminer du bruit de mesure.

✓ *Synchronisation*

Ce mode d'acquisition du TDS nécessite une synchronisation stable vis à vis de l'enveloppe complexe mesurée. Le TDS est donc synchronisé à 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.

✓ *Longueur d'enregistrement*

L'AWG a une fréquence d'échantillonnage fixée à 250 MHz, le TDS à 500 MHz. Les enveloppes récupérées par le TDS correspondent à un nombre entier de périodes du motif temporel généré par l'AWG.

✓ *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 $20.\log_{10}\left(2^{12}\right) = 72\text{dB}$.

La dynamique du TDS est théoriquement limitée à 48dB. Néanmoins, par l'utilisation du mode d'acquisition en « moyennage » du TDS, associé à un grand nombre de périodes d'enveloppe échantillonnée, on peut aboutir à une amélioration (on peut avoir, pour une caractérisation en biporteuse, des mesures de C/I de 48 à 65 dBc).

✓ *Anti-repliement*

Pour un échantillonnage d'AWG de 250 MHz, on constate que le TDS récupère correctement le signal lorsqu'il a un échantillonnage de 500 MHz. Un échantillonnage inférieure de la part du TDS conduirait à un recouvrement de spectre.

Pour des signaux très basse fréquence, où la limitation en profondeur mémoire possible de l'AWG nécessite une modification de la fréquence d'échantillonnage, il convient d'utiliser des filtres anti-repliement et de vérifier le spectre des signaux BF de sortie de l'AWG à l'aide d'un analyseur de spectre.

I.3.3.2 – Principe d'acquisition

Les 2 voies du TDS récupèrent des signaux réels I(t) et Q(t). Ces signaux sont convertis en enveloppe complexe $\tilde{y}(t)$ telle que : $\tilde{y}(t) = Q(t) + j.I(t)$. L'enveloppe complexe est alors sauvegardée au format 'binblock complexe'. Compte tenu des précautions

concernant la génération décrite précédemment, cet enregistrement correspond à une configuration homodyne ou hétérodyne du banc de mesure.

La structure et le principe du banc ainsi que les données temporelles et fréquentielles étant décrits, 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 de la chaîne de réception

Dans cette partie, nous allons caractériser la partie réception du banc de mesure. Cette partie réception comprend 2 blocs distincts : le bloc passif RF et le bloc démodulant. Cette caractérisation est bien entendu valable pour un oscillateur local fixé en fréquence et niveau. Elle doit être effectuée sur la plus grande largeur de bande de fréquence utile à la caractérisation d'enveloppe envisagée.

Le banc de mesure peut être représenté de la façon suivante :

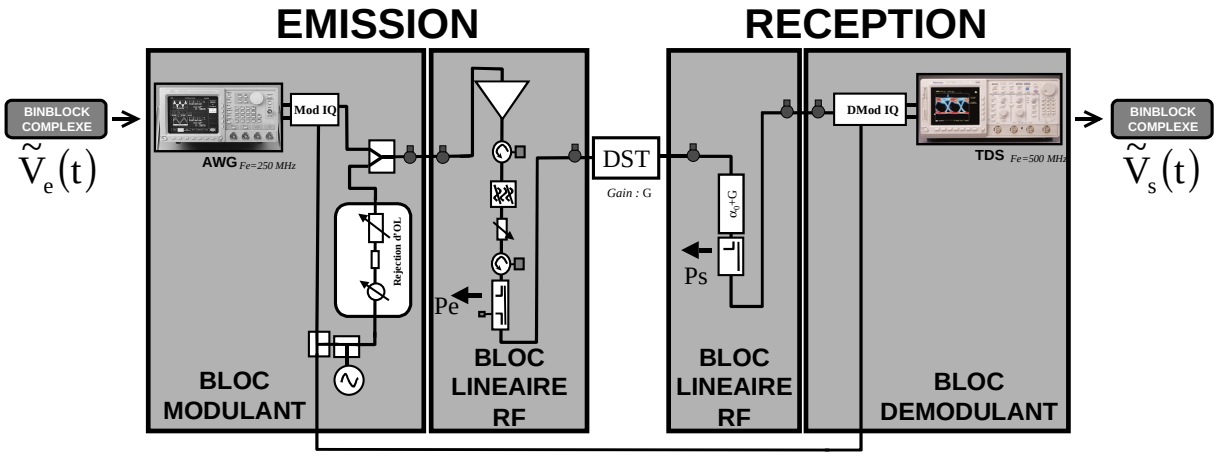


Fig. 2-9 – Représentation du banc de mesure d'enveloppes complexes

Cette représentation est une chaîne de transmission adaptée sous 50 ohms entre une tension complexe générée pour l'AWG et une tension complexe obtenue par le TDS.

Le but de l'étalonnage est de déterminer les tensions complexes qui existent aux bornes du dispositif sous test (DST). Il conviendrait alors de caractériser chaque élément du banc, en terme d'enveloppe complexe. La caractéristiques $\frac{\tilde{V}_s}{\tilde{V}_e}$ d'un élément passif est :

$$\frac{\tilde{V}_s}{\tilde{V}_e} = \frac{\left[1+\left(\frac{1-S_{11}}{1+S_{11}}\right)\right]}{2}.S_{21}$$

Il vient, pour un élément adapté sous 50 ohms : $\frac{\tilde{V}_s}{\tilde{V}_e} = S_{21}$.

Ainsi, les blocs linéaires peuvent être caractérisés en S_{21}. La caractérisation du bloc RF d'émission nécessiterait autant de mesures qu'il y a de positions d'atténuateur programmable utilisées. Le bloc RF de réception ne nécessite que 2 mesures du paramètre S_{21} puisqu'il n'en

existe que 2 configurations : avec et sans l'amplificateur sous test (atténuation $\alpha = \alpha_0$ et $\alpha = \alpha_0 + G$). Ainsi, seule la chaîne de réception sera étalonnée : l'enveloppe d'entrée étant mesurée lors d'une connexion directe des plans de référence.

Des mesures faites avec un analyseur de réseau vectoriel nous permettront de connaître l'enveloppe complexe dans le plan de référence du DUT à partir de celle présente en entrée du bloc démodulant.

Une procédure d'étalonnage spécifique décrite dans les paragraphes suivants nous permettra de connaître l'enveloppe complexe présente en entrée RF du bloc démodulant, à partir des mesures au TDS.

II.1 – Caractérisation d'une translation de fréquence par un mélangeur

La méthode décrite ici, provient de la caractérisation d'un mélangeur lors d'une translation de fréquence. [2] [3] [4]

L'idée principale consiste à accéder aux coefficients de transfert complexes : les facteurs de conversions ($FI \leftrightarrow RF_{inf}$ et $FI \leftrightarrow RF_{sup}$) en utilisant des signaux RF CW que l'on balaye en fréquence dans la bande considérée de part et d'autre de la fréquence de l'oscillateur local.

Par la suite, on étendra son principe à la caractérisation d'un modulateur et d'un démodulateur IQ.

II.1.1 – Principe

Partons du fait qu'un mélangeur i translate une fréquence intermédiaire vers le domaine RF. On aura alors idéalement 2 fréquences autour de l'O.L., chacune ayant subit une atténuation K_i et un retard τ_i.

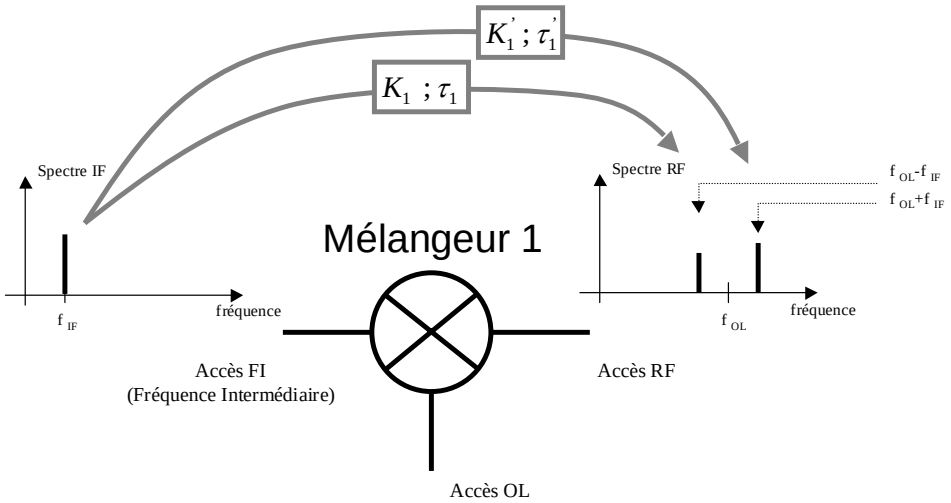


Fig. 2-10 – Translation de fréquence (IF $\rightarrow$ RF) : Mélangeur 1

Lors de la première modulation, en utilisant le mélangeur numéro 1 : (translation FI $\rightarrow$ RF), on a :

à l'accès FI : $x_1(t) = \cos(\Omega t)$;

à l'accès RF : $y_1(t) = \underbrace{K_1 \cos((\omega_0 - \Omega)(t - \tau_1))}_{\text{Bande latérale inférieure}} + \underbrace{K_1^{'} \cos((\omega_0 + \Omega)(t - \tau_1^{'}))}_{\text{Bande latérale supérieure}}$

Considérons le schéma représenté figure 2-11.

On place un second mélangeur (mélangeur 2), en cascade au premier. Le second mélangeur fera une translation de fréquence du domaine RF au domaine FI (translation descendante) :

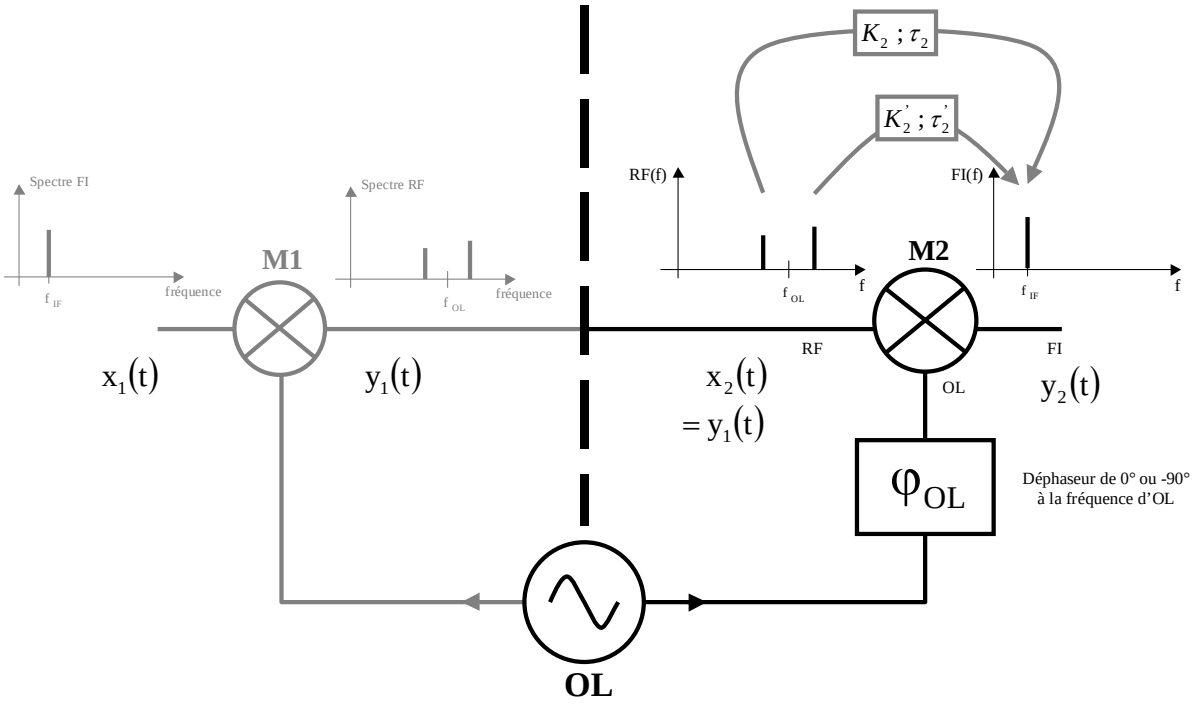


Fig. 2-11 – Translation de fréquence (RF → IF) du mélangeur 2 mis en cascade au mélangeur 1

Lorsque le déphaseur,φ_{OL} est sur une position de 0°, on a aux accès :

RF : $x_2(t) = K_1 \cos((\omega_0 - \Omega)(t - \tau_1)) + K_1' \cos((\omega_0 + \Omega)(t - \tau_1'))$;

FI : $y_2(t) = K_1 K_2 \cos[(\omega_0 - \Omega)(t - \tau_1 - \tau_2)].\cos(\omega_0 t) + K_1' K_2' \cos[(\omega_0 + \Omega)(t - \tau_1' - \tau_2')].\cos(\omega_0 t)$

$$y_2(t) = \frac{K_1 K_2}{2}[\cos((2\omega_0 - \Omega)t - (\omega_0 - \Omega)\tau_1 - (\omega_0 - \Omega)\tau_2) + \cos(\Omega t + (\omega_0 - \Omega)\tau_1 + (\omega_0 - \Omega)\tau_2)]$$
$$+ \frac{K_1' K_2'}{2}[\cos((2\omega_0 + \Omega)t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2') + \cos(\Omega t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2')]$$

En occultant le produit de la modulation présent autour de $2.\omega_0$, on obtient pour la partie basse fréquence du signal $y_2(t)$:

$$y_2(t) = \frac{K_1 K_2}{2}[\cos(\Omega t + (\omega_0 - \Omega)\tau_1 + (\omega_0 - \Omega)\tau_2)] + \frac{K_1' K_2'}{2}[\cos(\Omega t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2')]$$

$$y_2(t) = [\text{Partie issue de bande INF}] + [\text{Partie issue de bande SUP}]$$

Si, pour cette même configuration (figure 2-11), l'accès d'oscillateur local du second mélangeur est déphasé de $\frac{-\pi}{2}$. On obtient alors :

$$x_2(t) = K_1 \cos((\omega_0 - \Omega)(t - \tau_1)) + K_1' \cos((\omega_0 + \Omega)(t - \tau_1))$$

$$y_2'(t) = K_1 K_2 \cos[(\omega_0 - \Omega)(t - \tau_1 - \tau_2)].\sin(\omega_0 t) + K_1' K_2' \cos[(\omega_0 + \Omega)(t - \tau_1 - \tau_2)].\sin(\omega_0 t)$$

$$y_2'(t) = \frac{K_1 K_2}{2}\left[\cos\left((2\omega_0 - \Omega)t - (\omega_0 - \Omega)\tau_1 - (\omega_0 - \Omega)\tau_2 - \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\Omega t + (\omega_0 - \Omega)\tau_1 + (\omega_0 - \Omega)\tau_2 - \frac{\pi}{2}\right)\right]$$

$$+ \frac{K_1' K_2'}{2}\left[\cos\left((2\omega_0 + \Omega)t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2' - \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\Omega t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2' + \frac{\pi}{2}\right)\right]$$

En occultant le produit de la modulation présent à $2.\omega_0$, on obtient :

$$y_2'(t) = \frac{K_1 K_2}{2}[\sin(\Omega t + (\omega_0 - \Omega)\tau_1 + (\omega_0 - \Omega)\tau_2)] - \frac{K_1' K_2'}{2}[\sin(\Omega t - (\omega_0 + \Omega)\tau_1' - (\omega_0 + \Omega)\tau_2')]$$

$$y_2'(t) = [\text{Partie issue de bande INF}] - [\text{Partie issue de bande SUP}]$$

Ainsi, en mettant les deux mélangeurs en cascade, et en exprimant les enveloppes complexes (signaux en bande de base) associées aux signaux RF précédents (notation majuscule pour les enveloppes), on a :

$$X_1(t) = e^{j\Omega t}$$

$$Y_2(t)_{\varphi_{OL}=0°} = \left[e^{j\Omega t}\right]\left[\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0 - \Omega)(\tau_1 + \tau_2)}\right) + \left(\frac{K_1' K_2'}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0 + \Omega)(\tau_1' + \tau_2')}\right)\right]$$

$$Y_2'(t)_{\varphi_{OL}=-90°} = \left[e^{j\Omega t}\right]\left[e^{-j\frac{\pi}{2}}\right]\left[\left(\frac{K_1 K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0 - \Omega)(\tau_1 + \tau_2)}\right) - \left(\frac{K_1' K_2'}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0 + \Omega)(\tau_1' + \tau_2')}\right)\right]$$

II.1.2 – Extraction des coefficients de transfert caractéristiques

En utilisant les relations précédentes, lors des étapes de caractérisation linéaire de mélangeurs (recherche des coefficients de conversion complexes), il faut utiliser un troisième mélangeur (mélangeur de référence) qui doit être absolument **réciproque**.

La réciprocité du mélangeur implique que le mélangeur a strictement les mêmes caractéristiques (atténuation et retard) lorsqu'il est utilisé en modulation (FI → RF) et en démodulation (RF → FI).

Six mesures réalisées avec un tel mélangeur permettent la solvabilité d'un système dont les solutions sont les coefficients de conversion complexes de tous les mélangeurs mis en jeu.

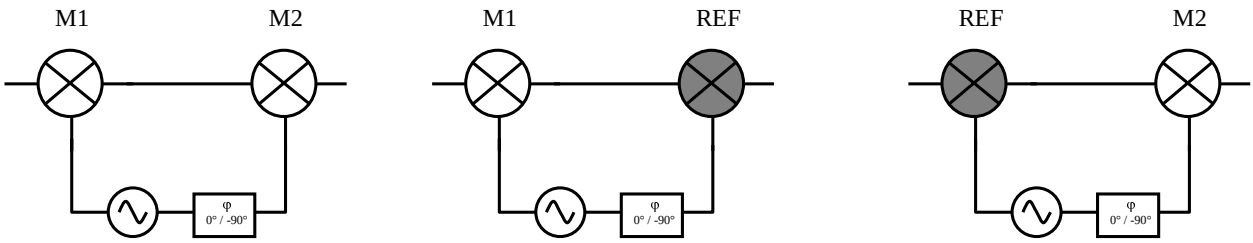


Fig. 2-12 – Utilisations d'un mélangeur réciproque (REF)
pour la caractérisation des mélangeurs M1 (BF→RF) et M2 (RF→BF)

Cette procédure de caractérisation des mélangeurs peut être appliquée au démodulateur IQ utilisé dans la chaîne de réception du banc de mesure. Dans ce cas, chaque mélangeur du démodulateur doit être traité indépendamment impliquant ainsi 12 mesures nécessaires.

A titre d'exemple, on illustrera la procédure conduisant aux coefficients complexes de conversion des voies I des modulateurs et démodulateurs.

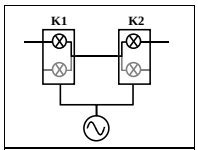
On s'intéresse aux **mélangeurs** :

- de la voie I du modulateur I/Q : coefficient K_1 en modulation ;
- de la voie I du démodulateur I/Q : coefficient K_2 en démodulation ;
- réciproque de test : coefficient K_3 en modulation ET en démodulation (hypothèse nécessaire pour la solvabilité du système d'équation ci-dessous).

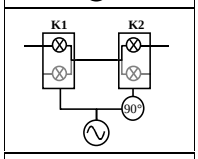
Pour la caractérisation, l'oscillateur local est constant en niveau, et en fréquence (ω_0 fixé).

On réalise 6 mesures successives de S_{21} en fonction de la fréquence intermédiaire (notée Ω).

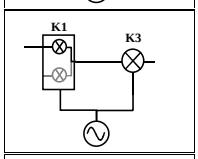
Les configurations des mélangeurs mesurés ainsi que les équations des signaux mis en jeu sont représentés ci-après :



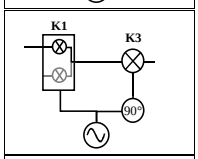
$$M_1 = S_{21} = \left(\frac{K_1K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_1+\tau_2)}\right) + \left(\frac{K_1^{'}K_2^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_1^{'}+\tau_2^{'})}\right)$$



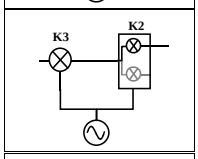
$$M_2 = S_{21} = \left[e^{-j\frac{\pi}{2}}\right]\left[\left(\frac{K_1K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_1+\tau_2)}\right) - \left(\frac{K_1^{'}K_2^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_1^{'}+\tau_2^{'})}\right)\right]$$



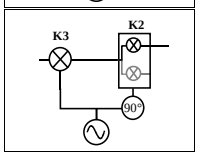
$$M_3 = S_{21} = \left(\frac{K_1K_3}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_1+\tau_3)}\right) + \left(\frac{K_1^{'}K_3^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_1^{'}+\tau_3^{'})}\right)$$



$$M_4 = S_{21} = \left[e^{-j\frac{\pi}{2}}\right]\left[\left(\frac{K_1K_3}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_1+\tau_3)}\right) - \left(\frac{K_1^{'}K_3^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_1^{'}+\tau_3^{'})}\right)\right]$$



$$M_5 = S_{21} = \left(\frac{K_3K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_3+\tau_2)}\right) + \left(\frac{K_3^{'}K_2^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_3^{'}+\tau_2^{'})}\right)$$



$$M_6 = S_{21} = \left[e^{-j\frac{\pi}{2}}\right]\left[\left(\frac{K_3K_2}{2}\right)\left(e^{j(\omega_0-\Omega)(\tau_3+\tau_2)}\right) - \left(\frac{K_3^{'}K_2^{'}}{2}\right)\left(e^{-j(\omega_0+\Omega)(\tau_3^{'}+\tau_2^{'})}\right)\right]$$

A partir des mesures ainsi réalisées, on peut extraire les coefficients du filtre passe bande équivalent caractérisant chacun des mélangeurs mesurés :

$$K_1 = \sqrt{\frac{|M_1 + jM_2|.|M_3 + jM_4|}{|M_5 + jM_6|}} \quad K_1^{'} = \sqrt{\frac{|M_1 - jM_2|.|M_3 - jM_4|}{|M_5 - jM_6|}} \quad K_2 = \sqrt{\frac{|M_1 + jM_2|.|M_5 + jM_6|}{|M_3 + jM_4|}}$$

$$K_2^{'} = \sqrt{\frac{|M_1 - jM_2|.|M_5 - jM_6|}{|M_4 - jM_4|}} \quad K_3 = \sqrt{\frac{|M_3 + jM_4|.|M_5 + jM_6|}{|M_1 + jM_2|}} \quad K_3^{'} = \sqrt{\frac{|M_3 - jM_4|.|M_5 - jM_6|}{|M_1 - jM_2|}}$$

$$\tau_1 = \frac{1}{2(\omega_0 - \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_1 + jM_2\} + \mathrm{Arg}\{M_3 + jM_4\} - \mathrm{Arg}\{M_5 + jM_6\}\right]$$

$$\tau_1^{'} = -\frac{1}{2(\omega_0 + \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_1 - jM_2\} + \mathrm{Arg}\{M_3 - jM_4\} - \mathrm{Arg}\{M_5 - jM_6\}\right]$$

$$\tau_2 = \frac{1}{2(\omega_0 - \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_1 + jM_2\} + \mathrm{Arg}\{M_5 + jM_6\} - \mathrm{Arg}\{M_3 + jM_4\}\right]$$

$$\tau_2^{'} = -\frac{1}{2(\omega_0 + \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_1 - jM_2\} + \mathrm{Arg}\{M_5 - jM_6\} - \mathrm{Arg}\{M_3 - jM_4\}\right]$$

$$\tau_3 = \frac{1}{2(\omega_0 - \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_3 + jM_4\} + \mathrm{Arg}\{M_5 + jM_6\} - \mathrm{Arg}\{M_1 + jM_2\}\right]$$

$$\tau_3^{'} = -\frac{1}{2(\omega_0 + \Omega)}\left[\mathrm{Arg}\{M_3 - jM_4\} + \mathrm{Arg}\{M_5 - jM_6\} - \mathrm{Arg}\{M_1 - jM_2\}\right]$$

D'un point de vue pratique, la mesure du S_{21} des deux mélangeurs cascadés peut se faire à des fréquences BF ou RF.

Si les mesures se font à des fréquences BF, cela signifie que la conversion de fréquence du premier mélangeur est haute, et celle du second est basse. Cela correspond à l'exemple décrit jusqu'ici.

Dans ce cas, la fréquence minimale du modèle équivalent passe-bas des mélangeurs est définie par la limite fréquentielle inférieure de l'appareil de mesure (analyseur de réseau vectoriel).

Néanmoins, on peut se libérer de cette contrainte en utilisant l'AWG pour la génération du signal BF et le TDS pour récupérer le signal BF issu des deux mélangeurs cascadés.

Afin de limiter le nombre d'enveloppes à générer pour l'AWG, on peut généré un bruit blanc et analyser les 2 mélangeurs cascadés comme le fait un analyseur à FFT. Cela suppose les mélangeurs parfaitement linéaires.

L'utilisation d'un filtre passe bande placé entre les 2 mélangeurs est souhaitable. Elle permet, entre autre, de s'assurer qu'aucune composante BF n'est présente entre les 2 mélangeurs (en $y_1(t)$ sur la figure 2-11).

Si les mesures du S_{21} des 2 mélangeurs cascadés ont lieu à une fréquence RF, elles se feront avec un analyseur de réseau vectoriel. Il est à noter, que dans une telle configuration, le premier mélangeur réalise une conversion de fréquence basse, alors que le second en réalise une haute.

Le raisonnement décrit précédement reste juste à condition d'utiliser un filtre passe bas entre les mélangeurs cascadés. Ce filtre permet d'éliminer toute composante fréquentielle autre que BF après le premier mélange, étant susceptible de se retrouver à une fréquence voisine de l'OL (RF) après le second mélange.

En plaçant un filtre entre les mélangeurs au cours des mesures, on obtient la fonction de transfert du filtre dans la mesure du S_{21} du système constitué des 2 mélangeurs et du filtre. Ainsi, les coefficients de conversion complexes obtenus des mélangeurs doivent être divisés par la racine carrée du S21 du filtre placé entre les 2 mélangeurs. Ainsi, d'après les coefficients K_i et τ_i trouvé précédemment, on a :

$$K_{i\,VRAI} = \frac{K_i}{\sqrt{\left|S_{21\,FILTRE}\right|}} \qquad \text{et} \qquad \tau_{i\,VRAI} = \tau_i - \frac{\tau_{FILTRE}}{2}$$

Néanmoins, cette manipulation permet la caractérisation de mélangeurs. Si elle est intéressante pour les systèmes dont la démodulation se fait par un mélangeur unique, elle est particulièrement longue et fastidieuse à mettre en œuvre, dans le cadre de la caractérisation du démodulateur IQ du banc. Il faut 12 mesures fréquentielles pour caractériser chacun des 2 mélangeurs du démodulateur.

Retenons, tout de même, que les opérations précédemment décrites sont nécessaires dans le contexte d'un système de même type à plus haute fréquence (bande Ka) utilisant une double translation de fréquence.

II.2 – Considération du démodulateur IQ comme 1 seul élément de translation de fréquence.

En considérant le démodulateur comme un élément de translation de fréquence dont on recherche la caractéristique passe-bas équivalent, on réduit par 2 le nombre de mesures à effectuer. Pour cela, on considère les signaux d'entrée et de sortie du modulateur et du démodulateur en tant qu' enveloppe complexe.

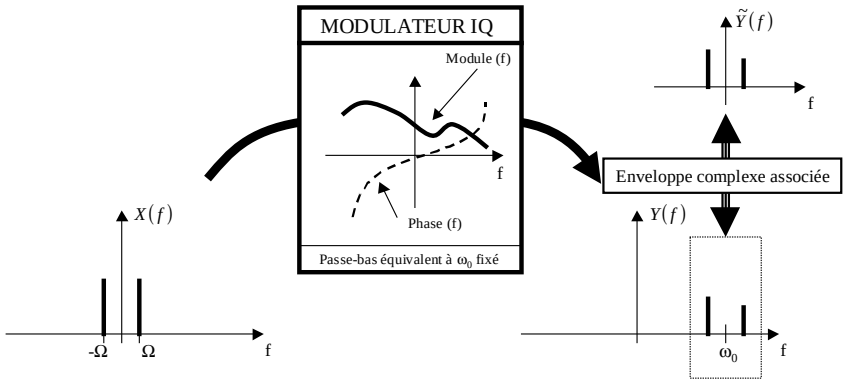


Fig. 2-13 – Translation de fréquence du modulateur IQ caractérisé comme un passe-bas équivalent.

Pour déterminer les passe-bas équivalents des éléments de translation de fréquence, on réalise les configurations de mesures que l'on aurait avec un modulateur/démodulateur IQ « test » réciproque au moyen d'un mélangeur simple réciproque en 4 étapes séquentielles.

Le modulateur/démodulateur IQ test réciproque n'existe pas physiquement, mais sa réponse est représentable en sommant les signaux issus du mélangeur simple réciproque suivant le déphasage d'oscillateur local qui lui est appliqué. La figure 2-14 représente les 4 étapes séquentielles (réalisables en 6 mesures).

A partir des signaux obtenus, tel qu'il est représenté ci-contre, on peut déterminer les fonctions de transfert de couples de translation de fréquence.

Ainsi, $\tilde{M}_1(f) = \dfrac{TF[Signal\ 1]}{TF[Signal\ 0]}$ représente la fonction de transfert (module et phase en fonction de la fréquence) du modulateur en cascade avec le démodulateur.

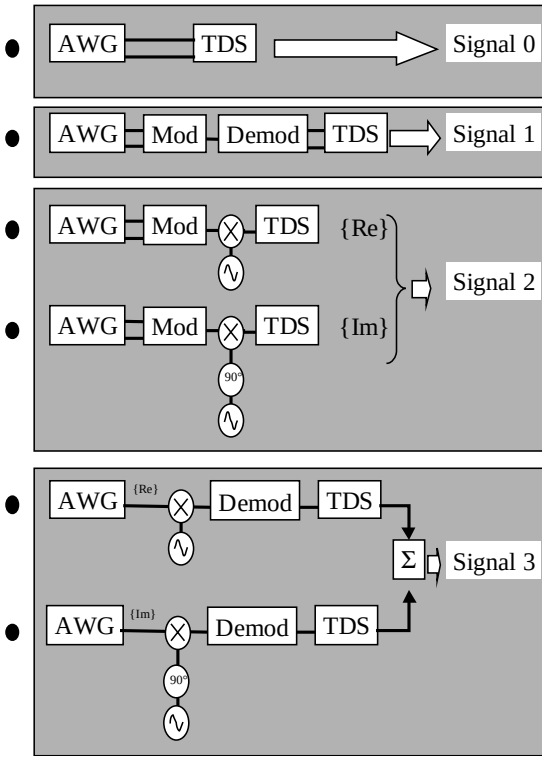


Fig. 2-14 – Synoptique des mesures conduisant au passe-bas équivalents des éléments mesurés

L'étape 0 (conduisant au signal 0) permet d'englober les fonctions de transfert intrinsèques de l'AWG et du TDS. Ainsi, en calculant des rapports entre les FFT des mesures obtenues par les étapes 1, 2 et 3 et celle qui a été obtenue à l'étape 0, on observe bien la fonction de transfert des éléments de translation de fréquence mis en cascade. La figure 2-15 illustre ce propos dans le cadre de l'étape 1.

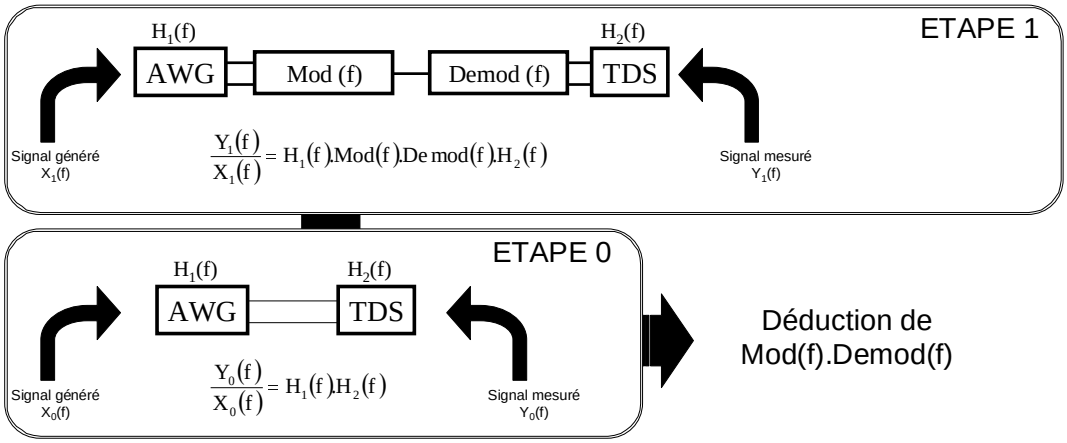


Fig. 2-15 – Analyse de Fourier pour récupérer les fonctions de transfert des translations de fréquence en 2 étapes

En posant $\tilde{M}_i(f) = \dfrac{TF[Signal\ i]}{TF[Signal\ 0]}$, on a : $\left.\begin{array}{l} \tilde{M}_1 = \tilde{G}_1\tilde{G}_2 \\ \tilde{M}_2 = \tilde{G}_1\dfrac{\tilde{G}_3}{2} \\ \tilde{M}_3 = \tilde{G}_3\tilde{G}_2 \end{array}\right\} \left.\begin{array}{l} \tilde{M}_1 = \tilde{G}_1\tilde{G}_2 \\ 2.\tilde{M}_2 = \tilde{G}_1\tilde{G}_3 \\ \tilde{M}_3 = \tilde{G}_3\tilde{G}_2 \end{array}\right\} \quad \tilde{G}_2 = \sqrt{\dfrac{\tilde{M}_1\tilde{M}_3}{2.\tilde{M}_2}}$

où $\tilde{G}_1$, représente le gain complexe du modulateur IQ ; $\tilde{G}_2$, celui du démodulateur IQ et $\tilde{G}_3$, le gain complexe du mélangeur de référence avec accès OL 0°/90°.

On peut ainsi récupérer la fonction de transfert des translations de fréquences.

Le gain complexe obtenu pour chacun des éléments ne dépend pas des fonctions de transfert internes de l'AWG et du TDS.

Dans cette procédure, on raisonne en enveloppe complexe. Le spectre est donc non-hermitien. La transformée de Fourier à utiliser doit être analytique.

L'enveloppe injectée par l'AWG doit être complexe et couvrir le domaine fréquentiel où l'on souhaite caractériser les éléments de translation de fréquence. Sa nature importe peu, et conduit aux mêmes résultats en ce qui concerne les éléments de translation de fréquence. Il faut juste s'assurer que les éléments soient en fonctionnement linéaire (pas de bruit d'intermodulation) afin de permettre l'utilisation du théorème de superposition. Le signal le plus simple pour l'AWG est un bruit blanc périodique, dont le spectre présente des raies d'égales amplitudes et de phases aléatoires. Les phases aléatoires permettent de minimiser la valeur crête du signal temporel correspondant et de s'assurer ainsi du comportement linéaire des éléments de translation de fréquence.

Si l'on souhaite caractériser un élément en double bande latérale, il convient de caractériser indépendamment les bandes latérales supérieures et inférieures.

La procédure revient ainsi à connaître les gains complexes en fonction de la fréquence intermédiaire des éléments de translation de fréquence. En termes d'enveloppe complexe, on a : $\tilde{V}_{sortie}(\Omega) = \tilde{G}(\Omega).\tilde{V}_{entrée}(\Omega)$ avec Ω positive et négative.

Cette méthode est valable si le modulateur et le démodulateur sont considérés comme étant quasiment idéaux, car on néglige toute dissymétrie existante entre les voies I et Q des éléments testés, en amplitude et en phase.
Si cette simplification ne peut être faite, comme c'est le cas avec le démodulateur IQ utilisé dans la réalisation du banc de mesure, il faut caractériser chacune des voies I et Q du démodulateur indépendamment.
Une troisième méthode de caractérisation du démodulateur IQ est donc présentée. Il s'agit de celle qui sera utilisée lors des mesures d'enveloppes complexes avec le banc.

II.3 – Procédure d'étalonnage retenue pour la chaîne de reception

Dans cette procédure d'étalonnage, chacune des voies I et Q est caractérisée indépendamment par des filtres équivalents passe-bas. Pour cela, on représente le démodulateur par la topologie suivante :

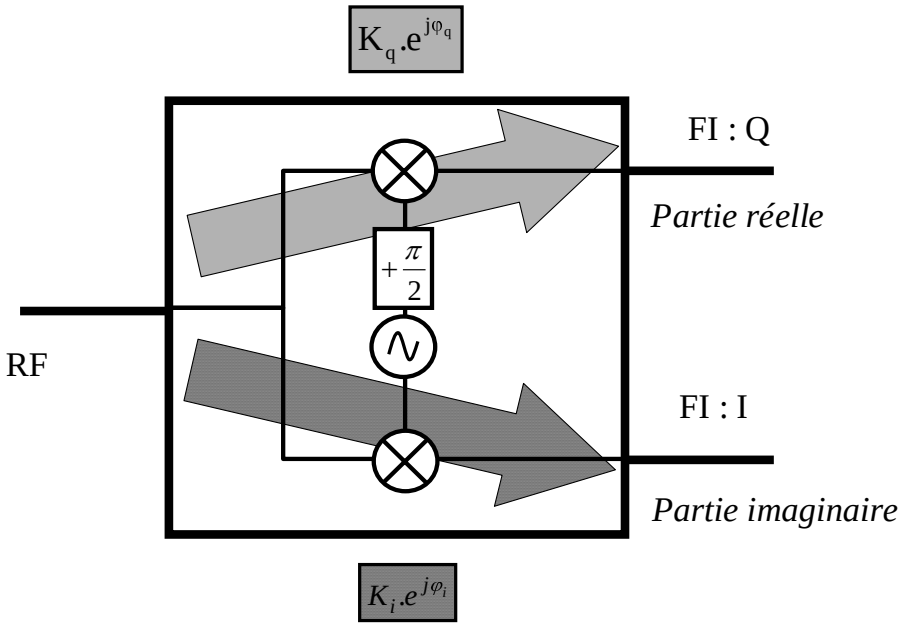


Fig. 2-16 – Topologie du démodulateur IQ : les 2 voies à modéliser par le gain complexe

Dans cette topologie, K_q et K_i représentent les pertes de conversions de chacune des voies entre l'accès RF et l'accès FI ; φ_q et φ_i les déphasages respectifs des voies.
Comme dans les procédures décrites précédemment , la caractérisation se fait pour un niveau et une fréquence d'oscillateur local FIXES.

II.3.1 – Principe

Pour cet étalonnage, l'étalon de mesure de référence en amplitude est le wattmètre.
Le but de cette manipulation est d'injecter un signal RF monoporteuse, issu d'une source micro-onde dont la pulsation ω est décalée de Ω par rapport à la fréquence de l'oscillateur local (ω_{OL}), en entrée RF du bloc démodulant du banc de mesure (accès RF figure 2-16) et de mesurer les signaux BF issus de la conversion à l'oscilloscope TDS (accès FI I et Q, figure 2-16) [5] [6].
Nous expliquerons plus loin pourquoi nous n'avons pas besoin d'étalonner le bloc modulant.

L'enveloppe complexe dans le plan RF du bloc démodulant est donc de la forme : $\tilde{x}(t) = A_{RF} e^{j.\Omega.t}.e^{j.\varphi_{RF}}$ où $\Omega=(\omega-\omega_{OL})$ est la pulsation de la fréquence intermédiaire FI (écart de fréquence entre la RF et l'OL).
La phase de la porteuse RF ne peut pas être mesurée (origine de temps t_0 de la mesure) par contre, la puissance du signal, donc indirectement l'amplitude de l'enveloppe complexe A_{RF}, peut être mesurée avec un wattmètre.
Au TDS, les canaux 1 et 2 vont contenir les formes d'ondes BF associées aux accès I et Q du démodulateur soit :
La partie réelle : $Q(t) = K_q.A_{RF}.\cos(\Omega.t + \varphi_{RF} + \varphi_q)$
La partie imaginaire : $I(t) = K_i.A_{RF}.\sin(\Omega.t + \varphi_{RF} + \varphi_i)$
Comme il n'existe pas, dans l'état actuel du système de mesure, de synchronisation entre la source RF, la génération BF par l'AWG et l'oscilloscope numérique TDS, on fixe la phase de Q(t) comme étant la phase de référence. Il est alors fait l'hypothèse que la fonction de transfert de la voie Q du bloc démodulant possède **un TPG constant sur la bande de fréquence considérée**.
Il vient : $Q(t) = K_q.A_{RF}.\cos(\Omega.t)$

$$I(t) = K_i.A_{RF}.\sin(\Omega.t + \varphi_i - \varphi_q)$$

Ainsi, pour la manipulation d'étalonnage, le TDS se synchronise sur son canal 1 (soit Q(t)).
Une transformée de Fourier de chacun des signaux récupérés au TDS nous donne accès, pour un Ω donné, aux amplitudes $K_q.A_{RF}$ et $K_i.A_{RF}$ ainsi qu'à la différence de phase entre les voies I et Q $(\varphi_i - \varphi_q)$.

On récupère alors les signaux issus des voies I et Q du démodulateur au TDS. En analysant ces signaux, et en connaissant parfaitement l'amplitude du signal RF entrant dans le bloc démodulant (mesure au wattmètre), on peut déterminer les caractéristiques de conversion du bloc démodulant (le démodulateur IQ cascadé au TDS), à la fréquence d'enveloppe Ω : K_I, K_Q et $(\varphi_i-\varphi_q)$ [7].

En résumé, le démodulateur est caractérisé par :

K_I : les pertes de conversions de la voie I ;

K_Q : les pertes de conversions de la voie Q ;

$(\varphi_i-\varphi_q)$: le déséquilibre de phase entre les voies I et Q.

On émet par ailleurs une hypothèse indispensable : le TPG de la voie Q du bloc démodulant doit être constant dans la bande de fréquence considérée.

II.3.2 – Procédure associée

Durant cet étalonnage, le niveau de la source RF est choisi de telle sorte qu'il corresponde à la puissance moyenne observée en entrée du bloc démodulant lors de mesures, avec assurance lors des mesures que les variations dynamiques de puissance pour les signaux modulés que l'on aura utilisés restent dans la zone de fonctionnement linéaire de la chaîne de mesure.

Les enveloppes complexes, lors des mesures, étant échantillonnées à 500 Méga-échantillons par secondes, l'analyse se fera dans une bande de 500 MHz autour de la fréquence d'oscillateur local. La source RF placée en amont du bloc démodulant procédera à un balayage de $f_{RF\ MIN} = f_{OL} - 250\ MHz$ à $f_{RF\ MAX} = f_{OL} + 250\ MHz$.

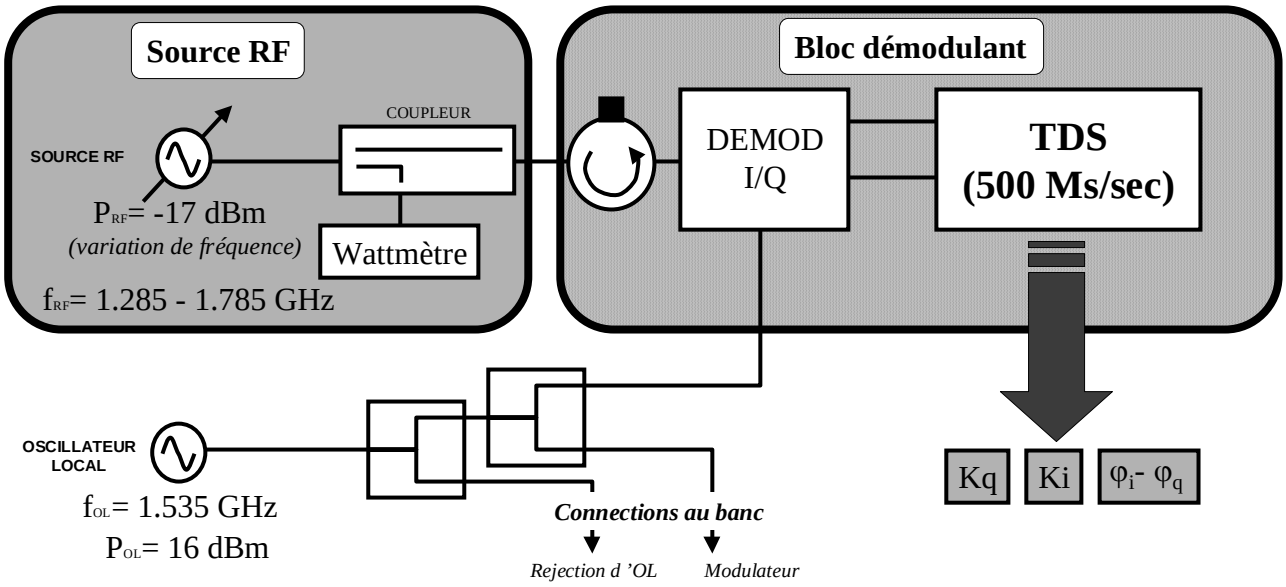


Fig. 2-17 – Synoptique d'un étalonnage du bloc démodulant

La procédure décrite par le synoptique ci-dessus a été automatisée avec le langage de programmation visuel HP VEE.

Le pilote de la procédure d'étalonnage, développé sous HP VEE 5.0 permet d'automatiser le balayage de la source RF et l'acquisition de coefficients qui conduiront aux valeurs de K_q, K_i et (φ_i-φ_q) pour chaque valeur de fréquence d'enveloppe. Son utilisation se déroule par étape successives :

- L'utilisateur configure la source RF en donnant la fréquence de l'oscillateur local, la bande d'analyse et l'incrément fréquentiel.
- L'utilisateur configure ensuite le TDS, en sélectionnant la fréquence d'échantillonnage et la longueur d'enregistrement (généralement 250 000 points possibles avec 2 canaux utilisés).
- L'utilisateur choisit le nombre de points que comportent les signaux qui seront récupérés par HPVEE. Les valeurs possibles de ce nombre de points, sont discrètes et imposées par le programme. En effet, il est important d'avoir un nombre ENTIER de périodes du signal afin d'éviter tout phénomène de fuite lors des calculs de transformées de Fourier (les signaux sont traités en fenêtrage rectangulaire). Par ailleurs, un grand nombre de périodes rend l'acquisition du spectre plus précise. Ainsi, 100 000 points récupérés avec un échantillonnage de 500 MHz permettent d'obtenir 100 périodes pour une enveloppe de 500 kHz.

Le programme procède à un balayage de la source RF. Pour chaque fréquence, il récupère les signaux présents sur les 2 canaux du TDS soient : Q(t) et I(t). Il applique une transformée de

Fourier réelle à chacun de ces signaux afin d'en déterminer, à la fréquence intermédiaire $\Omega = |f_{RF} - f_{OL}|$, le module et la phase. Dans un fichier texte sont conservées les données : fréquence RF ; puissance lue au wattmètre ; amplitude de la voie Q ; amplitude de la voie I ; ainsi que la différence de phase entre les signaux provenant des Q et I.

Pour chaque fréquence RF, telle que $f_{RF} = f_{OL} + \Omega$, on déduit à partir des mesures du wattmètre, le module de l'enveloppe complexe réellement présente en entrée du bloc démodulant lors de l'étalonnage : A_{RF}.

Pour chaque fréquence Ω, un simple rapport entre les amplitudes des signaux I(t) et Q(t) enregistrés au TDS par le programme pilote de l'étalonnage et de module A_{RF} récemment obtenu (mesure au wattmètre corrigé) permet d'obtenir les coefficient $K_i(\Omega)$ et $K_q(\Omega)$.

II.3.3 – Fichiers des coefficients de calibrage du bloc démodulant

Un exemple de résultats issus de la procédure d'étalonnage sont présentés ci-après :

- Les pertes de conversion K_q et K_i ;
- Le déphasage de la voie I par rapport à la voie Q : $(\varphi_i - \varphi_q)$
- Le déséquilibre de phase (par rapport au 90° idéal), de la voie I, $\Delta\varphi$:

$$\begin{cases} \Delta\varphi = (\varphi_i - \varphi_q) + \dfrac{\pi}{2} & (f > f_{OL}) \\ \Delta\varphi = -(\varphi_i - \varphi_q) + \dfrac{\pi}{2} & (f < f_{OL}) \end{cases}$$

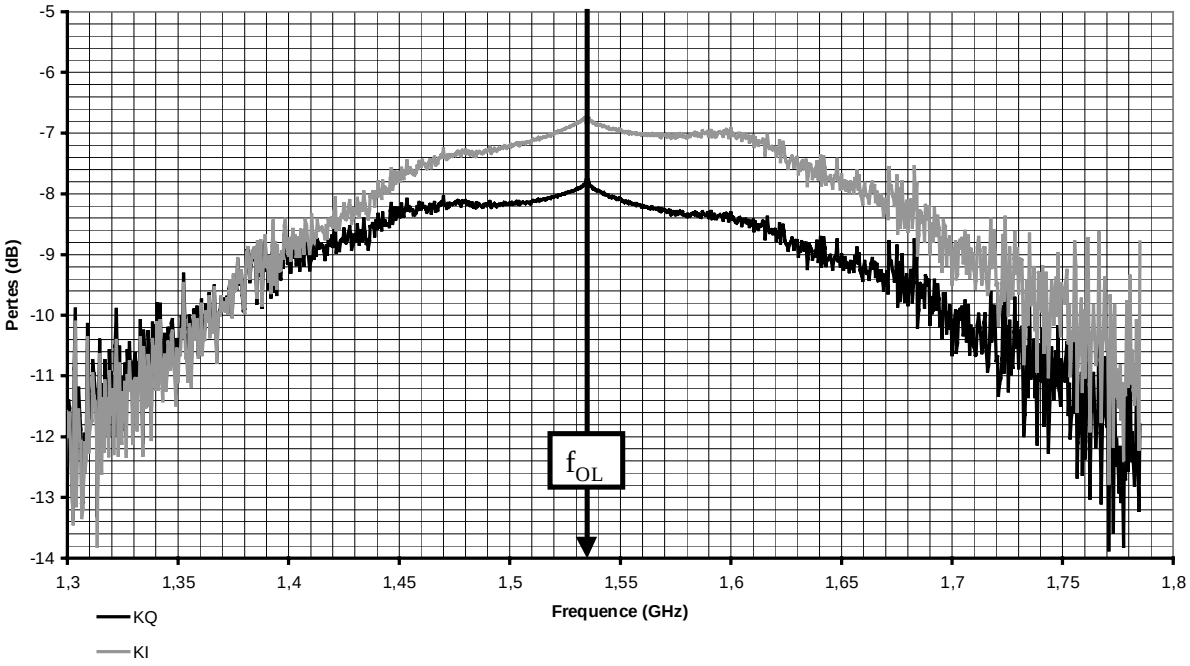


Fig. 2-18 – Pertes de conversion K_i et K_q

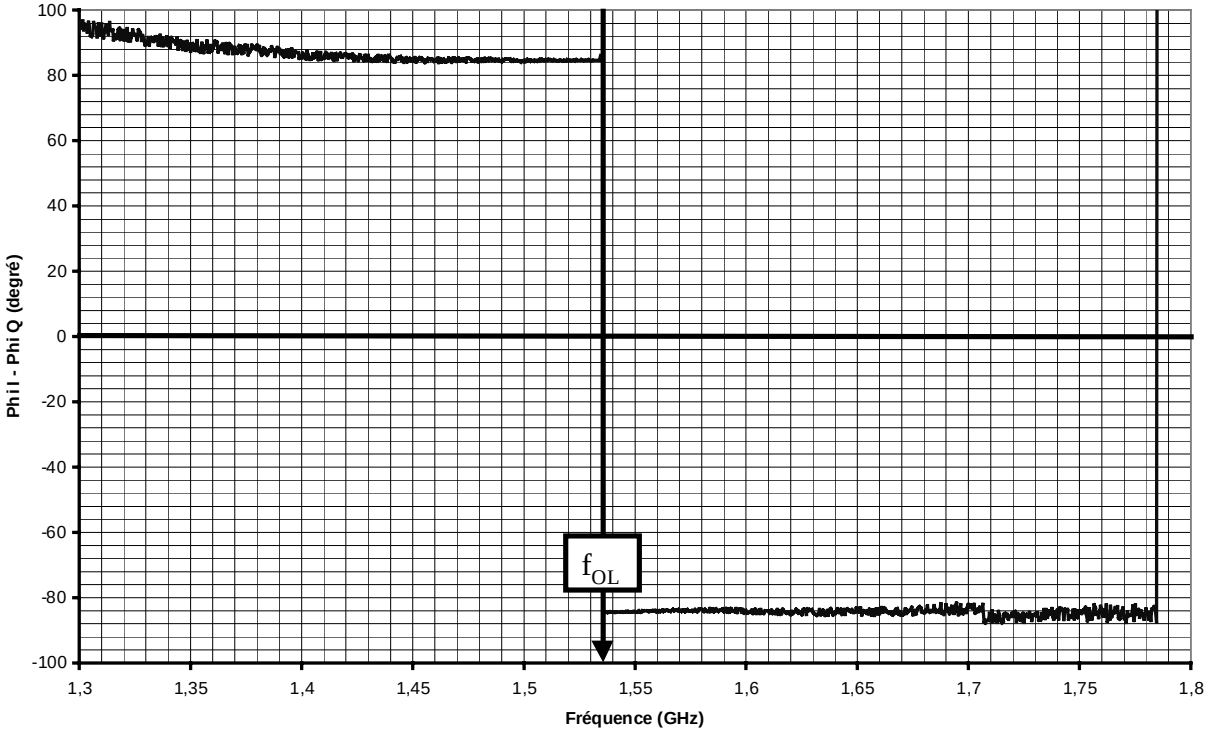


Fig. 2-19 – Déphasage entre les voies I et Q lors de l'étalonnage : (φ_i-φ_q)

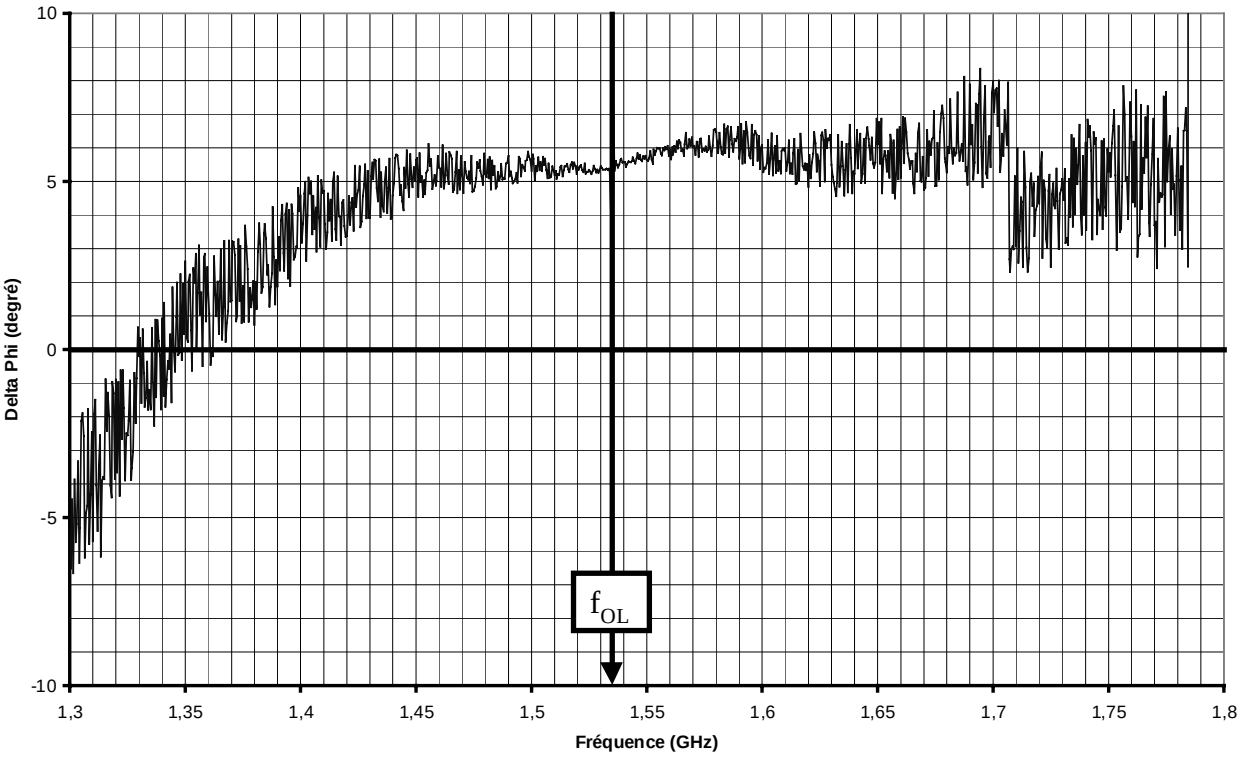


Fig. 2-20 – Erreur de phase de la voie I : $\Delta\varphi$

Pour un niveau de puissance et une fréquence d'OL fixe, les pertes de conversions doivent rester indépendantes de la puissance arrivant sur l'accès RF du bloc démodulant.

La caractérisation se fait différemment suivant la configuration du banc.
En configuration homodyne, on doit faire une caractérisation sur une bande 500 MHz autour de l'OL : c'est un étalonnage en double bande latérale.
En configuration hétérodyne, une caractérisation sur une bande de 250 MHz d'un coté unique de l'OL doit être réalisée : c'est un étalonnage en bande latérale.

Les résultats obtenus pour K_q, K_i ainsi que (φ_i - φ_q) peuvent éventuellement être interpolés par un polynôme dans chaque bande latérale afin d'adoucir l'aspect des caractéristiques obtenues.

Suite à ces résultats d'étalonnage, des fichiers sont générés afin de permettre la correction des enveloppes complexes enregistrées lors des mesures. Ces fichiers sont la succession des points (dans l'ordre des fréquences) obtenus par la procédure d'étalonnage de K_q et K_i. Voici comment sont définis ces fichiers :

« **Voie Q** » contient des complexes de **module K_q** et de **phase nulle** (référence)

« **Voie I** » contient des complexes de **module K_i** et de **phase (φ_i - φ_q)**.

Le nombre de points contenus dans ces fichiers dépend du choix de la résolution fréquentielle qui a été utilisée lors de l'utilisation du pilote de la procédure d'étalonnage.

Dans le cas d'une configuration homodyne du banc, une transformation des fichiers d'étalonnage du bloc démodulant est faite en 3 étapes.

Etape 1 : Dans les caractéristiques K_q, K_i et $\Delta\varphi$ obtenues par l'étalonnage, nous ne conservons que la bande latérale utile.

Etape 2 : Pour ces 2 fonctions de transfert (K_q et $K_i.e^{j\Delta\varphi}$), la bande latérale non-utilisée est reconstruite afin d'assurer les propriétés d'hermiticité.

Etape 3 : Les fichiers ainsi obtenus serviront à la correction des enveloppes obtenues lors des mesures. Ils sont sauvegardés au format binblock complexe.

La figure 2-21 illustre ces propos dans le cas d'une modulation hétérodyne en bande latérale supérieure.

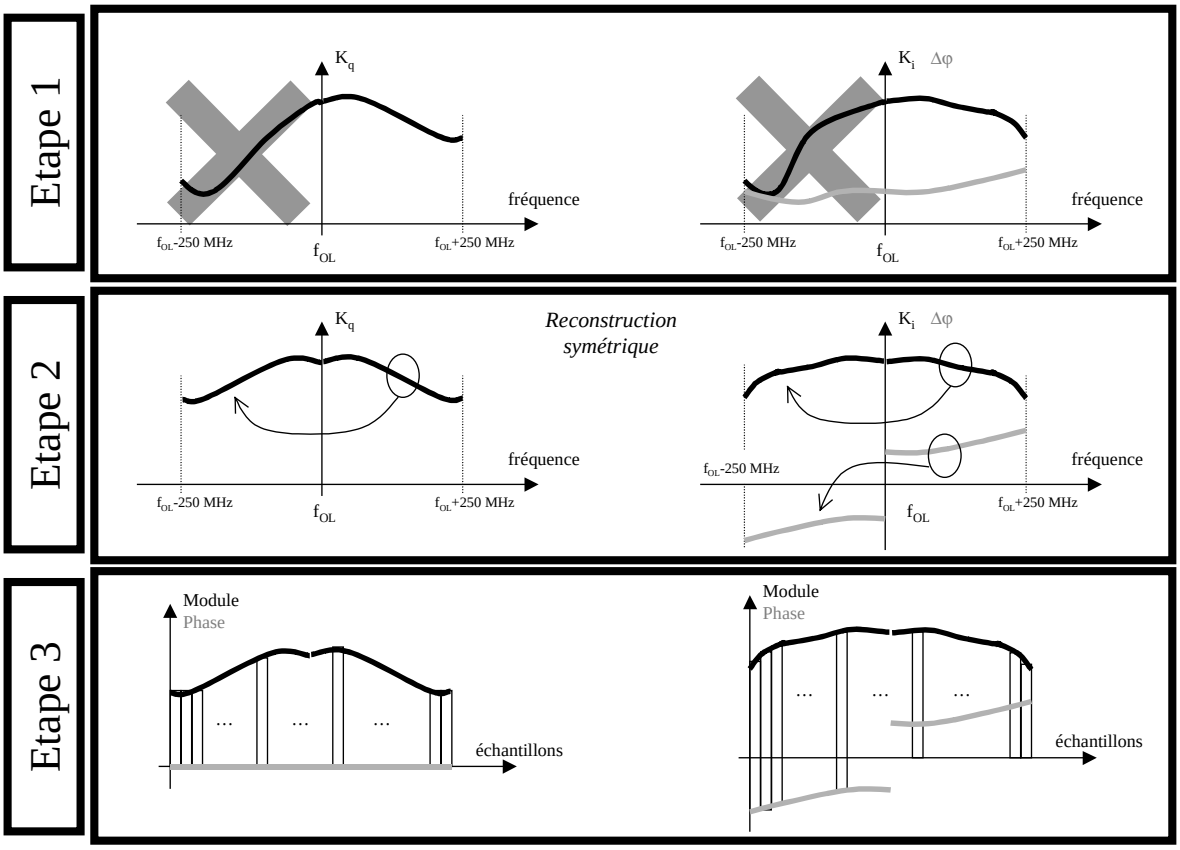


Fig. 2-21 – Création des fichiers de correction du bloc démodulant dans le cas d'une modulation hétérodyne en bande latérale supérieure

II.3.4 – Fonction de transfert équivalente passe-bas pour le bloc RF de la chaîne de réception

La fonction de transfert est obtenue par mesure du S_{21} du bloc passif RF de la chaîne de réception dans les 2 états d'atténuateur possible : $\alpha = \alpha_0$ (pour la correction des enveloppes mesurées en entrée de DST) et $\alpha = \alpha_0+G$ (pour la correction des enveloppes mesurées en sortie du DST de gain G).

La mesure des S_{21} se fait par ARV, étalonné en technique SOLT. La fréquence centrale est alors la fréquence de l'oscillateur lors des mesures. La largeur fréquentielle est de 500 MHz : identique à la fréquence d'échantillonnage du TDS lors des mesures.

Un programme réalisé avec le logiciel HP VEE 5.0 pilote l'appareil via le bus GPIB dans sa phase d'étalonnage et récupère le S_{21} des éléments mesurés pour les sauvegarder en '*binblock complexe*' de 201 points.

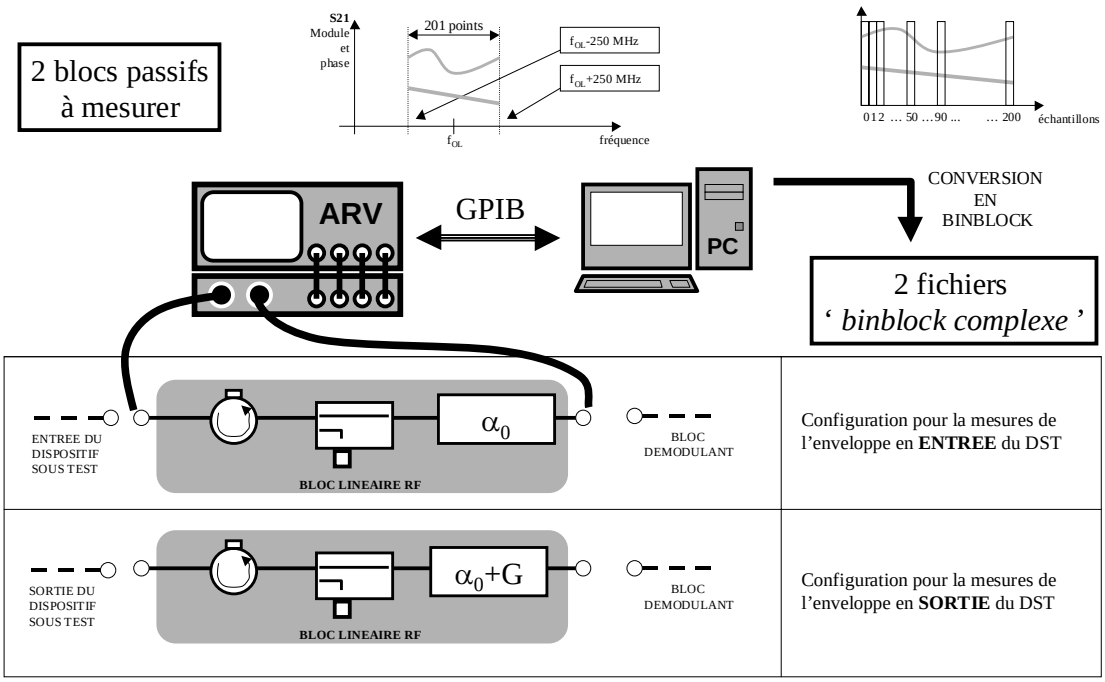


Fig. 2-22 – Récupération du S_{21} des blocs passifs présents au cours des mesures

II.4 – Vérification de validité

II.4.1 – Vérification de linéarité et dynamique dans des conditions de mesures d'un DST

Une méthode pour vérifier l'exactitude des valeurs de K_i et K_q obtenues par l'étalonnage du bloc démodulant est décrite ici. Rappelons que tout le banc de mesure est adapté sous 50 ohms.

Pour cela, on va mesurer la courbe Ps/Pe en CW d'un amplificateur 50Ω en monoporteuse. L'amplificateur MLA MTSAT 4 Watts d'Alcatel Space Industrie est mesuré parallèlement sur le banc du Load-Pull et sur le Banc télécom (ici en CW) à titre de vérification de l'étalonnage.

Les mesures sont obtenues uniquement par des sondes de puissance. Simultanément, on récupère les enveloppes complexes au TDS. Pour chaque point de mesure, une comparaison entre la puissance réellement présente dans le plan du DST et les signaux récupérés au TDS est faite pour déduire les pertes de conversion du bloc démodulant et les comparer ainsi à celles obtenues lors de l'étalonnage.

La mesure se réalise en 2 étapes :

- Une mesure « à vide », en connexion directe, permet de connaître l'enveloppe complexe en entrée du dispositif sous test.
- Une seconde mesure, en présence de l'amplificateur à tester, nous fournit l'enveloppe complexe de sortie.

La caractérisation Ps/Pe se fait à une fréquence f_{RF} = 1.535 GHz. La fréquence d'oscillateur local utilisée pour le bloc démodulant est f_{OL}= 1.527 GHz. La fréquence intermédiaire obtenue au TDS est donc Ω = 8 MHz.

Le signal monoporteuse d'entrée est généré par une source RF, et non pas par l'AWG afin d'assurer une plus grande pureté spectrale et permettre une comparaison plus fine entre la caractérisation de l'amplificateur réalisée par la procédure décrite ici, et celle obtenue par le système load-pull de l'Ircom (utilisant un analyseur de réseaux vectoriel).

II.4.1.1 – Descriptif

Le montage correspondant à la caractérisation de l'amplificateur de puissance (AM/AM) est présenté figure 2-23.

Mesure de la puissance d'entrée disponible :

L'atténuateur du bloc passif RF vaut $\alpha = \alpha_0$ dB.

On réalise une connexion directe au niveau du dispositif sous test (DST). Cela nous permet de connaître l'écart de puissance ΔPs entre le plan du DST et la mesure de puissance de sortie au wattmètre. Cet écart correspond aux mesures en S_{21}, faites parallèlement du bloc passif de la chaîne de mesure placée après le DST.

Lors de cette mesure, nous récupérons les enveloppes complexes au TDS, afin d'en déduire, les pertes de conversions K_I et K_Q correspondant aux puissances mesurées.

Pour chacune des voies I(t) et Q(t) lues au TDS (impédance d'entrée de 50 ohms), on récupère les amplitudes A_i et A_q du signal (sinusoïde à 8 MHz). Il vient, les puissances $P_i = 10.\log_{10}\left(\frac{A_i^2}{100}\right)$ et $P_q = 10.\log_{10}\left(\frac{A_q^2}{100}\right)$ correspondant à ces amplitudes.

Les pertes de conversions peuvent être déduite compte tenu que l'on connaît la puissance RF incidente au démodulateur I/Q.

$$P_{s\ mes} + \Delta P_s = -S_{21}[\text{Bloc Passif RF}] - K_q + P_q$$

$$P_{s\ mes} + \Delta P_s = -S_{21}[\text{Bloc Passif RF}] - K_i + P_i$$

Mesure de la puissance de sortie :

La même manipulation est réalisée lorsque l'amplificateur à mesurer est connecté dans la chaîne de mesure. L'atténuateur du bloc passif RF vaut $\alpha = \alpha_0 + \mathbf{G}$ (où G désigne le gain, en dB, de l'amplificateur sous test). On déduit à nouveau dans cette configuration les pertes de conversion telles que la puissance donnée par les enveloppes enregistrée au TDS correspondent à celles mesurées au wattmètre.

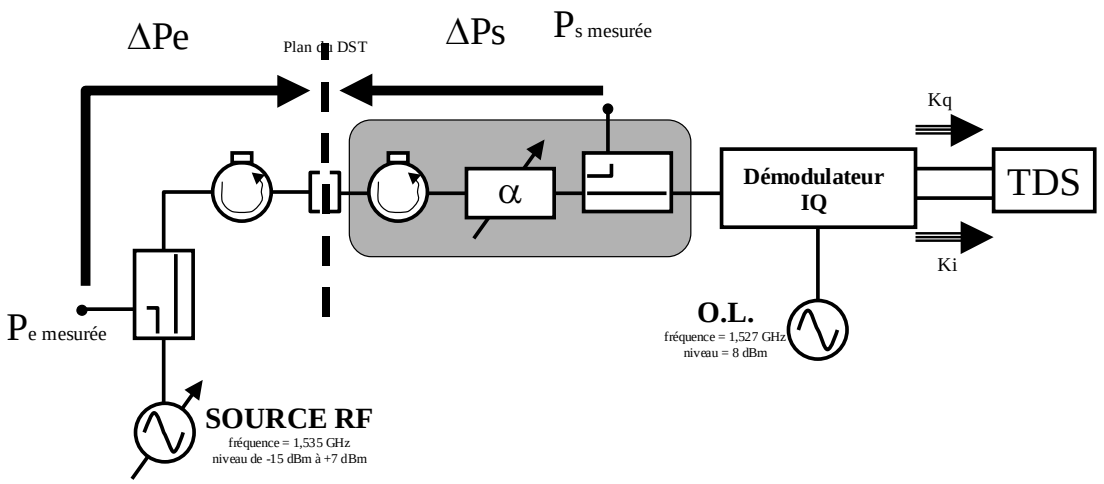


Fig. 2-23 – Mesures de l'amplificateur en caractérisation CW.

II.4.1.2 – Résultats

On peut tracer la courbe Ps = f(P_e disponible) à la fréquence f=1,535 GHz du MLA MTSAT obtenues par le wattmètre. Cette courbe est comparée aux résultats obtenus par le banc de Load Pull de l'IRCOM.

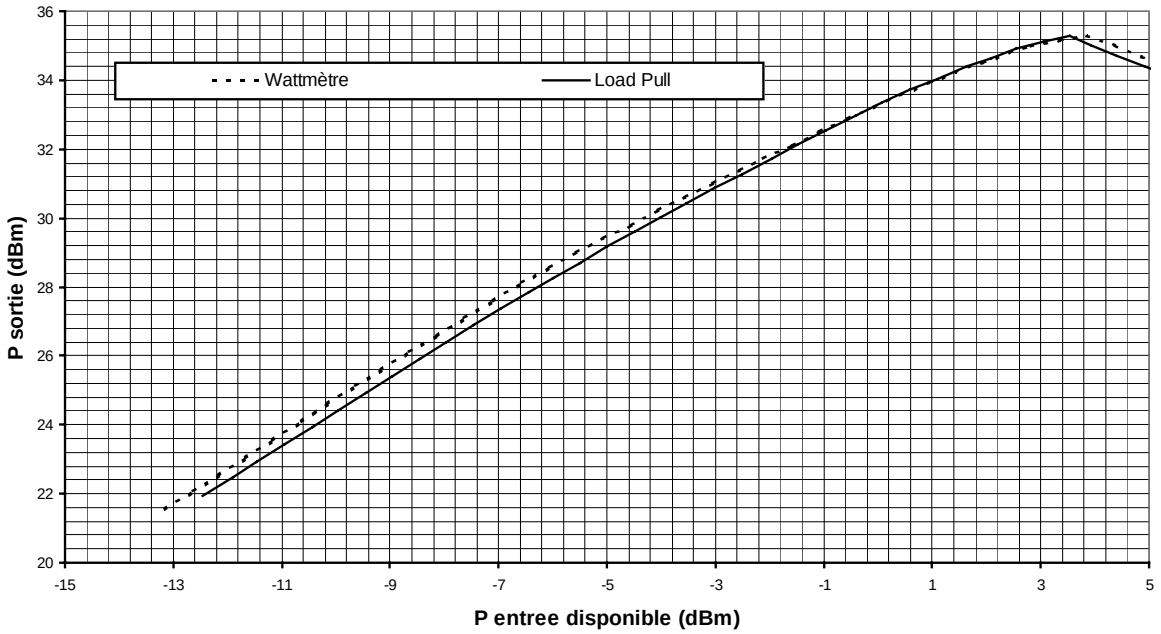


Fig. 2-24 – Courbe AM-AM (en dBm) de l'amplificateur MLA MTSAT à 1.535 GHz

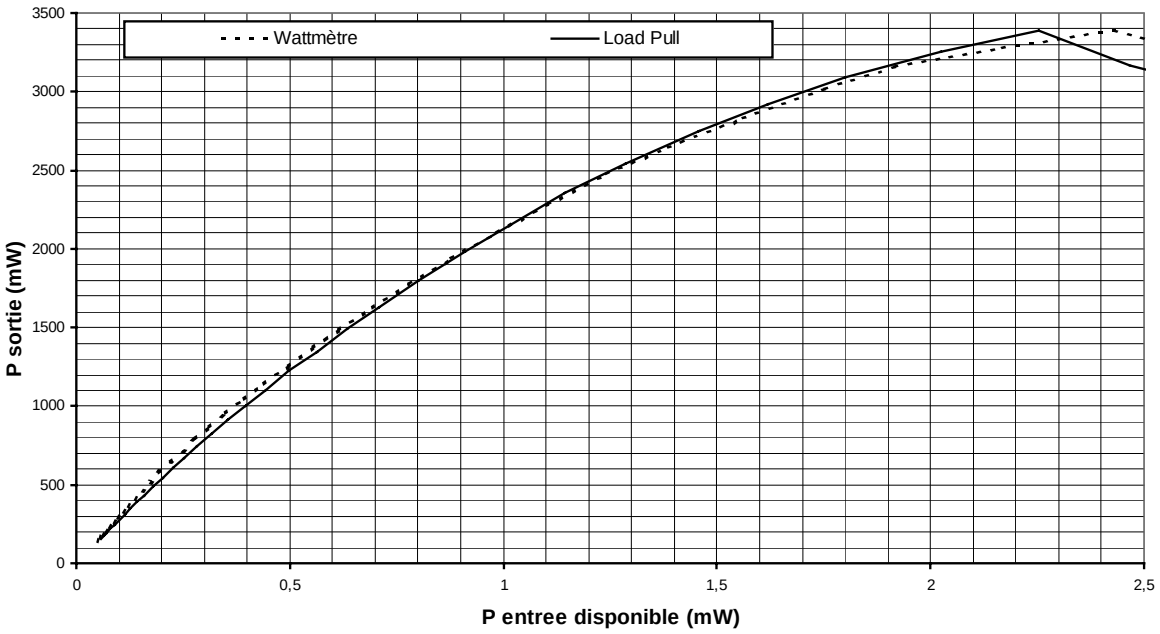


Fig. 2-25 – Courbe AM-AM (en mW) de l'amplificateur MLA MTSAT à 1.535 GHz

Les courbes sont homogènes. La courbure en fort signal des courbes AM-AM est provoquée par une autopolarisation du 2ème étage de l'amplificateur (détection de grille).

Au cours des mesures de l'amplificateur, les enveloppes récupérées au TDS et les puissances mesurées au wattmètre ont permis de déduire les valeurs réelles de K_i et K_q pour chaque point de mesure. Ces valeurs sont alors comparées à celles obtenues lors de l'étalonnage du bloc démodulant (réalisé à niveau de puissance fixe). Le signal utilisé lors des mesures à une fréquence intermédiaire de +8 MHz.

L'étalonnage du bloc démodulant, dans la même configuration que celle utilisée lors des mesures (même niveau, et fréquence d'oscillateur local) conduit pour une fréquence intermédiaire de +8 MHz aux valeurs suivantes :

K_I=-10,4 dB et K_Q=-11,5 dB.

On présente, ci dessous les courbes des K_I et des K_Q déduites lors des mesures (en connexion directe et en présence de l'amplificateur sous test).

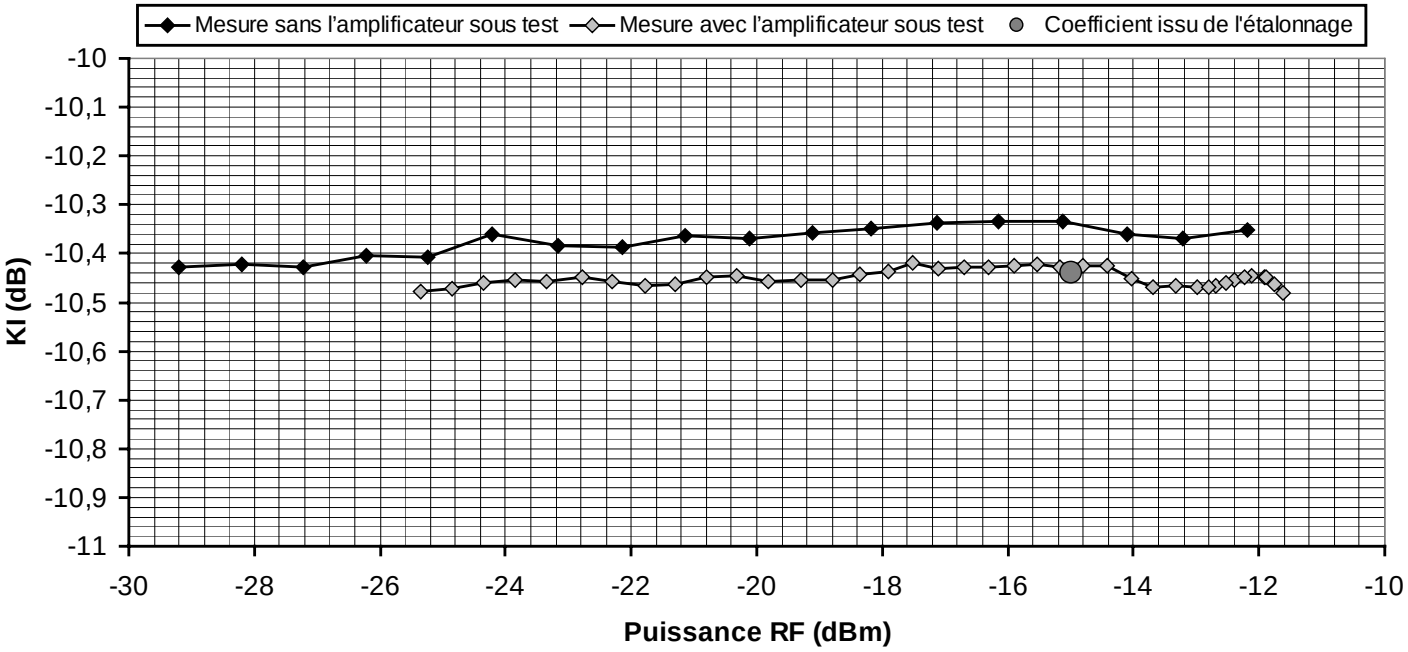


Fig. 2-26 – K_I en fonction de la puissance moyenne RF incidente au bloc démodulant

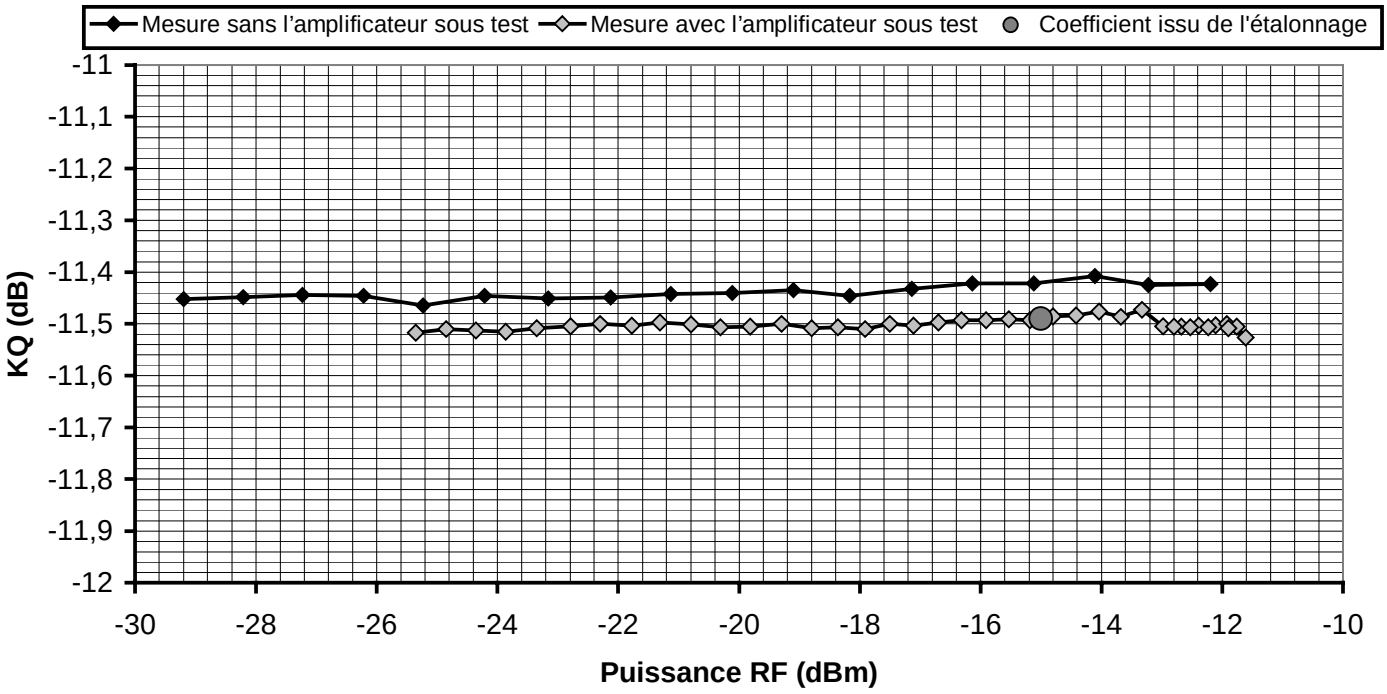


Fig. 2-27 – K_Q en fonction de la puissance moyenne RF incidente au bloc démodulant

Ces courbes constituent une vérification en puissance moyenne de la procédure d'étalonnage. En effet, si la valeur des coefficients obtenus par étalonnage dépend fortement du niveau et de la fréquence d'OL, elle est indépendante de la puissance moyenne présente à l'accès RF.

La plage de valeurs de la puissance moyenne RF utilisée correspond aux puissances présentes à l'accès RF du bloc démodulant lors des mesures. Pour des puissances inférieures à –30 dBm, la dynamique du TDS n'est pas suffisante pour récupérer les signaux I(t) et Q(t) issus du bloc démodulant dans de bonnes conditions.

II.4.2 – Vérification de l'hypothèse de TPG constant sur une voie

L'étalonnage utilisé sous-entend l'hypothèse du TPG d'une voie du démodulateur constant sur la bande considérée. Il convient donc de vérifier la validité de cette hypothèse.

Nous avons testé les voies du démodulateur I/Q avec l'analyseur de réseau vectoriel à trois accès MS4623B de la société Anritsu. Cet analyseur permet la caractérisation du TPG d'un mélangeur sous test [8].

Après un bref descriptif des potentialités de l'appareil, nous présenterons les résultats des mesures réalisées avec l'analyseur MS4623B sur les éléments démodulants du banc.

II.4.2.1 – Principe

Cet analyseur de réseau vectoriel est opérationnel dans le domaine fréquentiel [10 MHz - 6 GHz]. Il permet des mesures de paramètres [S] comme un analyseur de réseaux vectoriel classique.

Par ailleurs, l'Anritsu MS4623B possède 3 ports de mesures, et 2 sources internes.

De part sa structure intégrant un récepteur étalonné, l'Anritsu permet de mesurer entre autre le temps de propagation d'éléments de translation de fréquence. Pour ces caractéristiques, les 3 ports sont connectés aux accès RF, OL et FI du mélangeur sous test (cf. figure 2-28). La FI minimale est de 10 MHz (limitation due à la bande passante de l'appareil : 10 MHz – 6 GHz).

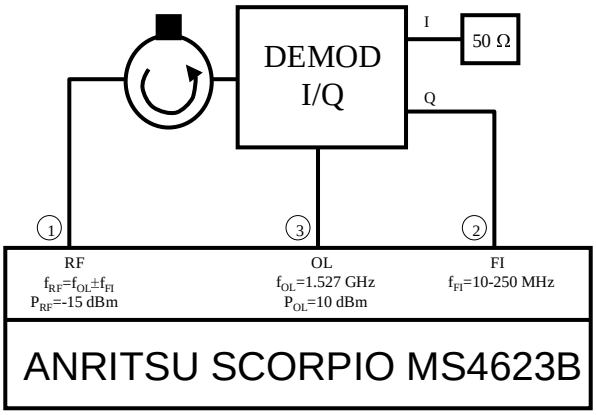


Fig. 2-28 – Caractérisation de la voie Q au MS4623B

II.4.2.2 – Résultats

Les mesures de TPG réalisées sur le bloc démodulant avec l'analyseur de réseau vectoriel Anritsu MS4623B sont présentées figure 2-29.

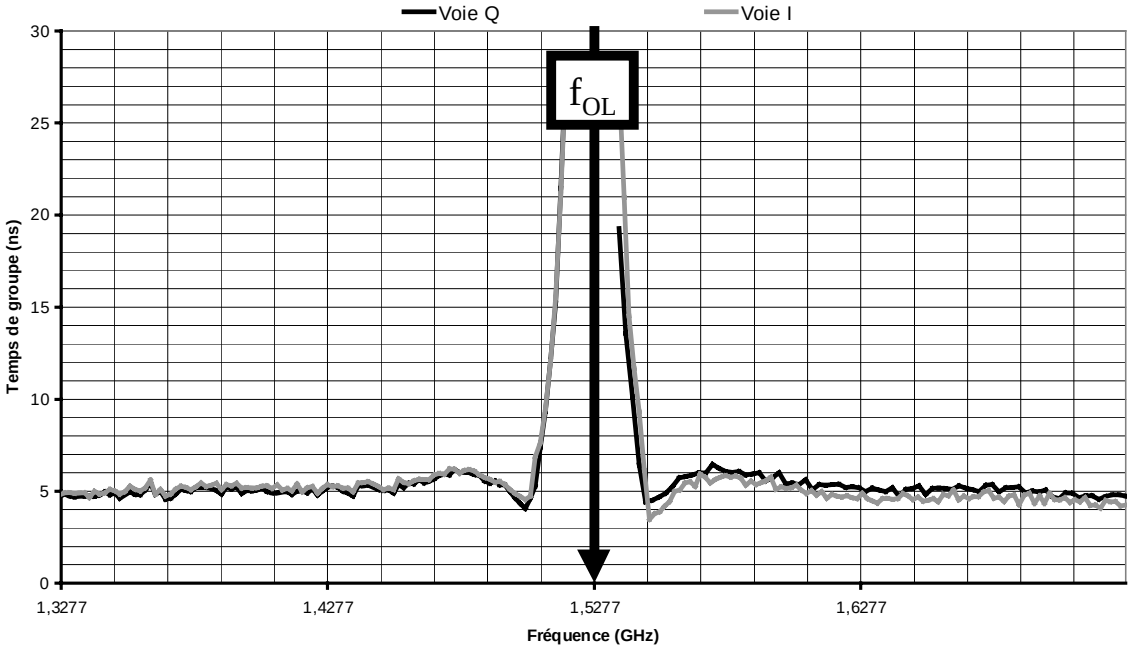


Fig. 2-29 – Temps de groupe des voies I et Q mesuré au MS 4623B

Le temps de propagation de groupe est bien constant sur chacune des voies du bloc démodulant dans une bande de fréquence bien plus large que la bande maximale d'utilisation (250 MHz) imposée par la génération de signaux de l'AWG.

On notera une imprécision de l'analyseur Anritsu pour des fréquences intermédiaires trop faible : la limite fréquentielle de l'appareil est à 10 MHz, et les résultats ne sont pas d'une grande précision jusqu'à une FI de 20 MHz. En effet, cet appareil est davantage dédié à la mesure de mélangeurs que de démodulateurs.

Notre procédure d'étalonnage étant validée, elle peut être exploitée dans le but de déterminer les enveloppes complexes associées aux signaux RF aux accès de l'amplificateur non linéaire sous test lors des mesures à partir des enveloppes complexes mesurées au TDS.

III – Traitement et exemples de mesures

Etant en possession des fichiers caractérisant la partie réceptrice du banc, nous sommes en mesure de corriger les enveloppes complexes mesurées directement au TDS au cours de la caractérisation d'amplificateurs sous test, afin de déduire les enveloppes complexes associées aux signaux HF dans les plans de référence choisis.
Les fichiers 'binblock complexe' d'étalonnage à notre disposition sont les fichiers associés au bloc RF passif de la partie de réception ainsi que les fichiers de calibrage du bloc démodulant.

Quelque soit le signal de test généré, le traitement est le même pour la mesure/correction de l'enveloppe d'entrée du DST (mesure à vide soit $\alpha=\alpha_0$) et pour la mesure/correction de l'enveloppe de sortie (mesure avec le DST donc $\alpha=\alpha_0+G$).

III.1 – Principe

III.1.1 – Recomposition de l'enveloppe complexe incidente lors d'une configuration hétérodyne

Rappelons que l'étalonnage mis en œuvre nécessite 2 hypothèses :

- Le TPG de la voie Q 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 la voie Q constituera notre phase de référence, notre instant initial temporel.

- Le bloc démodulant et donc le démodulateur IQ, est LINEAIRE, de façon à ce que le théorème de superposition puisse être appliqué. Ainsi, la caractéristique de translation du démodulateur déterminée par des mesures d'étalonnage en monoporteuse, sera celle employée pour des modulations multiporteuses dont les variations de puissances instantanées seront comprises dans la plage de linéarité.

La procédure d'étalonnage décrite précédemment (II.3) nous a permis de définir les termes d'erreur suivants caractérisant la chaîne de réception :

$\tilde{S}_{21}$: le coefficient de transfert complexe équivalent passe-bas des éléments passifs connectés entre le plan de référence de sortie du DST et le plan RF d'entrée du bloc démodulant ;

K_q : les pertes de conversion en amplitude sur la voie Q ;

K_i : les pertes de conversion en amplitude sur la voie I ;

φ_i-φ_q : le déphasage de la voie I par rapport à la voie Q. La phase de référence étant celle fournie par la voie Q ;

L'étalonnage a montré que chacune des voies de la translation de fréquence mise en jeu dans la démodulation IQ du banc de mesure est représentable par un passe-bas équivalent non-hermitien. Il convient alors de séparer lors du traitement, les fréquences positives et les fréquences négatives lorsqu'on se ramène en passe bas équivalent.

Le synoptique suivant correspond à la manipulation d'étalonnage (en équivalent passe bas) :

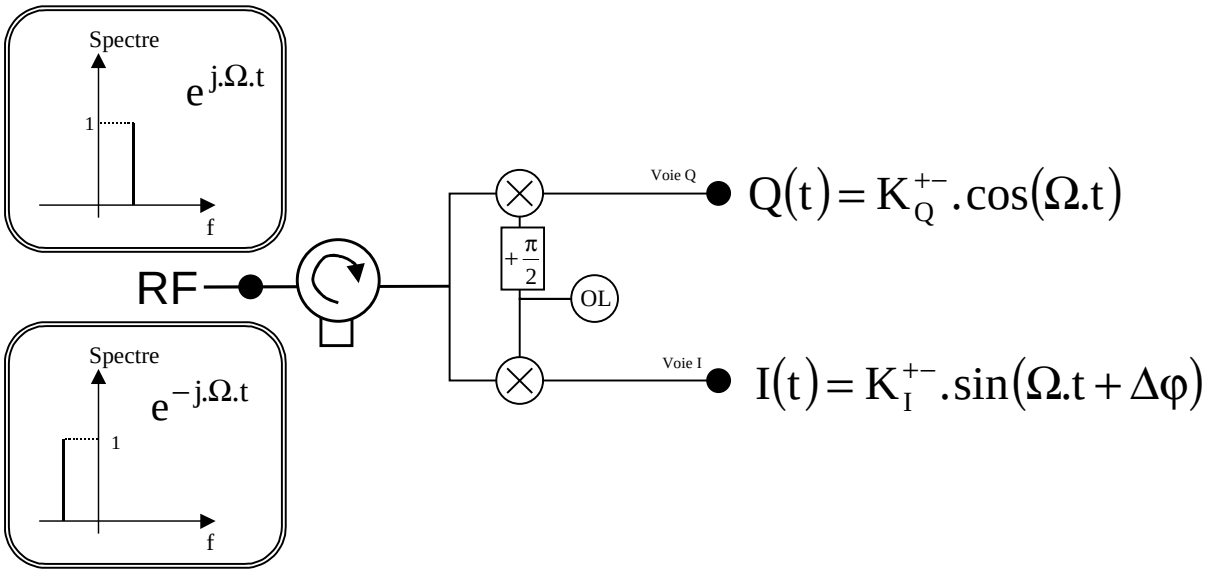


Fig. 2-30 – Manipulation d'étalonnage du bloc démodulant

On pose :

$\Omega = |\omega_{RF} - \omega_{OL}|$: La pulsation récupérée sur les voies I et Q du bloc démodulant lors de l'étalonnage.

K_q^+ et K_i^+ : Les pertes de conversion en amplitude des voie Q et I lorsque $\Omega > 0$.

K_q^- et K_i^- : Les pertes de conversion en amplitude des voie Q et I lorsque $\Omega < 0$.

On prend comme origine des phases, la phase du signal arrivant sur la voie Q (hypothèse du TPG constant sur la voie Q).

Pour f > 0 , soit une enveloppe complexe $e^{+j.\Omega.t}$ en entrée du bloc démodulant

On récupère sur la voie Q, le signal : $Q(t) = K_q^+ .\Re\left\{e^{j.\Omega.t}\right\}$

$$= K_q^+ \cos(\Omega.t) \ ;$$

Et sur la voie I : $I(t) = K_i^+ .\Re\left\{e^{j.\Omega.t} .e^{j.(\varphi i - \varphi q)}\right\}$

$$= K_i^+ .\Re\left\{e^{j.\Omega.t} .e^{-j\frac{\pi}{2}} .e^{j.\Delta\varphi}\right\}$$

$$= K_i^+ .\cos\left(\Omega.t - \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi\right)$$

$$= K_i^+ .\sin(\Omega.t + \Delta\varphi)$$

$\Delta\varphi$ représente le déséquilibre de phase correspondant à la voie I par rapport à la phase (prise comme référence) de la voie Q.

Physiquement, cette erreur s'interprète non seulement par une différence de TPG entre les mélangeurs des voies Q et I, mais aussi par le déphasage de l'OL qui n'est pas rigoureusement de 90° entre les 2 mélangeurs du démodulateur.

Pour f < 0 , soit une enveloppe complexe $e^{-j.\Omega.t}$

On a : $Q(t) = K_q^- .\Re\left\{e^{-j.\Omega.t}\right\}$

$$= K_q^- .\cos(\Omega.t)$$

Et : $I(t) = K_i^- .\Re\left\{e^{-j.\Omega.t} .e^{j.(\varphi i - \varphi q)}\right\}$

$$= K_i^- .\Re\left\{e^{-j.\Omega.t} .e^{-j\frac{\pi}{2}} .e^{j.\Delta\varphi}\right\}$$

$$= K_i^- .\cos\left(-\left(\Omega.t + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)\right)$$

$$= K_i^- .\cos\left(\Omega.t + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi\right)$$

$$= -K_i^- .\sin(\Omega.t - \Delta\varphi)$$

Ainsi, lors de l'étalonnage, l'erreur de phase de la voie I par rapport à la voie Q est définie de la façon suivante :

$f > 0$	$\Delta\varphi^+ = (\varphi_i - \varphi_q) + \frac{\pi}{2}$
$f < 0$	$-\Delta\varphi^- = (\varphi_i - \varphi_q) - \frac{\pi}{2}$

Pour une modulation hétérodyne, par exemple une modulation en bande latérale supérieure, retrouver l'enveloppe complexe à partir des signaux relevés au TDS est relativement simple. En effet, dans ce cas, on peut négliger le signal pour f < 0 (les fréquences images sont rejetées). Ainsi, on a f = Ω.

En posant :

$Q(f) = TF\{Q(t)\}$ $\quad I(f) = TF\{I(t)\}$ $\quad \tilde{K}_i^+ = K_i^+ .e^{j.\Delta\varphi}$ $\quad \tilde{K}_i^- = K_i^- .e^{-j.\Delta\varphi}$

Les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe complexe en entrée RF du bloc démodulant sont :

Pour une modulation en bande latérale supérieure (f > 0) :

$$\mathrm{Re}(t) = TF^{-1}\left\{\frac{Q(\Omega)}{K_q^+(\Omega)}\right\} \qquad \mathrm{Im}(t) = TF^{-1}\left\{\frac{I(\Omega)}{\tilde{K}_i^+(\Omega)}\right\}$$

Et une modulation en bande latérale inférieure (f < 0) :

$$\mathrm{Re}(t) = TF^{-1}\left\{\frac{Q(\Omega)}{K_q^-(\Omega)}\right\} \qquad \mathrm{Im}(t) = TF^{-1}\left\{\frac{I(\Omega)}{\tilde{K}_i^-(\Omega)}\right\}$$

On reconstruit ainsi les signaux correspondant aux parties réelles et imaginaires comme s'ils avaient été filtrés par chacune des voies du démodulateur IQ.

Les filtres équivalents du bloc démodulant sont HERMITIENS. Leurs caractéristiques sont celles mesurées lors de l'étalonnage dans la bande latérale B où se trouve le signal avec B définie telle que :

$$F_{OL} + FI - \frac{\Omega_{MAX}}{2} < B < F_{OL} + FI + \frac{\Omega_{MAX}}{2}$$

Dans le cas où on utilise une transformée de Fourier analytique lors des calculs, la réponse dans la bande latérale opposée doit être construite de telle sorte que les filtres soient hermitiens. Soit, pour une modulation en bande latérale supérieure : $K_q^+(-\Omega) = K_q^+(\Omega)$ et $\tilde{K}_i^+(-\Omega) = \left[\tilde{K}_i^+(\Omega)\right]^*$.

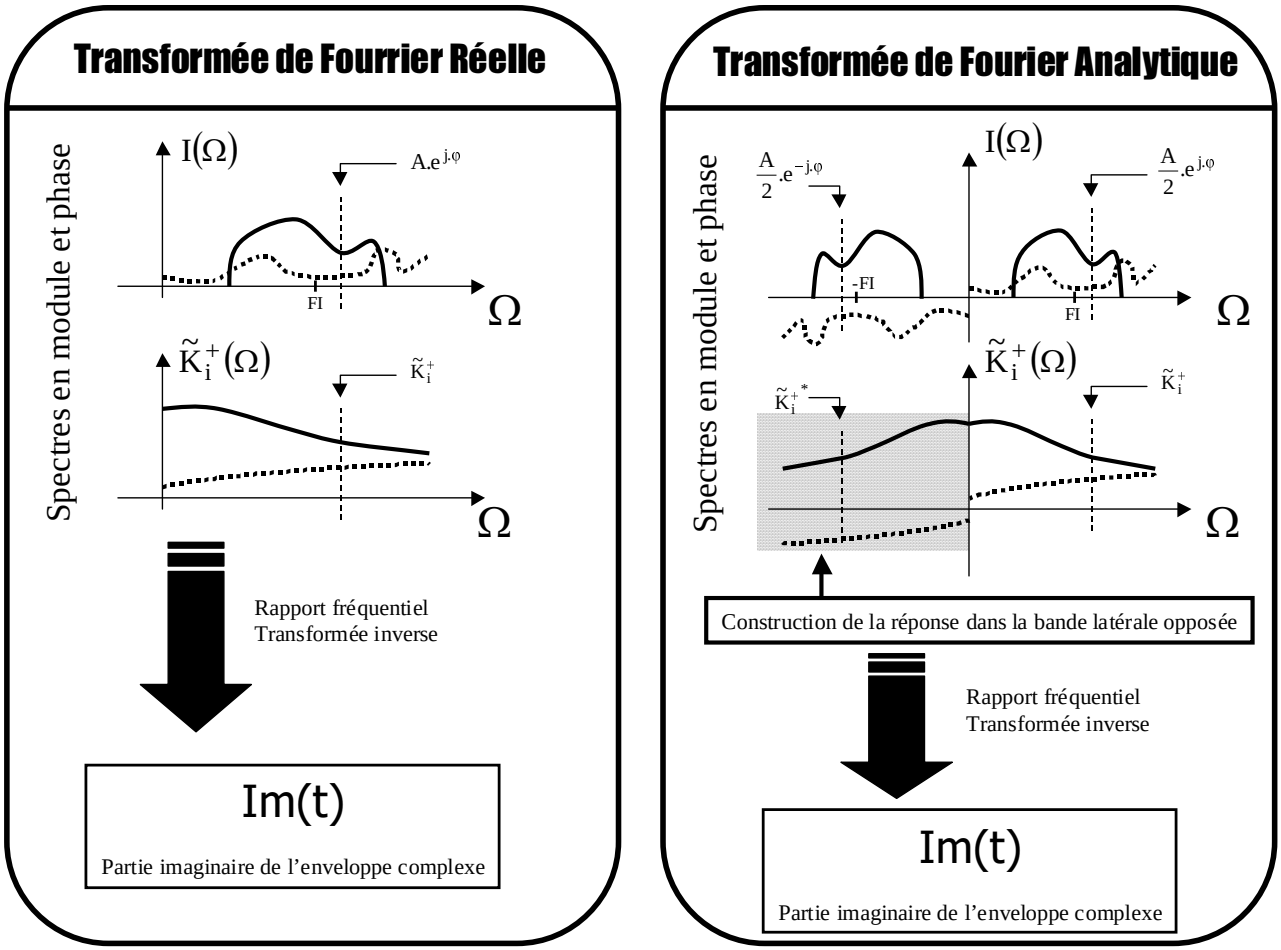


Fig. 2-31 – Précautions à prendre avec la transformée de Fourier Analytique

Ainsi, l'enveloppe complexe est reconstituée via la caractérisation des filtres équivalents des voies I et Q.

Cependant, cette méthode marche uniquement pour des modulation hétérodynes. Pour une modulation homodyne, il convient de distinguer si la pulsation Ω récupérée dans I(t) ou Q(t) correspond à une fréquence f positive ou négative (composante RF supérieure ou inférieure à la fréquence d'OL) afin d'affecter la correction appropriée ($K_x^+(\Omega)$ ou $K_x^-(\Omega)$?).

III.1.2 – Recomposition de l'enveloppe complexe incidente lors d'une configuration homodyne

Pour expliquer le principe de correction, supposons que le bloc démodulant est excité en entrée par un signal RF biporteuse, dont les raies ont des amplitudes et des phases différentes. Le spectre de ces 2 porteuses est centré autour de la fréquence d'OL.

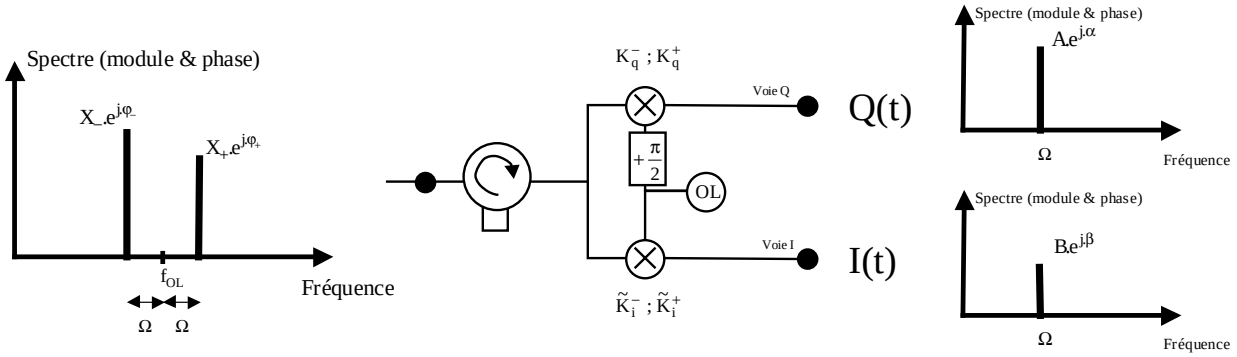


Fig. 2-32 – Bloc démodulant en configuration homodyne

L'enveloppe complexe de ce signal est : $\tilde{x}(t) = X_+.e^{j.(\Omega.t+\varphi_+)} + X_-.e^{j(-\Omega.t+\varphi_-)}$

On récupèrera d'un tel signal, d'une façon générale, Q(t) et I(t) tels que :

$$Q(t) = A.\cos(\Omega.t + \alpha) \qquad \text{et} \qquad I(t) = B.\cos(\Omega.t + \beta)$$

Les amplitudes et phases des composantes de I(t) et Q(t) proviennent des translations de fréquence représentées symboliquement figure 2-33.

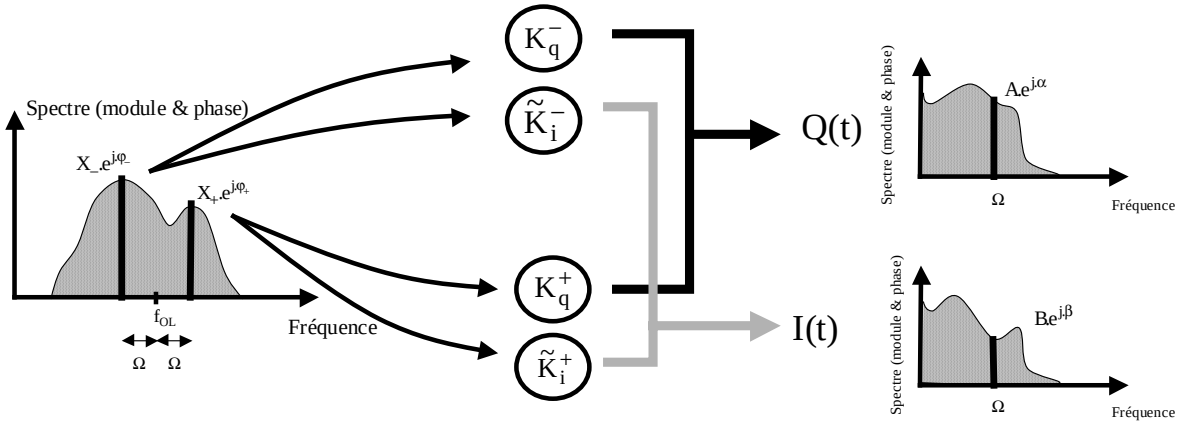


Fig. 2-33 – Démodulation multiporteuse en configuration homodyne

Or, d'après la procédure d'étalonnage et le théorème de superposition, on peut établir les égalités suivantes :

$$A.\cos(\Omega.t+\alpha) = K_q^+.X_+.\cos(\Omega.t+\varphi_+) + K_q^-.X_-.\cos(\Omega.t-\varphi_-)$$

$$B.\cos(\Omega.t+\beta) = K_i^+.X_+.\cos\left(\Omega.t+\varphi_+ - \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi^+\right) + K_i^-.X_-.\cos\left(\Omega.t-\varphi_- + \frac{\pi}{2} - \Delta\varphi^-\right)$$

Dans ce système d'équation,

K_q^+, K_q^-, K_i^+, K_i^-, $\Delta\varphi^+$ et $\Delta\varphi^-$ sont les coefficients obtenus par la procédure d'étalonnage.

A, α, B et β sont issus des signaux Q(t) et I(t).

X_+, X_-, φ_+ et φ_- sont les inconnues à déterminer pour connaître la véritable enveloppe complexe présente à l'entrée RF du bloc démodulant.

On doit donc résoudre un système de 4 équations (modules et phases) à 4 inconnues.

$$A.e^{j.\alpha} = K_q^+.X_+.e^{j.\varphi_+} + K_q^-.X_-.e^{-j.\varphi_-}$$

$$B.e^{j.\beta} = K_i^+.X_+.e^{j\left[\varphi_+ + \left(\Delta\varphi^+ - \frac{\pi}{2}\right)\right]} + K_i^-.X_-.e^{-j\left[\varphi_- + \left(\Delta\varphi^- - \frac{\pi}{2}\right)\right]}$$

On pose :

$$K_1 = K_q^+ \qquad \tilde{K}_3 = K_i^+.e^{j.\left(\Delta\varphi^+ - \frac{\pi}{2}\right)} = K_i^+.e^{j.(\varphi_i - \varphi_q)^+} \qquad \tilde{x}^+ = X_+.e^{j.\varphi_+} \qquad \tilde{x}_1 = A.e^{j.\alpha}$$

$$K_2 = K_q^- \qquad \tilde{K}_4 = K_i^-.e^{-j.\left(\Delta\varphi^- - \frac{\pi}{2}\right)} = K_i^-.e^{j.(\varphi_i - \varphi_q)^-} \qquad \tilde{x}^- = X_-.e^{-j.\varphi_-} \qquad \tilde{x}_2 = B.e^{j.\beta}$$

Il vient :

$$\tilde{x}_1 = K_1.\tilde{x}^+ + K_2.\tilde{x}^-$$

$$\tilde{x}_2 = \tilde{K}_3.\tilde{x}^+ + \tilde{K}_4.\tilde{x}^-$$

On retrouve ainsi les composantes spectrales de l'enveloppe du signal RF (module et phase) à la pulsation Ω, en entrée du bloc de démodulation grâce aux paramètres obtenus lors de la phase d'étalonnage et aux mesures Q(t) et I(t).

$$\tilde{x}^- = \frac{\tilde{x}_2 - \frac{\tilde{K}_3}{K_1}.\tilde{x}_1}{\tilde{K}_4 - \frac{\tilde{K}_3.K_2}{K_1}} \qquad \text{et} \qquad \tilde{x}^+ = \frac{\tilde{x}_1 - K_2.\tilde{x}^-}{K_1}$$

III.2 – Programme de correction

Une fois que toutes les enveloppes directes, capturées par le TDS au cours des mesures, sont enregistrées au format '*binblock complexe*', il reste à les transformer de telle sorte qu'elles correspondent aux enveloppes associées aux signaux HF dans le plan du dispositif sous test.

Pour cela, un programme compilé en C a été développé. Il contient toutes les fonctions nécessaires à la transformation des enveloppes complexes. Ces fonctions sont appelées par une interface graphique conçue avec HP VEE 5.0.

III.2.1 – Présentation des fonctionnalités de traitement

Ce programme permet de travailler sur une enveloppe complexe sauvegardée au format '*binblock complexe*'. Il demande à l'utilisateur de sélectionner le fichier qui contient l'enveloppe à transformer, puis propose alors le menu suivant :

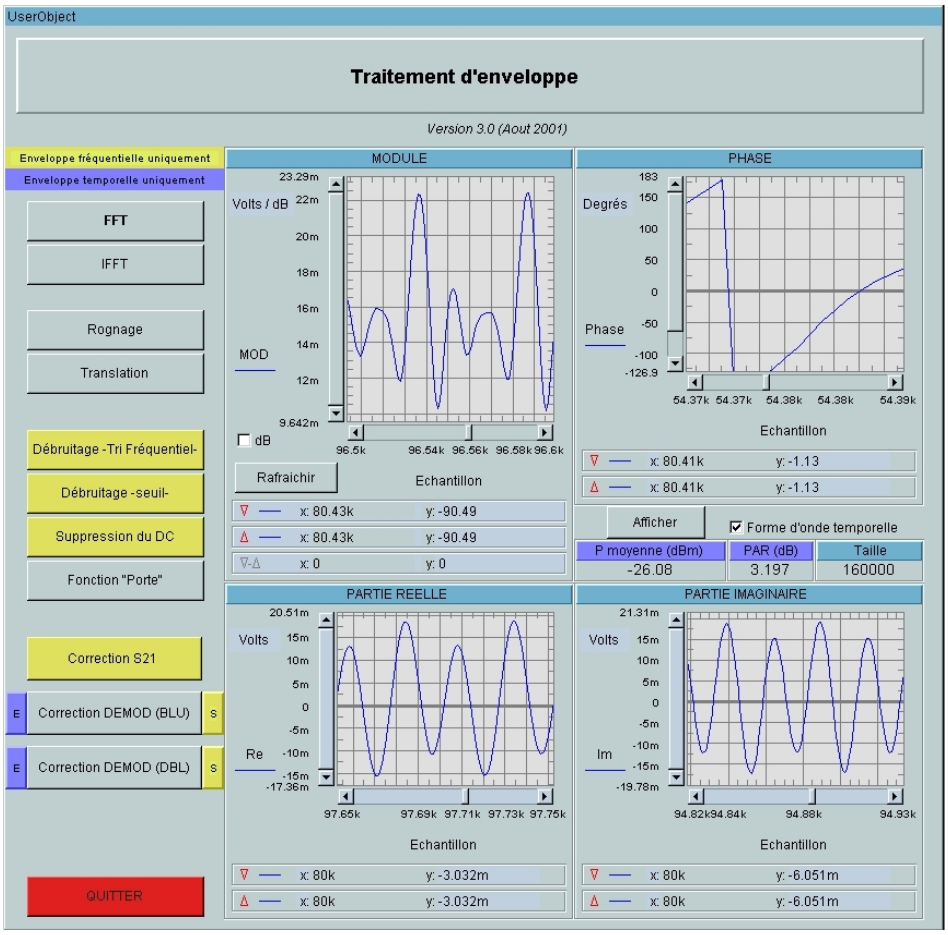


Fig. 2-34 – Menu général du programme « Traitement d'enveloppe »

Ce menu affiche dans 4 fenêtres, les modules, phases, parties réelles et imaginaires en fonction des échantillons du tableau de valeurs complexes précédemment chargées. Les options de traitements d'enveloppe que propose le programme sont :

FFT

Réalise la transformée de Fourier du signal. Le résultat de l'opération est un tableau de complexes de même taille que le tableau initial. A noter que les fréquences négatives apparaissent « après » les fréquences positives (FFT analytique – fig. 2-5).

IFFT

La transformée de Fourrier inverse. Le tableau de complexes avant l'opération doit représenter une forme spectrale analytique dont la position des fréquences négatives satisfait à la forme spectrale illustrée figure 2-5.

ROGNAGE (Troncature)

Permet de sélectionner et d'isoler une partie du tableau de complexes. Permet, sur les formes d'ondes temporelles de prendre un nombre exact de périodes avant de procéder aux calculs de transformée de Fourier afin d'éviter les phénomènes de fuite.

TRANSLATION

Provoque une translation dans la grille des fréquences d'un signal. Cela provoque une (dé)modulation logicielle à une fréquence intermédiaire égale à la fréquence de translation.

Cette option est utilisée pour trouver l'enveloppe complexe bande de base d'un signal d'une acquisition en mode hétérodyne (donc autour d'une fréquence intermédiaire) en le centrant autour du continu (point zéro).

DEBRUITAGE PAR TRI FREQUENTIEL

A utiliser sur une **forme fréquentielle**. Multiplie le tableau de complexe par un peigne de Dirac paramétrable associé à une fonction porte également paramétrable. Permet d'annuler toutes les raies du spectre qui ne sont pas placées aux fréquences voulues (par exemple, filtrage des parasites de produits d'intermodulation du démodulateur I/Q).

DEBRUITAGE PAR VALEUR SEUIL

A utiliser sur une **forme fréquentielle**. Annule 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 donc la puissance est supérieure à –40 dBc de la raie de plus forte amplitude).

FONCTION PORTE

Utilisée principalement dans le domaine fréquentiel. Permet d'annuler l'effet du plancher de bruit, dans les zones où il n'y a pas de signal.

CORRECTION S21

Effectue le rapport entre un spectre d'enveloppe et la fonction de transfert équivalente passe bas d'un bloc RF passif linéaire. Pour rendre le rapport possible, la

caractéristique S_{21} du bloc passif est re-échantillonnée afin d'avoir les mêmes dimensions que le spectre de l'enveloppe à corriger (bande et résolution fréquentielle).

CORRECTION DEMODULATEUR (BLU) : CONFIGURATION HETERODYNE

A utiliser sur une **forme temporelle**. Le signal courant doit être l'enveloppe complexe temporelle mesurée directement au TDS. L'utilisateur doit alors sélectionner les fichiers de corrections « Voie Q » et « Voie I » obtenus par étalonnage dans le cas d'une modulation **hétérodyne**. En retour, le programme fournira le spectre fréquentiel de l'enveloppe complexe en entrée RF du bloc démodulant ainsi étalonné.

CORRECTION DEMODULATEUR (DBL) : CONFIGURATION HOMODYNE

L'opération est la même que la précédente : le programme retrouve à partir de l'enveloppe complexe **temporelle** mesurée directement au TDS, le spectre fréquentiel de l'enveloppe complexe en entrée RF du bloc démodulant. Cette correction est à utiliser dans le cas de modulations **homodynes**.

Ce programme permet de suivre les étapes une à une de la correction de l'enveloppe complexe capturée au TDS jusqu'à l'obtention de l'enveloppe complexe présente dans le plan du dispositif sous test. Il permet à l'utilisateur de bien vérifier les opérations de correction à réaliser, ainsi que les opérations de débruitage permettant d'obtenir des courbes temporelles plus fines. Cela permet d'analyser l'occupation spectrale du signal mesuré, pour vérifier, par exemple, la largeur de la porte fréquentielle que l'on souhaite appliquer au signal ou la translation fréquentielle à appliquer afin de lui faire subir une démodulation logicielle en fréquence intermédiaire.

Nous connaissons alors la marche à suivre pour l'obtention des bonnes formes d'ondes temporelles, mais pour l'ensemble des mesures réalisées en présence d'une même modulation en entrée et sortie d'un amplificateur, le traitement « manuel » des donnés prendrait trop de temps. C'est pourquoi, une correction automatique des enveloppes est effectuée.

III.2.2 – Organigramme du logiciel de correction

La correction automatique d'enveloppe est un programme sous HP VEE 5.0. Il est conçu autour d'une boucle itérative afin que tous les fichiers de mesures soient lus.

A chaque itération, le programme réalise une lecture d'un fichier « **mesure directe** » puis procède à la correction des enveloppes tel que l'utilisateur aurait pu le faire manuellement avec le programme « Traitement d'enveloppe ».

III.2.2.1 – Organigramme de la correction d'enveloppe

La correction des enveloppes qui ont été enregistrées au TDS est symbolisée de façon générale figure 2-35. Elle consiste en une transformation des fichiers de mesures grâce aux paramètres issus de l'étalonnage.

En premier lieu, **un traitement du bloc démodulant** génère le spectre de l'enveloppe complexe associée au signal RF présent à l'entrée du bloc démodulant lors des mesures.

La seconde étape réalise **une correction de S_{21}** : un rapport entre le spectre obtenu à l'étape précédente et la fonction de transfert équivalente passe-bas du bloc RF passif de la chaîne de réception. On obtient alors le spectre de l'enveloppe complexe associée au signal RF dans le plan de référence RF du banc de mesure (accès d'entrée ou de sortie du DST).

L'enveloppe temporelle associée à l'onde RF dans le plan de référence de mesure étant obtenue, on peut la modifier pour un lissage de sa représentation (débruitage) et l'analyser (déduction de la puissance moyenne pour comparaison avec les mesures au wattmètre et mesures de facteur de crête, intermodulation… etc…).

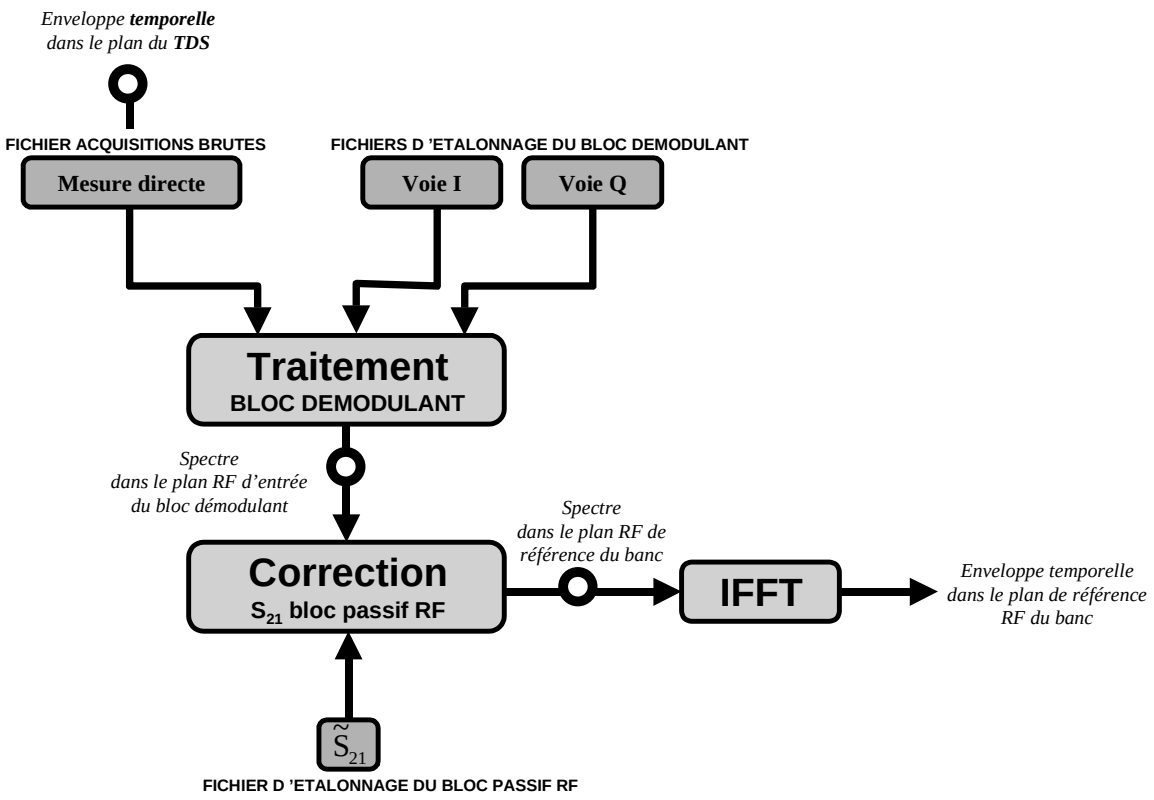


Fig. 2-35 – Organigramme général de la correction d'enveloppe

Les fonctions de traitement de correction font appel à un programme externe compilé en C.

La « Correction S_{21} » du bloc RF passif est donnée figure 2-36 ; le « Traitement du bloc démodulant » est présenté figure 2-37 (pour une configuration hétérodyne du banc de mesure) et figure 2-38 (pour une configuration homodyne).
Dans ces organigrammes détaillés sont présentés de façon visuelle les structures de données manipulées.

La fonction « Correction S_{21} » réalise un rapport entre le spectre du l'enveloppe complexe associé à l'onde RF présente en sortie du bloc RF passif et la fonction de transfert du bloc RF. Les largeurs de bande sont les mêmes (500 MHz), mais le nombre de points est différent entre les 2 fichiers, c'est pourquoi la caractéristique issue de l'ARV est re-échantillonnée, puis remise en forme afin de présenter un format spectral compatible avec la FFT analytique.

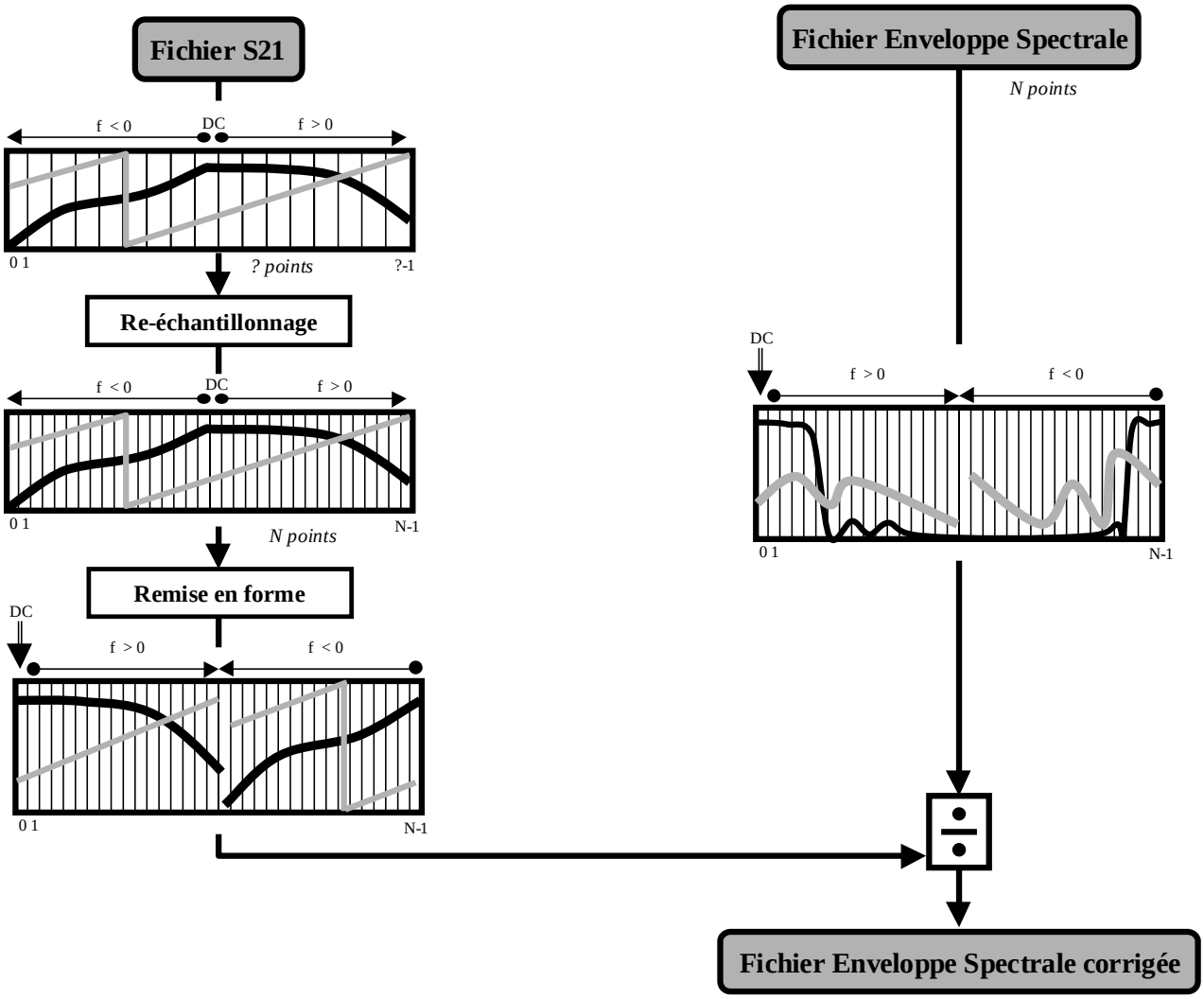


Fig. 2-36 – Organigramme de la fonction « Correction S21 »

Le traitement concernant le bloc démodulant lors d'une configuration hétérodyne du banc réalise la correction d'enveloppe définie théoriquement au paragraphe III.1.1.
Les fichiers d'étalonnage « Voie I » et « Voie Q » correspondent à des réponses fréquentielles qui ont été préalablement rendues hermitiennes. Ainsi, la correction de chaque voie du bloc démodulant s'approche de celle réalisée par « Correction S_{21} ».

Le traitement pour corriger le bloc démodulant lors d'une configuration homodyne génère le spectre corrigé à partir des coefficients d'étalonnage en utilisant les relations obtenues au paragraphe III.1.2. Dans ce cas, les fichiers d'étalonnage « Voie I » et « Voie Q » ne correspondent pas forcément à des réponses fréquentielles hermitiennes.

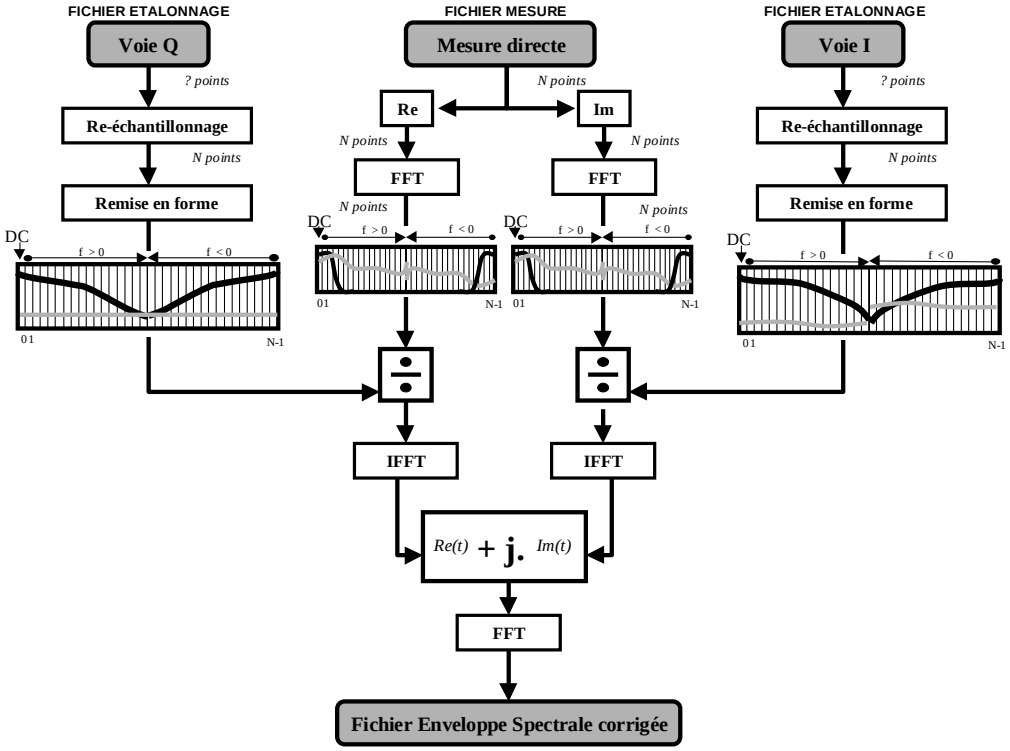


Fig. 2-37 – « Traitement bloc démodulant » lors d'une configuration hétérodyne

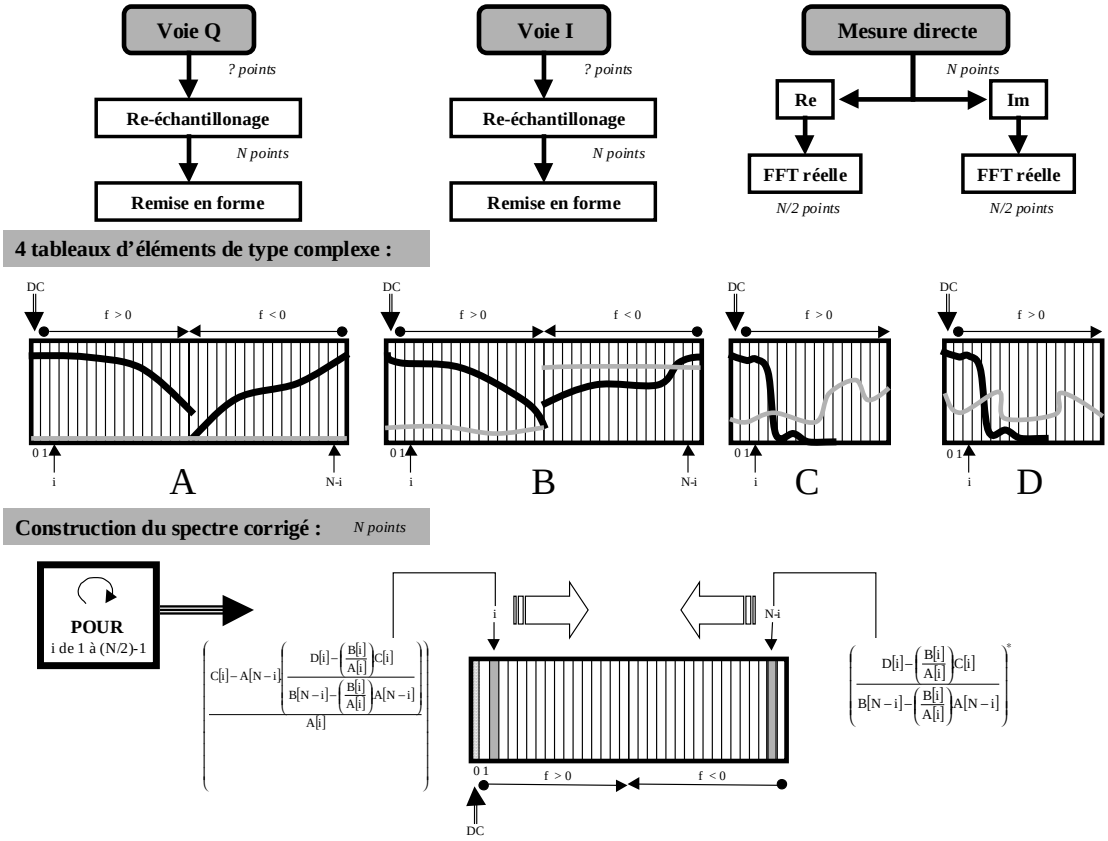


Fig. 2-38 – « Traitement bloc démodulant » lors d'une configuration homodyne

III.3 – Exemples de résultats

Dans cette partie, sont présentés quelques exemples d'enveloppes complexes mesurées par le banc, puis corrigées selon les procédures décrites précédemment.

III.3.1 – Enveloppe en configuration homodyne

Afin de vérifier l'exactitude de la correction d'enveloppe, nous comparons ici, à titre d'exemple, un signal à 4 porteuses dissymétriques.

Une enveloppe complexe présentant 4 porteuses (aux pulsations Ω, 2.Ω, -Ω, et -2.Ω) de différentes amplitudes est générée par l'AWG pour une mesure sur le banc. On s'intéresse à l'enveloppe complexe présente dans le plan RF du bloc démodulant.
Les puissances moyennes obtenues par l'enveloppe corrigée du TDS (-13,22 dBm) et le wattmètre (-13,2 dBm) sont similaires.
Une comparaison des spectres du signal mesuré par l'analyseur de spectres et par le TDS (l'enveloppe directement capturée, et l'enveloppe corrigée) est présentée ci-dessous. Les niveaux de puissances n'étant pas les mêmes (entre les enveloppes avec et sans correction), les spectres sont référencés par rapport au niveau de la raie de plus haute amplitude.

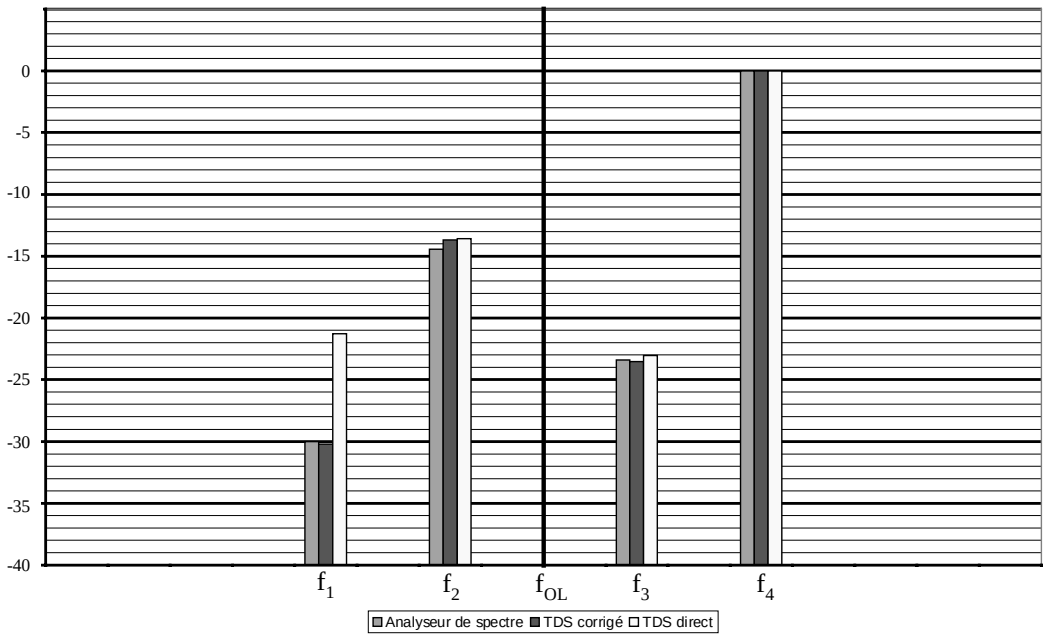


Fig. 2-39 – Comparatif des mesures relatives de spectres entre le TDS et l'analyseur de spectre

Dans ce cas, nous avons $f_1=f_{OL}$-20 MHz, $f_2=f_{OL}$-10 MHz, $f_3=f_{OL}$+10 MHz, $f_4=f_{OL}$+20 MHz

Ainsi la correction d'enveloppe utilisée permet une bonne lecture différentielle des spectres issus des enveloppes complexes.

III.3.2 – Enveloppe en modulation hétérodyne

La méthode de correction en modulation hétérodyne n'étant qu'un cas particulier de la méthode de correction en modulation homodyne (dans l'hypothèse où il n'y a pas ou très peu de signal en bande latérale image), sa précision est similaire, ce qui a pu être vérifié.

Les enveloppes complexes mesurées sur le banc sont généralement soumises à des modulations en fréquences intermédiaires réalisées de façon logicielle avant le chargement à l'AWG.
Cela permet une meilleur rejection physique d'oscillateur local et d'image du modulateur grâce au filtre passe bande accordable en fréquence présent dans le banc.
Les mesures présentes dans les prochains chapitres ont donc toutes été réalisées en configuration hétérodyne, en bande latérale supérieure.

Un exemple d'enveloppe complexe issue d'une modulation en biporteuse est présenté figure 2-40. Ces enveloppes ont fait l'objet d'un débruitage fréquentiel afin de lisser les caractéristiques.

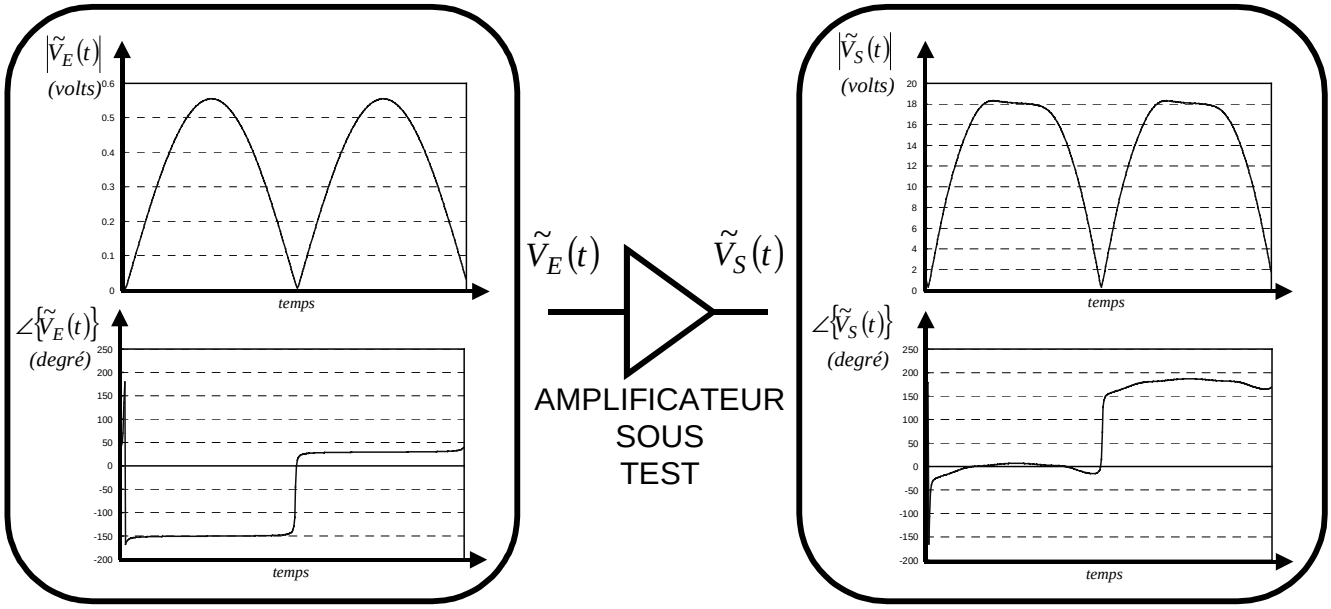


Fig.2-40 – Enveloppes complexes aux accès d'un amplificateur de puissance (modulation biporteuse)

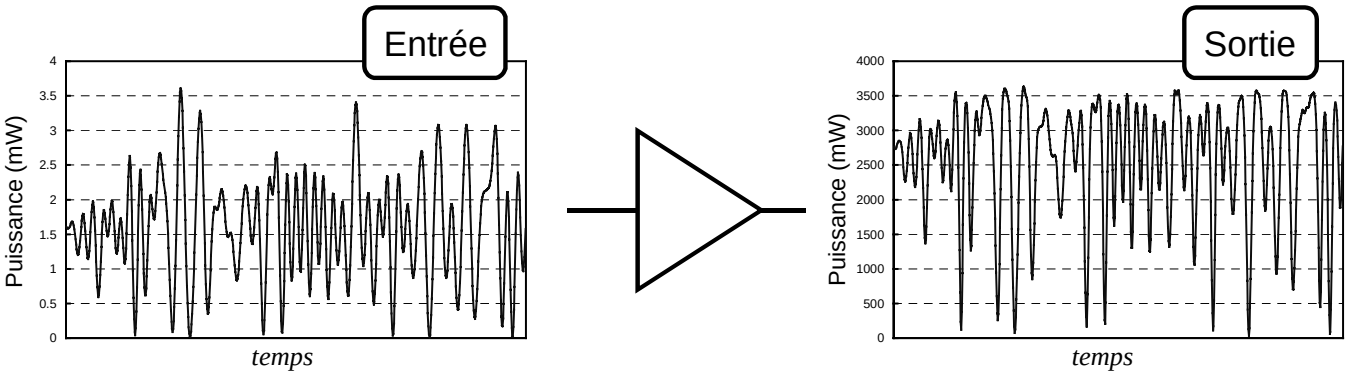


Fig. 2-41 – Puissance instantanée d'une enveloppe QPSK filtrée mesurée aux accès d'un amplificateur de puissance

Nous présentons également un exemple de comparatif entre les puissances moyennes mesurées au wattmètre et celles obtenues à partir des enveloppes complexes corrigées :

- lors de mesures sur des signaux biporteuses (pour différentes enveloppes) ;
- lors d'une mesure avec une modulation QPSK (pour quelques niveaux de puissance).

Battement (KHz)	Pe (dBm)		Ps (dBm)	
	Wattmètre	Enveloppe	Wattmètre	Enveloppe
64	1,78	1,649	33,51	33,48
128	1,89	1,861	33,4	33,41
250	1,9	1,875	33,31	33,31
500	1,78	1,763	33,43	33,44
1000	1,91	1,88	33,51	33,52
1500	1,7	1,677	33,44	33,45

Position d'atténuateur	Pe moyenne (dBm)		Ps moyenne (dBm)	
	Wattmètre	Enveloppe	Wattmètre	Enveloppe
0	5,02	5,018	33,55	33,56
1	4,03	4,005	34,08	34,08
2	3,08	3,067	34,5	34,49
3	2,1	2,075	34,08	34,07
4	1,04	0,9835	33,49	33,48
5	0,04	-0,005449	32,83	32,83
6	-0,9	-0,9266	32,16	32,17

De plus, les enveloppes corrigées correspondent à une mesure faite à l'analyseur de spectre dans le plan de référence RF du banc de mesure. La correction des enveloppes nous permet la détermination des enveloppes complexes associées au signal RF d'intérêt.

Conclusion

Discussion sur la configuration homodyne/hétérodyne

Les deux procédures de correction d'enveloppes, sont associées au type de modulation qui a été employé avec l'AWG.
Le choix du type de modulation utilisée avec l'AWG est empirique : il dépend de la caractérisation souhaitée avec le banc de mesure.

Une modulation hétérodyne est analysée au TDS de façon précise. Les correspondances entre le wattmètre et l'enveloppe corrigée sont correctes. La technique de correction d'enveloppe suppose qu'il n'existe pas de fréquence image, ce qui est vrai et vérifiable à l'analyseur de spectre dans les plans de mesure du banc (emplacement de l'amplificateur sous test) car les fréquences images sont filtrées par le filtre passe bande étroite de la chaîne d'émission du banc de mesure.

Une modulation homodyne permet une plus grande précision d'analyse des phases de l'enveloppe complexe à fréquence d'échantillonnage fixée (généralement 500 MHz). Par conséquent, la largeur de bande de la modulation utilisée peut être 3 fois plus importante pour une même précision de mesure.
Cependant, le niveau continu présent en sortie du démodulateur I/Q (offset DC) n'a pu être modélisé correctement. Ce dernier est dépendant de la puissance du signal et de la fréquence. En présence d'un signal modulé, ce niveau continu (en amplitude et phase) se combine à la translation fréquentielle du signal RF présent à la fréquence d'oscillateur local.
C'est pourquoi, lors des mesures en modulation homodyne, on préférera négliger, dans le spectre RF, la porteuse présente à la fréquence d'oscillateur local.
Pour des signaux simples (comme une modulation de type biporteuse), on définit un signal tel qu'aucune raie d'intermodulation ne « tombe » sur la fréquence d'oscillateur local.
Pour des signaux plus complexe (type QPSK filtrée) mais restant des séquences pseudo-périodiques, deux cas se présentent :

- On se refuse qu'une raie d'intermodulation se place à la fréquence d'oscillateur local. Cela nécessite l'utilisation judicieuse d'une fréquence intermédiaire faible afin de décaler le centre du spectre de la modulation par rapport à la fréquence d'oscillateur local.

- On néglige l'influence de l'information transportée par la fréquence correspondant à celle de l'oscillateur local. Cela revient à négliger une raie du bruit d'intermodulation, si le signal d'excitation de l'amplificateur sous test ne présente aucune information à la fréquence d'oscillateur local.

Cette condition est respectée sur des modulations QPSK (génération numérique) lorsque le nombre d'états « 1 » est rigoureusement le même que le nombre d'états « -1 » sur une pseudo-période entière.

Cette approximation peut être réalisée sur des signaux contenant un grand nombre de porteuses (modulation QPSK ou signaux type « NPR ») afin que le poids de la raie d'intermodulation à la fréquence d'oscillateur local puisse être négligeable face au bruit d'intermodulation total de l'enveloppe.

Discussion sur le débruitage

La correction des enveloppes complexes actuelle et décrite précédemment utilise un débruitage à seuil sur la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe entière. Néanmoins, des méthodes d'analyses tempo-fréquentielles issues du traitement du signal offrent une perspective intéressante dans le développement logiciel ultérieur pour le traitement des mesures d'enveloppes complexes [9].

Suite à la correction des enveloppes, un débruitage des enveloppes complexes corrigées est effectué. Il consiste en l'application d'une porte fréquentielle et d'un débruitage à seuil.

La porte fréquentielle permet de focaliser la caractérisation dans la bande fréquentielle souhaitée.

L'utilisation d'un étalonnage pour des configurations hétérodynes implique une annihilation de la bande latérale non utilisée par le signal. La porte fréquentielle permet entre autre la suppression des composantes spectrales dans la bande latérale rejetée.

Ce fenêtrage permet également d'éliminer les raies parasites, non présentes dans le canal à caractériser (par exemple, les harmoniques du démodulateur I/Q qui n'est pas idéalement linéaire).

Le débruitage à seuil, permet d'annuler toute composante spectrale inférieure à un seuil que l'on définit. Cette suppression spectrale à pour effet de lisser les courbes temporelles représentant les enveloppes complexes d'entrée et de sortie du dispositif sous test.

Le « débruitage » appliqué sur les enveloppes complexes mesurées, est indispensable pour l'exploitation numérique des enveloppes complexes (modélisation comportementale du module mesuré).

Ce débruitage, ici réalisé, est basé sur la transformée de Fourier des enveloppes complexes. C'est un outil minimal et suffisant pour des modulations simples.

Un des éléments de perspective offerts par le banc décrit dans ce chapitre, est le traitement du signal qui lui est associé. Les « débruitages » les plus performants utilisés en traitement du signal font appel, non pas aux transformées de Fourier, mais aux transformées dans un espace conjointement temporel et fréquentiel [10] [11] [12]. Ceci sera abordé dans la conclusion générale de ce manuscrit.

Conclusion du chapitre

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

On pourra retenir en particulier, les efforts portés sur la mise en œuvre d'un étalonnage vectoriel pour la correction des enveloppes complexes.

Sur les mêmes principes, un second démodulateur I/Q peut être rajouté et étalonné pour avoir simultanément les mesures de l'enveloppe du signal d'entrée et du signal de sortie d'un dispositif sous test.

Une des applications potentielles de cet outil concerne la caractérisation de la linéarité des amplificateurs de puissance « multi-porteuses » par le critère du NPR : « Noise power ratio ». Ceci fait l'objet du chapitre III suivant.

BIBLIOGRAPHIE

[1] **Dominique Ventre**
« Communications Analogiques »
Collection Ellipses, Editions MarketingHermès, Paris, 1991 – ISBN 2-7298-9161-7

[2] **C.J. Clark, A.A. Moulthrop, M.S. Muha, and C.P. Silva**
« Transmission Response Measurement of Frequency-Translating Device Using a Vector Network Analyser »
IEEE Transactions on MTT, vol. 44, no. 12, pp 2724-2737, Dec. 1996

[3] **C.J. Clark, A.A. Moulthop, M.S. Muha and C.P. Silva**
« Network Analyser Measurement of Frequency-Translating Devices »
Microwave Journal, vol. 39, no. 11, pp. 114-126, Nov. 1996

[4] **C.P. Silva, M.S. Muha, A.A. Moulthop and C.J. Clark**
« An accurate Time-Domain Measurement Technique and its application to nonlinear measurements and modeling »
Workshop WS1 : New Large Signal Characterization and Modeling Technique for RF and Microwave Circuits and Systems.
30th European Microwave Conference, 2nd – 6th October 2000

[5] **J. Verspecht**
« Calibration of a measurement system for high frequency non linear devices »
Ph.D dissertation, Vrije Universiteit Brussel, September 1995
microwave power transistor »

[6] **J. Verspecht, K. Rush**
« Individual characterization of broadband sampling oscilloscopes with a 'nose to nose' calibration procedure »
IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, vol. IM-43, n°2, pp.347-354, april 1994

[7] **Agilent**
« RF component measurements – mixer measurement using the 8753B network analyser »
Product Note PN 8753-2
Literature n°5956-4362

[8] **M.E. Knox**
« A novel technique for characterizing the absolute group delay and delay linearity of frequency translation devices »
53rd ARFTG, june 1999

[9] **David Declercq et André Quinquis**
« Détection et estimation des signaux »
Editions Hermès, Paris, 1996 – ISBN 2-86601-553-3

[10] **Patrick Flandrin**
« Temps-fréquence »
Editions Hermès, Paris, 1993 – ISBN 2-86601-387-5

[11] **D.L. Donoho and I.M. Johnstone**
« Ideal denoising in an orthonormal basis chosen from a library of bases »
C.R.Acad. Sci. Paris, 319, 1994, pp. 1317-1322

[12] **R. Coifman and D. Donoho**
« Translation invariant de-noising »
in Lecture Notes in Statistics: Wavelets and Statistics, vol. New York: Springer-Verlag, pp. 125--150, 1995.

CHAPITRE III

MESURE DU « NOISE POWER RATIO » POUR LA CARACTERISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE NON-LINEAIRES

INTRODUCTION

Compte tenu de la génération numérique des signaux opérée sur le système de mesure que nous avons développé, la constitution du « stimulus » nécessaire pour la mesure de NPR sera un pseudo-bruit.

Ses caractéristiques en puissance moyenne et en répartition fréquentielle de cette puissance, ses caractéristiques en terme de facteur de crête, ainsi que les caractéristiques statiques de l'enveloppe complexe associée sont extrêmement importantes et seront donc détaillées en début de ce chapitre.

Suite à cette présentation du conditionnement du pseudo-bruit, quelques exemples démonstratifs de mesure du NPR seront montrés et commentés.

L'extension au domaine millimétrique et le transfert de la méthodologie de mesure du NPR et des fonctionnalités logicielles de traitement des données sont effectués au sein du département hyperfréquence du CNES de Toulouse.

La présentation du système implémenté au CNES est présentée en fin de chapitre.

I – Génération du signal dédié à la caractérisation en NPR

I.1 – Principe

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I [1], la caractérisation en linéarité d'un module de puissance par le « Noise Power Ratio » (NPR) repose sur l'utilisation d'un bruit banc gaussien à bande limitée (spectre continu) comme stimuli d'excitation en entrée d'un amplificateur de puissance.

Compte tenu de la structure du banc de mesure décrite au chapitre II, générant et mesurant des enveloppes complexes à motif temporel périodique (donc de spectre discret), nous ne pourrons pas analyser de spectres continus. Néanmoins, le recours à un grand nombre de porteuses présentes dans la bande fréquentielle utile du signal de test permet de s'en approcher avec précision si le conditionnement de ces raies spectrales en amplitude et en phase est adéquat.

Il s'agit donc, comme nous allons le voir d'une caractérisation en NPR par génération numérique de pseudo-bruit.

I.1.1 – Discrétisation du signal – approche numérique

En générant un spectre discret représentant un signal type pour la caractérisation en NPR, on s'aperçoit, par FFT inverse, que le caractère gaussien du bruit ainsi obtenu est assuré si on utilise un grand nombre de porteuses de même amplitude associé à une distribution aléatoire des phases suivant une loi uniforme sur [0 ; 2π[.

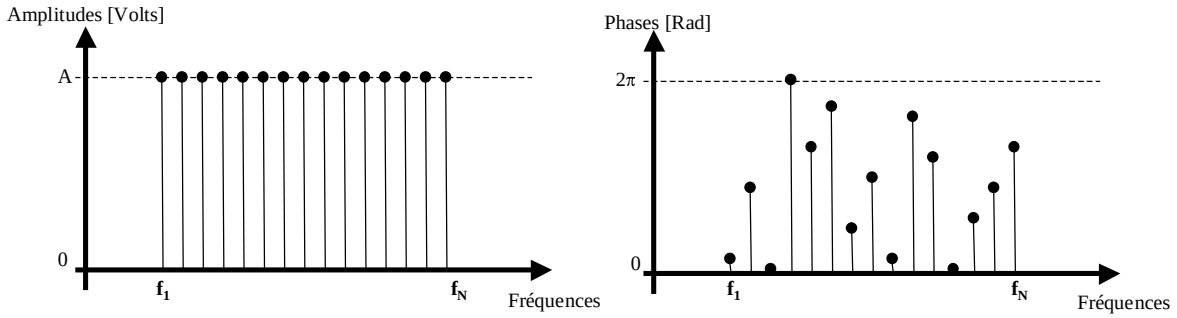


Fig. 3-1 – Représentation spectrale d'un stimuli pour la caractérisation en NPR

En effet, l'expression analytique d'un tel bruit, contenant N porteuses peut s'écrire :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}}.\sum_{i=1}^{N} A.\cos(\omega_i.t + \varphi_i)$$

avec φ_i désignant une variable aléatoire uniformément répartie sur [0 ; 2π[.

La moyenne (moment d'ordre 1) de ce signal est :

$$m = E[x(t)] = \frac{A}{\sqrt{N}}.\sum_{i=1}^{N} E.[\cos(\omega_i.t + \varphi_i)]$$

$$\boxed{m = 0}$$

La variance (moment d'ordre 2) de x(t) est :

$$\sigma^2 = E\left[(x(t) - E[x(t)])^2\right]$$

$$\sigma^2 = \frac{A^2}{N}.E\left[\left(\sum_{i=1}^{N} \cos(\omega_i.t + \varphi_i)\right)^2\right]$$

$$\boxed{\sigma^2 = \frac{A^2}{2}}$$

On peut alors considérer la suite constituée des N échantillons du signal x(t) que l'on nomme X_i (où i est un entier naturel compris entre 1 et N). Les échantillons X_i peuvent être assimilés à des variables aléatoires indépendantes suivant une même distribution d'espérance m et de variance σ^2.

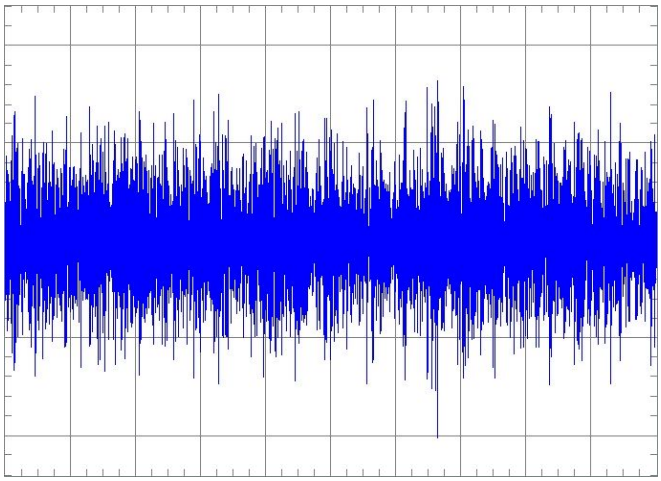


Fig. 3-2 – Représentation temporelle d'un stimuli pour la caractérisation en NPR

Le théorème de la limite centrale permet alors de connaître la convergence statistique de cette suite.

Théorème de la limite centrale :

Soit $(X_n)_{n\in\angle}$, une suite de variables aléatoires indépendantes, de même loi de variance finie σ^2. Notons $S_n=X_1+X_2+\ldots+X_n$.

Alors, $\frac{S_n - E[S_n]}{\sigma_{Sn}}$ *converge en loi vers la loi normale centrée réduite (loi de Laplace-Gauss)* $N(0,1)$.

D'après la linéarité de l'espérance, on peut déduire que pour notre suite $(X_n)_{n\in[1;N]}$, d'espérance m et de variance σ^2, la variable aléatoire réduite $X = \frac{\overline{X} - m}{\sigma/\sqrt{N}}$ où $\overline{X}$ est la moyenne des N variables, converge vers une variable aléatoire qui suit la loi normale centrée réduite $N(0,1)$.

Avec un grand nombre de raies N, la densité de probabilité du signal tend vers la loi normale.

Ainsi, la représentation discrète d'un bruit blanc peut bien être obtenue par la somme d'un grand nombre de porteuses de même amplitude et de phases aléatoires uniformément réparties sur [0 ;2π[.

I.1.2 – Détermination du NPR par la méthode du trou

Cette méthode permet de mesurer le rapport Signal utile/Bruit d'intermodulation obtenu en sortie d'un dispositif non linéaire. Le signal dit utile est le pseudo bruit amplifié obtenu en sortie.

Les produits d'intermodulation retombant sur les raies du signal utile, on crée un trou fréquentiel au centre de la bande du signal utile qui sera injecté à l'entrée de l'amplificateur sous test, pour accéder au bruit d'intermodulation.

En sortie d'amplificateur, on pourra détecter la partie des produits d'intermodulation générée par la non linéarité et retombant dans le trou préalablement établi comme symbolisé sur la figure 3.3.

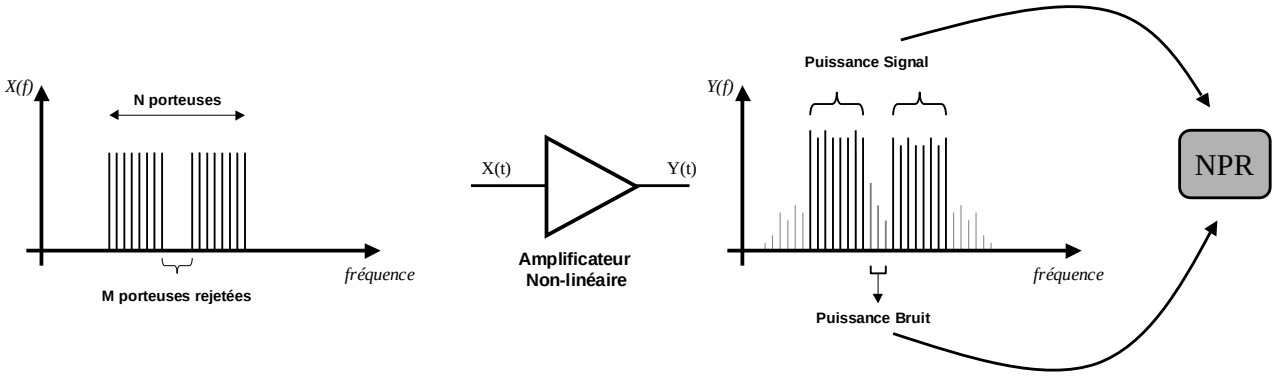


Fig. 3-3 – Représentation spectrale des signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur lors d'une caractérisation en NPR

Le NPR est défini par le rapport entre les puissances moyennes issues du signal utile et du bruit d'intermodulation [2] :

$$NPR = 10.\log_{10}\left(\frac{\overline{P}_{\text{Signal Utile}}}{\overline{P}_{\text{Bruit}}}\right) \qquad \text{où } \overline{P} \text{ désigne une puissance moyenne}$$

Dans le cas d'une génération d'un signal à spectre discret, le signal utilisé pour la caractérisation en NPR, présent en entrée d'un amplificateur sous test peut être exprimé de la façon suivante :

$$x(t) = \underbrace{\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}-\frac{M}{2}} A\cos(2\pi.f_i.t+\varphi_i)}_{\text{Bande utile inférieure}} + \underbrace{\sum_{i=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^{N} A\cos(2\pi.f_i.t+\varphi_i)}_{\text{Bande utile supérieure}}$$

où (N-M) est le nombre de porteuses présentes dans la bande et M le nombre de porteuses idéalement rejetées, constituant ainsi le trou (ou notch).

Le signal temporel obtenu en sortie de l'amplificateur sous test peut alors s'exprimer de la sorte :

$$y(t) = \underbrace{\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}-\frac{M}{2}} A_i\cos(2\pi.f_i.t+\theta_i) + \sum_{i=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^{N} A_i\cos(2\pi.f_i.t+\theta_i)}_{\text{Signal + bruit d'intermodulation}} + \underbrace{\sum_{i=\frac{N}{2}-\frac{M}{2}}^{\frac{N}{2}+\frac{M}{2}} A_i\cos(2\pi.f_i.t+\theta_i)}_{\text{Bruit d'intermodulation dans le trou}}$$

Il vient alors l'expression du NPR, en considérant la puissance de chaque porteuse qui constitue le spectre du signal de sortie y(t) :

$$NPR_{dBc} = 10.\log_{10}\left(\frac{\frac{1}{N-M}\left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}-\frac{M}{2}}\frac{A_i^2}{2}+\sum_{i=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^{N}\frac{A_i^2}{2}\right]}{\frac{1}{M}\left[\sum_{i=\frac{N}{2}-\frac{M}{2}}^{\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}\frac{A_i^2}{2}\right]}\right)$$

Il s'agit d'un rapport signal à bruit dont la puissance de signal est obtenue à partir de N-M échantillons fréquentiels et la puissance de bruit, en analysant les M échantillons du spectre de sortie remplissant partiellement le notch en sortie.

Cette détermination ne correspond pas exactement à un rapport signal à bruit compte tenu du fait que le signal total correspondant au numérateur du rapport précédent contient du bruit d'intermodulation. Néanmoins, elle correspond aux mesures réalisées de façon conventionnelle (à l'analyseur de spectre).

On pourrait s'approcher du véritable rapport signal à bruit en retirant à la puissance moyenne du signal du numérateur, la puissance moyenne estimée du bruit d'intermodulation (d'après celle mesurée dans le trou). Cela n'a pas pour autant d'influence très significative sur la valeur finale du NPR dès lors que le NPR est supérieur à 10dB.

Par ailleurs, la présence du trou perturbe la statistique du signal. Un biais sur la valeur du NPR apparaît en fonction de la largeur du trou. Ce biais devient négligeable pour un trou dont la largeur fréquentielle est inférieure à 10% de la bande totale du signal. [3]

D'une part, le trou doit être étroit pour ne pas entraîner de biais sur les valeurs de NPR ; d'autre part, il doit être assez large pour permettre d'acquérir suffisamment de composantes d'intermodulation afin de ne pas faire d'erreur sur l'estimation de la puissance moyenne correspondant aux porteuses présentes dans ce trou.

I.1.3 – Détermination du NPR par la méthode d'intercorrélation

Une méthode par intercorrélation entre les signaux d'entrée et de sortie d'un module de puissance non-linéaire permet de le caractériser en terme de NPR. Cette méthode ne nécessite pas l'emploi d'un trou fréquentiel dans le signal d'excitation d'entrée.

Si l'on considère les enveloppes complexes des signaux (la fréquence de référence étant au centre des spectres considérés), on a :

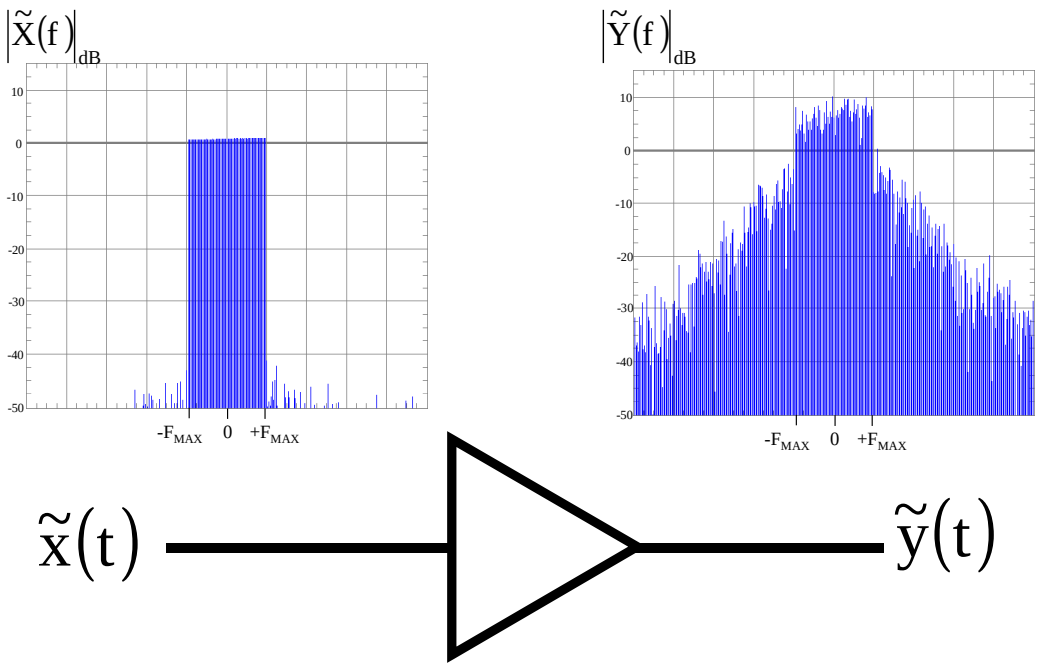


Fig. 3-4 – Exemple de spectres conduisant à la caractérisation en NPR par intercorrélation

Le principe de calcul de NPR par cette méthode consiste à considérer le signal de sortie comme la somme d'une réponse linéaire de l'amplificateur au signal d'entrée à laquelle s'ajoute du bruit d'intermodulation. En décomposant ainsi le signal de sortie, on peut en déduire le rapport signal à bruit : le NPR.

La puissance moyenne du bruit d'intermodulation est obtenue sur toute la bande du signal utile. On a alors accès à un grand nombre de raies d'intermodulation (la mesure de puissance moyenne du bruit est plus précise) sans pour autant créer de biais sur la valeur du NPR (pas de trou).

I.1.3.1 – Cas d'un amplificateur sans mémoire [4]

L'analyse du NPR par intercorrélation d'un amplificateur de puissance se fait par la connaissance des signaux présents à ses accès. Considérons $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ les enveloppes complexes associées aux signaux RF présents respectivement en entrée et sortie de l'amplificateur. L'enveloppe complexe du signal de sortie peut être assimilée à une amplification du signal d'entrée sommée au bruit d'intermodulation tel que :

$$\tilde{y}(t) = \lambda.\tilde{x}(t) + \tilde{n}(t)$$

où λ représente le gain complexe équivalent de l'amplificateur et $\tilde{n}(t)$ l'enveloppe complexe associée au bruit d'intermodulation.

Une illustration des spectres associés à ces enveloppes complexes est donnée figure 3-5.

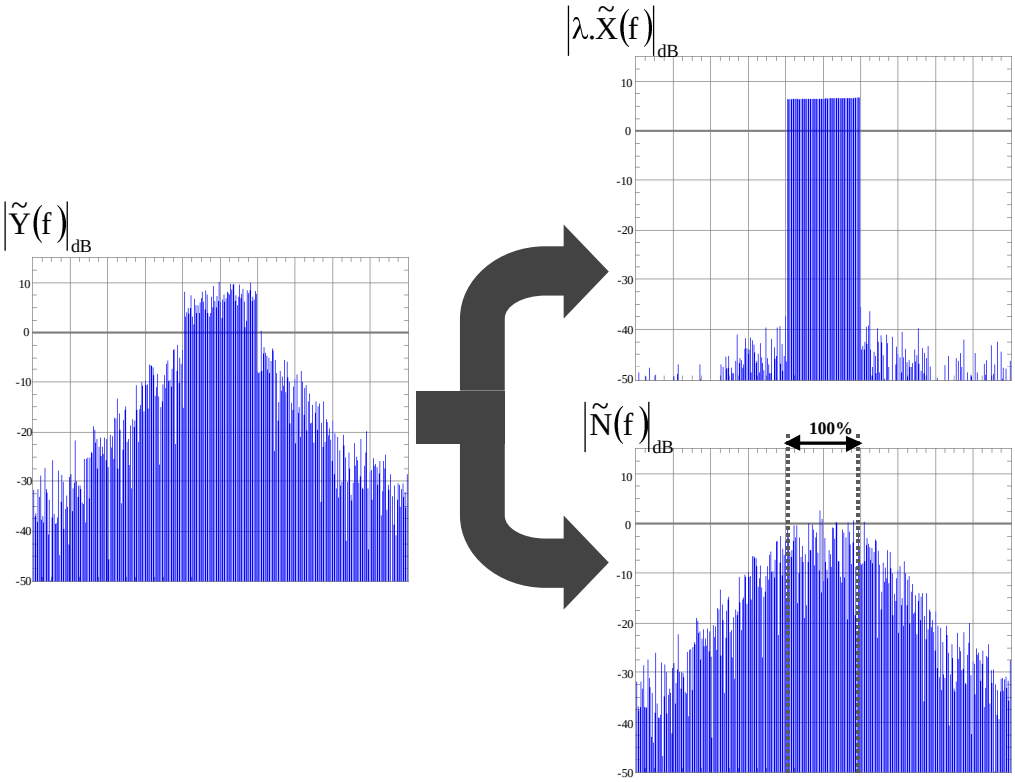


Fig. 3-5 – Extraction du bruit d'intermodulation présent en sortie d'amplificateur

Dans le cas d'une non linéarité sans mémoire (représentable finement par une courbe AM/AM – AM/PM), les expressions $\tilde{n}(t)$ et $\tilde{x}(t)$ sont décorrélées : $E[\tilde{n}(t).\tilde{x}^*(t)] = 0$. On peut alors exprimer le gain complexe équivalent : $\lambda = \dfrac{E[\tilde{y}(t).\tilde{x}^*(t)]}{E[\tilde{x}(t).\tilde{x}^*(t)]}$.

Connaissant $\tilde{y}(t)$, $\tilde{x}(t)$ et λ, on peut déterminer l'expression temporelle du bruit d'intermodulation :

$$\tilde{n}(t) = \tilde{y}(t) - \lambda.\tilde{x}(t).$$

Les représentations spectrales des signaux mis en jeu permettent de calculer le rapport signal à bruit :

$$\frac{S}{B} = \frac{\sum_{i=1}^{N} \left|\tilde{Y}(f_i)\right|^2}{\sum_{i=1}^{N} \left|\tilde{N}(f_i)\right|^2}$$

Ce rapport ne correspond pas exactement au NPR.

En effet, la puissance moyenne du bruit est calculée pour toute la bande utile du signal d'entrée afin d'avoir 20 fois plus d'échantillons de bruit que la méthode du trou utilisée avec un trou à 5%, et donc d'augmenter la précision du NPR. Mais la répartition de puissance du bruit d'intermodulation n'est pas constante dans toute la bande du signal.

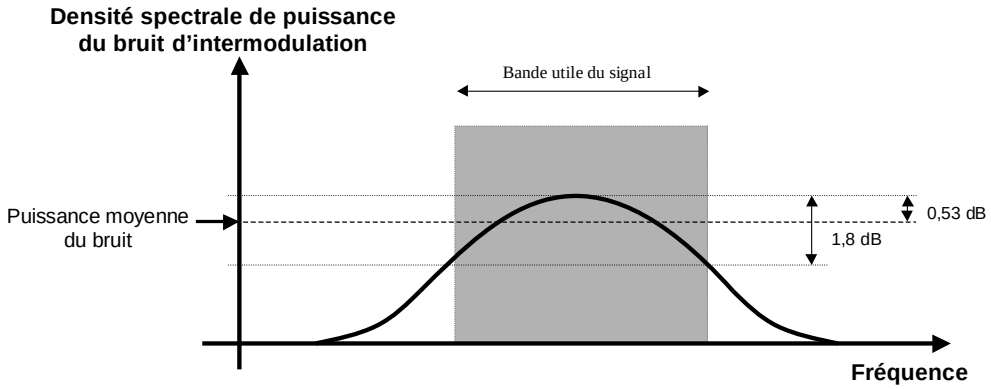


Fig. 3-6 – Densité spectrale de puissance du bruit d'intermodulation

Il apparaît que le bruit présente une décote de 1,8 dB entre le centre et le bord de la bande de façon indépendante de la non-linéarité. Par ailleurs, il existe un facteur de forme constant de 0,53 dB reliant la puissance moyenne de bruit en centre de bande avec celle obtenue sur toute la bande. Il vient alors le calcul du NPR :

$$NPR_{dBc} = 10.\log_{10}\left(\frac{\sum_{i=1}^{N} \left|\tilde{Y}(f_i)\right|^2}{\sum_{i=1}^{N} \left|\tilde{N}(f_i)\right|^2}\right) - 0{,}53\ \text{dB}$$

I.1.3.1 – Cas d'un amplificateur présentant des effets mémoire HF [5]

La méthode sans trou faisant appel au gain complexe équivalent suppose que l'amplificateur n'admet aucune dépendance en fréquence dans la bande du signal. Pour un module qui ne peut être parfaitement caractérisé par le gain complexe, il convient de faire apparaître la notion de fonction de description dépendante du type de signal d'entrée (puissance, forme temporelle). Dans ce cas, on peut proposer la formulation suivante :

$$\tilde{y}(t) = h_x(t) * \tilde{x}(t) + \tilde{n}(t)$$

où $\tilde{x}(t)$, $\tilde{y}(t)$ et $\tilde{n}(t)$ désignent les enveloppes complexes correspondant aux signaux respectifs d'entrée, de sortie et de bruit d'intermodulation.

$h_x(t)$ représente un équivalent de réponse impulsionnelle complexe du module de puissance en présence du signal associé à l'enveloppe $\tilde{x}(t)$ à son entrée (fonction de description).

Il vient l'expression :

$$S_{\tilde{n}\tilde{x}}(f) = S_{\tilde{y}\tilde{x}} - H_x^*(f).S_{\tilde{x}\tilde{x}}(f), \qquad \text{pour } |f| < \frac{\text{Bande du signal}}{2}$$

où $S_{ab}(f) = FFT\{E[a^*(t)b(t+\tau)]\}$ représente la densité spectrale croisée des processus aléatoires a et b.

D'une façon générale, en présence de signaux à bande limitée, la fonction de transfert $H_x(f)$ présente de faibles variations : elle est représentable par un développement polynomial de degrés P tel que :

$$H_x(f) = \sum_{i=0}^{P} a_i.f^i$$

Fixer P=0 revient à considérer la fonction de transfert constante dans la bande du signal : c'est la méthode du gain complexe décrite précédemment.

Pour une valeur fixe de P>0, les coefficients a_i du polynôme décrivant la fonction de transfert, peuvent être trouvés en exploitant le fait que $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{n}(t)$ sont décorrélés. Cela revient à minimiser l'expression :

$$P_{\tilde{n}\tilde{x}}(a_0,...,a_P) = \sum_{k=1}^{N} \left| H[f_k] - \frac{Y[f_k]}{X[f_k]} \right|^2 \quad \text{pour un signal de N porteuses}$$

Cette analyse se fait par la technique des moindres carrés. La valeur optimale de P est obtenue lorsque l'expression du NPR ne varie plus lorsque P augmente. Le NPR est donné par l'expression suivante :

$$NPR_{dBc} = 10.\log_{10}\left(\frac{\sum_{i=1}^{N}\left|\tilde{Y}(f_i)\right|^2}{\sum_{i=1}^{N}\left|\tilde{Y}(f_i) - \tilde{H}(f_i).\tilde{X}(f_i)\right|^2}\right) - 0{,}53\ \text{dB}$$

Les techniques de détermination du NPR par intercorrélation permettent en simulation un gain de temps de calcul par rapport à la méthode du trou. Il apparaît que la technique du gain complexe équivalent n'est pas fiable pour un NPR supérieur à 35 dBc. On préférera donc l'approche en tenant compte des dispersions HF de la non linéarité.

En ce qui concerne les mesures, la méthode de déduction du NPR par intercorrélation permet d'accéder à tous les échantillons de bruit (raies d'intermodulation) présents dans le signal soit, à titre d'exemple, 20 fois plus que la détection offerte par un trou de 5%. Ce nombre d'échantillons de bruits à considérer est important car influant sur la précision des mesures du NPR.

Ces méthodes de calcul de NPR peuvent être une alternative intéressante pour des systèmes de mesures ne pouvant générer qu'un nombre restreint de porteuses pour une caractérisation rapide en NPR [8] [9].

I.2 – Variance du NPR (méthode du trou)

La génération de l'enveloppe complexe associée au stimuli HF pour la caractérisation en NPR consiste en la création d'un spectre de bande limitée dont toutes les raies ont une même amplitude mais des phases aléatoires réparties uniformément sur [0 ; 2π[. Deux tirages de phases différents vont conduire à des représentations temporelles du signal différentes. Les statistiques du signal temporel d'excitation n'étant alors pas les mêmes, la différence correspondante aux réponses de la non linéarité à ces signaux peut se traduire par une

variance sur le résultat en NPR. Cela provient du fait que nous travaillons avec des signaux spectralement discrets, et non un véritable bruit à spectre continu.

La figure 3-7 illustre ces propos.

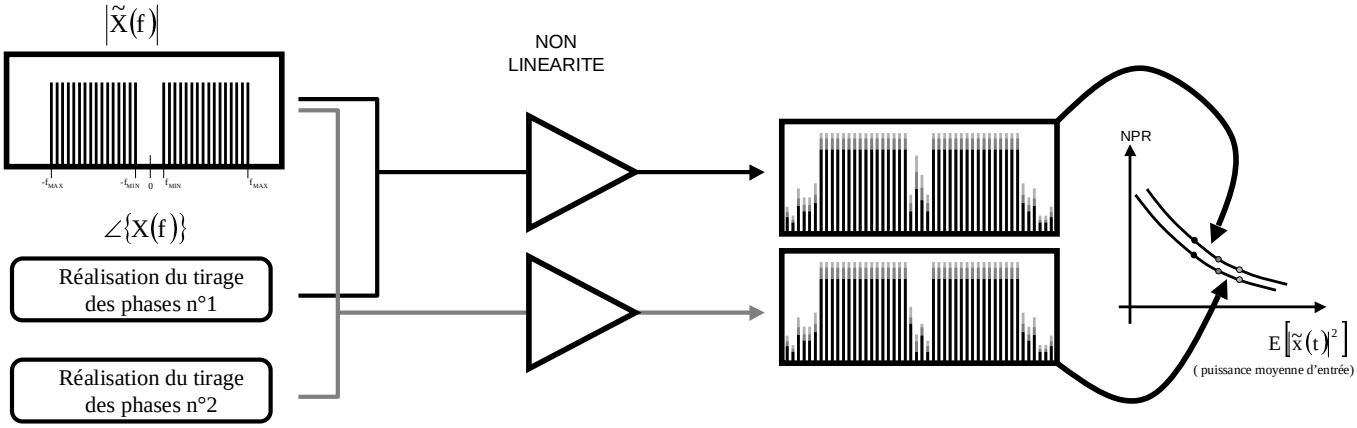


Fig. 3-7 – Influence de la suite aléatoire déterminant les valeurs de phase du signal d'entrée sur le NPR d'une non linéarité - Représentation en enveloppe complexe (Bande de base).

Le NPR apparaît donc comme une variable aléatoire dont la variance est à minimiser.

I.2.1 – Nombre d'échantillons de bruit à considérer

Pour cela, émettons l'hypothèse que les puissances liées aux échantillons de bruit (les raies présentes dans le trou du spectre de sortie) sont des variables aléatoires indépendantes suivant une même distribution statistique d'espérance m et de variance σ^2.

En appliquant le théorème de la limite centrale énoncé précédemment, il apparaît que la variable aléatoire réduite suivante suit la loi normale centrée réduite N(0,1) :

$$\overline{P}_{Bruit}^{réduite} = \sqrt{P}\,\frac{\overline{P}_{Bruit} - m}{\sigma}$$

où P désigne le nombre de raies du bruit d'intermodulation considéré (dans le trou) et $\overline{P}_{Bruit}$ la puissance moyenne du bruit déduite des P échantillons.

L'écart entre le NPR obtenu sur une mesure (spectre discret) et la vraie valeur de NPR que l'on aurait avec un bruit analogique (spectre continu) peut être notée :

$$\Delta NPR = \underbrace{10.\log_{10}\left(\frac{\overline{P}_{Signal}}{\overline{P}_{Bruit}}\right)}_{\substack{NPR \\ \text{(spectre discret)}}} - \underbrace{10.\log_{10}\left(\frac{\overline{P}_{Signal\ réel}}{\overline{P}_{Bruit\ réel}}\right)}_{\substack{NPR \\ \text{(spectre continu)}}}$$

La variance du NPR dépend principalement de l'erreur faite sur la puissance moyenne du bruit d'intermodulation qui est obtenue par peu d'échantillons (5 à 10%). Ainsi :

$$\Delta NPR \approx 10.\log_{10}\left(\frac{\overline{P}_{Bruit\ réel}}{\overline{P}_{Bruit}}\right) = 10.\log_{10}\left(\frac{m}{\frac{\sigma}{\sqrt{P}}.\overline{P}_{Bruit}^{réduite} + m}\right) = -10.\log_{10}\left(\left(\frac{\sigma}{m}\right)\left(\frac{\overline{P}_{Bruit}^{réduite}}{\sqrt{P}}\right) + 1\right)$$

Il a été montré [6] [7], pour des mesures à 16 porteuses (2 groupes de 8 porteuses séparés par un trou), que le rapport $\frac{m}{\sigma}$ est de l'ordre de 0,6 à 0,9 soit environ 0,75. Des simulations de NPR ont montré que compte tenu du grand nombre de produits d'intermodulation s'additionnant vectoriellement (amplitude et phase), le rapport $\frac{m}{\sigma}$ était proche de 1, laissant paraître la valeur mesurée (0,75) pessimiste [7].

On se place dans le cas où la variable aléatoire $\overline{P}_{Bruit}^{réduite}$ a une valeur comprise entre $(-3.\sigma_{Loi\ réduite} = -3)$ et $(+3.\sigma_{Loi\ réduite} = 3)$ soit 99,5% des cas possibles. On peut alors trouver P, le nombre de raies de bruit d'intermodulation nécessaires pour avoir $\Delta NPR = \pm 1\ dB$ c'est à dire avoir un NPR correct à 1 dB près pour 99,5% des cas.

On calcule pour $\frac{m}{\sigma} = 0{,}75$ (cas pessimiste) :

$\Delta NPR = +1\ dB$ pour P = 379 échantillons de bruit

$\Delta NPR = -1\ dB$ pour P = 239 échantillons de bruit

Ainsi, environ **400 échantillons de bruit** sont nécessaires pour avoir une valeur à 1dB près du NPR dans 99,5% des mesures.

Le NPR est donc une variable aléatoire. Pour un nombre de porteuses fixé dans le trou, la précision de la valeur de NPR obtenue est, dans 99,5% des cas, comprise dans la zone claire de la figure 3-7.

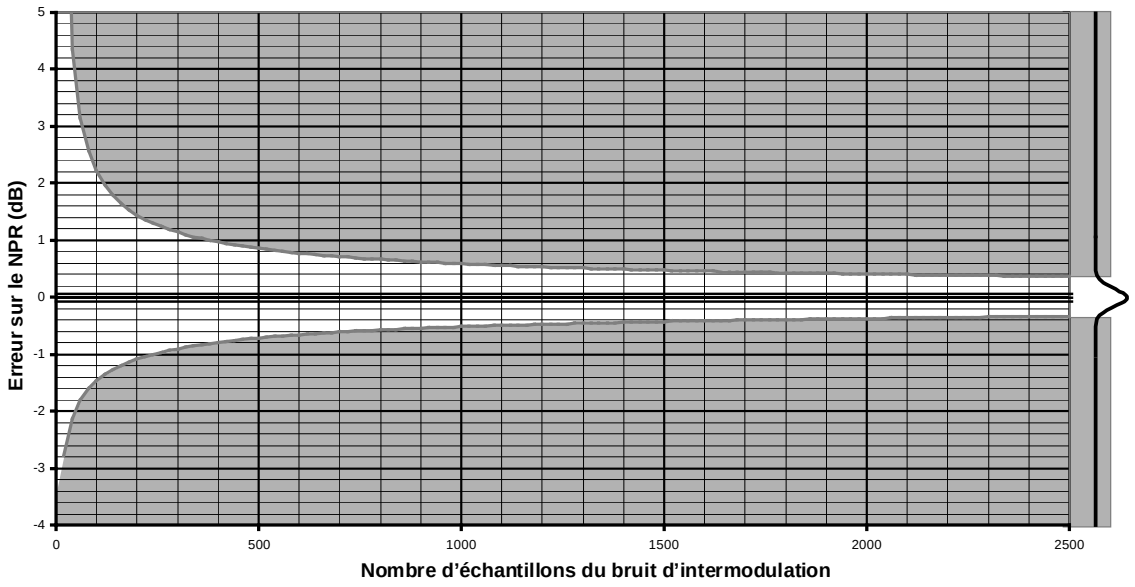


Fig. 3-8 – Erreur sur le NPR à $\pm 3\sigma$ (99,5%) en fonction du nombre de porteuses dans le trou

I.2.2 – Moyenne du NPR

Une mesure de NPR précise à 1 dB nécessite une analyse de 400 échantillons fréquentiels du bruit d'intermodulation. Une grande précision des résultats de NPR implique une largeur de trou proportionnelle au nombre d'échantillons de bruit à analyser. Cependant, afin de ne pas créer de biais sur la mesure du NPR, le trou ne doit pas dépasser 10% de la bande totale du signal. Par ailleurs, la profondeur mémoire des appareils utilisés dans le banc de mesure limitent le nombre de porteuses du signal NPR. Il se peut qu'on ne puisse pas réaliser un trou permettant l'accès à un nombre de raies d'intermodulation suffisant. Pour cela, il existe une alternative utilisée en simulation (pour optimiser les temps de calcul [3][5]) : générer plusieurs signaux de type NPR dont les tirages aléatoires des phases sont indépendants entre eux et caractériser l'amplificateur avec chacun de ces signaux.
Ainsi, si l'on souhaite une précision de 1 dB, les 400 porteuses présentes dans le trou peuvent tout aussi bien être obtenues par une mesure unique d'un signal à 4000 porteuses présentant un trou de 10% de la bande totale que par 10 mesures (dont on fait la moyenne) d'un signal à 4000 porteuses dont le trou représente 1% de la bande.

Une mesure de NPR correspond à un balayage en puissance moyenne pour un même tirage de phases.

Pour obtenir le NPR à partir de plusieurs mesures , 3 méthodes sont possibles :

- Réaliser une moyenne des courbes de NPR en dB ;
- Réaliser une moyenne des courbes de NPR en linéaire ;
- Faire une moyenne des densités spectrales de puissance des signaux de sortie avant d'en déduire le NPR.

Les 2 premières méthodes peuvent créer un léger biais sur la courbe de NPR. Ce biais est plus important lorsqu'on réalise une moyenne en linéaire. Si le nombre de porteuses dans le signal de test est suffisant (plusieurs milliers), ce biais devient négligeable.

La 3ème méthode est la plus précise (pas de biais sur le NPR), mais n'est utilisable qu'en simulation car elle requière plusieurs mesures (plusieurs stimuli NPR) à une même puissance moyenne d'enveloppe. En effet, dans le cas des mesures, 2 signaux correspondent à 2 tirages aléatoires de phases différents. Ces 2 signaux n'ont pas le même facteur de crête. Pour une même configuration du banc de mesure , les valeurs crêtes des signaux sont identiques. Ainsi, leurs puissances moyennes sont différentes.

I.3 – Génération des signaux de NPR

La génération des signaux de caractérisation consiste à générer l'enveloppe complexe qui sera utilisée par le banc de mesure. Cette enveloppe est générée sur calculateur dans le domaine fréquentiel.

Ce conditionnement préalable détermine la bande du signal, le nombre de porteuse, leur amplitude et le tirage de phases associé ainsi que la largeur du trou.

La distribution aléatoire des phases doit être uniforme. L'enveloppe complexe étant mis en forme dans le domaine fréquentiel, on obtient son correspondant temporel, utilisable pour charger l'AWG du banc de mesure, par FFT inverse. L'enveloppe complexe temporelle est :

$$\tilde{x}(t) = A.\left(\sum_{i=-\frac{N}{2}}^{-\frac{M}{2}} e^{j(2\pi.f_i.t+\varphi_i)} + \sum_{j=\frac{M}{2}}^{-\frac{N}{2}} e^{j(2\pi.f_j.t+\varphi_j)} \right) \qquad \text{où } f_i < 0 \text{ et } f_j > 0$$

I.3.1 – Définitions des signaux

On s'intéressera à différentes façons de générer les signaux.

Considérons un signal à N porteuses.

Pour obtenir une distribution de phases parfaitement uniforme, on peut imposer des valeurs de phases telles que $\varphi_k = \frac{2.\pi}{N}.k$ radians avec k entier compris entre 0 et N-1.

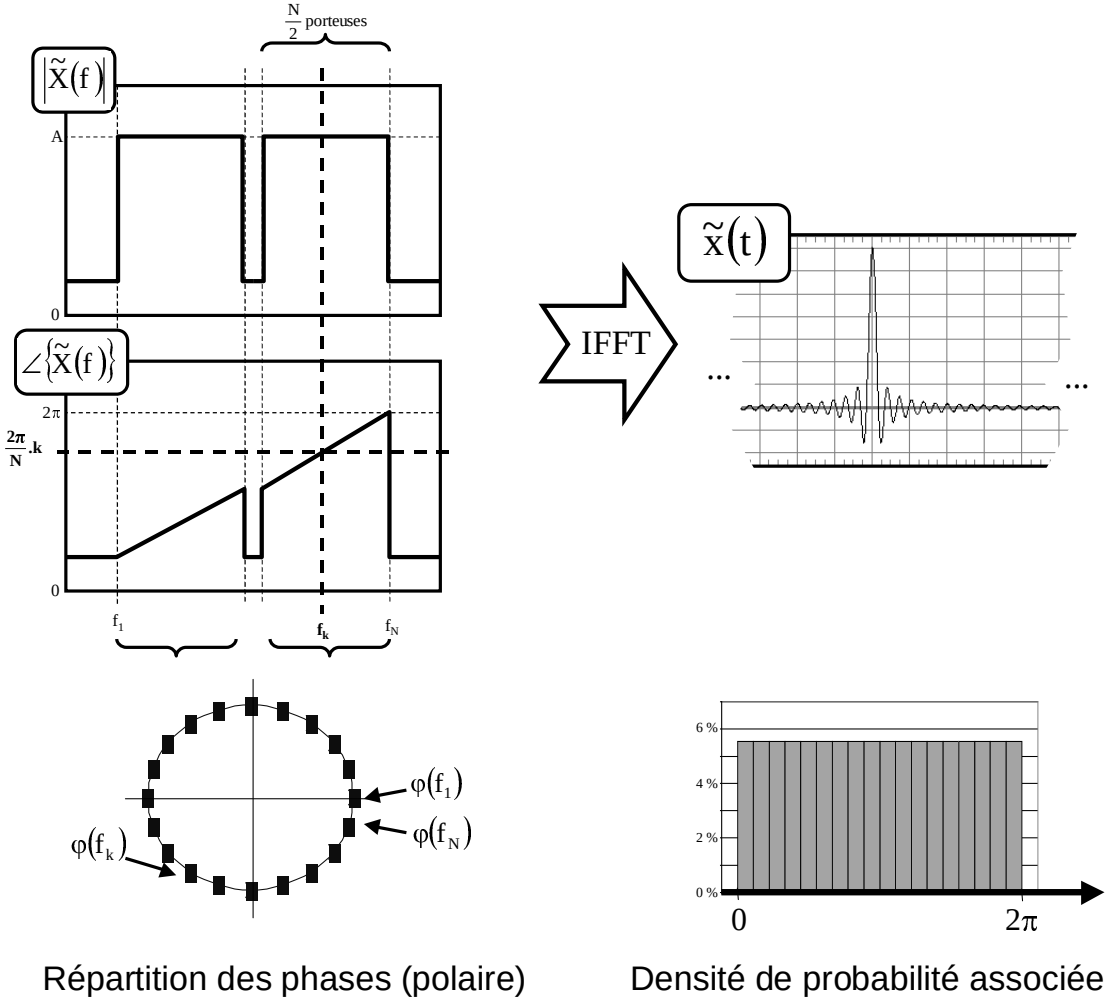


Fig. 3-9 – Génération d'un spectre NPR dont les phases s'expriment linéairement en fonction des fréquences

Une répartition linéaire des valeurs de φ_k en fonction de la fréquence (représentée figure 3-9) conduit à une distribution uniforme des phases, mais à un signal temporel présentant le facteur de crête maximal réalisable pour un signal à N porteuses : $PAR_{dB} = 10.\log_{10}(N)$. Ce type de signal ne convient évidemment pas pour une caractérisation

de linéarité multiporteuse. De plus le signal, présentant un spectre hermitien, est purement réel.
Par ailleurs, l'absence de processus aléatoire engendre une modification de la distribution de phase lors d'un retard τ de l'enveloppe temporelle : la distribution des phases ne suit plus une loi uniforme entre 0 et 2π.

On se propose de générer des signaux faisant intervenir un processus aléatoire.

Un premier type de génération de signal consiste à utiliser les valeurs de phases obtenues précédemment ($\varphi_k = \frac{2.\pi}{N}.k$) afin de conserver une distribution uniforme des phases entre 0 et 2π. Chacune de ces phases déterministes correspondra à une fréquence du signal. L'allocation fréquentielle des phases se fera en fonction d'une suite de valeurs obtenues par tirage aléatoire suivant une loi uniforme notée $f(\theta)$.
Ce type de génération sera dit de « type 1 » et conduit à une enveloppe complexe temporelle que nous noterons $\tilde{x}_1(t)$. Le synoptique correspondant à cette génération est présenté figure 3-10.

Un second type de génération consiste à générer un spectre NPR et de déterminer pour chacune des fréquences, la phase correspondante. Les valeurs des phases sont obtenues par tirage aléatoire suivant une loi uniforme $f(\theta)$.
Ce type de génération sera dit de « type 2 » et synthétise une enveloppe complexe temporelle notée $\tilde{x}_2(t)$ par la suite. Le synoptique de cette génération est illustré figure 3-10 également.

Pour un même tirage aléatoire selon une loi uniforme $f(\theta)$, les formes temporelles $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$ sont extrêmement proches.

La génération d'un bon signal de NPR passera donc par l'utilisation de séquence aléatoire uniforme de qualité. Dans ce sens, plusieurs générateurs ont été testés sur la qualité de la loi suivie par la variable aléatoire produite. Les générateurs aléatoires de phases ont été jugés par la comparaison des 2 premiers moments de leurs lois (théoriquement, une loi uniforme sur $[0\,;2\pi[$ a pour moyenne $m = \pi$ et pour variance $\sigma^2 = \frac{\pi^2}{3}$). La génération utilisée est du

« type 2 » : génération aléatoire directe des valeurs de phases au moyen de l'instruction rand() en langage C (Visual C++ sous PC).

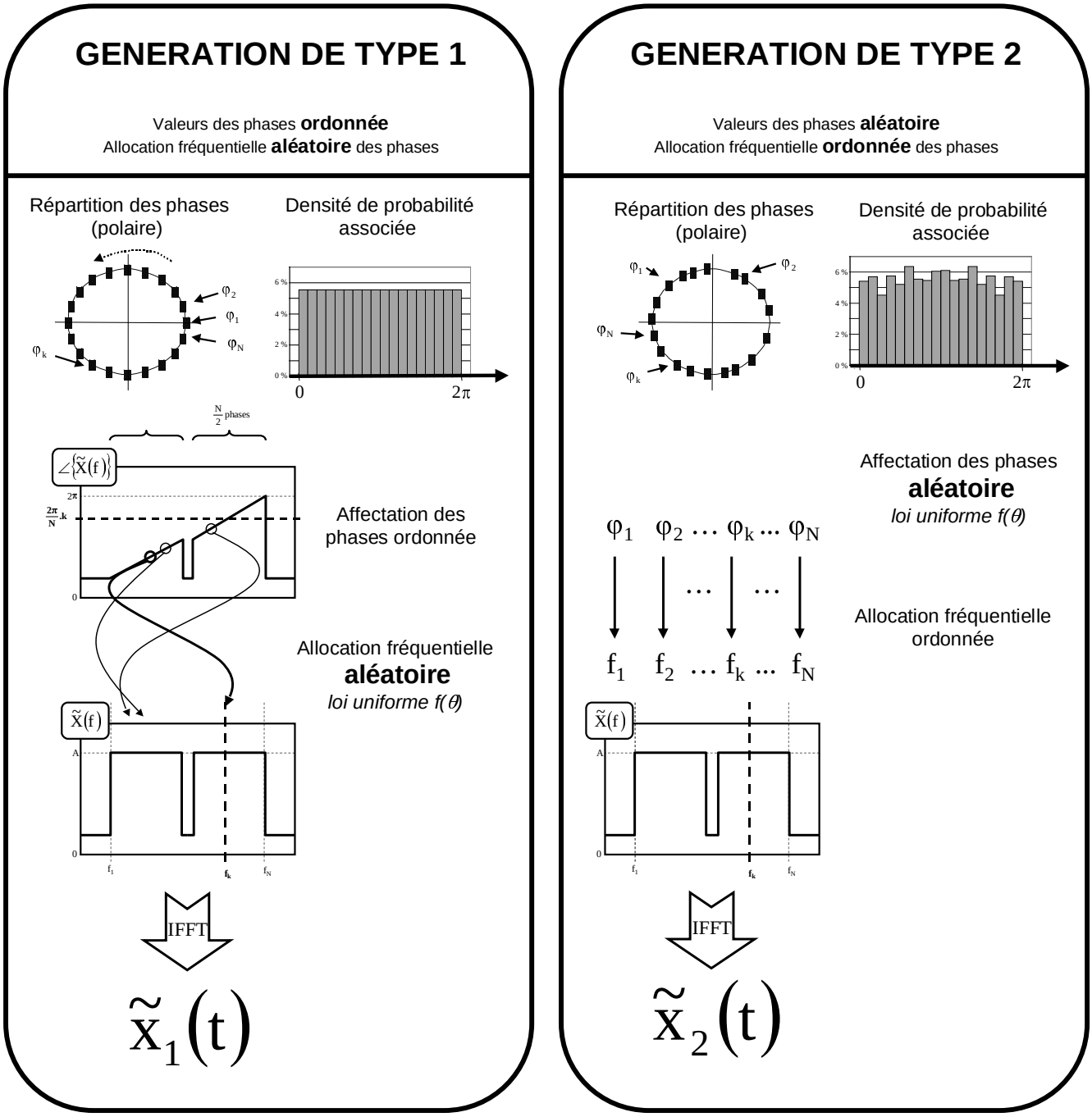


Fig. 3-10 – Génération des signaux de NPR de types 1 et 2

Enfin, on se propose de générer un signal dont les bandes latérales droite (fréquences positives) et gauche (fréquences négatives) du signal sont corrélées entre elles telle que $\tilde{X}(f) = \tilde{X}^*(-f)$. Cela correspondrait à l'enveloppe complexe d'un signal NPR qui serait obtenue par génération en BF d'une bande latérale unique, et transposée en fréquence par un

mélangeur (sans filtrage des fréquences image) et dont la fréquence d'OL se retrouve au centre du trou [10] [11]. Nous noterons cette génération $\tilde{x}_3(t)$, dite de « type 3 ».

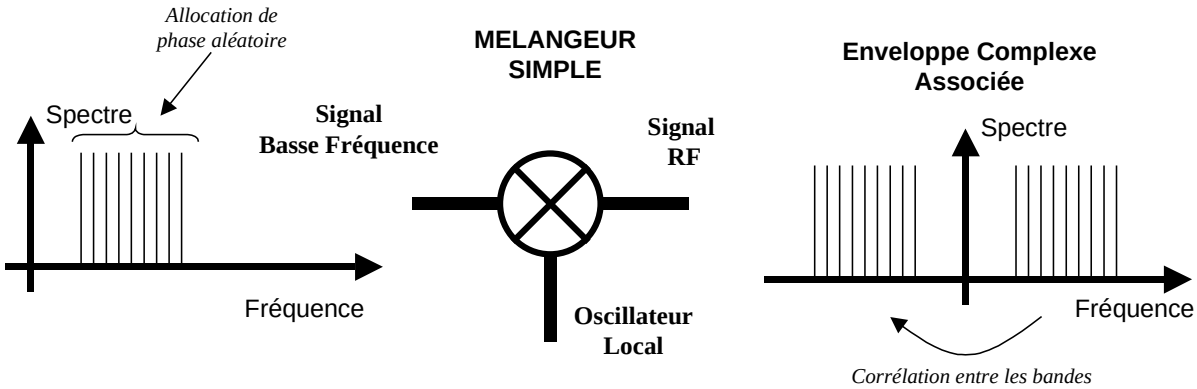


*Fig. 3-11 – Configuration matérielle amenant à une enveloppe complexe NPR de **type 3***

Nous allons visualiser les résultats obtenus par les 3 types de générations en terme de distribution d'amplitude, et de facteur de crête.

I.3.2 – Distribution statistique des signaux

Nous nous proposons de visualiser, figure 3-12, la convergence d'un signal multiporteuse vers une caractéristique gaussienne. Pour cela, nous présentons dans différents cas (2, 10, 100 et 2000 porteuses) la constellation offerte par une enveloppe complexe de « type 1 » (identique à celle fournie par un signal de « type 2 »), normalisée afin de correspondre à une puissance moyenne de 0 dBm (les constellations sont comprises entre –1 et 1 volt).

Le caractère gaussien du signal se vérifie à partir quelques centaines de porteuses. Traditionnellement les mesures se font avec des signaux comportant 1000 à 10000 porteuses.

La constellation du signal $\tilde{x}_3(t)$, présentée figure 3-13, rappelle qu'il s'agit d'un signal purement réel. En conséquence, il ne présente aucune modulation aléatoire de phase. Il ne représente donc pas un stimulus valide pour une caractérisation en NPR.

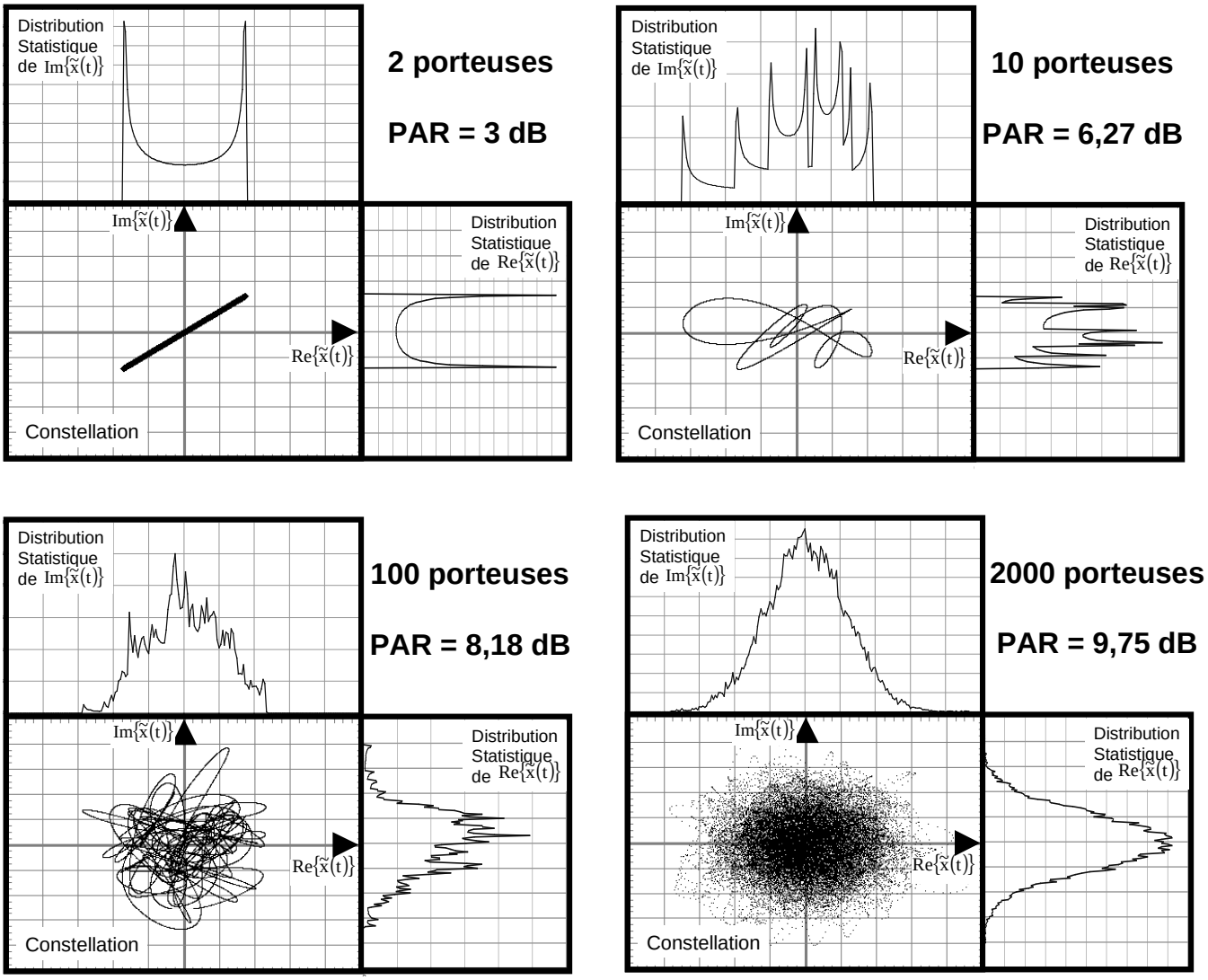


Fig. 3-12 – Constellations, distributions d'amplitude et facteur de crête d'un signal NPR de type2 en fonction du nombre de porteuses

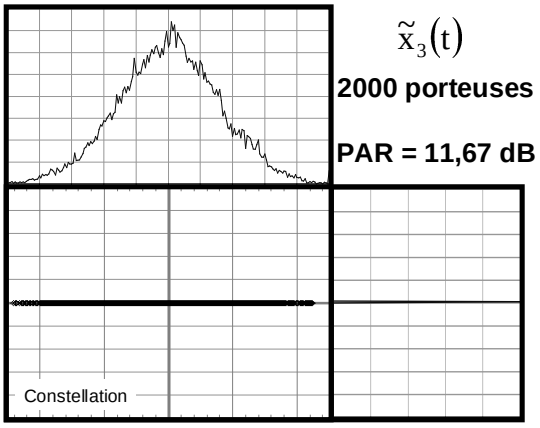


Fig. 3-13 – Constellations, distributions d'amplitude et facteur de crête théoriques d'un signal NPR de type 3

I.3.3 – Facteur de crête des signaux

On se propose de visualiser le facteur de crête obtenu sur des signaux de stimuli NPR en fonction du nombre de porteuses qu'ils contiennent.

A partir de 3 porteuses, le facteur de crête est conditionné par les phases de chacune des porteuses. La figure 3-14 illustre les valeurs de facteurs de crête obtenu sur 50 signaux (50 suites aléatoires différentes) de type 1, 2 et 3.

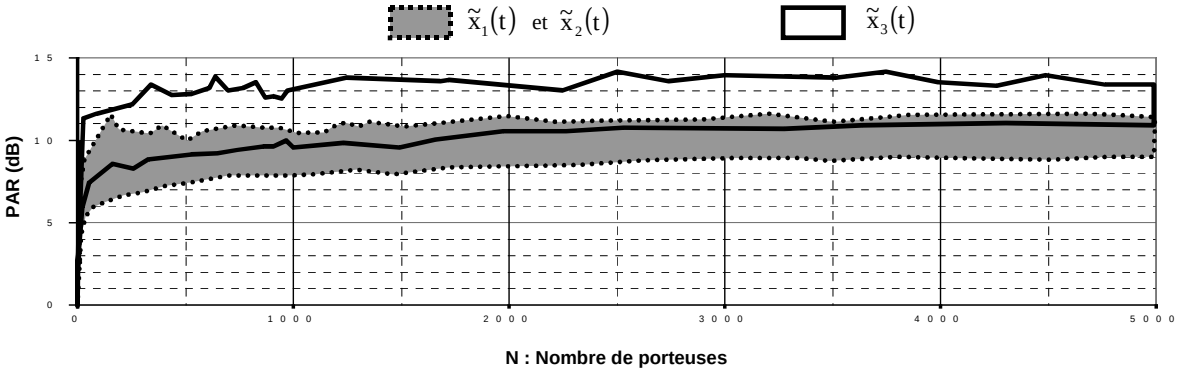


Fig. 3-14 – Facteurs de crête obtenus pour 50 signaux différents de type 1, 2 et 3 en fonction du nombre de porteuses

Le facteur de crête moyen d'un signal NPR et d'environ 10 dB.

On remarque par ailleurs que le signal réel de type 3 ($\tilde{x}_3(t)$ où les bandes latérales gauche et droite sont corrélées), présente un facteur de crête en moyenne 2,5 dB au dessus de ceux provenant des pseudo-bruits complexes $\tilde{x}_1(t)$ et $\tilde{x}_2(t)$. Si $\tilde{x}_3(t)$ est utilisé comme stimulus d'une caractérisation en NPR à puissance moyenne identique, la non-linéarité sera balayée plus profondément par $\tilde{x}_3(t)$ que par $\tilde{x}_1(t)$ ou $\tilde{x}_2(t)$. Le calcul du NPR donnera une valeur pessimiste par rapport à la vraie valeur du NPR [12].

Il est indispensable que les 2 bandes latérales du spectre des stimuli de NPR soient décorrélées.

Les formes d'ondes complexes utilisées par l'AWG lors des mesure correspondent aux signaux de type 2, dont la génération a été présentée figure 3-10.

II – Mesures de NPR

Le banc de mesure d'enveloppes complexes permet la caractérisation en NPR d'amplificateur de puissance en bande S et L (entre 1 et 4 GHz).

Lors des mesures, le NPR est déduit de l'enveloppe complexe corrigée du signal modulé présent en sortie d'amplificateur sous test, conformément à la description de l'étalonnage faite au chapitre II.
Ainsi le NPR calculé fait intervenir la puissance de chacune des raies constituant la modulation, elles mêmes obtenues par FFT des enveloppes complexes temporelles extraites par le banc [13].

Les premières acquisitions doivent permettre la caractérisation en NPR de la chaîne de mesure à vide (en connexion directe) pour l'ensemble des points de puissance utilisables ultérieurement en présence du dispositif sous test.
Le NPR « à vide » de la chaîne de mesure est compris entre 40 et 45 dB. Cela constitue notre dynamique de la mesure du NPR.

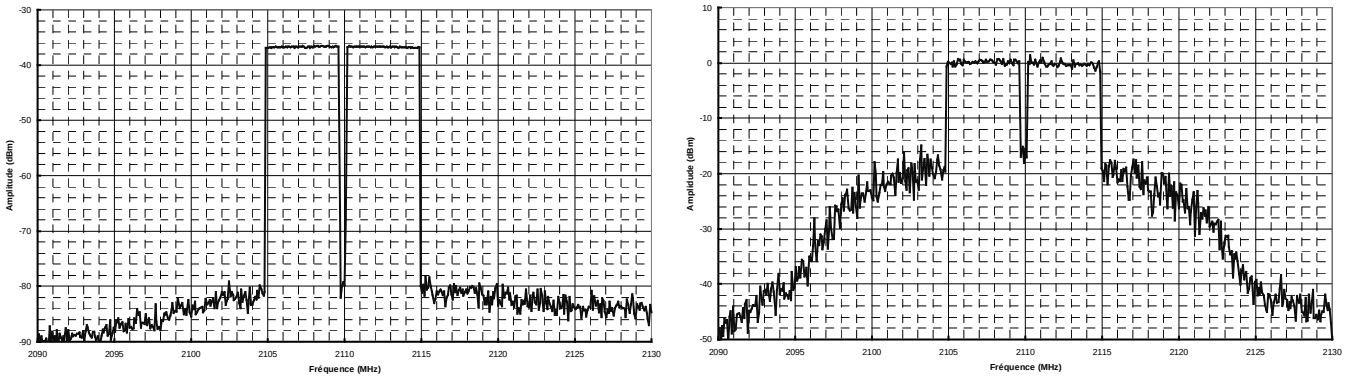


Fig. 3-15 – Spectres typiques observés à l'analyseur de Spectre dans les plans d'entrée et de sortie d'un amplificateur en caractérisation de NPR

II.1 – Comparatif des résultats obtenus avec un banc de NPR doté d'une source analogique.

II.1.1 – Mesures sur l'amplificateur HP 87415 A

Une première validation de caractérisation en NPR réalisée avec le banc de mesure d'enveloppes complexes a été faite à partir d'un amplificateur en classe A du commerce : le HP 87415A.

Cet amplificateur a fait l'objet de mesures sur le banc de NPR à source analogique développé par Francis Brasseau [14] [15] au sein de la société Alcatel Space Industries.
La structure du banc à source analogique, ainsi que la méthode de mesure du NPR associée ont été présentés dans le chapitre I.

Les mesures ont été réalisées pour une fréquence centrale (milieu du trou) de 2,040 GHz. La bande du signal NPR utilisé par Alcatel est d'environ 20 MHz, avec un trou central de largeur inférieure à 0,5% de celle de la bande totale du signal.

Les mesures faites à l'IRCOM, avec le banc de mesure d'enveloppes complexes, ont utilisé des signaux de NPR de 20 MHz de largeur de bande, comportant 10000 porteuses et présentant un trou de 0,4%.
Le banc est placé dans une configuration hétérodyne. Le spectre de NPR est placé en bande latérale supérieure autour d'une fréquence intermédiaire FI=40 MHz.

Les résultats obtenus par les deux systèmes de mesures sont présentés figure 3-16. Les courbes du banc de l'IRCOM qui y sont représentées correspondent à des moyennes de courbes obtenues pour différents tirages aléatoires de phases.

Pour visualiser la variance du NPR, il convient de tracer chaque courbe de NPR issue d'un tirage aléatoire de phase particulier.
Afin d'analyser la variance du NPR en fonction de la largeur du trou, on va générer des signaux présentant la même bande totale de signal mais des largeurs de trou différentes. Pour chaque largeur de trou, 5 signaux possédant des tirages aléatoires de phases différents sont générés afin d'être utilisés en mesure.

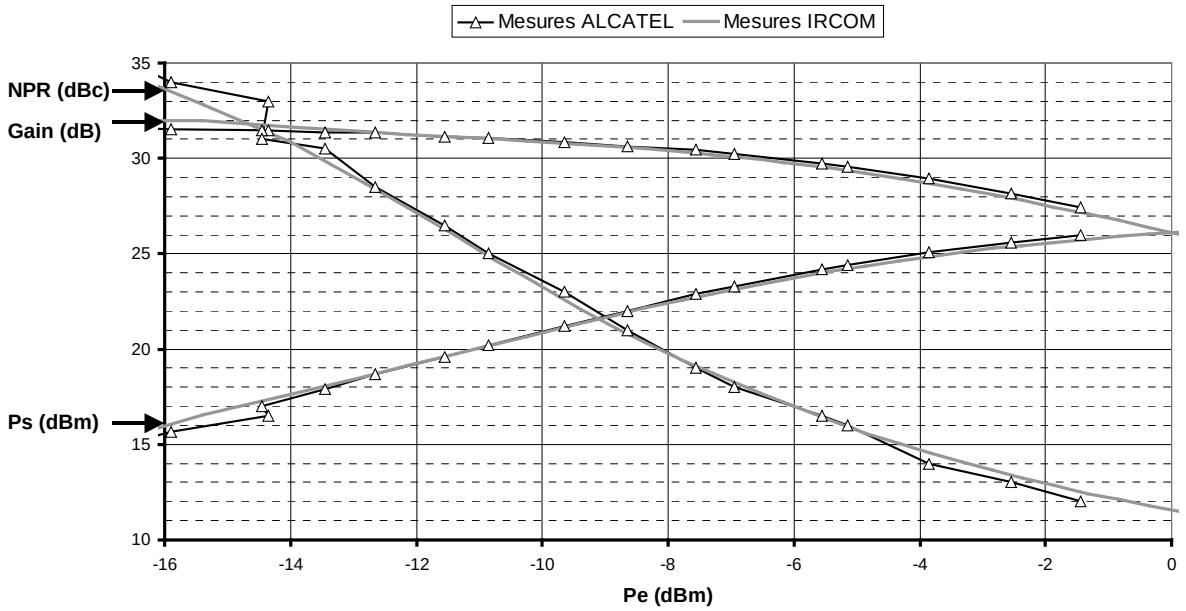


Fig. 3-16 – Comparaison entre les mesures du HP 87415A (50 Ohms), issues d'un banc de NPR à source analogique (Alcatel) et du banc de mesure NPR de l'IRCOM

La figure 3-17 présente les courbes de NPR obtenues sur le HP 87415A pour différentes largeurs de trou. Pour une largeur donnée, est représenté un réseau de 5 courbes : les courbes de NPR correspondant aux 5 tirages aléatoires de phase effectués.

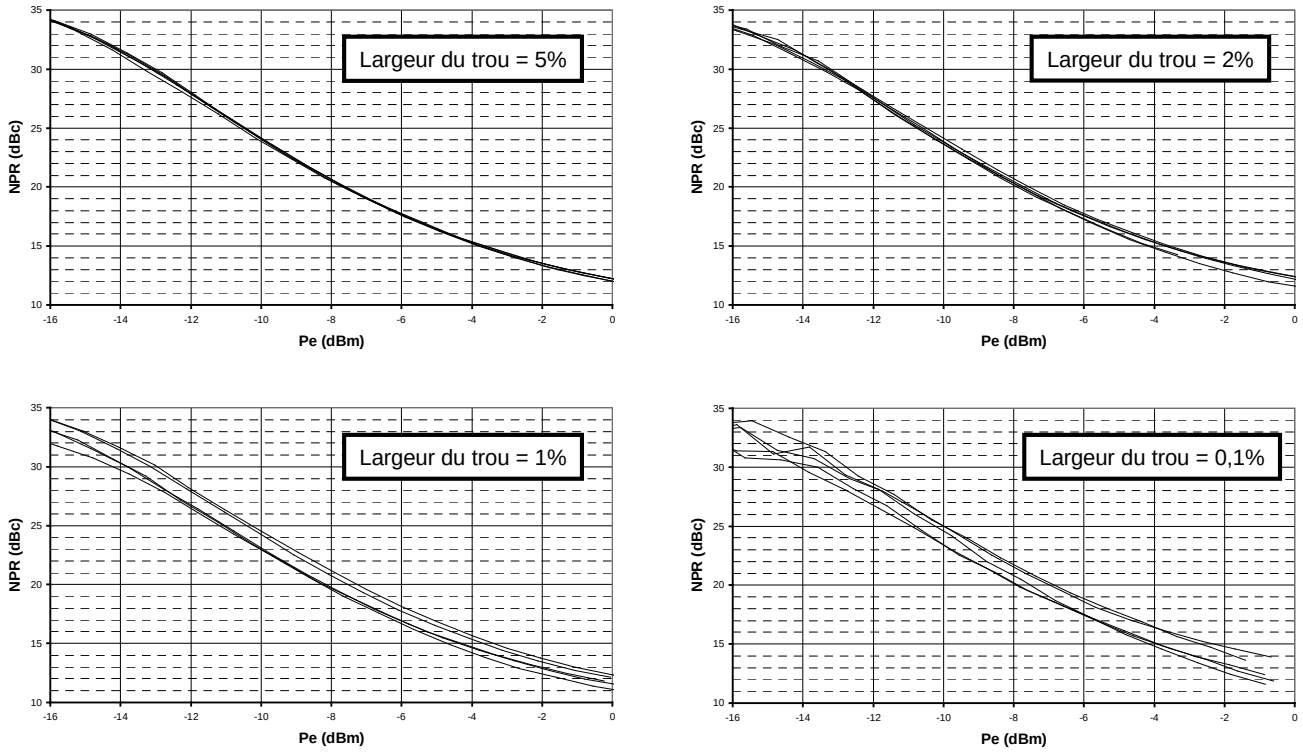


Fig. 3-17 – Variance du NPR (sur 5 tirages de phase indépendants) en fonction de la largeur du trou
Bande de signal = 20 MHz – Nombre de porteuses = 10 000

On constate, que la variation de la largeur du trou (qui reste inférieur à 10%) engendre un biais négligeable sur la valeur du NPR.

Cependant la variance du NPR, dépendant du nombre de raies de bruit d'intermodulation présentes dans le trou, dépend donc de la largeur du trou. On peut comparer brièvement les écarts obtenus entre les courbes maximale et minimale de NPR pour chaque largeur de trou, et ce même écart prévu à 99,5% par la théorie dans le cas d'une non linéarité sans mémoire.

Pour P raies d'intermodulation présentes dans le trou , à une puissance donnée, l'écart observé à 99,5% entre la valeur maximale et minimale de NPR est donné par :

$$\Delta NPR_{dB}^{Max-Min} = \left| 10.\log_{10}\left(\left(\frac{\sigma}{m}\right)\left(\frac{3}{\sqrt{P}}\right)+1\right)\right| + \left| 10.\log_{10}\left(\left(\frac{\sigma}{m}\right)\left(\frac{-3}{\sqrt{P}}\right)+1\right)\right|$$

Pour les calculs, on fixe $\frac{m}{\sigma} = 0{,}75$.

Pour les signaux mesurés, les valeurs de $\Delta NPR_{dB}^{Max-Min}$ obtenues sont répertoriées dans le tableau ci-dessous :

TROU	P	$\Delta NPR_{max-min}$ observé (dB)	$\Delta NPR_{max-min}$ théorique à 99,5% (dB)
0,10%	10	3	7,73
0,40%	40	2	3,23
1%	100	2	1,99
2%	200	1	1,39
5%	500	0,5	0,88

Les écarts sont donc conformes à la théorie (conformément à la figure 3-8), et accréditent la nécessité de considérer un nombre suffisant de porteuses dans le trou.

II.1.2 – Mesures sur l'amplificateur TI-HFET 1200 à 2,18 GHz

L'amplificateur TI-HFET a également fait l'objet de mesures de NPR par Alcatel et l'IRCOM.

C'est un amplificateur adapté 50 ohms en bande S (2,08-2,28 GHz). Il a été étudié et optimisé pour une classe de fonctionnement AB à 2,18 GHz (travaux de conception de Jérôme Lajoinie [3][5]).

Nous présentons figure 3-18 et 3-19 des mesures de NPR faites par le banc à source de bruit analogique (Alcatel) et par le banc de mesure d'enveloppe complexe (IRCOM).

Les mesures réalisées par l'IRCOM, sont faites dans une configuration hétérodyne du banc (FI=40 MHz), avec un signal de 20 MHz de largeur de bande et un trou de 5%.

La figure 3-18 illustre des résultats obtenus avec des signaux comportant 1000 porteuses. On a donc 50 échantillons de bruit d'intermodulation dans le trou.

Dans de telles conditions, le NPR obtenu est théoriquement compris entre ΔNPR_1 = +3,62 dB et ΔNPR_2 = -1,94 dB autour de la vraie valeur du NPR. Cette répartition des courbes de NPR est confirmée par la mesure. Elle permet de constater le biais obtenu sur la mesure du NPR lorsqu'on utilise 1000 porteuses.

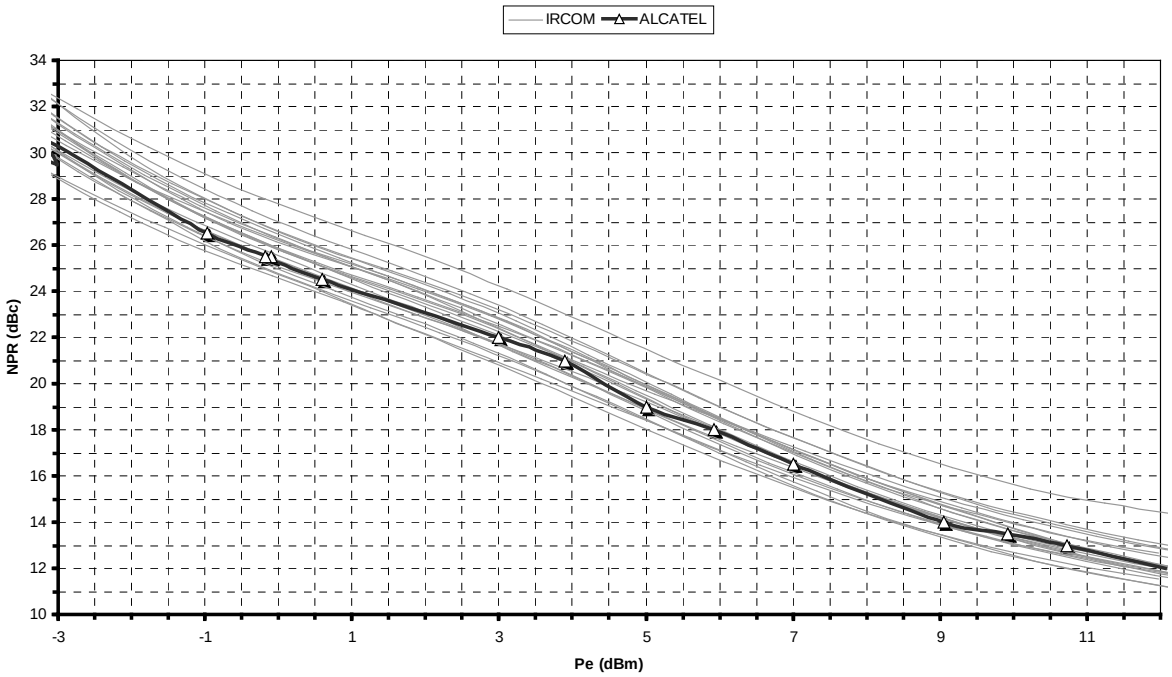


Fig. 3-18 – Comparaison des mesures de l'amplificateur TI-HFET avec un signal de 1000 porteuses (Bande 20 MHz / Trou de 5% / 21 tirages différants de phases aléatoires)

Des mesures de l'amplificateur TI-HFET en présence de 10 000 porteuses avec un trou de 5% nous apportent une précision suffisante pour n'avoir à considérer qu'un seul tirage aléatoire de phases (figure 3-19).

Ceci est important en instrumentation pour des raisons évidentes de temps de manipulation liés essentiellement aux chargements des signaux dans l'AWG.

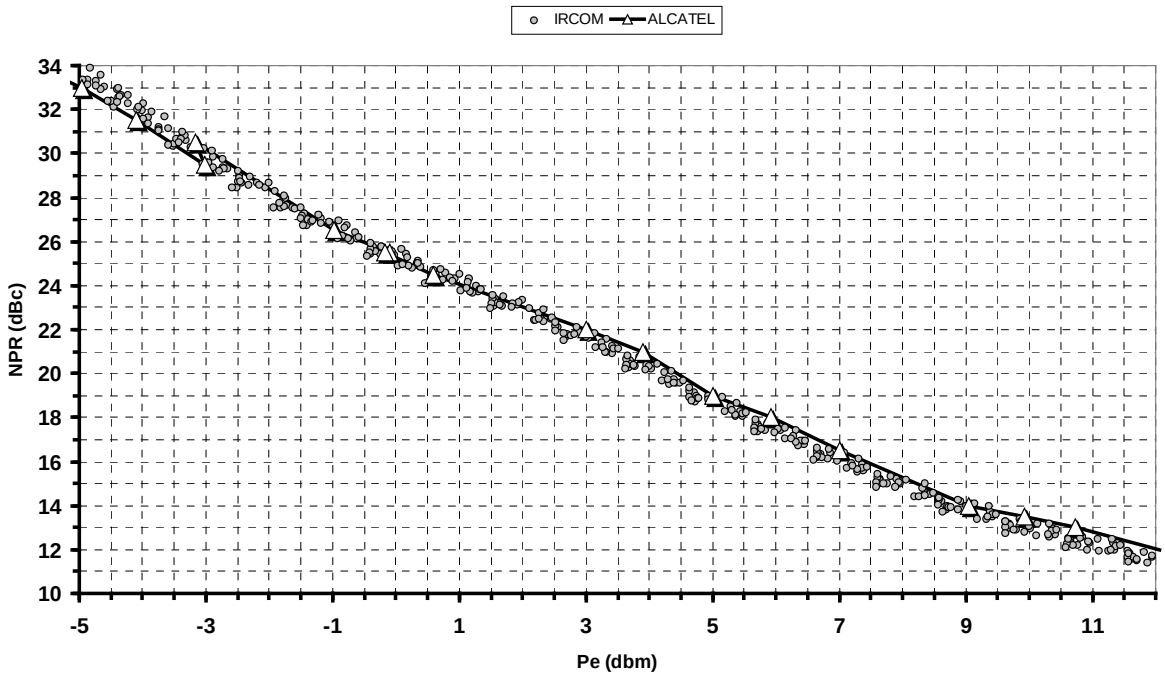


Fig. 3-19 – Comparaison des mesures de l'amplificateur TI-HFET avec un signal de 10000 porteuses (Bande 20 MHz / Trou de 5% / 25 tirages différents de phases aléatoires)

Par ailleurs, l'amplificateur TI-HFET 1200 a été l'objet d'une conception optimale en compromis rendement/linéarité pour un fonctionnement en multiporteuse[3] [5].
Afin de vérifier la justesse du compromis optimal, des mesures de NPR ont été faites sur cet amplificateur en lui présentant différentes perturbations d'impédances de charge autour de 50 ohms au moyen d'un tuner mécanique.

II.2 – Vérification du compromis optimal rendement/linéarité d'une conception

II.2.1 – Variation de l'impédance de charge

Afin de pouvoir présenter différentes impédances en sortie de l'amplificateur sous test, la chaîne de réception du banc de mesure est dotée d'un tuner mécanique.
On peut alors la symboliser comme il suit :

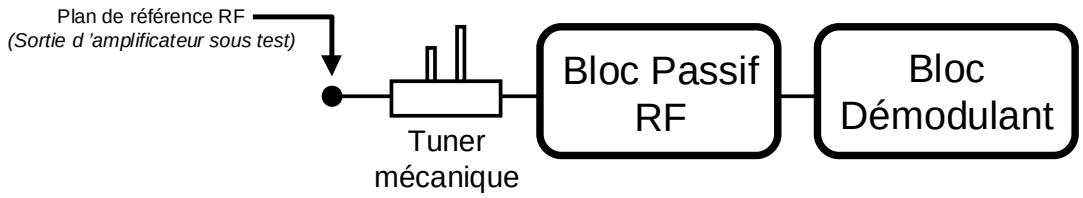


Fig. 3-20 – Synoptique de la chaîne de réception modifiée du banc de mesure

Le tuner mécanique est réglé en mesurant simultanément à l'analyseur de réseau vectoriel, le coefficient de réflexion (S_{11}) qu'il présente à son entrée (plan de référence RF).
Pour chaque position utilisée lors des mesures, ce tuner mécanique doit être caractérisé en S_{21} mais aussi en S_{11} afin de pouvoir remonter à la puissance réellement présente en sortie d'amplificateur.

II.2.2 – Mesures effectuées sur le TI-HFET 1200 [16]

Différentes impédances de charge ont été synthétisées. Pour chaque impédance, les caractéristiques de l'amplificateur en rendement en puissance ajoutée ainsi qu'en NPR ont été mesurées en fonction des puissances moyennes d'entrée et de sortie.
L'analyse en fonction de l'impédance de charge se limite au demi-plan droit de l'abaque de Smith : demi plan où se trouve l'impédance optimale de puissance.

Les impédances synthétisées forment un nuage de points sur l'abaque de Smith entre la charge optimale en rendement (50 Ohms) et la charge optimale en puissance. Parmi, les mesures réalisées, nous présentons les courbes correspondant à 5 charges placées sur une droite entre l'impédance optimale pour le rendement et l'impédance optimale pour la puissance (puissance et rendement en fonctionnement multiporteuse).
Les courbes de NPR en fonction de la puissance de sortie sont données figure 3-21 ; celles du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance de sortie, figure 3-22 et enfin les courbes de NPR en fonction du rendement en puissance ajoutée, figure 3-23.

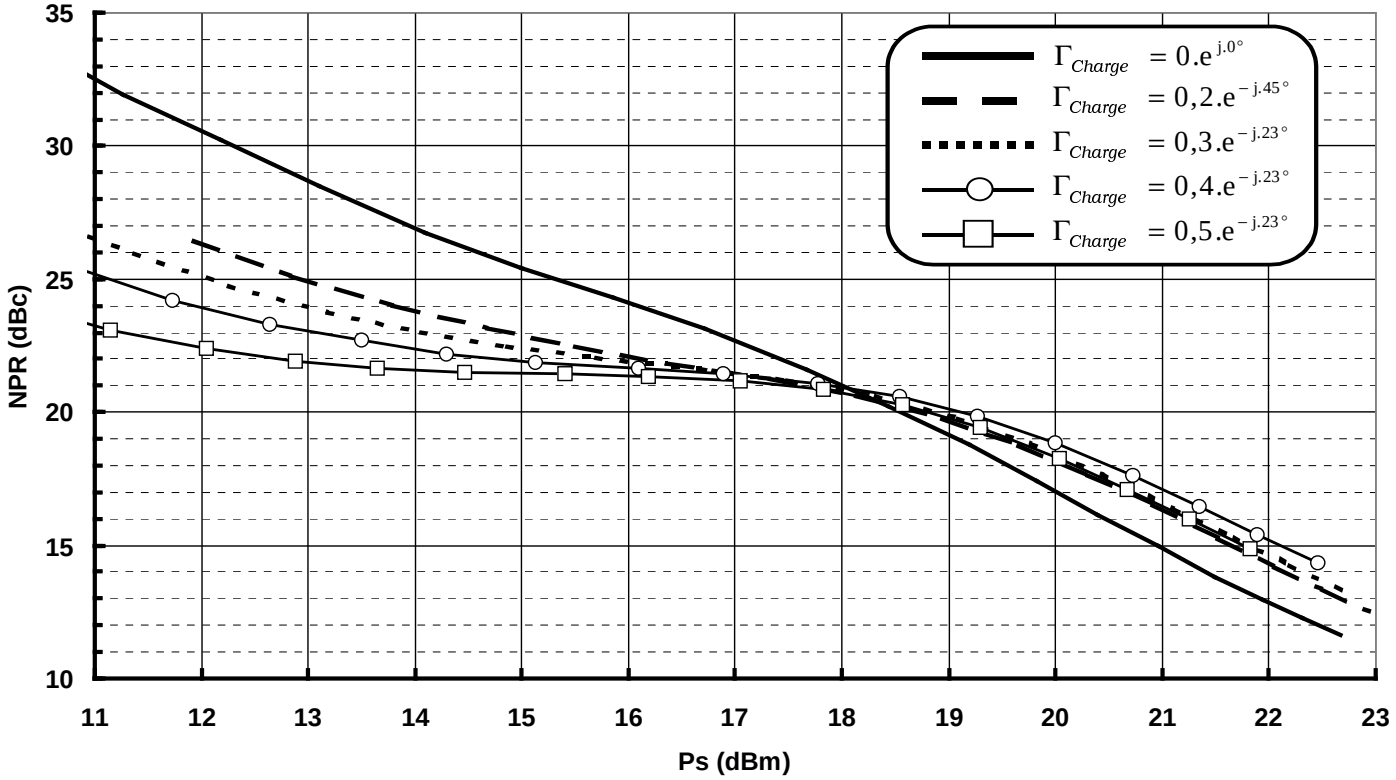


Fig. 3-21 – NPR en fonction de la puissance moyenne de sortie

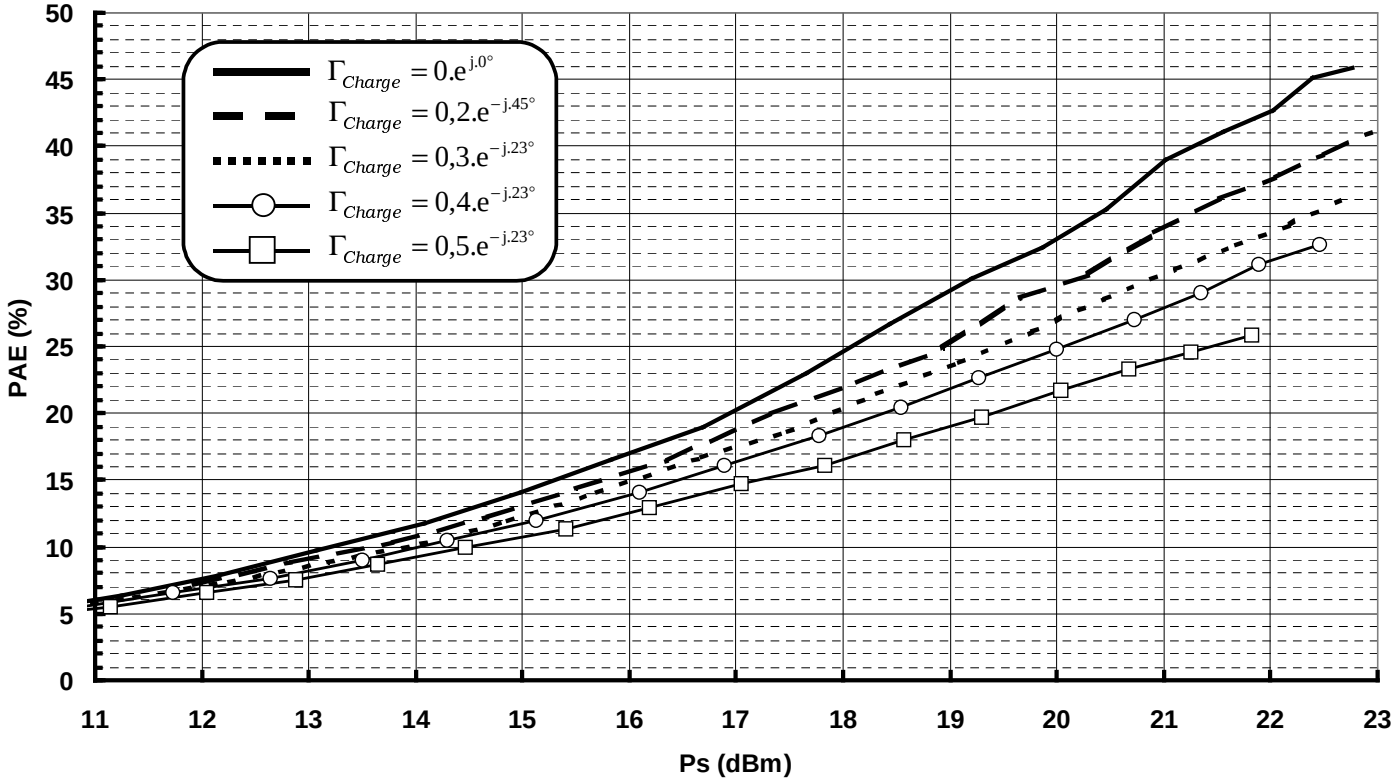


Fig. 3-22 – Rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance moyenne de sortie

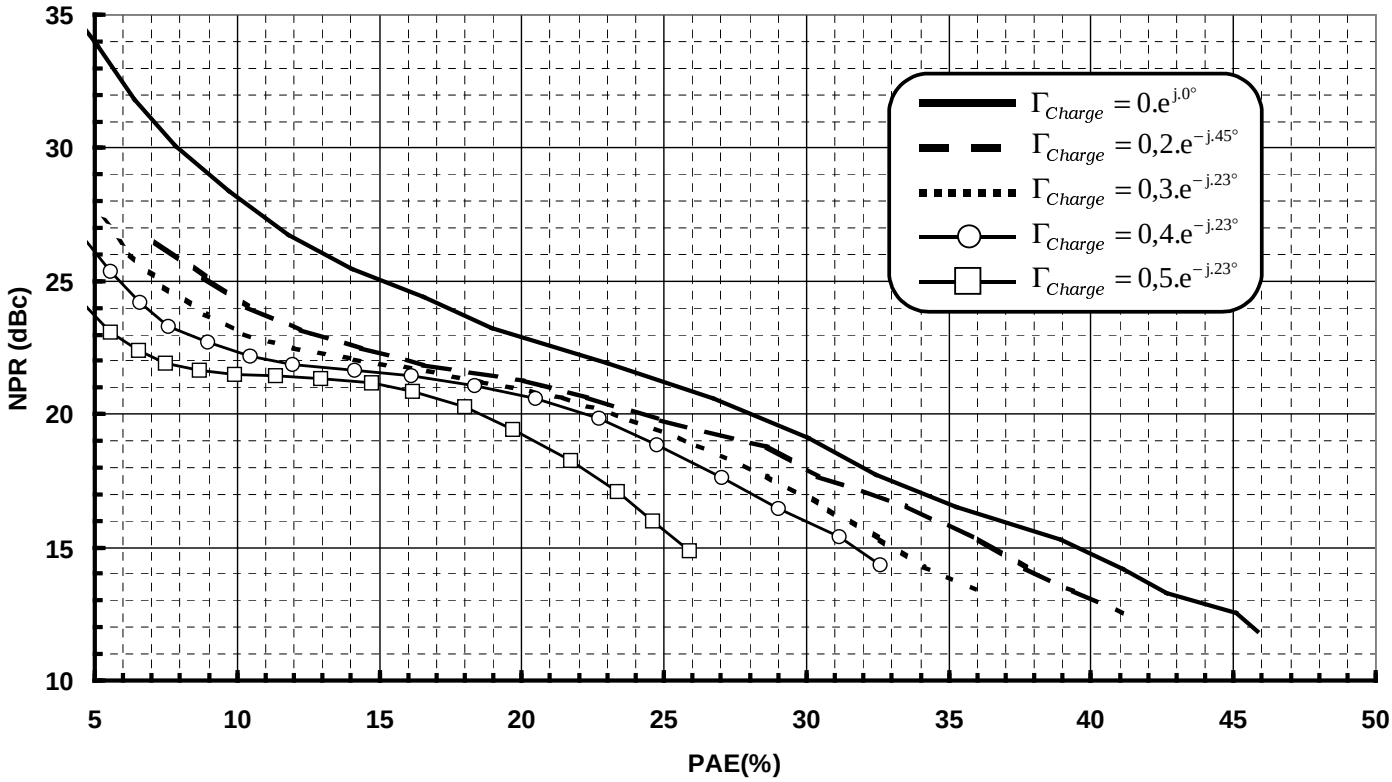


Fig. 3-23 – NPR en fonction du rendement en puissance ajoutée

On constate que la linéarité de l'amplificateur s'améliore lorsqu'on déplace la charge vers sa valeur optimale en puissance (figure 3-21) mais au détriment du rendement qui décroît (figure 3-22). Ainsi l'impédance optimale en rendement (ici 50 Ohms, car il avait été conçu et adapté pour cela) permet d'obtenir le meilleur compromis rendement / linéarité (figure 3-23) justifiant ainsi la méthodologie de conception utilisée pour cet amplificateur.

Le traitement des mesures obtenues pour les différentes charges synthétisées permet de tracer sur l'abaque de Smith, par exemple, les lieux de linéarité (NPR) et de rendement en puissance ajoutée (PAE). Ces lieux sont représentés figure 3-24 pour une puissance moyenne de sortie de l'amplificateur constante égale à 22 dBm.

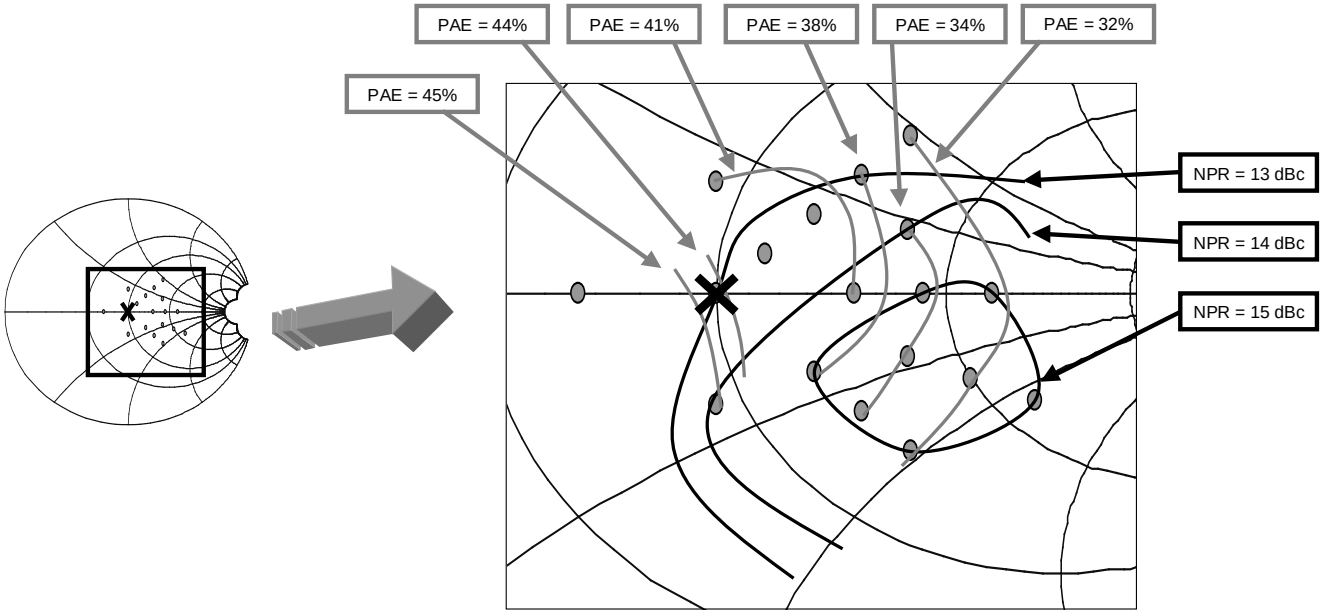


Fig. 3-24 – Contours de rendement et de linéarité à puissance de sortie fixe (Ps ≅ 22 dBm) pour des perturbations de l'impédance de charge autour de 50 ohms.

II.3 – Extensions aux mesures du NPR en millimétrique

Certaines applications nécessitent des caractérisations en NPR dans le domaine millimétrique [17] [18]. Compte tenu des limites fréquentielles imposées par les modulateur et démodulateur IQ, le banc de mesure décrit dans le chapitre 2, permet des caractérisations d'amplificateurs de puissances en bande L et S.

Néanmoins, ce banc de mesure, dont le développement est soutenu par le CNES, a fait l'objet d'un transfert au CNES de méthodologie avec extension en bande Ka (18 – 26 GHz).

Ainsi la structure du banc détaillée au chapitre II reste inchangée.
Une partie du banc est conservée : la partie générique, qui constitue la première transposition de fréquence du banc de caractérisation millimétrique.
Une partie spécifique à la bande de fréquence de caractérisation a été modifiée. Elle intègre une seconde transposition de fréquence qui permet la caractérisation en terme de NPR pour les bandes Ku et Ka.

Le synoptique simplifié du banc de mesure du CNES est présenté figure 3-25.

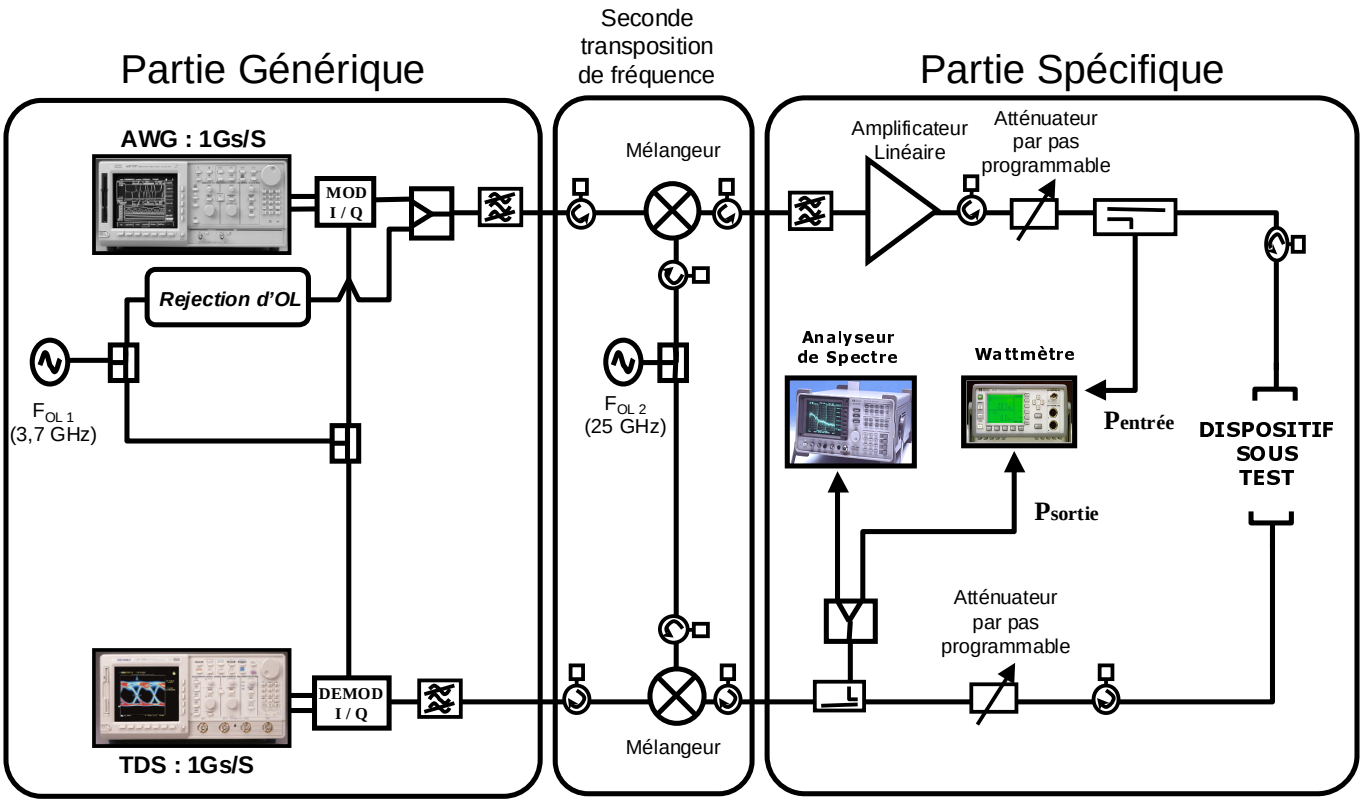


Fig. 3-25 – Banc de caractérisation en NPR utilisé au CNES

La première transposition de fréquence, réalisée par le modulateur IQ, est faite pour une fréquence d'oscillateur local de 3,75 GHz. Cette fréquence est fixe et correspond à un optimum des performances du modulateur et du démodulateur utilisés (en particulier pour la réjection d'image).

La seconde transposition de fréquence est faite par un mélangeur. La fréquence d'oscillateur local dépend de la fréquence d'utilisation du dispositif à caractériser.

Le matériel bande de base utilisé est différent de celui présent dans le banc de l'IRCOM. Ainsi, le générateur de signaux est l'AWG 520 de Tektronix qui possède une fréquence d'échantillonnage de 1 GHz et une quantification définie sur 10 bits. L'oscilloscope numérique est le TDS 784 D de Tektronix.

Le CNES a été motivé par une telle structure de banc de mesure, d'une part pour générer facilement un stimulus convenable de NPR (notamment pour définir la forme du trou) et d'autre part pour tester des applications spatiales dans des conditions réelles d'utilisation

(formes des enveloppes temporelles) afin de pouvoir modéliser finement les dispositifs en fonction du type de modulation auxquels ils sont soumis.

Des mesures de NPR ont entre autre, permis de caractériser des amplificateurs à tube à onde progressive [12]. La figure 3-26 illustre un exemple de spectre observé provenant du signal d'excitation lors des mesures.
Les signaux utilisés par le CNES, correspondent à un spectre de 25 000 porteuses réparties sur 250 MHz. Le notch a une largeur égale à 5% de la bande totale.

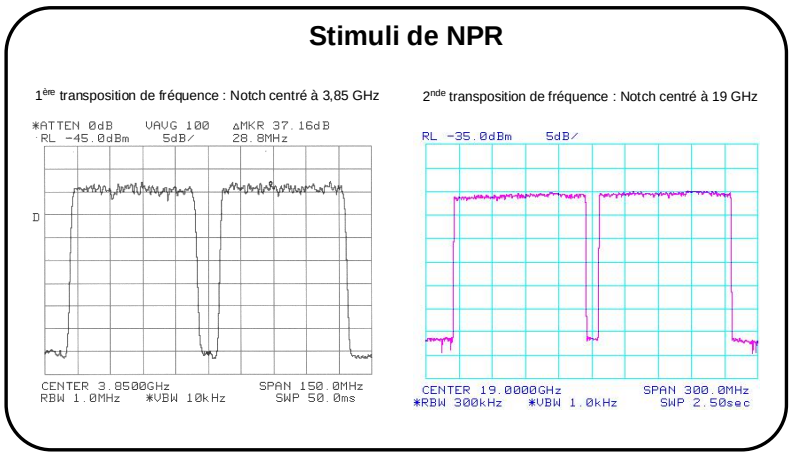


Fig. 3-26 – Spectres du signal d'excitation observé à l'analyseur de spectre

Les figures 3-27 et 3-28 illustrent des résultats de mesures qui ont pu être effectuées sur un amplificateur à tube à onde progressive (80 watts) à 19 GHz, pour 10 tirages de phases différents [8].

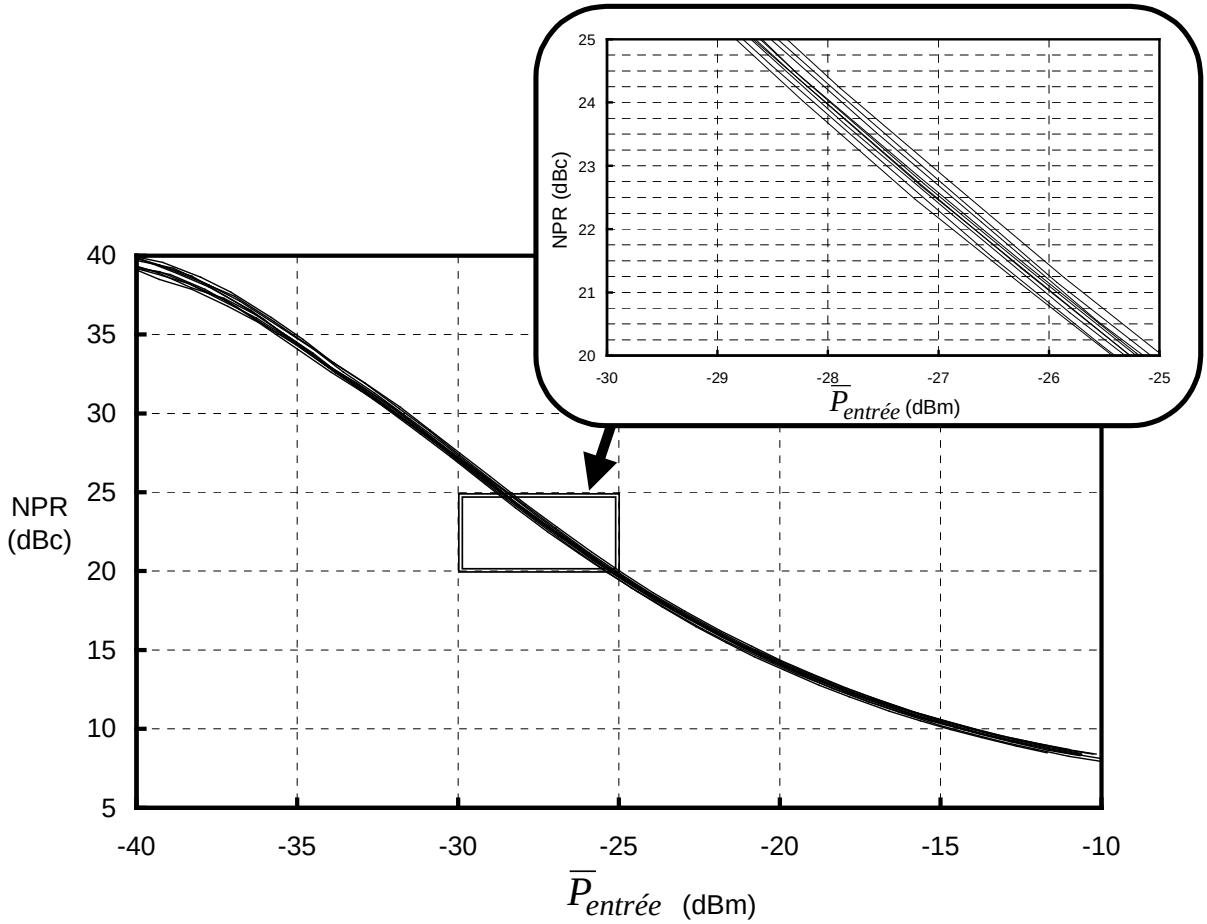


Fig. 3-27 – NPR en fonction de la puissance moyenne d'entrée

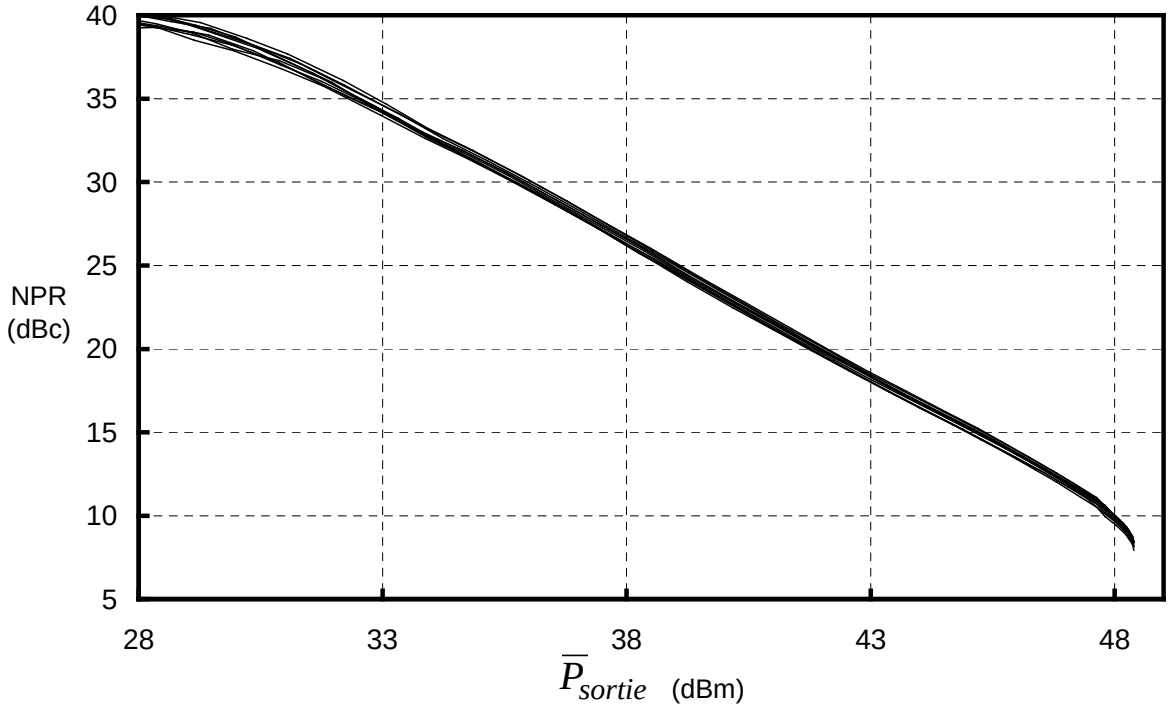


Fig. 3-28 – NPR en fonction de la puissance moyenne de sortie

CONCLUSION

Ce chapitre a permis de détailler les aspects de conditionnement des signaux et de mesures pour une caractérisation en NPR d'amplificateur de puissance à partir d'une technique de génération numérique.

Un avantage indéniable de cette technique réside dans la souplesse de réalisation du gabarit spectral du signal de test et de la position fréquentielle du « notch », ainsi que dans la très bonne répétabilité des mesures et l'obtention d'une précision (variance du NPR) de 0.3 dB typique (pour des valeurs de NPR d'intérêt, à savoir comprises entre 14 et 35 dBc).

Un autre intérêt concerne la similitude avec les techniques de simulation multiporteuse (équilibrage spectral ou transitoire d'enveloppe) pour des études de validation comparatives.

La caractérisation en NPR calibrée vectoriellement (conformément au chapitre II) est d'un intérêt particulier pour des mesures plus large bande (250 MHz) autour de porteuses millimétriques (système installé au CNES de Toulouse). Un nombre de tests et surtout d'investigations complémentaires peuvent être menées : par exemple, le profil de NPR en balayant la fenêtre du trou, des tests sur des multiporteuses QPSK ou des investigations comparatives entre la technique du trou et la technique de corrélation.

BIBLIOGRAPHIE

[1] **R.J. Westcott**
« Investigation of multiple f.m./f.d.m. carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation »
Proc. IEE, vol. 114, n°6, pp.726-740, june 1967

[2] **Noise/Com Incorporation**
« Test set speeds NPR measurements »
Microwaves & RF, pp.126-128, january 1994

[3] **J. Lajoinie**
« Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°9-2000, 3 février 2000

[4] **S.W. Chen, W. Panton, R. Gilmore**
« Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communication Systems »
IEEE Transactions on MTT, vol. 44, no. 12, pp 2743-2750, Dec. 1996

[5] **J. Lajoinie, E. Ngoya, D. Barataud, J.M. Nebus, J. Sombrin, B. Rivierre**
« Efficient Simulation of NPR for the Optimum Design of Satellite Transponders SSPAs »
IEEE MTT-S Digest, 1998, pp 775-778

[6] **M.M. Begue**
« Testing new digital RF communication systems with smart stimulus and analysis »
The 1995 advanced test solutions for aerospace and defence seminar, Hewlett-Packard

[7] **J. Sombrin**
« Critère de comparaison, d'optimisation et d'utilisation optimale des amplificateurs de puissance non-linéaires »
Rapport CNES, Ref. CNES DT-96-16-CT/AE/TTL/HY, 24 mai 1996

[8] **Agilent**
« E2507 B / 08 A Data Sheet »
Literature number 5964-1603E

[9] **Agilent**
« Noise power ratio (NPR) measurements using the HP E2507B/E2508A multi-format communications signal simulator »
Application note - literature number 5965-8533E

[10] **J.C. Pedro, N.B. Carvalho**
« A novel nonlinear distortion characterisation standard for RF and microwave communication systems »
Engineering science and education journal, pp.113-119, june 2001.

[11] **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

[12] **A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre, J. Sombrin**
« A new satelite repeater amplifier characterization system for large bandwith NPR and modulated signals measurements »
Accepté pour IEEE MTT-S Digest, 2002

[13] **T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, A. Mallet, D. Roques**
« Nouvelle méthode de caractérisation d'amplificateurs de puissance micro-ondes en fonctionnement multiporteuse »
12èmes Journées Nationales Micro-ondes, 3D-2, Poitiers, mai 2001

[14] **F. Brasseau**
« Rapport d'étude d'un banc de mesure NPR »
Rapport interne. Alcatel-Space-Industries – Section Métrologie Hyper REP – Mars 1995

[15] **F. Brasseau, 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

[16] **T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, D. Roques**
« A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers »
55th ARFTG Conference, Boston, USA, June 2000

[17] **P. Delemotte, F. Bue, C.Gaquiere,.Y. Crosnier**
« Système de mesure de N.P.R. pour caractérisation non-linéaiire de transistors et circuits en bande Ka »
12èmes Journées Nationales Micro-ondes, 3D1, Poitiers, mai 2001

[18] **P. Delemotte, F. Bue, C.Gaquiere,.Y. Crosnier, S. Tranchant, B. Carnez**
« NPR comparative study of MMIC's and related PHEMTs at 26 GHz »
31st EUMW - GAAS 2001, London, september 2001

CHAPITRE IV

APPLICATION A UNE MODELISATION COMPORTEMENTALE DE MODULES NON-LINEAIRES

INTRODUCTION

Les méthodes de simulation pour les circuits microondes pour un niveau de conception de circuit ont énormément progressé ces dernières années. Ainsi, la technique du transitoire d'enveloppe qui pour chaque échantillon d'enveloppe réalise un équilibrage harmonique, permet une représentation fine des phénomènes du dispositif simulé. Ces résultats sont valables pour tout signal modulé.

Néanmoins, cette technique requiert des ressources en mémoire et en temps machine important, la rendant actuellement inutilisable pour la simulation de niveau système.

Une réduction significative du temps de calcul lors de simulations système ou sous-système passe par l'élaboration de modèles de niveau système (que l'on nomme modèles comportementaux). Cependant, les modèles systèmes actuellement utilisés sont particulièrement limités en précision pour représenter des comportements d'amplificateurs de puissances en présence de signaux modulés de large bande. Ces modèles sont statiques et ne tiennent compte d'aucun effet mémoire non linéaire.

L'obtention d'un modèle système présentant des résultats comparables à ceux fournis par la technique du transitoire d'enveloppe pratiquée sur le schéma de conception circuits éviterait la co-simulation système/circuit particulièrement coûteuse en ressources informatiques. L'élaboration de ce type de modèle qualifié de modèle comportemental (boîte noire) [1] [2], constitue une possibilité d'exploitation des mesures effectuées sur notre banc qui fait l'objet de ce chapitre.

I – Mise en place d'une possibilité de formulation dynamique pour la modélisation de modules amplificateurs de puissances micro ondes

I.1 – Modèle statique : courbes AM/AM et AM/PM

Le gain complexe est une technique de modélisation comportementale sans mémoire couramment utilisée au niveau système.

Ce modèle peut être obtenu à partir de courbes AM/AM et AM/PM du dispositif à modéliser.

Considérons un dispositif à modéliser :

Fig. 4-1 – Quadripôle non-linéaire et ondes de puissances associées

Les courbes AM/AM et AM/PM sont issues de mesures des ondes de puissances b_2 et a_1 au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel à la fréquence d'utilisation du dispositif (généralement au centre de sa bande passante), lors d'un balayage en puissance.

On note, pour un dispositif adapté 50 ohms, la puissance d'entrée, la puissance de sortie et le déphasage du dispositif respectivement :

$$P_e = 10.\log_{10}\left(|a_1|^2\right), \qquad P_s = 10.\log_{10}\left(|b_2|^2\right) \qquad \text{et} \qquad \Delta\varphi = \angle\left\{\frac{b_2}{a_1}\right\}.$$

Les courbes AM/AM et AM/PM sont obtenues par interpolation (polynômes, fonctions analytiques ou splines) des points de mesures obtenus par l'analyse CW entrée / sortie au centre de bande f_0.

Dans l'hypothèse d'une modélisation comportementale unilatérale, l'amplificateur est symbolisé par un bloc unique dont les signaux d'entrée et de sortie sont des variables complexes (tensions complexes).

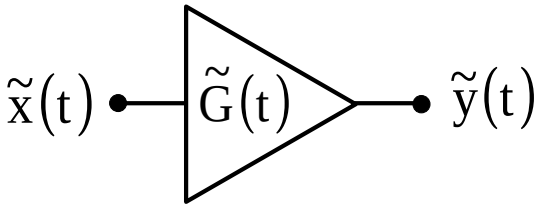


Fig. 4-2 – Schéma de principe d'un modèle comportemental

Le gain complexe $\tilde{G}$ de l'amplificateur est une fonction non linéaire de Pe. Il correspond au rapport $\frac{\tilde{y}(t)}{\tilde{x}(t)}$ pour t fixé soit, en terme d'onde de puissance, au rapport $\frac{\tilde{b}_2}{\tilde{a}_1}$.

Le gain complexe est défini, pour chaque instant t, tel que $\tilde{y}(t) = \tilde{G}(|\tilde{x}(t)|).\tilde{x}(t)$, et permet d'établir une fonction de description au fondamental du dispositif à modéliser.
Le modèle ainsi constitué est directement déductible des courbes AM/AM et AM/PM [3][4]. Un synoptique de principe du modèle alors établi est donné figure 4-3.

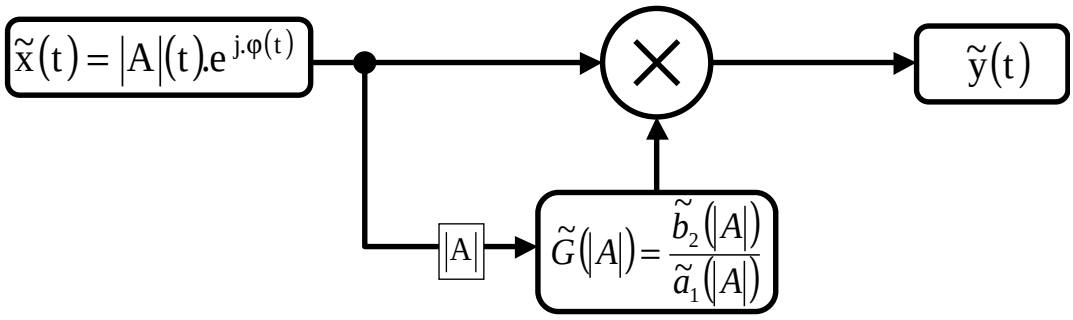


Fig. 4-3 – Modèle statique : utilisation du gain complexe identifié par un signal monoporteuse lors d'une mesure avec un ARV.

Néanmoins, la précision offerte par ce modèle est limitée.

L'extraction du gain complexe d'un dispositif (par la mesure de $\frac{\tilde{b}_2}{\tilde{a}_1}$) se fait en monoporteuse : soit un facteur de crête de 0 dB. Les courbes AM/AM et AM/PM sont ainsi limitées en puissance instantanée vis à vis de signaux modulés pouvant présenter des facteurs de crête importants (10 dB pour le NPR). Ainsi, ces courbes doivent généralement être extrapolées afin de pouvoir servir pour des simulations en présence de signaux modulés.
L'extraction du gain complexe se faisant à enveloppe constante, ne permet pas en outre de rendre compte des phénomènes de mémoire.

Par ailleurs, cette caractérisation du gain complexe se fait généralement à une seule fréquence : la fréquence de travail du dispositif. Cette méthode ne permet pas de connaître la pente du gain et les variations du temps de propagation de groupe dans le domaine fréquentiel.

En conséquence, si le gain complexe peut convenir à une modélisation d'amplificateur à tube à onde progressive, il ne permet pas une analyse fine des amplificateurs à l'état solide à cause des phénomènes non linéaires dispersifs mis en jeu.

I.2 – Modèle dynamique unilatéral explicite

Le type de modèle présenté dans ce chapitre s'inspire du modèle statique décrit précédemment et peut être vu comme une extension de ce dernier.

On souhaite développer un modèle comportemental d'amplificateur de puissance, en déterminant une relation d'enveloppe entrée/sortie F la plus représentative possible.

Pour cela, on peut partir des formulations de fonctions générales décrivant des systèmes non linéaires à mémoire.
L'étude d'un système unilatéral peut se mettre soit sous une formulation explicite :

$$\tilde{y}(t) = F_{NL}\left[\ \tilde{x}(t)\,;\ \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}\,;\ \frac{\partial^2 \tilde{x}(t)}{\partial t^2}\,;\frac{\partial^3 \tilde{x}(t)}{\partial t^3}\,;\quad \ldots\quad ;\frac{\partial^n \tilde{x}(t)}{\partial t^n}\,;\quad \ldots\quad \right];$$

soit sous une formulation implicite :

$$F_{NL}\left[\ \tilde{x}(t)\,;\ \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}\,;\ \frac{\partial^2 \tilde{x}(t)}{\partial t^2}\,;\frac{\partial^3 \tilde{x}(t)}{\partial t^3}\,;\quad \ldots\quad ;\frac{\partial^n \tilde{x}(t)}{\partial t^n}\,;\ldots;\ \tilde{y}(t)\,;\ \frac{\partial \tilde{y}(t)}{\partial t}\,;\ \frac{\partial^2 \tilde{y}(t)}{\partial t^2}\,;\frac{\partial^3 \tilde{y}(t)}{\partial t^3}\,;\quad \ldots\quad ;\frac{\partial^n \tilde{y}(t)}{\partial t^n}\,;\quad \ldots\quad \right] = 0$$

S'intéressant à la formulation explicite énoncée ci-dessus, on peut constater que le modèle statique décrit précédemment correspond à une formulation d'ordre 0 :

$$\tilde{y}(t) = F_{NL}[\ \tilde{x}(t)] = \tilde{G}[|\tilde{x}(t)|].\ \tilde{x}(t)$$

Cette formulation statique fait correspondre à un instant donné t, une variable complexe de sortie $\tilde{y}$ à l'entrée $\tilde{x}$ sans prise en compte des valeurs précédentes du signal d'entrée : aucun effet mémoire ne peut être modélisé.

Notons que les systèmes caractérisés sont invariants dans le temps, ce qui explique que le gain complexe $\tilde{G}$ est une fonction indépendante de la phase de $\tilde{x}(t)$.

Des investigations sont alors faites sur une formulation unilatérale explicite du 1er ordre telle que :

$$\tilde{y}(t) = F_{NL}\left[\ \tilde{x}(t)\,;\ \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}\right]$$

Par analogie à la structure du modèle utilisant les courbes statiques AM/AM et AM/PM, nous conservons le principe du gain complexe.

Ce dernier correspond à une fonction non linéaire à 2 variables complexes : $\tilde{x}(t)$ et $\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}$.

La structure du modèle à gain complexe explicite d'ordre 1 correspond à la formulation suivante :

$$\tilde{y}(t) = \tilde{G}\left[\ \tilde{x}(t)\,;\ \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}\right].\ \tilde{x}(t).$$

Le gain complexe utilisé dans ce cas sera dit « dynamique » dans le sens où il fait intervenir des variations temporelles d'enveloppe ($\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}$).

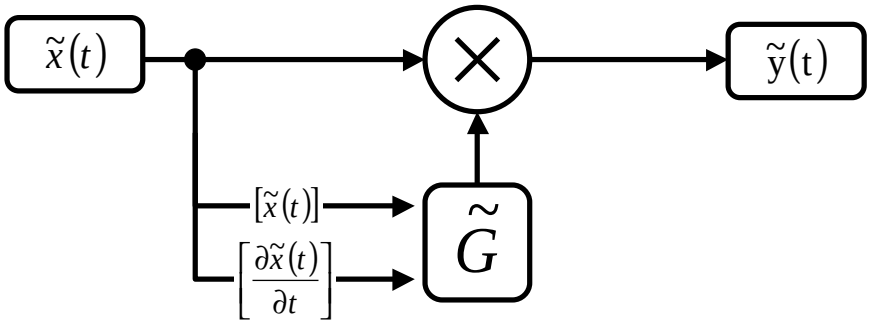


Fig. 4-4 – Structure du modèle unilatéral explicite du 1er ordre à gain complexe dynamique.

I.3 – Formulation du modèle dynamique

L'étude du modèle dynamique est assimilable à l'analyse de la fonction non linéaire qu'est le gain complexe. L'invariance dans le temps des systèmes à modéliser assure l'indépendance du gain complexe vis à vis de la phase de $\tilde{x}(t)$. Cela élimine un paramètre réel. Il faut cependant exprimer $\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}$ en 2 variables réelles indépendantes de la phase de $\tilde{x}(t)$.

Posons $\tilde{x}(t) = A(t).e^{j.\varphi(t)}$ avec $A(t) = |\tilde{x}(t)|$ et $\varphi(t) = \angle\{\tilde{x}(t)\}$

Calculons la dérivée de $\tilde{x}(t)$:

$$\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t} = \tilde{x}(t).\left[\frac{A'(t)}{A(t)} + j.\varphi'(t)\right] \qquad \text{avec } A'(t) = \frac{\partial A(t)}{\partial t} \text{ et } \varphi'(t) = \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$$

Nous pouvons noter que $\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}$ s'exprime en fonction de $\tilde{x}(t)$, dont indirectement en fonction de $\varphi(t)$ qui n'est pas un paramètre de $\tilde{G}$. Afin de n'utiliser que des paramètres indépendants entre eux, on assimilera le gain complexe dynamique à l'expression suivante :

$$\tilde{G} = f_{NL}\left[A(t)\,;\,\frac{\partial A(t)}{\partial t}\,;\,\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}\right]$$

Ce gain complexe s'exprime en fonction de 3 paramètres :

- Le module de l'enveloppe d'entrée. Cela constitue le paramètre de dépendance purement statique du modèle.

- La dérivée de la phase de l'enveloppe par rapport au temps. Il s'agit de la fréquence instantanée du signal modulé. Cela apporte un paramétrage fréquentiel permettant l'analyse de phénomènes liés à des effets mémoires haute fréquence.

- La dérivée de l'amplitude de l'enveloppe en fonction du temps. Ce paramètre étant lié aux battements existants entre différentes porteuses composant un signal modulé, il se révèle caractéristique des phénomènes basse fréquence (thermique et impédance du circuit de polarisation), donc des phénomènes de mémoire BF.

L'obtention des valeurs de $\frac{\partial A(t)}{\partial t}$ et de $\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$ peut poser problème dans certaines conditions de modulation. Par exemple, une enveloppe complexe correspondant à un signal biporteuse a une forme temporelle $\tilde{x}(t)$ et une dérivée $\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}$ continue. Néanmoins $|A(t)|$ et $\varphi(t)$ présentent 2 discontinuités par période. Ces discontinuités peuvent engendrer des erreurs dans le calcul numérique des termes $\frac{\partial A(t)}{\partial t}$ et $\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$.

Pour éviter ces phénomènes, les paramètres de la fonction $\tilde{G}$ sont calculés de la sorte :

$$\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} = \Im\left\{\frac{\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}}{\tilde{x}(t)}\right\} \qquad \frac{\partial A(t)}{\partial t} = \Re\left\{\frac{\frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t}}{\tilde{x}(t)}\right\}.A(t)$$

Le modèle dynamique ainsi établi et défini par une fonction non linéaire $\tilde{G}$ à 3 variables réelles d'entrée représentant le gain complexe. Son synoptique est représenté figure 4-5.

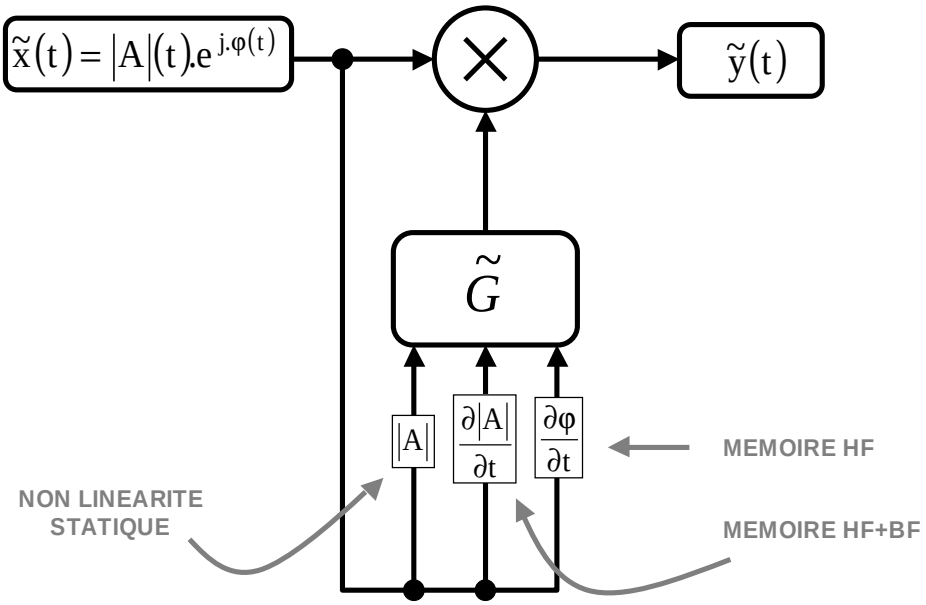


Fig. 4-5 – Modèle à gain complexe dynamique simplifié à 3 paramètres réels.

I.4 – Détermination de la fonction « gain complexe dynamique »

Ce paragraphe concerne l'étude de la fonction « gain complexe dynamique ». Ainsi, nous analyserons son domaine de définition dans l'espace $\left\{ \tilde{x}(t) ; \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t} \right\}$ obtenu par différents types de signaux d'entrée. Nous présenterons ensuite une méthode d'identification de la fonction non linéaire au moyen d'un réseau de neurones.

I.4.1 – Domaine de définition

Nous proposons de visualiser le domaine de couverture obtenu dans l'espace $\left\{ \tilde{x}(t) ; \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t} \right\}$ par différents types de signaux $\tilde{x}(t)$. Cette étude préliminaire théorique nous permettra par la suite de déterminer une classe de signaux optimale pour l'identification de la

fonction f_{NL} correspondant à un élément non linéaire caractérisé avec le banc de mesure d'enveloppe complexe.

Compte tenu des techniques de mesure décrites au chapitre 2, il est souhaitable que cette classe de signaux corresponde à un nombre minimal d'enveloppes complexes générées afin de limiter les chargements de l'AWG. Le nombre de différentes valeurs de puissances moyennes du signal modulé RF, obtenues en utilisant un atténuateur programmable, n'est pas soumis à de telles restrictions.

Les signaux d'identification doivent permettre d'obtenir la fonction $\tilde{G}$ définie sur une couverture de l'espace $\left\{ \tilde{x}(t) ; \frac{\partial \tilde{x}(t)}{\partial t} \right\}$ la plus large possible.

Dans un premier temps, par mesure de simplification, pour l'explication, on considère $x(t)$ comme un signal réel.

Sa dérivée, $\frac{\partial x(t)}{\partial t}$ est également réelle. Dans ce cas, on peut définir la fonction f_{NL} au premier ordre comme une valeur complexe définie par 2 paramètres réels : soit $x(t)$ et $\frac{\partial x(t)}{\partial t}$, ou bien $|x(t)|$ et $\frac{\partial |x(t)|}{\partial t}$ (pour les enveloppes réelles, le terme $\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$ est nul).

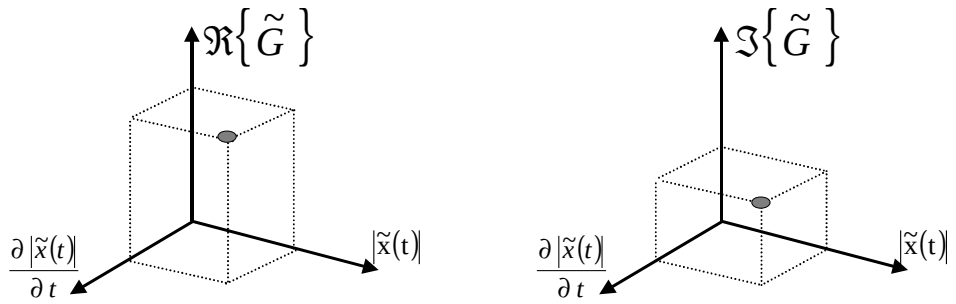


Fig. 4-6 – Représentation graphique du gain complexe (parties réelles et imaginaires) dynamiques identifiées en présence d'une enveloppe réelle.

Nous allons dans le cas d'une enveloppe modulée réelle, étudier la couverture établie par différents types de signaux modulés dans le plan $\left\{ |x(t)| ; \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$. La comparaison de ces couvertures permettra d'en déduire un type de modulation approprié à l'identification de la fonction f_{NL}.

Cette comparaison se fera au moyen d'enveloppes réelles de 500 échantillons dont la période d'échantillonnage a été normalisée à 1. L'analyse de ces enveloppes se fera pour une même bande fréquentielle.

Signal biporteuse (2 tons)

On considère $x(t)$ comme étant l'enveloppe d'une modulation d'un signal bi-porteuse. Cette enveloppe est de la forme $x(t) = \cos(\Omega.t)$.

L'idée consiste à utiliser ce type de signal pour caractériser la fonction f_{NL} d'un dispositif mesuré. Afin d'exciter conjointement les mémoires basses fréquences et hautes fréquences du dispositif, on se propose de faire varier l'écart entre les porteuses. Ainsi $x_k(t) = A.\cos(\Omega.k.t)$ serait l'enveloppe pour un écart entre les porteuses k fois plus important que l'écart initial.

Nous nous intéressons à l'influence de cette procédure en observant la couverture induite dans le plan de définition de la fonction $\tilde{G}$ recherchée : $\left\{ |x(t)| ; \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$. La figure 4-8 propose les zones couvertes par un niveau de puissance moyenne, par 5 enveloppes de biporteuses de pulsation respectives Ω, 3Ω, 5Ω, 7Ω et 9Ω.

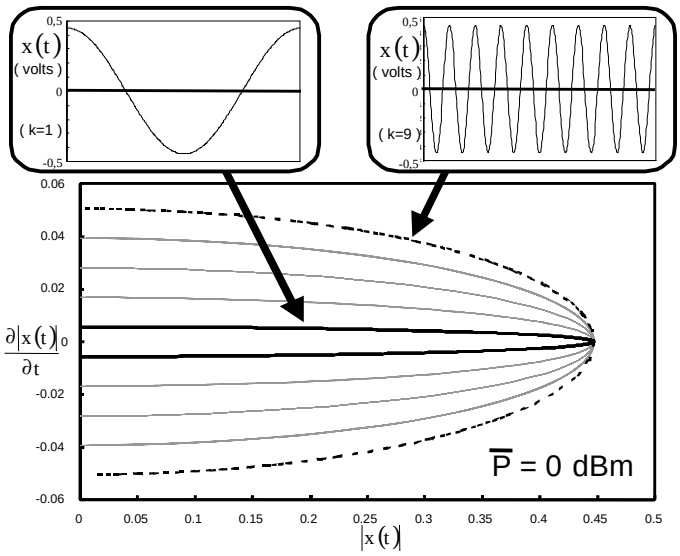


Fig. 4-7 – Identification d'un domaine de définition par enveloppe biporteuse à puissance moyenne fixe et fréquence variable.

D'un point de vu pratique, un balayage en puissance moyenne par pas de 1 dB peut être obtenu rapidement grâce à l'atténuateur programmable du banc de mesure. Par contre, chaque écart fréquentiel entre les 2 porteuses nécessite une nouvelle enveloppe à transférer à l'AWG. La figure 4-8 propose la couverture du plan $\left\{ |x(t)| \, ; \, \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$ obtenu par les 5 enveloppes précédentes en considérant un balayage en puissance par pas de 1dB de –10 dBm à 0 dBm.

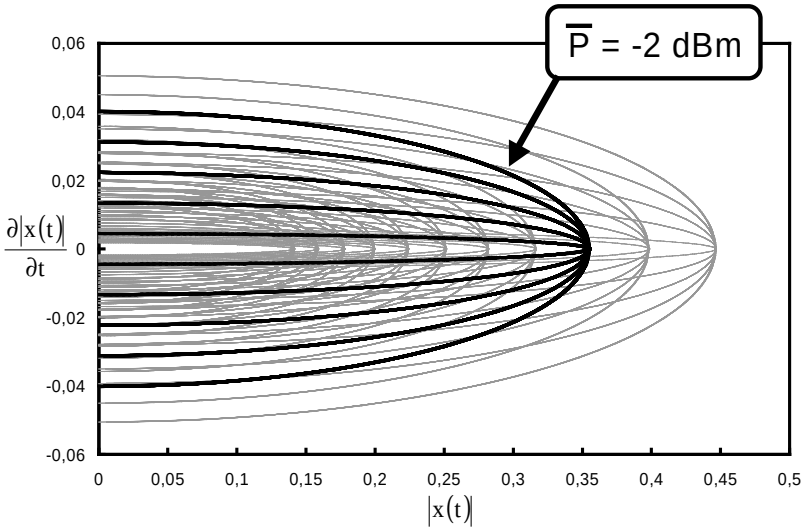


Fig. 4-8 – Identification d'un domaine de définition par l'enveloppe correspondant à un signal biporteuse à puissance moyenne fixe et écart de fréquence variable.

Modulation d'amplitude à porteuse conservée (forme particulière d'un signal 3 tons) [5]

On considère toujours $x(t)$ comme une enveloppe réelle. Cette enveloppe décrit un signal à 3 porteuses et correspond à une modulation en double bande latérale à porteuse conservée (DBLPC) :

$$x(t) = A.[1 + \beta.\cos(\Omega.t)] \qquad \text{où } \beta \text{ est l'indice de modulation.}$$

Sur ce type d'enveloppe, 2 paramètres sont modifiables :

Ω - la vitesse de modulation ;

β - influant sur la profondeur de modulation (indice de modulation).

On s'intéresse à la couverture apportée par une telle modulation dans le plan $\left\{ |x(t)| \, ; \, \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$.

La figure 4-9 propose la couverture établie par l'enveloppe DBLPC avec β=0,5 pour les 11 niveaux de puissances moyennes et les 5 écarts fréquentiels qui ont été utilisés avec l'enveloppe biporteuse (figures 4-7 et 4-8).

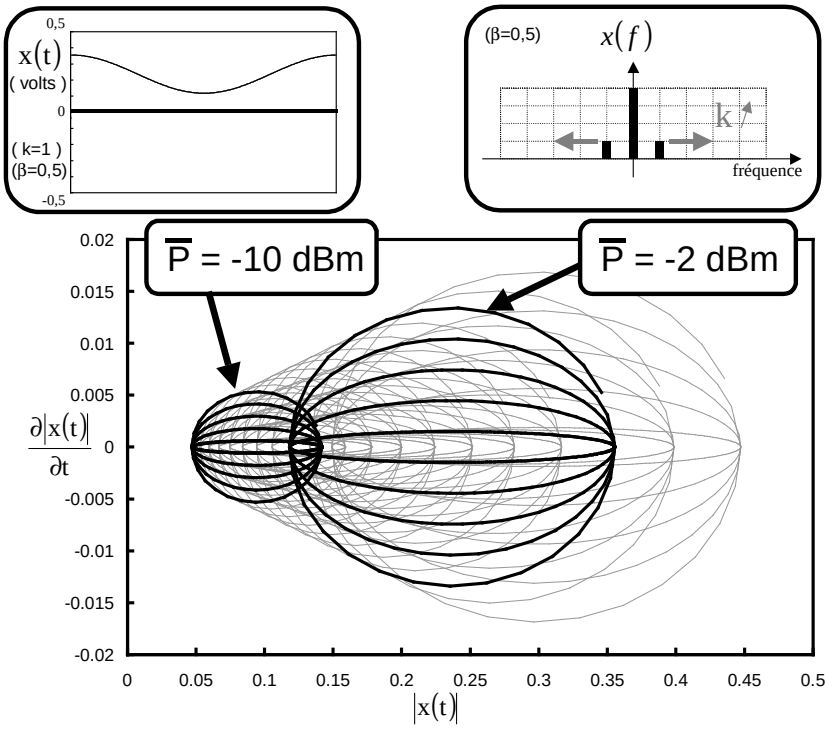


Fig. 4-9 – Couverture obtenue par une DBLPC (β=0,5) – Puissance moyenne et fréquence variable

La figure 4-10 propose cette même couverture en présentant une variation de l'indice de modulation (β= et 0,5 et β= 1).

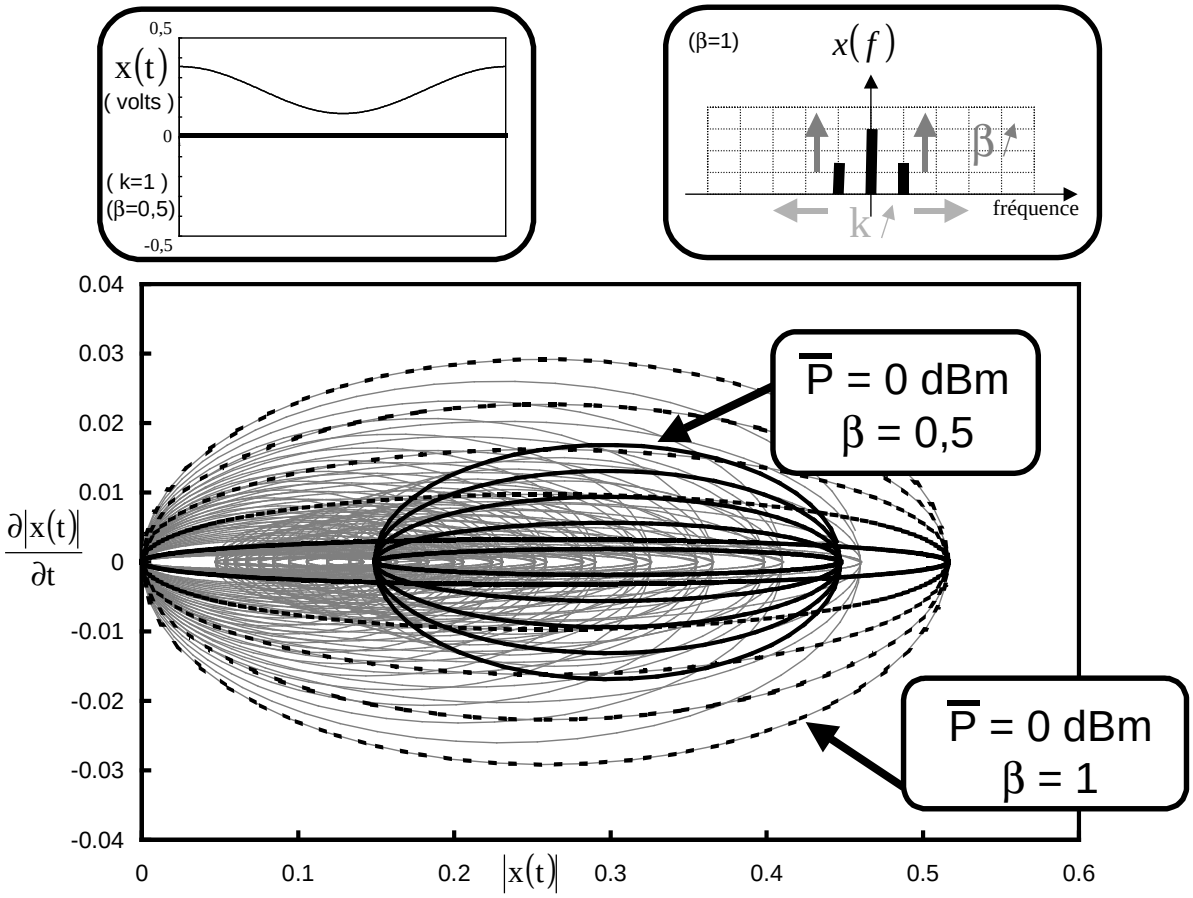


Fig. 4-10 – Couverture obtenue par une DBLPC : Variation de k (fréquence), β (indice de modulation) et de la puissance moyenne

Ainsi, pour une puissance moyenne et une vitesse de modulation données, l'indice de modulation β=1 permet la plus grande couverture par une DBLPC.

Signaux multiporteuses (4 tons et plus)

Pour cette analyse, on considère une enveloppe multiporteuse. Elle est définie comme la somme de porteuses de même amplitude aux pulsations correspondant à celles étudiées précédemment (Ω, 2Ω, 3Ω, … 9Ω).

Les phases allouées à chacune de ces porteuses correspondent à un tirage aléatoire suivant une loi uniforme sur [0 ;2π[afin que le facteur de crête ne soit pas trop élevé de façon à être utilisable

pour la caractérisation expérimentale d'un module de puissance. L'enveloppe d'un tel signal s'écrit :

$$x(t) = \sum_{k=1}^{9} \cos(k.\Omega.t + \varphi_k)$$

La figure 4-11 représente la couverture offerte par ce signal dans le plan $\left\{ |x(t)| \, ; \, \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$ pour les 11 niveaux de puissance moyenne habituels. Les lieux de la courbe obtenue, ainsi que le facteur de crête de l'enveloppe dépendent du tirage de phase.

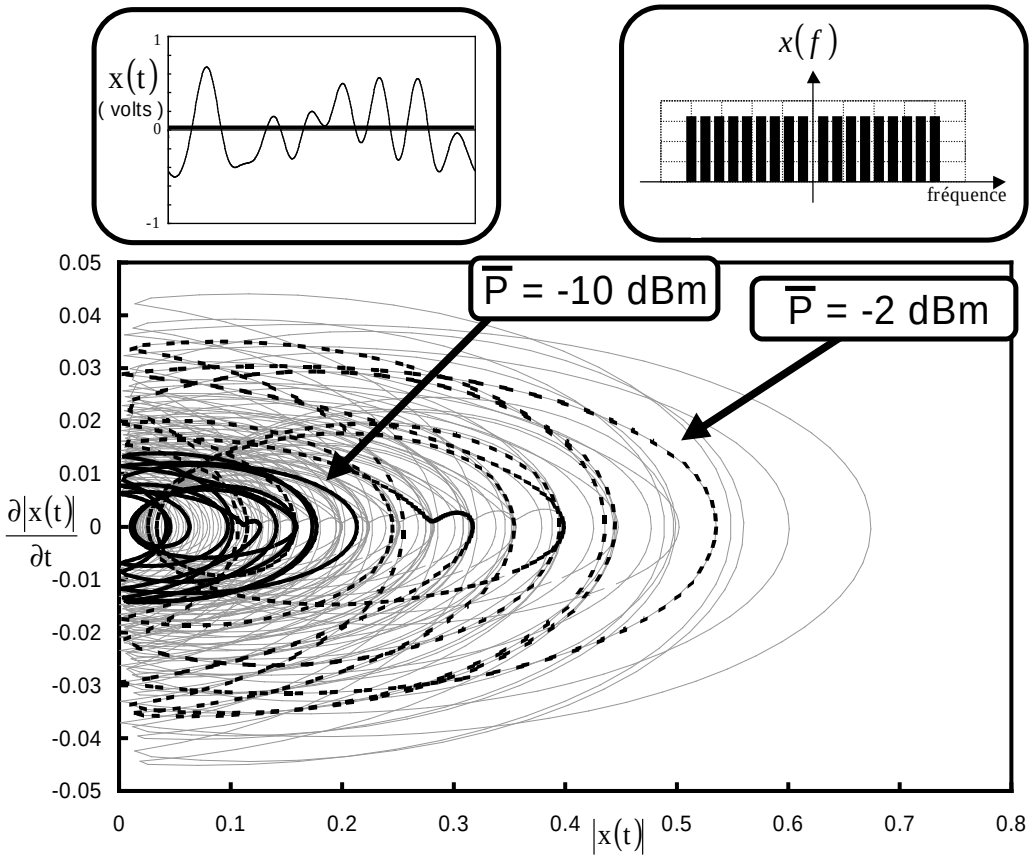


Fig. 4-11 – Couverture obtenue par une enveloppe de pseudo-bruit unique – Balayage en puissance de –10 dBm à 0 dBm

On constate que ce type d'enveloppe permet une bonne couverture dans le plan $\left\{ |x(t)| \, ; \, \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$.

Il s'agit donc d'un type d'enveloppe particulière intéressant dans le cadre d'une identification

faite avec le banc de mesure : le temps de manipulation étant réduit par l'emploi d'une enveloppe unique (pas de variation de paramètre fréquentiel ou de modulation).

Un facteur de crête important peut également être atteint par l'emploi de plusieurs porteuses en phase. Ainsi, un signal à 4 porteuses a un facteur de crête de 6 dB. Afin de prendre en compte les effets liés aux fréquences de battement minimum et maximum, on se propose d'étudier une enveloppe présentant les fréquences minimale et maximale du signal précédent, soit :

$$x(t) = \cos(\Omega.t) + \cos(9\Omega.t)$$

La couverture de se signal pour les puissances moyennes allant de –10 dBm à 0 dBm sont présentés figure 4-12.

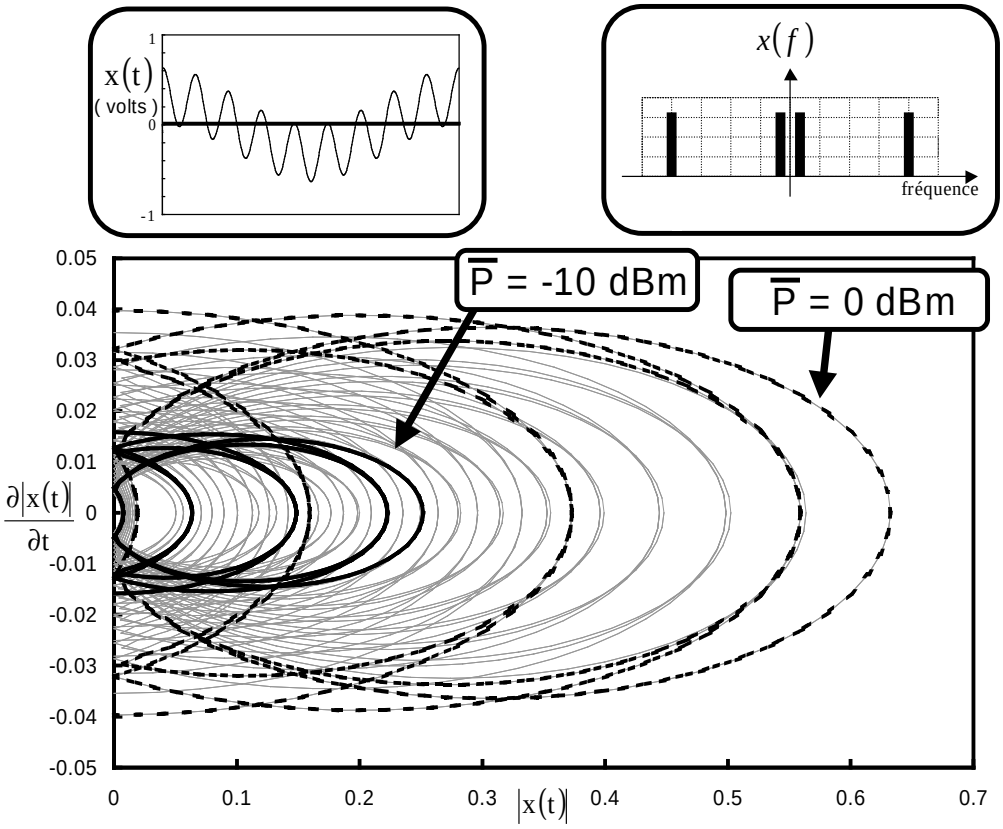


Fig. 4-12 – Couverture obtenue par une enveloppe unique 4 porteuses – Balayage en puissance de –10 dBm à 0 dBm

Commentaires comparatifs

On constate qu'une analyse avec une enveloppe unique permet une couverture similaire au signal précédent contenant 18 porteuses. On préférera tout de même les lieux induits par le pseudo-bruit de 18 porteuses : le processus aléatoire présent sur les phases améliore la densité des points dans la zone de couverture.

Les figures précédentes correspondent à la projection des enveloppes modulantes dans le plan $\left\{ |x(t)| \, ; \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right\}$.

Les couvertures obtenues sur le domaine de définition potentiel de la fonction non linéaire $\tilde{G} = f_{NL}\left(|x(t)| \, ; \frac{\partial |x(t)|}{\partial t} \right)$ sont similaires. On notera qu'une enveloppe multiporteuse présente l'avantage de couvrir des zones correspondantes à $|x(t)|$ élevé et qu'une enveloppe biporteuse permet d'analyser des valeurs de $\frac{\partial |x(t)|}{\partial t}$ importantes.

Pour la mesure, le temps de chargement de l'AWG associé au temps nécessaire à la correction de chacune des enveloppes mesurées est un facteur non négligeable. Il est donc préférable d'utiliser un nombre d'enveloppes minimum. Une identification de la fonction $\tilde{G}$ à partir d'une couverture du domaine de définition offerte par un pseudo-bruit plutôt que par plusieurs mesures de type biporteuse avec variations de leur écart fréquentiel, semble être une solution judicieuse.

I.4.2 Méthode d'identification

L'identification de la fonction non linéaire $\tilde{G}$ peut être obtenue en utilisant les modulations décrites précédemment pour l'analyse d'enveloppes purement réelles.

Les modulations appliquées en entrée d'un module non-linéaire correspondent à un ensemble de points $\left(|x(t)|\,;\,\frac{\partial|x(t)|}{\partial t}\right)$ obtenu pour chaque instant t, se trouvant dans le domaine de définition de la fonction $\tilde{G}$.

L'analyse de la réponse $\tilde{y}(t)$ du module non-linéaire à de telles enveloppes conduit à la valeur du gain complexe dynamique :

$$\tilde{G}\left(|x(t)|\,;\,\frac{\partial|x(t)|}{\partial t}\right)=\frac{\tilde{y}(t)}{x(t)} \qquad \text{calculé pour chaque valeur de t.}$$

En considérant tous les instants t, on aboutit à 2 surfaces sous forme de nuages de points qui sont les parties réelle et imaginaire du gain complexe dynamique :

$$\Re\{\tilde{G}\}=f_{NL}\left(|x|\,;\,\frac{\partial|x|}{\partial t}\right) \qquad \text{et} \qquad \Im\{\tilde{G}\}=f_{NL}\left(|x|\,;\,\frac{\partial|x|}{\partial t}\right)$$

Les signaux d'enveloppe utilisés pour déterminer $\tilde{G}$ seront dit d' « identification ».

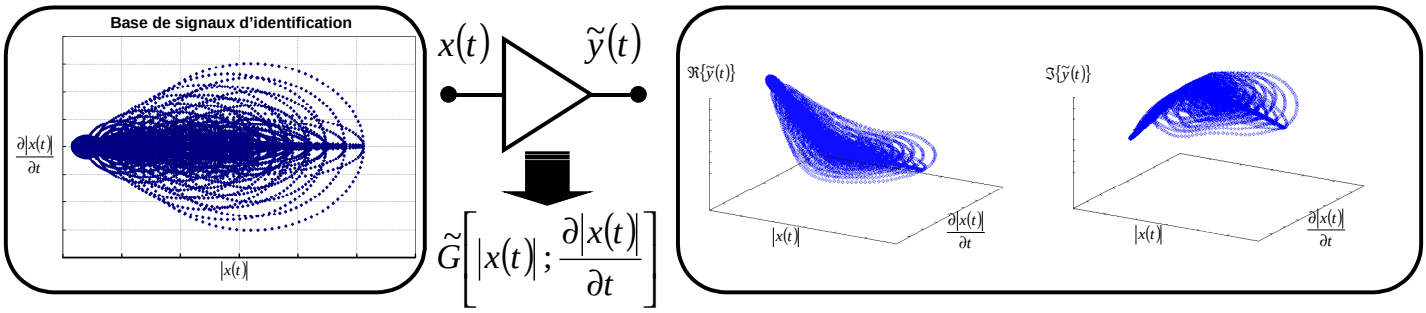


Fig. 4-13 – Illustration de l'identification dynamique d'une non-linéarité par modulation DBLPC

La figure 4-13 illustre les parties réelles et imaginaires des enveloppes de sortie d'un amplificateur obtenues à partir de simulations par transitoire d'enveloppe faites sur le schéma de conception circuit de cet amplificateur à l'état solide millimétrique 17-21 GHz. Les signaux correspondent ici à une modulation DBLPC de la forme $x(t)=A.(1+\beta.\cos(2\pi.f.t))$ pour différentes valeurs de f (1, 10, 100 et 250 MHz), de A (0.2, 0.5, 0.7, 1, 1.2, 1.4 et 1.6 volts) et de β (0.1 à 0.6 par pas de 0.1). La fréquence porteuse est prise à 20 GHz.

Le gain complexe dynamique est donc représenté par deux nuages de points issus du rapport $\frac{\tilde{y}(t)}{x(t)}$. Un pour la partie réelle, l'autre pour la partie imaginaire.

En généralisant au cas d'une enveloppe <u>complexe</u> $\tilde{x}(t)$, on doit considérer le paramètre $\frac{\partial\varphi(t)}{\partial t}$. Afin de permettre une bonne couverture du volume de définition $\left\{|A(t)|\,;\,\frac{\partial|A(t)|}{\partial t}\,;\,\frac{\partial\varphi(t)}{\partial t}\right\}$ avec, $\tilde{x}(t)=|A(t)|.e^{j.\varphi(t)}$, il convient d'avoir une projection de l'enveloppe sur l'axe $\frac{\partial\varphi(t)}{\partial t}$ sur une dynamique maximale. Cet axe représentant la fréquence instantanée, on décale le signal modulé dans la bande de fréquence de part et d'autre de la fréquence centrale afin de réaliser une identification similaire à celle faite avec une enveloppe réelle ($\frac{\partial\varphi(t)}{\partial t}=0$) pour une valeur particulière de $\frac{\partial\varphi(t)}{\partial t}$. On couvre ainsi le volume désiré.

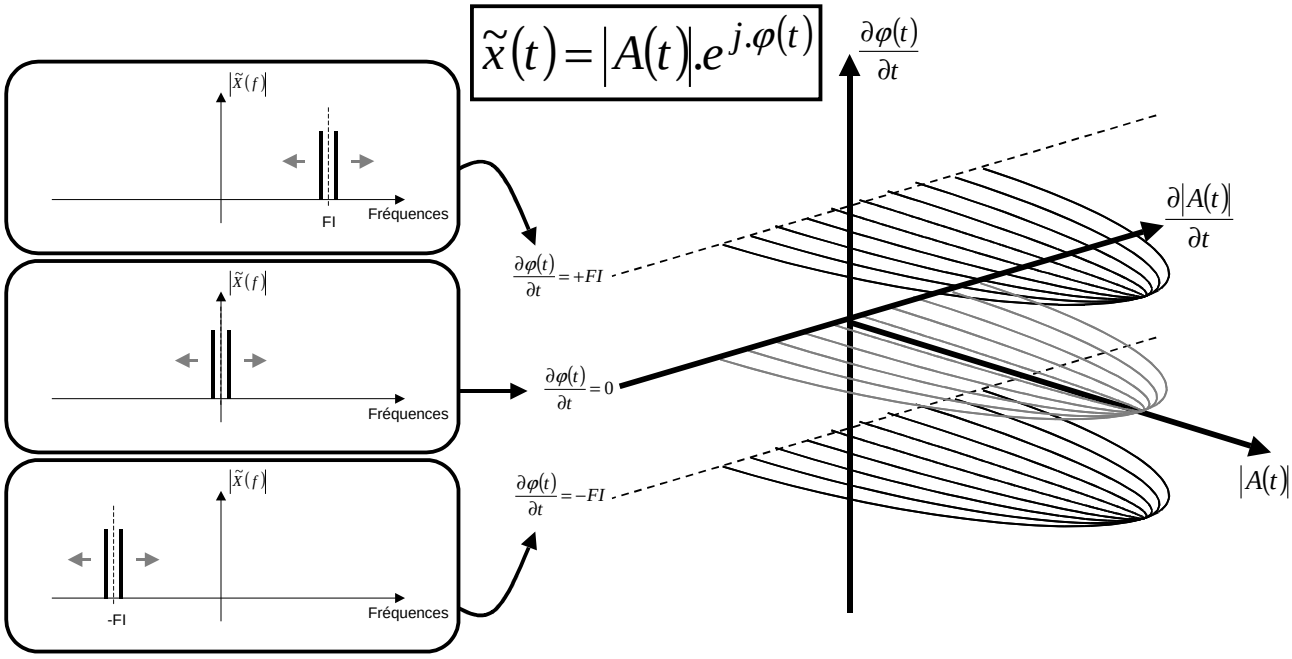


Fig. 4-14 – Couverture engendrée par une biporteuse décalée : domaine de définition à 3 dimensions

Notons que dans les représentations précédentes, les enveloppes $\tilde{x}(t)$ et $\tilde{y}(t)$ sont synchronisées à bas niveau, afin de dissocier le temps de propagation de groupe (TPG) du module à modéliser en zone linéaire.

Nous avons vu comment obtenir de nombreuses valeurs discrètes de $\tilde{G}$ en fonction de $A(t)$, $\frac{\partial A(t)}{\partial t}$ et $\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$. Il convient de déterminer cette fonction non linéaire afin qu'elle puisse être utilisée dans un modèle de niveau « système ».
En conséquence, à partir du nuage de points déterminé précédemment, on se propose d'interpoler une fonction correspondant à chacun de ces points. L'interpolation peut se faire par splines ou réseaux de neurones.

L'interpolation d'une fonction multidimensionnelle définie par 3 variables indépendantes est possible par la technique des « splines ». Les procédures numériques d'interpolation ont pu être développées à l'IRCOM par J.J. Raoux [6] et améliorées par H. Chehade [7]. Elles consistent à décomposer par morceaux la fonction non linéaire sur une base définie par des fonctions polynomiales.

La modélisation d'une fonction non linéaire multidimensionnelle est également possible par l'utilisation de réseaux de neurones. Cette technique a été utilisée pour modéliser la fonction $\tilde{G}\left(A\,;\frac{\partial A}{\partial t}\,;\frac{\partial \varphi}{\partial t}\right)$.

I.4.3 Interpolation par Réseau de Neurones

NETLET, le simulateur de réseaux de neurones qui a été utilisé dans le cadre de ces travaux, a été développé à l'IRCOM par Y. Harkous et J. Rousset [8].
Ce simulateur permet de construire un réseau neuronal de type feedforward, avec une seule couche cachée, schématisé figure 4-15.

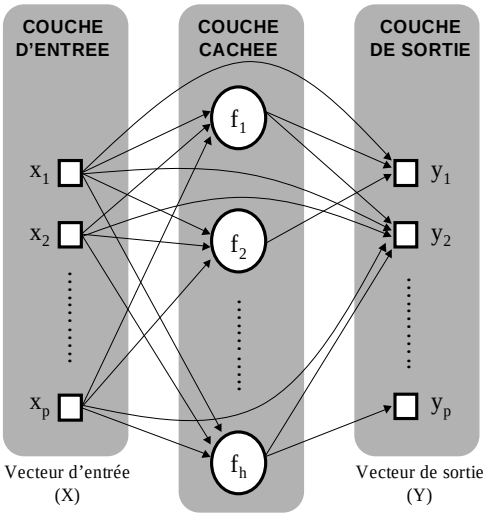


Fig. 4-15 – Réseau neuronal de type Feedforward à une couche cachée

Ce type de structure permet une modélisation arbitraire de n'importe quelle fonction non linéaire multidimensionnelle. La finesse de la modélisation dépend de h : le nombre de neurones présents dans la couche cachée.

Dans NETLET, la fonction d'activation des neurones est une ondelette. Le principe du simulateur repose sur le fait que toute fonction linéaire ou non linéaire peut être décomposée en une somme finie d'ondelettes (principe des transformée en ondelettes et de leurs représentations dans un espace temps-echelle) [9].

L'ondelette mère du réseau d'ondelettes implémenté dans Netlet est l'inverse du chapeau mexicain :

$$\psi(X) = \left(\|X\|^2 - p\right)e^{-\frac{\|X\|^2}{2}} \qquad \text{avec} \qquad p = dim(X)$$

La famille des ondelettes utilisées correspond à la formulation $\psi_{(t,d)} = \psi(d(X - t))$ pour différents facteurs de dilatation d et de translation t.

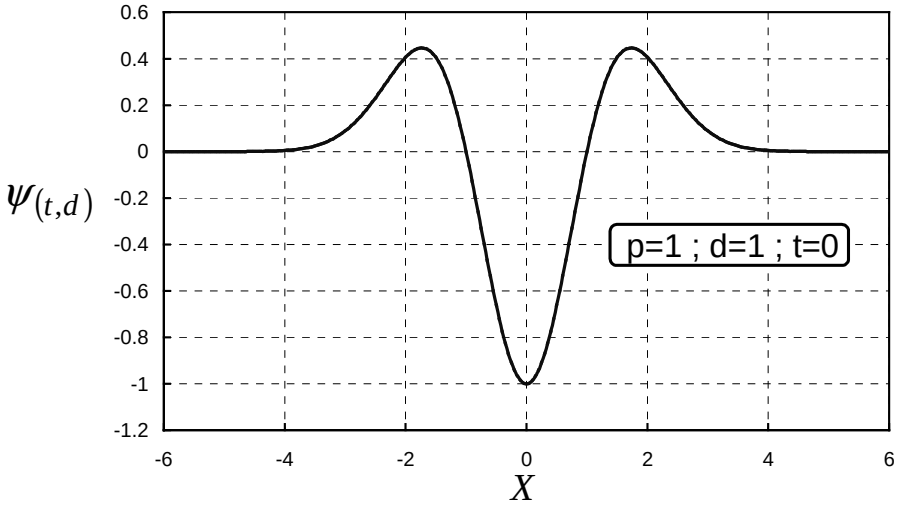


Fig. 4-16 Ondelette radiale utilisée par le simulateur de réseaux d'ondelettes (p=1 ; d=1 ;t=0)

Le simulateur établit la relation entrée/sortie tel que : [10]

$$Y_{netlet} = \sum_{i=1}^{h} \omega_i . \psi_i(X) + \sum_{j=1}^{p} \upsilon_j x_j + \theta = \sum_{i=1}^{h} \omega_i . \psi(d_i(X - T_i)) + \sum_{j=1}^{p} \upsilon_j x_j + \theta$$

où :

h est le nombre de neurones (ondelettes) dans la couche cachée ;

ω_i est le poids de connexion entre l'ondelette i et la sortie linéaire ;

d_i est le paramètre de dilatation de l'ondelette i ;

X est le vecteur (de dimension p) d'éléments x_j d'entrée du réseau ;

T_i est le vecteur de translation (de dimension p : $(t_1,t_2,\ldots,t_p)$)de l'ondelette i ;

υ_j est un des p paramètres linéaires de connexion qui relie le terme x_j à la sortie du réseau ;

θ est le seuil du neurone de sortie ;

ψ_i est la fonction d'activation du neurone du $i^{ème}$ neurone caché : c'est la $i^{ème}$ version translatée et décalée de l'ondelette mère ψ.

La seconde partie de l'équation correspond à une partie linéaire qui permet de bien capturer les propriétés linéaires de la fonction non-linéaire à identifier.

La structure du réseau d'ondelette peut ainsi être représentée comme il suit :

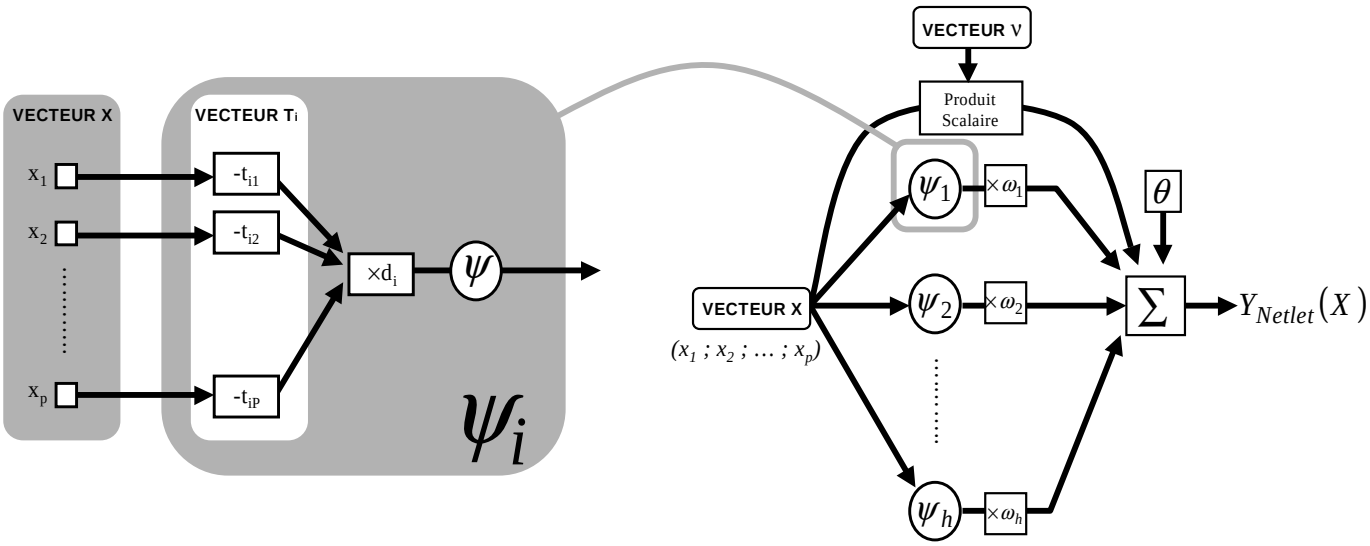


Fig. 4-17 – Organigramme du réseau d'ondelettes implémanté dans Netlet

Le réseau est donc définit par les paramètres ω_i, d_i, (T_i), pour i compris entre 1 et h ainsi que le vecteur (ν) et le scalaire θ.

Dans le cas de la modélisation du gain complexe dynamique, le vecteur d'entrée possède 3 dimensions ($|A|$; $\frac{\partial |A|}{\partial t}$; $\frac{\partial \varphi}{\partial t}$). La sortie à obtenir est le gain complexe, soit 2 dimensions (parties réelle et imaginaire). Cela nécessite donc 2 réseaux d'ondelettes indépendants correspondant respectivement aux fonctions $\Re\left\{\tilde{G}\left(|A| ; \frac{\partial |A|}{\partial t} ; \frac{\partial \varphi}{\partial t}\right)\right\}$ et $\Im\left\{\tilde{G}\left(|A| ; \frac{\partial |A|}{\partial t} ; \frac{\partial \varphi}{\partial t}\right)\right\}$.

Le nuage de points du gain complexe issu des modulations présentées dans le paragraphe II-4 constitue la base d'apprentissage utilisable pour le réseau de neurone.
Ainsi, les modèles des fonctions parties réelle et imaginaire du gain complexe dynamique sont obtenus en présentant au simulateur Netlet les différentes combinaisons des 3 paramètres d'entrée et des 2 sorties associées.
Cela constitue la phase d'apprentissage des 2 réseaux d'ondelettes.

Lors de cette phase d'apprentissage, Netlet calcul pour chaque réseau (en minimisant l'erreur moyenne entre la sortie désirée et la réponse des réseaux [10]), le nombre optimal h de neurones présents dans la couche cachée ainsi que les paramètres associés : ω_i, d_i, (T_i), (ν) et θ (pour tout i compris entre 1 et h).

Un fichier contenant ces paramètres constitue le modèle de la fonction $\tilde{G}$.

On propose 2 possibilités d'utilisation du modèle établit par Netlet.

La première solution consiste à utiliser un programme associé à Netlet : « Netrun ». Il s'agit d'un exécutable qui fournira la réponse à un signal arbitraire (représenté en $|A|$, $\frac{\partial |A|}{\partial t}$, $\frac{\partial \varphi}{\partial t}$) en utilisant le fichier des paramètres pour modéliser la non linéarité. Cet exécutable ne présente aucune interface utilisateur. Les opérations se spécifient par ligne de commande d'appel du programme. Cela permet d'intégrer très facilement dans l'environnement du banc de mesure (sous HP VEE) le modèle système de la non linéarité étudiée.

Une seconde possibilité consiste à utiliser chacune des valeurs des paramètres du réseau optimisées par Netlet. On peut alors reconstituer la structure du réseau (figure 4-18) dans un environnement de simulation système comme ADS.

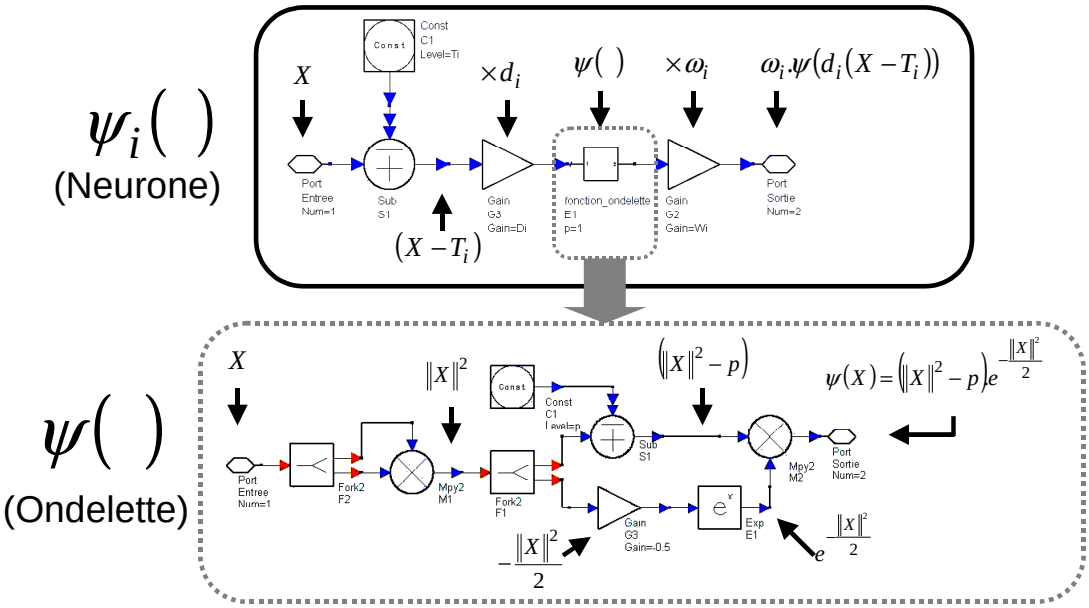


Fig. 4-18 – Exemple d'implémentation dans ADS de la fonction ondelette et de la structure d'un neurone

II – Application à l'extraction de modèles

Cette partie présente des résultats obtenus par des modélisation de 2 amplificateurs de puissance par la technique du gain complexe dynamique.

Ces modélisations proviennent de bases d'apprentissage (donc de signaux d'identification) issu de simulations ou de mesures.
Pour un premier amplificateur, le gain complexe dynamique est déduit de simulations du circuit de conception en transitoire d'enveloppe sous ADS en présence de signaux d'identification. La qualité de la prédiction du modèle comportemental pour des enveloppes différentes sera jugée vis à vis de simulations circuit de l'amplificateur.
Un autre amplificateur a fait l'objet de mesures d'enveloppe complexe. Ainsi, la base d'apprentissage et les signaux de tests pour évaluer la qualité du modèle établi proviennent de mesures temporelles d'enveloppes calibrées réalisées avec le banc de mesure décrit au chapitre II.

II.1 – Cas du schéma de conception d'un amplificateur traité en simulation par la technique du transitoire d'enveloppe

Ce paragraphe présente des simulations réalisées en transitoire d'enveloppe sous ADS. L'amplificateur étudié est un HPA présentant une fréquence centrale de 20 GHz en technologie PPH25 UMS. Il a été conçu par M. Bappel, dans le cadre d'une collaboration CNES/UMS/IRCOM [11]. Les transistors utilisés dans cette conception n'ont pas de modèle thermique. Les éventuels effets mémoires BF obtenus seront ainsi uniquement dus à la structure des circuits de polarisation (les impédances basse fréquences présentées aux accès des transistors [12][13]). Les effets de mémoire HF seront quant à eux liés aux variations de gain et de TPG dans la bande.

II.1.1 – Caractéristique AM/AM dynamique – effet mémoire non linéaire

Les simulations sont effectuées ici en présence d'un signal RF d'entrée $x(t) = \Re\left\{\tilde{X}(t).e^{j.\omega_0.t}\right\}$ avec $\frac{\omega_0}{2\pi} = 20\ GHz$. On impose son enveloppe complexe associée, $\tilde{X}(t)$, comme un signal réel correspondant à une modulation DBLPC (cf. paragraphe I). Soit $\tilde{X}(t) = A.(1+\beta.\cos(\Omega.t))$. On fait varier les paramètres A, β et Ω.

On analyse les enveloppes complexes associées aux entrée et sortie du circuit de conception. Ces enveloppes sont synchronisées afin de corriger le retard du au TPG linéaire de l'amplificateur dans la zone d'utilisation.

Une observation des ces enveloppes amène la conclusion suivante :

- Pour une fréquence de battement $\left(\frac{\Omega}{2\pi}\right)$ inférieure à 50 MHz, pour tout A et β, le module de l'enveloppe de sortie correspond à l'enveloppe d'entrée écrêtée. La symétrie de l'enveloppe de sortie indique qu'elle serait modélisable par une simple courbe AM/AM.
- Si la fréquence de battement est supérieure à 50 MHz, le module de l'enveloppe de sortie est dissymétrique. Cette dissymétrie dépend de A et de β.

Les modules des enveloppes en fonction du temps, sont représentés, pour A= 1.2 volts et β=0.5, figure 4-19. Les courbes AM-AM dynamiques qu'elles induisent sont présentées figures 4-20.

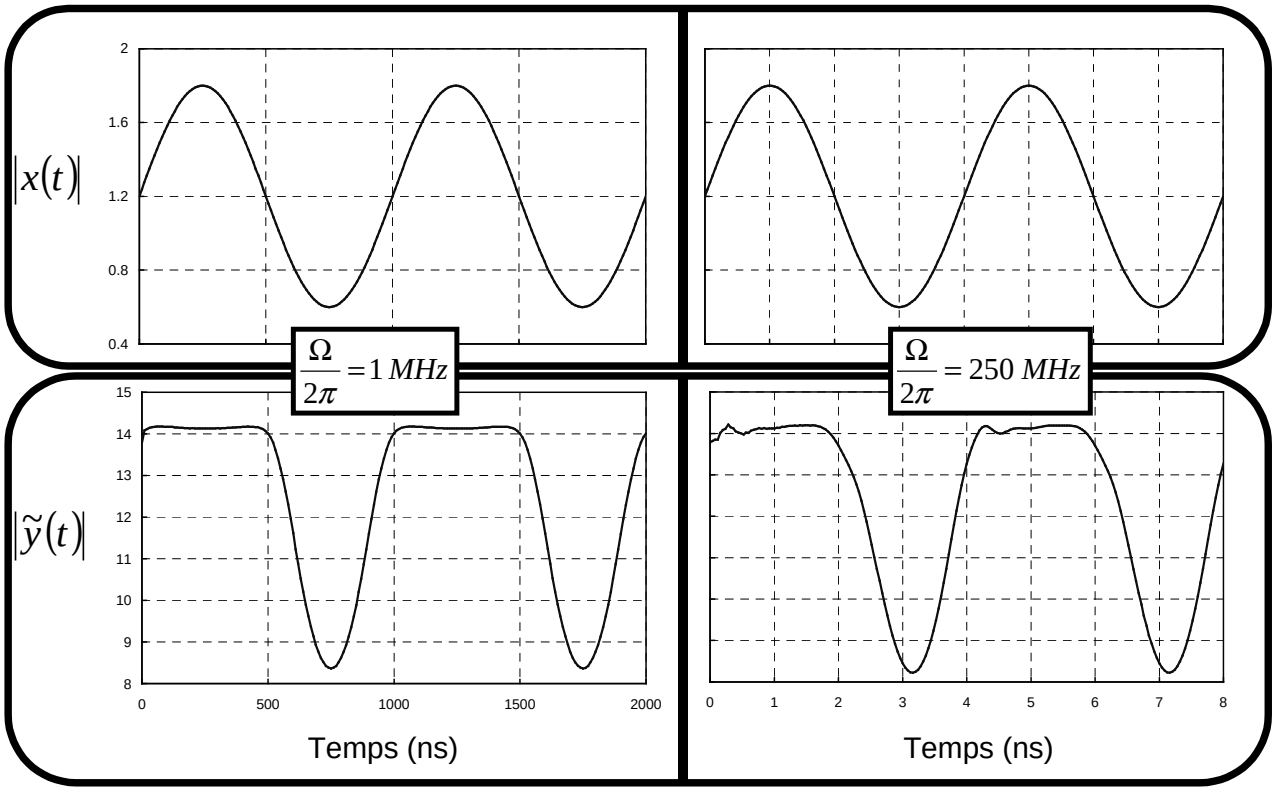


Fig. 4-19 – Modules des enveloppes d'entrée et sortie du HPA – A=1.2Volts, β=0.5

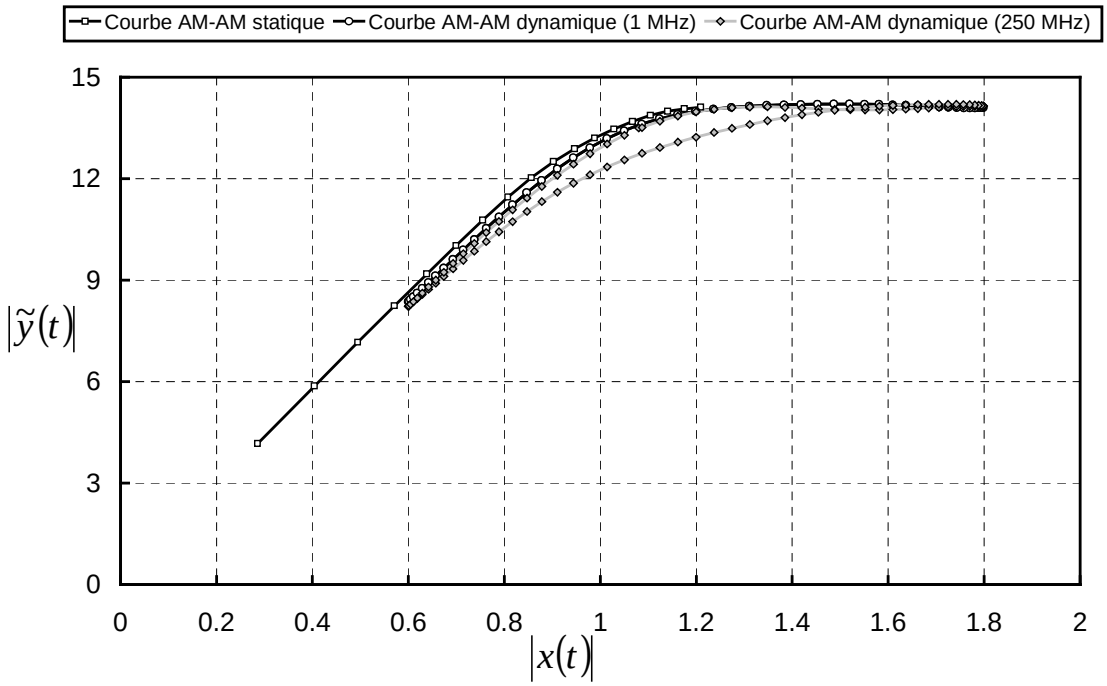


Fig. 4-20 – Courbes AM-AM statiques et dynamiques (A=1.2Volts, β=0.5) du HPA-

Ces courbes de puissances d'enveloppe instantanées accréditent le fait qu'une utilisation du gain statique dans des simulations de niveau système intégrant des SSPA n'est pas adaptée à l'emploi de signaux modulés. La présence d'un hystérésis signifie qu'il manque la prise en compte d'au moins un paramètre supplémentaire afin de permettre une bonne caractérisation de l'amplificateur de puissance. En conséquence, on se propose d'établir un gain complexe dynamique du HPA suivant la méthode décrite au paragraphe I.

II.1.2 – Identification à partir d'enveloppes de modulation réelles

Le gain complexe dynamique du HPA est identifié suivant une base d'enveloppes réelles. Des simulations en transitoire d'enveloppe nous permettrent d'accéder au gain complexe dynamique pour différentes combinaisons de valeur $\left\{ |A| \, ; \frac{\partial |A|}{\partial t} \right\}$. Les valeurs du gain obtenues avec la base d'enveloppes d'identification constitue les données d'apprentissage du réseau d'ondelettes. Suite à quoi nous testons le modèle ainsi établi en simulant sa réponse à un signal n'ayant pas servi à la phase d'identification (phase d'apprentissage).

II.1.2.1 – Modulation type DBLPC

Les signaux d'identification sont de la forme : $x(t) = A.(1 + \beta.\cos(\Omega.t))$. Le domaine d'apprentissage du réseau d'ondelette est obtenu pour différentes combinaisons des termes A, β et Ω.

Une fois le modèle établi, on le teste en simulant différentes modulations :

1er signal de test :

On utilise une modulation du même type que celles utilisées lors de l'identification du modèle (DBLPC). Ce signal de test ne faisait pas partie des signaux identifiant. Dans un premier temps, sa projection dans le plan $\left\{ |A| \, ; \frac{\partial |A|}{\partial t} \right\}$ est située à l'intérieur de la couverture utilisée lors

de l'identification du gain. Cette disposition est représentée figure 4-21. Il teste ainsi les facultés d'interpolation du réseau de neurones.

Les paramètres (A=1.3 volts, β=0.27 et $\frac{\Omega}{2\pi}$=100 MHz) du signal de test sont tels qu'on se retrouve dans une zone décrite par un hystérésis sur la courbe AM/AM dynamique afin d'apprécier le suivi du modèle face aux phénomènes de mémoire non linéaire.

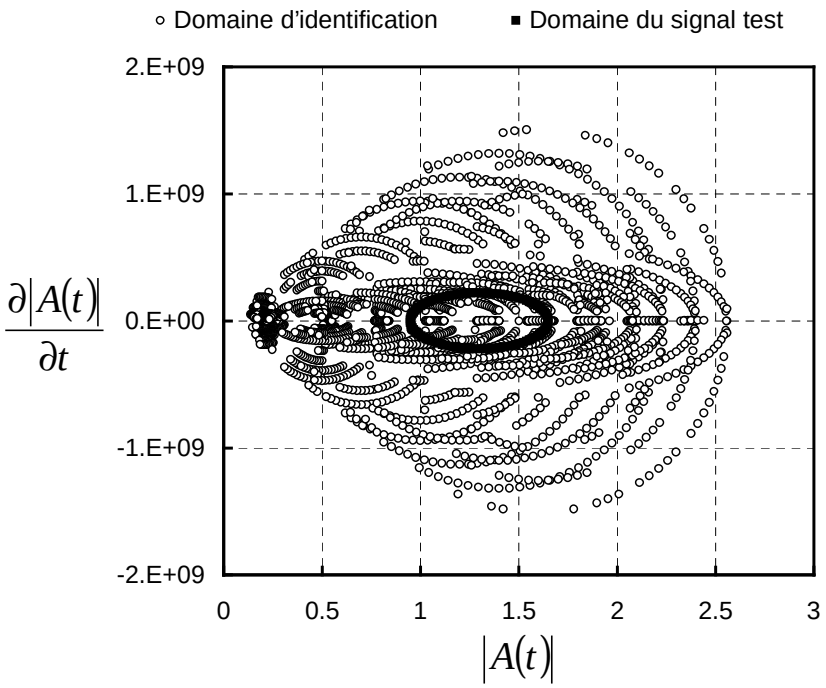


Fig. 4-21 – Domaine d'identification du gain dynamique et modulation de test

On propose, figure 4-22, les parties réelle et imaginaire de la sortie obtenues par ADS (transitoire d'enveloppe), le modèle statique et le modèle dynamique lorsque le signal d'entrée est le signal de test.

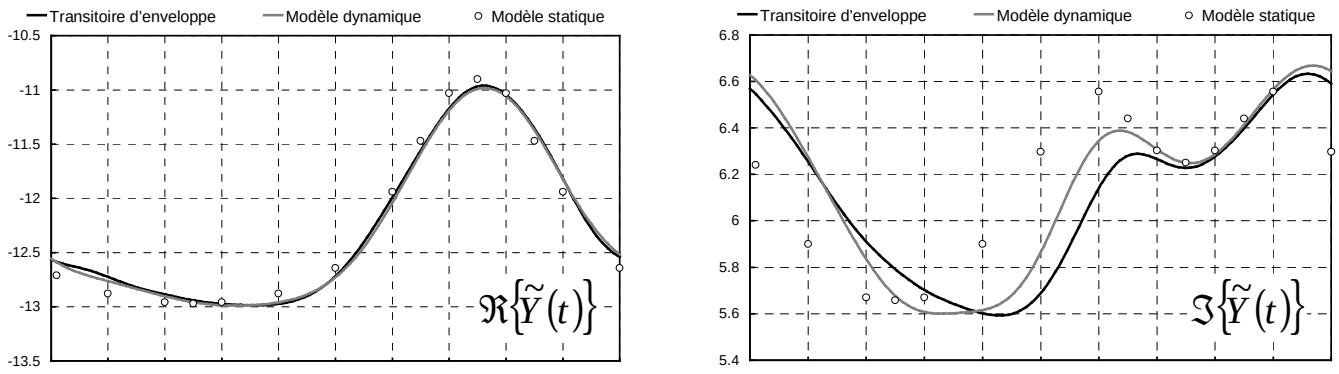


Fig. 4-22 – 1 période de l'enveloppe de sortie (en volts) obtenue par 3 types de simulation

Ainsi, le modèle dynamique constitue, ici, une avancée vis à vis du modèle statique mais :

- le signal d'entrée est de même type que les enveloppes d'identification ;
- le signal d'entrée a un lieu (suivant $|A|$ et $\frac{\partial |A|}{\partial t}$) inclus dans le domaine de définition identifié.

2nd signal de test :

Le signal de test est de même type que le premier signal de test, à l'exception que sa représentation dans le plan $\left\{|A| ; \frac{\partial |A|}{\partial t}\right\}$ va au-delà du domaine de définition identifié pour la fonction gain complexe dynamique $\tilde{G}$. Il va donc permettre de tester les facultés d'extrapolation de notre réseau de neurones.

La figure 4-23 présente des lieux d'identification et du signal de test. La figure 4-24 illustre l'enveloppe complexe de sortie obtenue par transitoire d'enveloppe et par le modèle dynamique.

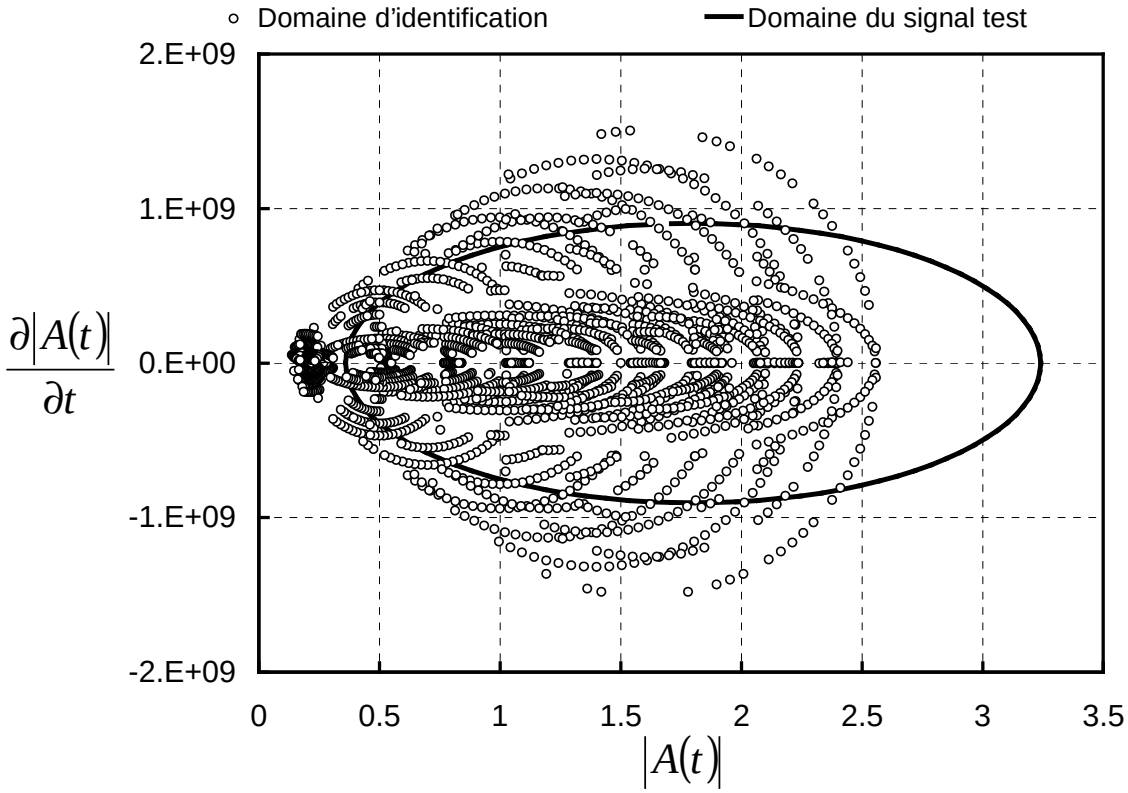


Fig. 4-23 – Domaine d'identification du gain dynamique et modulation de test

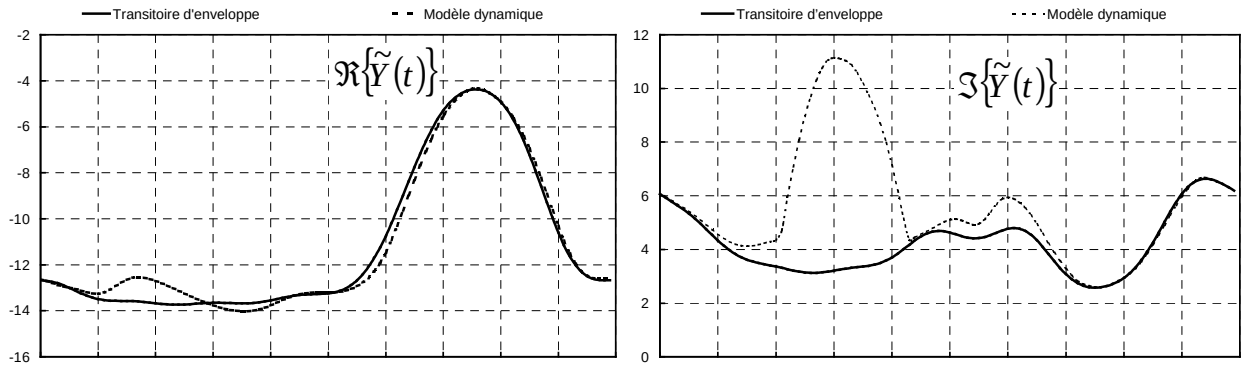


Fig. 4-24 – 1 période de l'enveloppe de sortie (en volts) obtenue par transitoire d'enveloppe et par le modèle dynamique

On se heurte dans cette configuration au problème majeur du réseau de neurone : ce dernier ne peut pas donner une valeur correcte sur un domaine pour lequel il n'y pas eu

d'identification préliminaire. L'extrapolation, avec ce type de modèle (neuronal) est donc à proscrire.

3ème signal de test :

Des investigations en termes de C/I d'ordre 3 du modèle identifié en modulation DBLPC implique une enveloppe de test biporteuse, donc différente de celles ayant servi à la phase d'apprentissage. Une telle enveloppe de test se retrouve en extrapolation du domaine identifié pour de faibles puissances instantanées (figure 4-25). En conséquence, l'enveloppe issue du modèle neuronal est déformée à faible niveau (figure 4-26). L'influence non négligeable sur le C/I (figure 4-27), nous invite à identifier le modèle dynamique par une autre famille de modulation. Les figures suivantes correspondent à une enveloppe de test biporteuse dont la fréquence de battement est de 100 MHz et la puissance moyenne de 10 dBm.

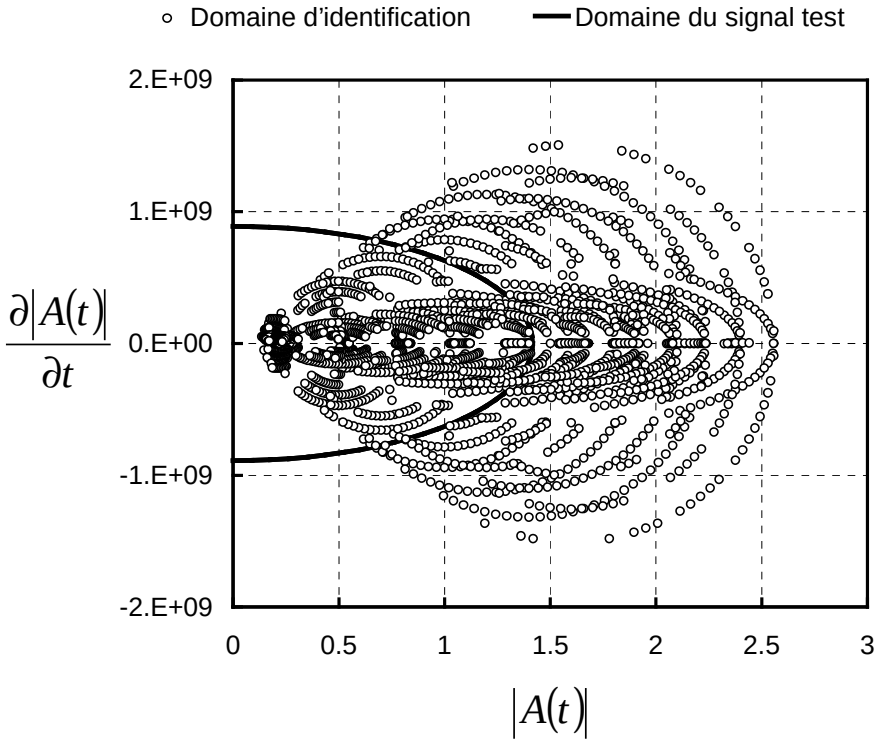


Fig. 4-25 – Domaine d'identification du gain dynamique et modulation de test

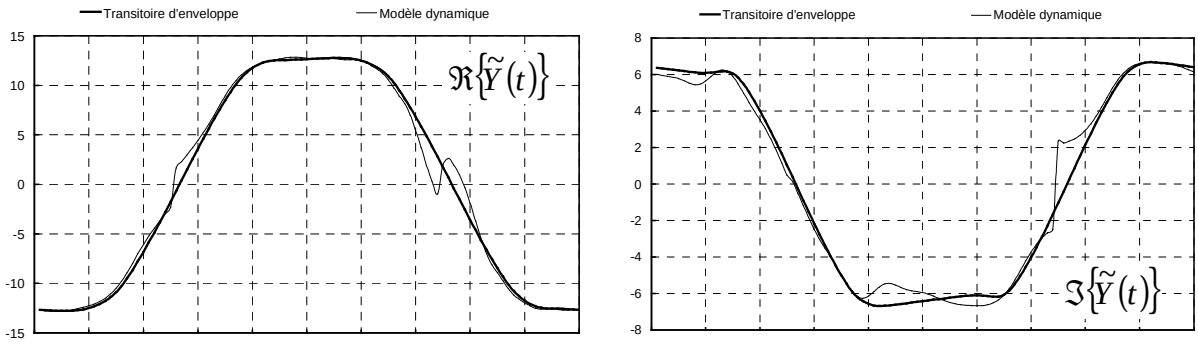


Fig. 4-26 – 1 période de l'enveloppe de sortie (en volts) obtenue par transitoire d'enveloppe et par le modèle dynamique

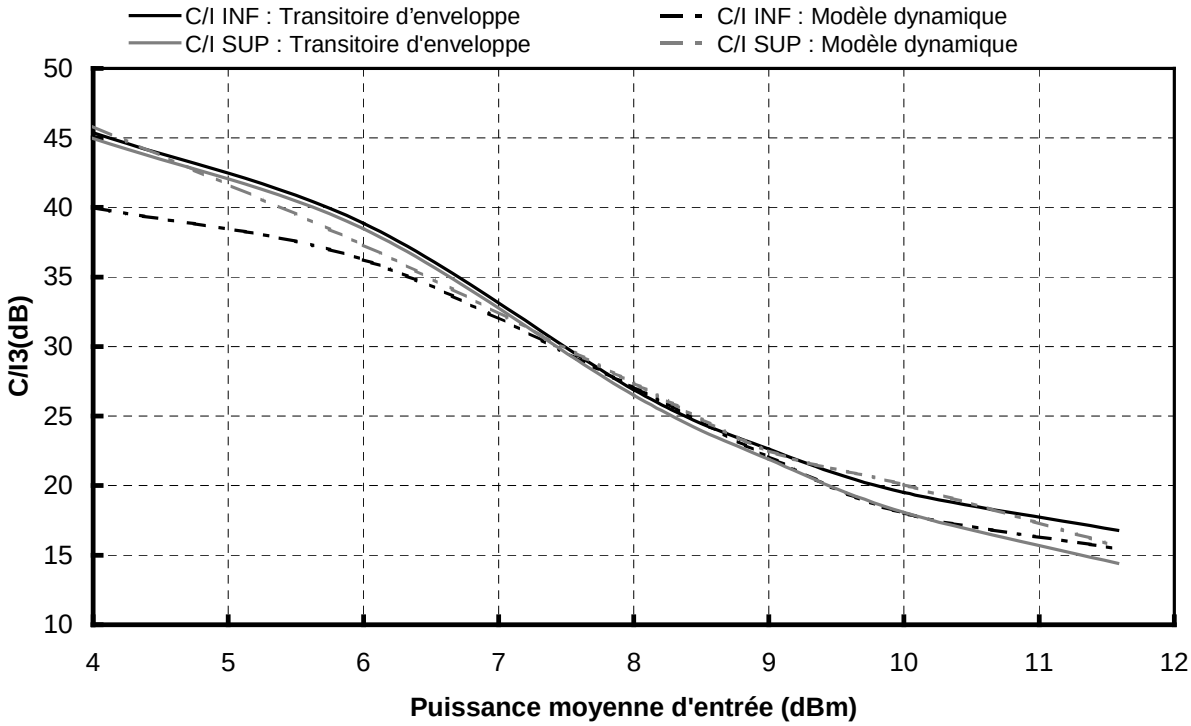


Fig. 4-27 – Courbes de C/I pour le modèle dynamique identifié en DBLPC

II.1.2.2 – Modulation type DBLPS : signaux biporteuse

Le gain complexe dynamique est identifié par des enveloppes de la forme : $x(t) = A.\cos(\Omega.t)$. Le domaine d'apprentissage du réseau d'ondelettes est obtenu pour différentes combinaisons des termes A, et Ω.

Un test en C/I d'ordre 3 est réalisé sur le modèle identifié en biporteuse. L'enveloppe de test a une fréquence de battement de 125 MHz, afin d'évaluer la linéarité du HPA dans la zone d'hytérésis. Le modèle a été identifié pour des fréquences de battement de 100 MHz et de 200 MHz.

La figure 4-28 illustre le domaine d'identification du modèle en biporteuse et le domaine du signal de test permettant l'analyse en C/I. La figure 4-29 présente la comparaison des résultats en C/I obtenus par transitoire d'enveloppe et par le modèle dynamique.

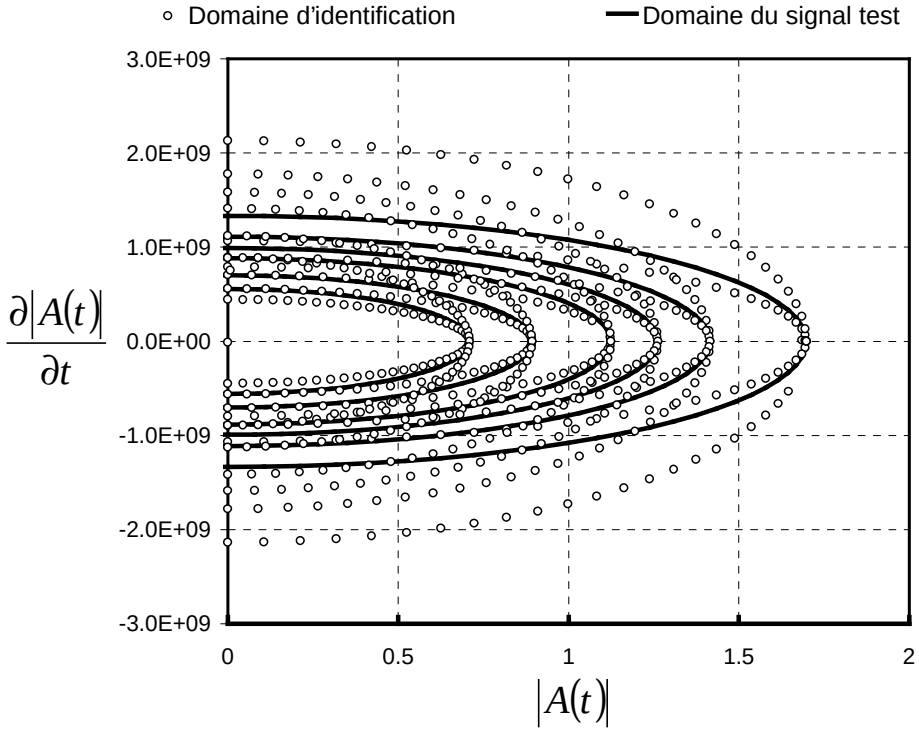


Fig. 4-28 – Domaine d'identification du gain dynamique et modulation de test

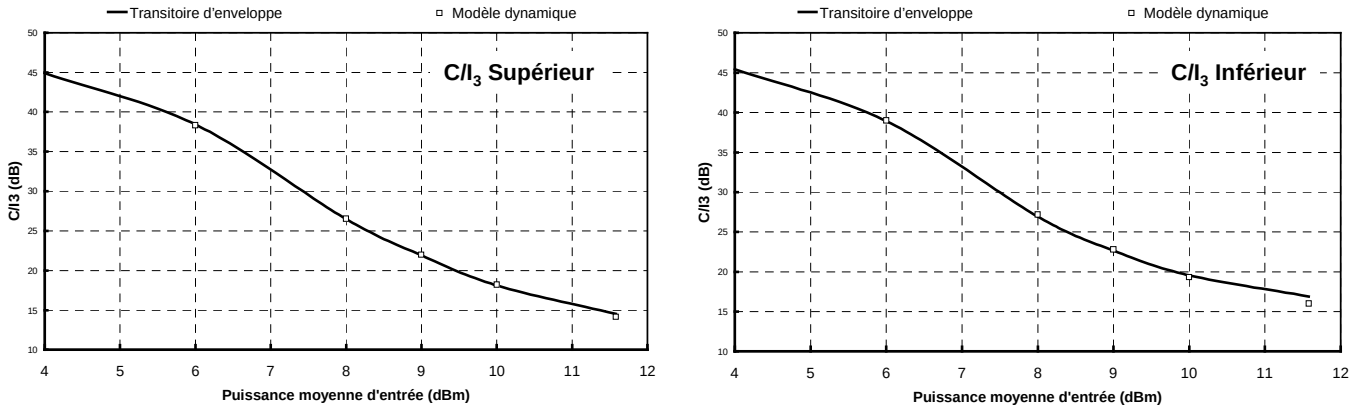


Fig. 4-29 – Courbes de C/I pour le modèle dynamique identifié en biporteuse

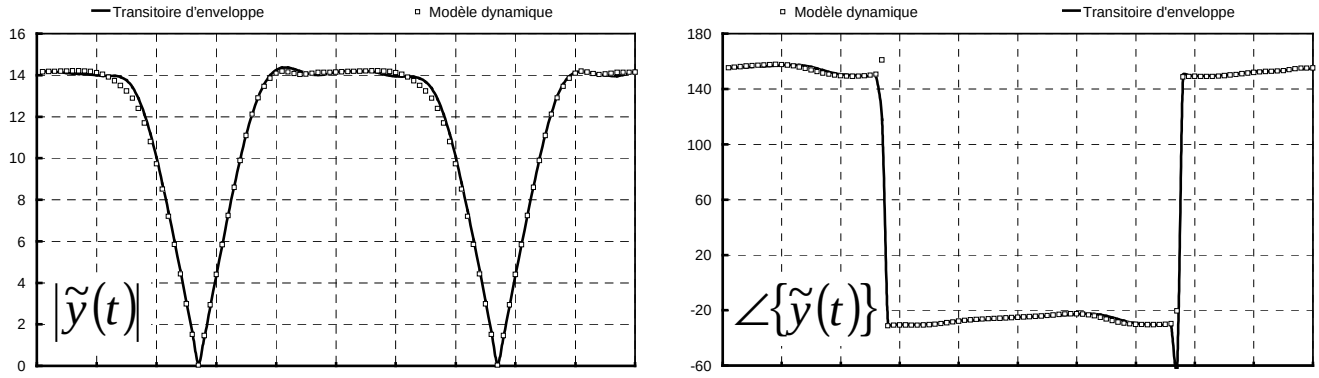


Fig. 4-30 – *Formes temporelles de la réponse au signal de test par le modèle dynamique et le transitoire d'enveloppe*

Des simulations effectuées pour d'autres fréquences ont montré que le modèle dynamique identifié en biporteuse présentait des résultats conformes à ceux obtenus par le transitoire d'enveloppe lorsque le domaine de la modulation de test est situé à l'intérieur de la zone couverte lors de l'identification. Pour des fréquences de battement supérieures à 200 MHz, le modèle se trouve en extrapolation. Les résultats ne sont alors plus autant en accord entre le modèle dynamique et le transitoire d'enveloppe.

II.1.3 – Généralisation pour des enveloppes d'entrée complexes

Dans ce paragraphe, on va généraliser la modélisation du gain complexe dynamique pour des enveloppes complexes. Le domaine des définition de la fonction modélisée ainsi que les lieux des enveloppes de modulation sont alors analysées dans un espace $\left\{|A|\,;\,\frac{\partial|A|}{\partial t}\,;\,\frac{\partial\varphi}{\partial t}\right\}$. Une bonne occupation de cet espace nécessite une identification pour plusieurs fréquences instantanées de modulation.

Deux cas seront alors présentés.

Une première identification sera effectuée avec des signaux monoporteuses présentant différentes fréquences instantanées (décalage en fréquence par rapport à la fréquence centrale) et

différentes amplitudes. Les effets mémoires représentables seront donc fonction des dispersions non linéaires HF du module modélisé (gain et TPG).

Une seconde identification sera faite avec des signaux biporteuse. L'analyse de plusieurs fréquences instantanées complétera ce qui a été fait au chapitre précédent (où la fréquence instantanée était nulle : $\varphi(t)$ constant). L'identification ainsi faite du modèle dynamique devrait lui permettre de prendre en compte des phénomènes de mémoire BF et HF.

II.1.3.1 – Principe de signaux monoporteuses décalées en fréquence

Cette identification est réalisable en mesure par un analyseur de réseau vectoriel. On l'assimilera à un réseau de courbes AM/AM et AM/PM réparties sur l'ensemble des fréquences. Cette caractérisation conduit au modèle HF du dispositif mesuré. Ce type de modélisation est particulièrement bien adapté aux amplificateurs à tube à onde progressive. Les premiers modèles non linéaires dépendants en fréquence utilisaient cette approche [14][15][16]. Elle est néanmoins toujours d'actualité pour des modélisations d'amplificateurs traitant des signaux à enveloppes quasi constantes [17].

Dans le cadre de nos simulations en transitoire d'enveloppe sur le HPA, l'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ d'identification utilisée correspond à l'équivalent bande de base d'une monoporteuse décalée en fréquence. Elle s'exprime telle que $\tilde{x}(t) = A.e^{j.\Omega.t}$ où A et Ω sont des paramètres que l'on fera varier. La projection de ce type d'enveloppe dans l'espace $\left\{ |A| \,;\, \frac{\partial |A|}{\partial t} \,;\, \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right\}$ est telle que $\frac{\partial |A|}{\partial t} = 0$ et $\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \Omega$.

L'identification du modèle dynamique du HPA en monoporteuse est fait par un balayage en fréquence de $\pm$ 200 MHz autour de la fréquence centrale (20 GHz). Cela revient à balayer $\frac{\partial \varphi}{\partial t}$ sur $\pm$ 1,26.10^9 rad/s.

Cette identification est faite pour différentes amplitudes de la porteuse, correspondant à des variations de puissances de 1 à 19 dBm par pas de 1dB.

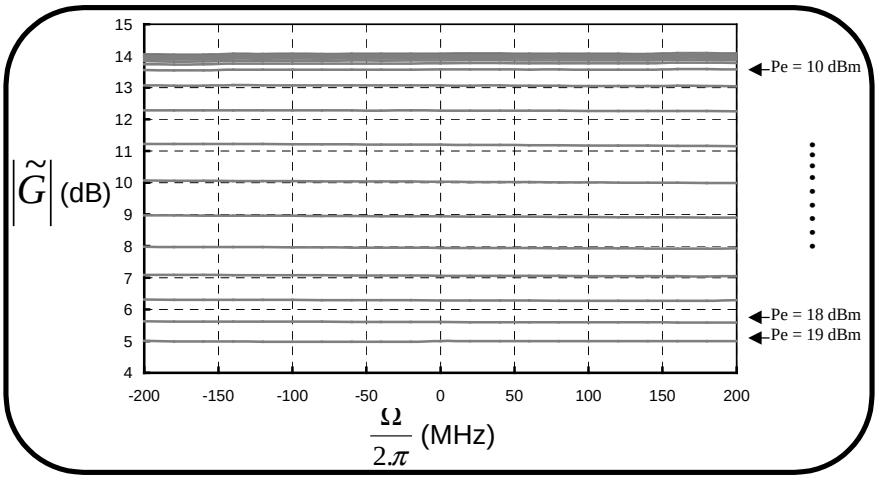


Fig. 4-31 *– Gain de l'amplificateur HPA sur une bande de 400 MHz autours de 20 GHz, paramétré en puissance*

Sur la bande considérée, le HPA présente peu de variation du gain. En conséquence, les dispersions HF qu'il présente auront des effets mineurs sur l'enveloppe.

Suite à cette identification en monoporteuse $\left(\frac{\partial|A|}{\partial t}=0\right)$décalée, nous effectuons un test de C/I_3 à l'aide d'une enveloppe de test biporteuse $\left(\frac{\partial|A|}{\partial t}\neq 0\right)$ dont les fréquences associées aux porteuses en équivalent passe bas sont respectivement f_1=0 et f_2=200 MHz.

Les lieux des signaux d'identification et du signal de test sont représentés dans l'espace $\left\{|A|\,;\frac{\partial|A|}{\partial t}\,;\frac{\partial\varphi}{\partial t}\right\}$, figure 4-32.

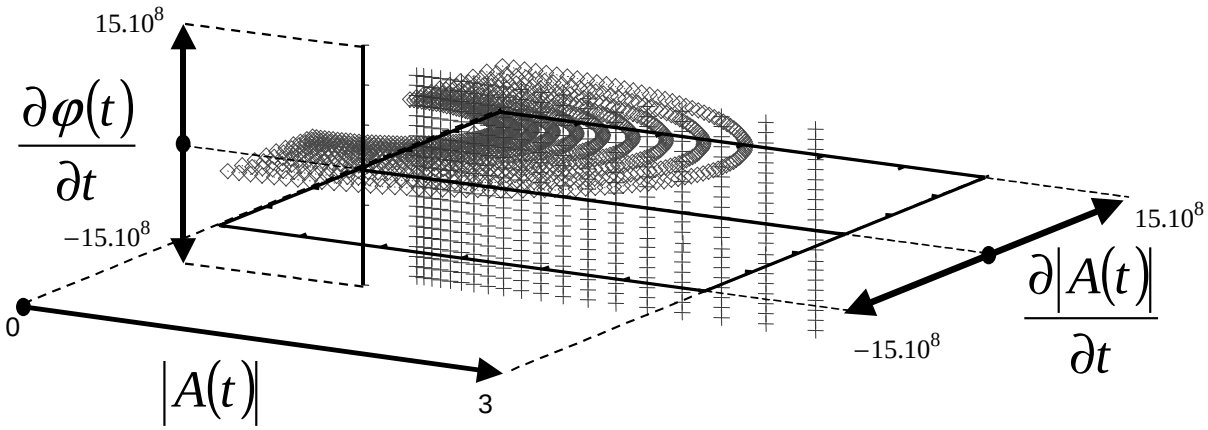


Fig. 4-32 – Domaine d'identification en monoporteuse du gain dynamique et modulation de test

Les résultats de simulations obtenus par transitoire d'enveloppe et par gain complexe dynamique identifié en monoporteuse sont présentés figure 4-33 et 4-34. On constate que le gain dynamique identifié en monoporteuse ne permet pas de modéliser l'hystérésis obtenu en transitoire d'enveloppe sur la caractéristique AM-AM dynamique : cet hystérésis provient des phénomènes de mémoire BF (dus ici aux signaux d'enveloppe dans les circuits de polarisation).
Les courbes de C/I en fonction de l'écart entre les fréquences témoignent du fait que les phénomènes mis en jeux ne peuvent pas être modélisés si l'identification est faite par un signal CW.

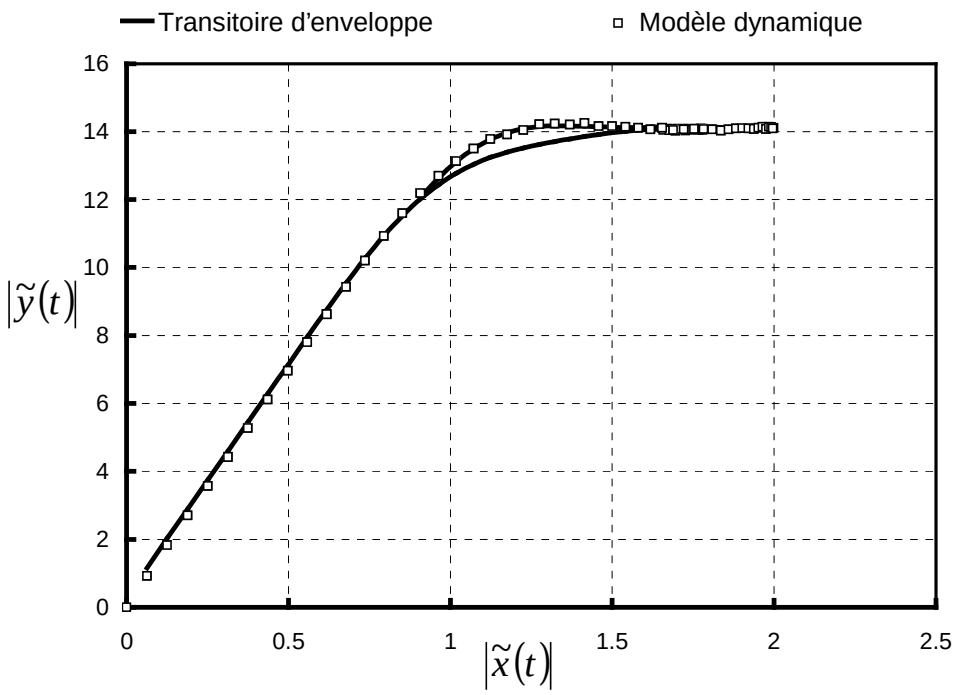


Fig. 4-33 – Courbe AM-AM dynamique obtenue avec un signal test biporteuse
(f_1=0 MHz, f_2=80 MHz, Puissance d'entrée moyenne = 11 dBm)

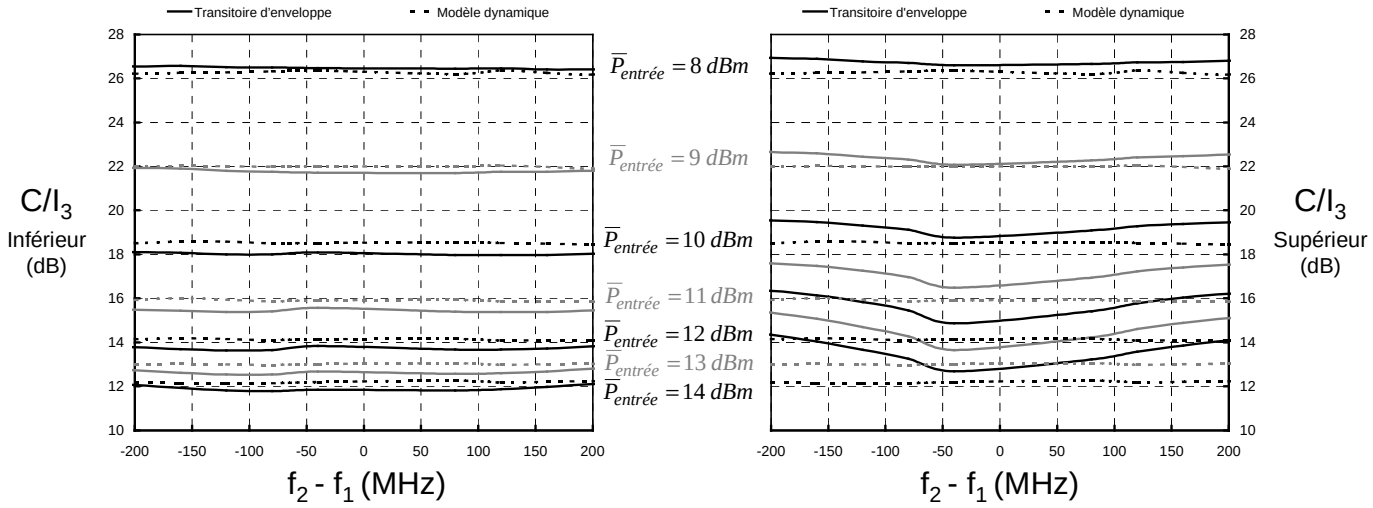


Fig. 4-34 – Résultats en C/I_3 pour plusieurs puissances et fréquences de battement(f_1=0 MHz ; f_2 variable)

II.1.3.2 – Signaux de type biporteuse décalés en fréquence

Afin d'obtenir une modélisation dynamique correcte en effets mémoire HF et BF, on se propose dans le cadre de test en C/I_3, de réaliser une identification avec des enveloppes de biporteuse décalées en fréquence. Ce type d'enveloppe s'écrit de la sorte :

$\tilde{x}(t) = A.\cos(\Omega.t).e^{j.\Omega.t}$ où A et Ω sont des paramètres que l'on fera varier.

Cela revient à considérer un signal biporteuse dont la fréquence f_1, en équivalent passe bas, est fixe et égale à 0 MHz, et balayer la fréquence f_2.

Des simulations en biporteuse en présentant un signal d'excitation, indiquent clairement l'amélioration apportée par le modèle dynamique par rapport à un modèle statique (pour lequel le C/I_3 est indépendant de la fréquence de battement de l'enveloppe). Les signaux de simulation étant de même forme que ceux d'apprentissage, cela ne permet pas de conclure directement sur la versatilité du modèle mais sur la qualité de l'interpolation générée par le réseau de neurones.

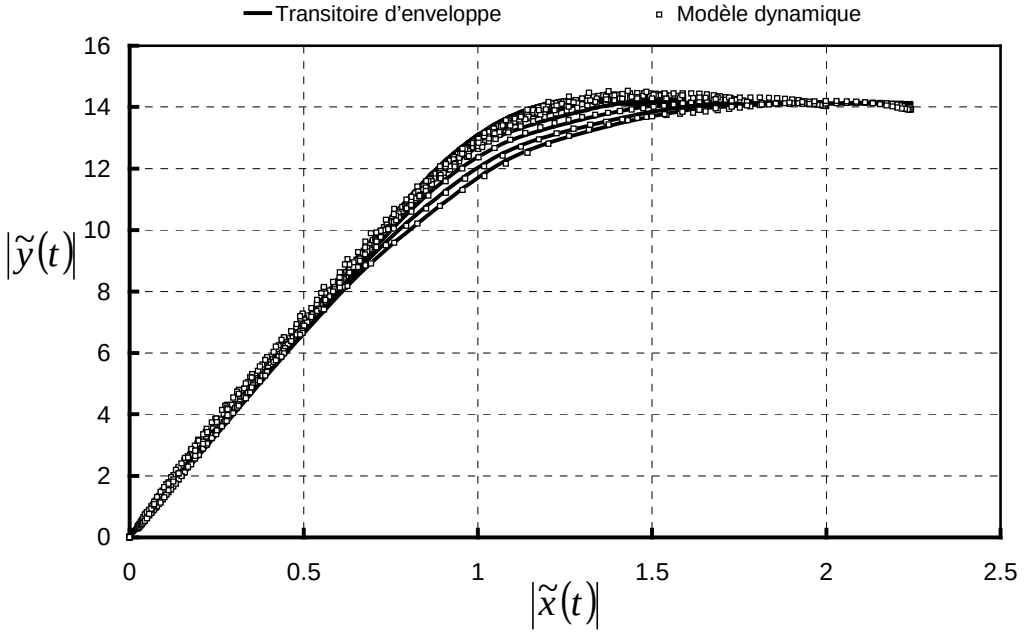


Fig. 4-35 – Courbe AM-AM dynamique obtenue avec un signal test biporteuse

(f_1=0 MHz, f_2=180 MHz, Puissance d'entrée moyenne variant de 4 à 14 dBm par pas de 1 dB)

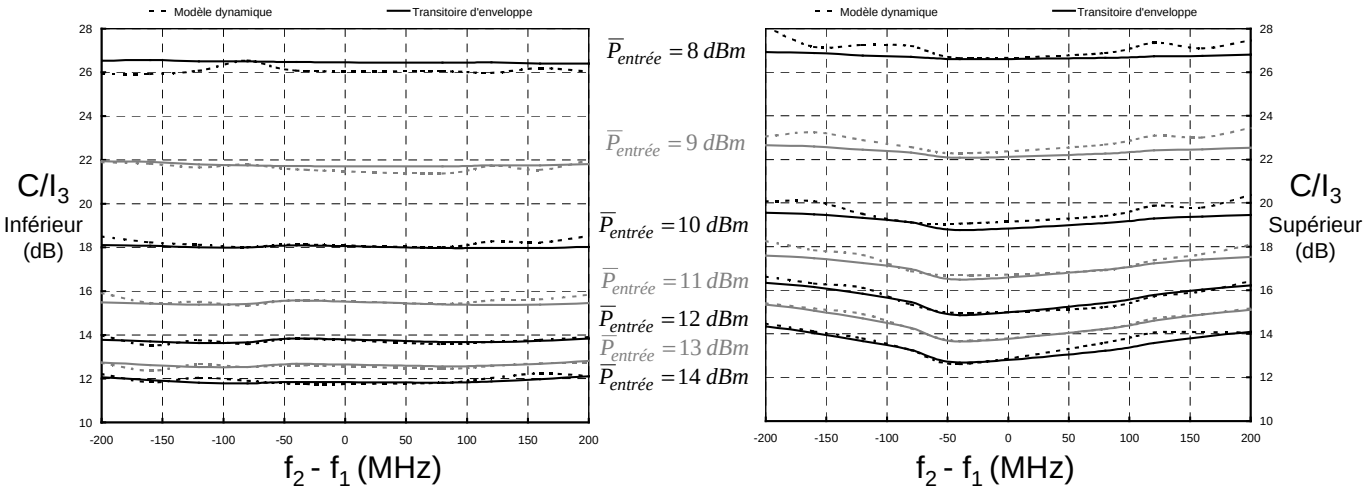


Fig. 4-36 – Résultats en C/I_3 pour plusieurs puissances et fréquences de battement(f_1=0 MHz ; f_2 variable)

Si le réseau de neurones présente l'avantage d'un nombre « arbitraire » de dimensions (paramètres d'entrée), il peut conduire à des ondulations des formes temporelles dont l'influence n'est pas négligeable en termes de C/I_3 lorsque que le modèle est en zone linéaire. La versatilité du modèle présentée reste à établir, elle sera le sujet d'une discussion du paragraphe suivant.

II.2 – Identification et modélisation comportementale à partir de mesures d'enveloppe complexes

L'amplificateur sous test, ayant fait l'objet du travail rapporté dans cette partie, est le MLA MTSAT (4 Watts, 2 étages, bande S) dont l'étude a déjà fait l'objet d'une collaboration Alcatel Space Indutries / IRCOM [15]. Cet amplificateur présente des phénomènes de mémoire BF dus à la structure du réseau de polarisation. Une mise en évidence expérimentale des phénomènes de mémoire BF sera présentée, suite à quoi nous modéliserons le MLA à partir d'un signal d'identification de type pseudo-bruit (64 porteuse). Ce modèle sera testé en biporteuse. Une comparaison de C/I_3 entre les résultats issus du modèle dynamique et la mesure permettra de conclure sur la versatilité du modèle à gain complexe dynamique.

II.2.1 – Mise en évidence expérimentale d'effets mémoire BF sur un amplificateur de puissance

Des mesures d'enveloppes complexes sur le MLA MTSAT ont été effectuées dans une configuration biporteuse. La figure 4-37 présente les puissances instantanées de l'enveloppe de sortie pour différentes puissances moyennes de l'enveloppe d'entrée et différents écarts fréquentiels entre les porteuses.

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 un hystérésis, déjà observé dans les simulations en transitoire d'enveloppe précédente, lorsque l'on trace la courbe AM-AM dynamique (figure 4-38).

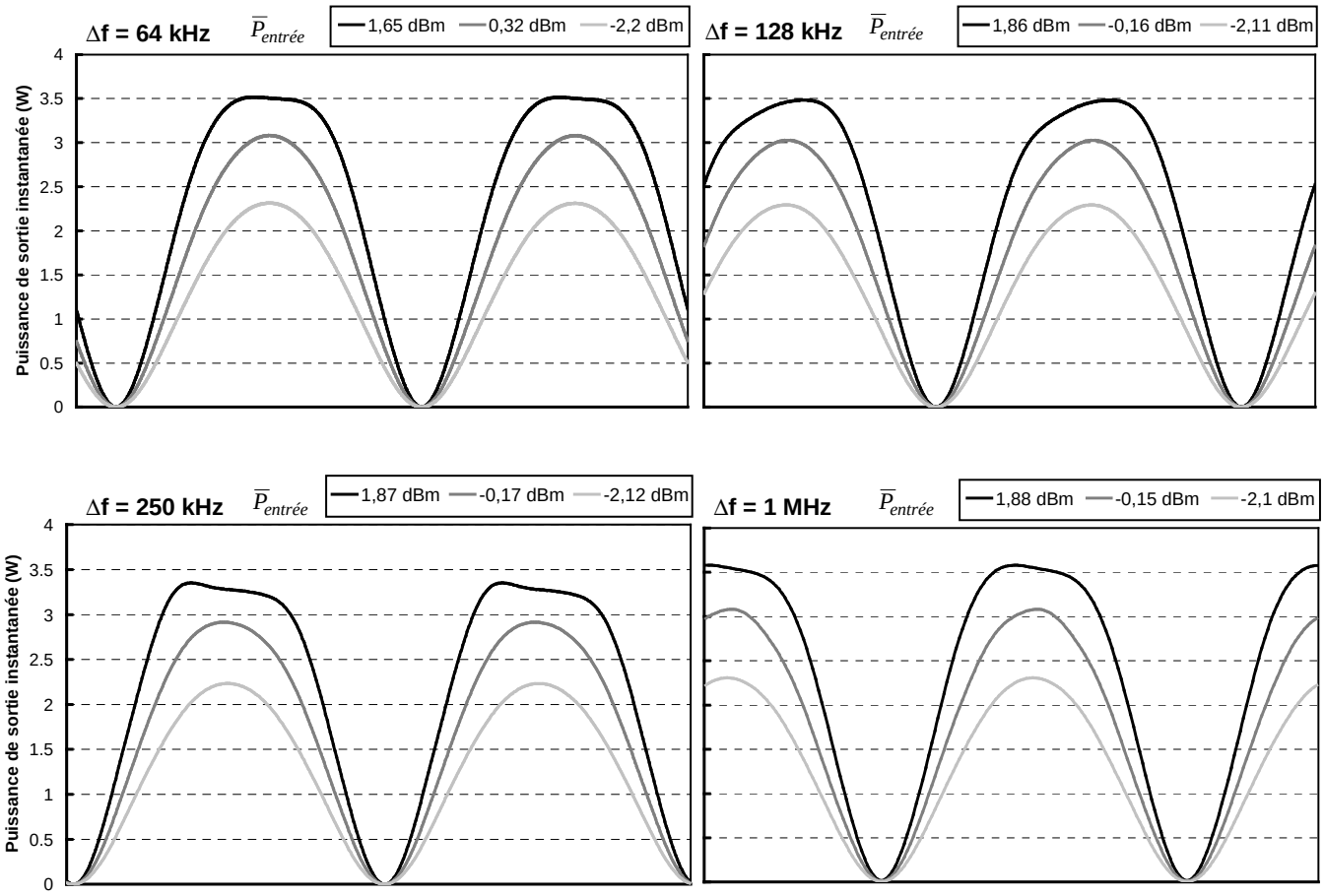


Fig. 4-37 – Formes temporelles de puissance instantanée mesurées en sortie du MLA pour différantes modulations biporteuses

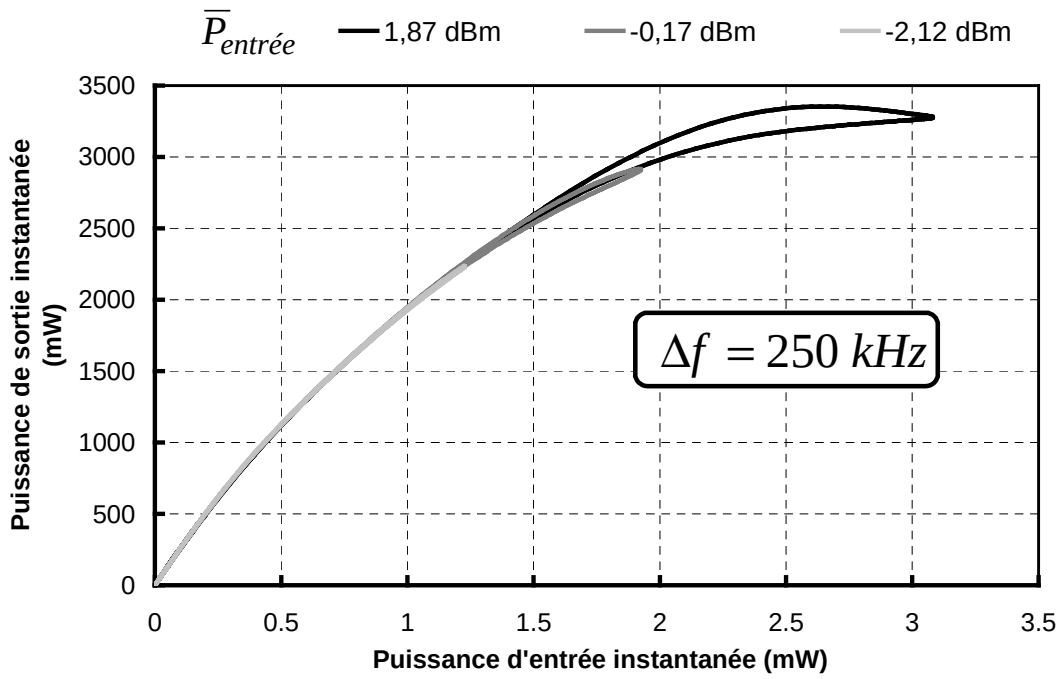


Fig. 4-38 – Courbe AM/AM dynamique obtenue par 3 enveloppes biporteuse mesurées à fréquence de battement fixé

Afin de comprendre l'origine de cet hystérésis, on mesure les enveloppes de sortie correspondant à différentes fréquences de battement de l'enveloppe d'entrée biporteuse. Cet hystérésis est donc localisé en fréquence de battement. Il existe un phénomène de résonance entre 128 kHz et 250 kHz. Pour des fréquences de battement inférieures, pour tout niveau de puissance moyenne considéré, l'hystérésis se referme lorsque l'on trace la caractéristique AM-AM dynamique.

Une résonance aussi bien localisée correspond à un effet mémoire BF issue du réseau de polarisation de l'amplificateur. En effet, un phénomène thermique n'aurait pas de fréquence limite inférieure.

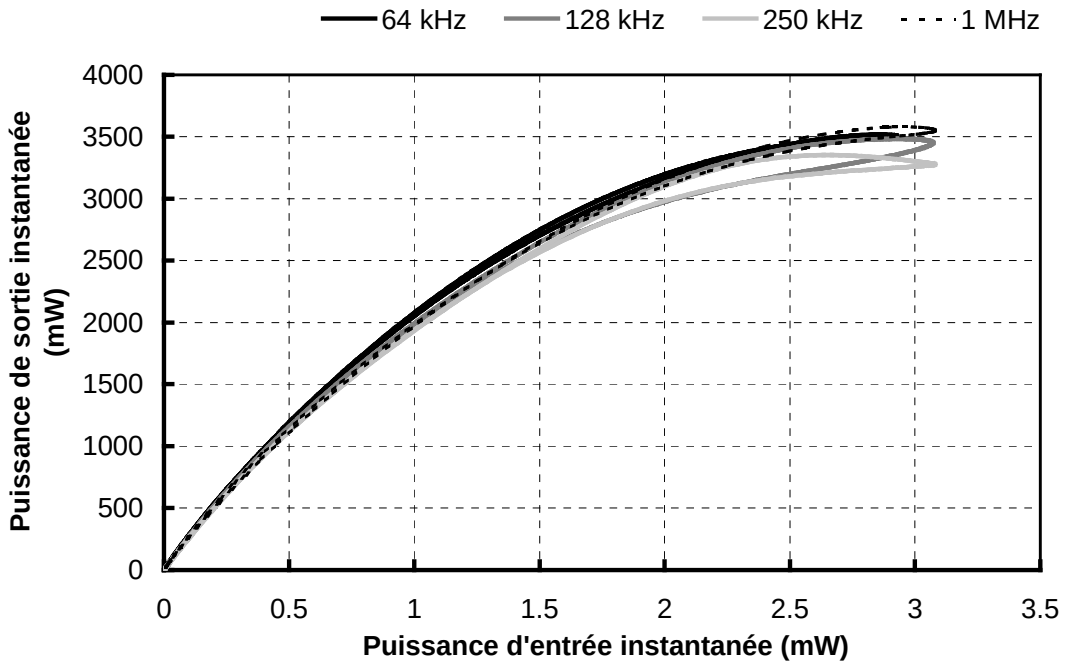


Fig. 4-39 – Courbes AM/AM dynamique obtenue par des enveloppes biporteuse mesurées pour des fréquences de battement variables et à puissance moyenne d'entrée fixée

Afin de visualiser l'effet mémoire au travers de différentes modulations, différents signaux modulés ont été mesurés au accès d'entrée et de sortie du MLA. La figure 4-40 illustre la courbe AM-AM dynamique obtenue en présence de différentes modulations pour une même puissance moyenne d'entrée (≅2dBm) :

- un signal biporteuse ayant un battement de 128 kHz, et un facteur de crête de 3 dB ;
- un signal à 4 porteuses définit tel que $\tilde{x}(t) = \cos(2.\pi.f_1.t) + \cos(2.\pi.f_2.t)$ avec $f_1 = 64\ kHz$ et $f_2 = 2\ MHz$, possédant un facteur de crête de 6 dB ;
- une enveloppe QPSK (3.125 Mbit/s) filtré en demi-Nyquist blanchissant (roll off de 0,22) , présentant un facteur de crête de 4,94 dB ;
- une enveloppe de type NPR sans trou disposant de 65 porteuses espacées de 31,25 kHz entre elles, soit une bande de 2 MHz. Les phases de ces porteuses correspondent à un tirage aléatoire suivant une loi uniforme entre 0 et 2π. Le facteur de crête est de 7,75 dB.

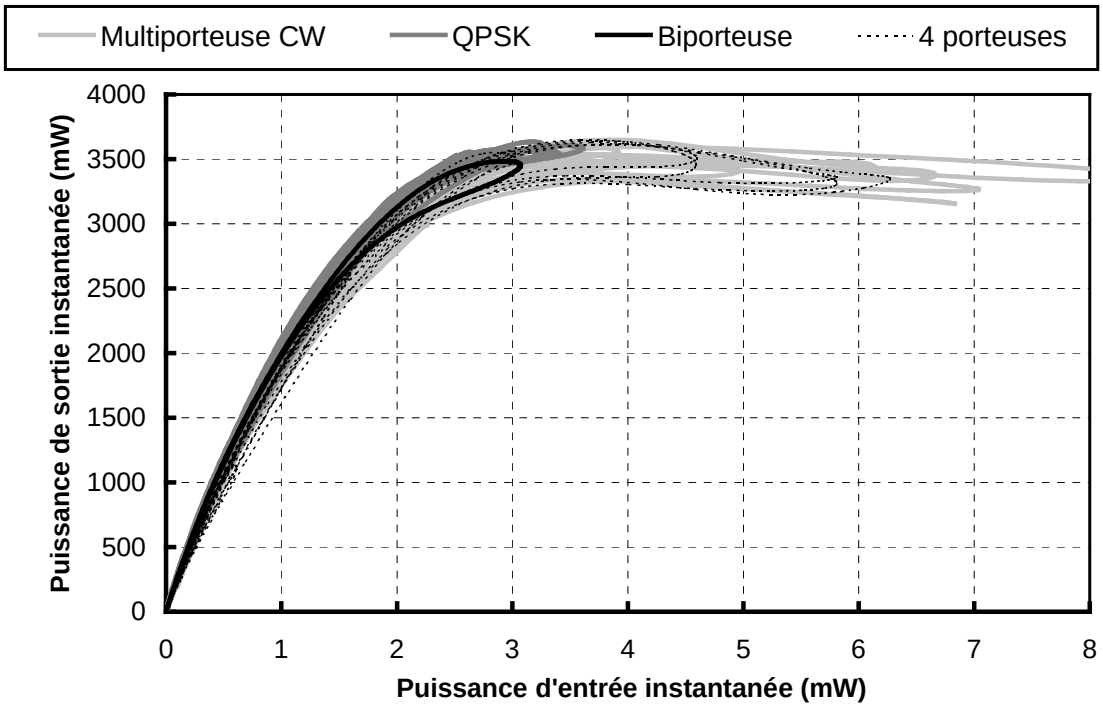


Fig. 4-40 – Courbes AM/AM dynamique obtenue par différantes modulations à puissance moyenne d'entrée identique

II.2.2 – Identification du modèle à partir des mesures

Conformément à ce qui a été décrit au premier paragraphe de ce chapitre, un modèle dynamique sera déduit du MLA à partir des enveloppes complexes mesurées. La qualité de la modélisation sera appréciée en comparant les résultats offerts par le modèle dynamique avec des d'enveloppes complexes mesurées en sortie du dispositif.

II.2.2.1 – Résultats sur un critère temporel : forme de l'enveloppe de sortie

Dans un premier temps, le modèle est déduit de l'apprentissage du réseau de neurones à partir d'un unique couple d'enveloppe entrée/sortie : les enveloppes mesurées correspondant à une puissance moyenne d'entrée maximale de 2 dBm lorsque que le signal modulé est un signal pseudo-aléatoire périodique (65 porteuses).

Les signaux de test permettant d'apprécier les résultats obtenus par le modèle statique sont des enveloppes correspondant à des modulations biporteuses dont l'écart fréquentiel est de 128 kHz pour des puissances moyennes d'entrée variant de –6 à +2 dBm.

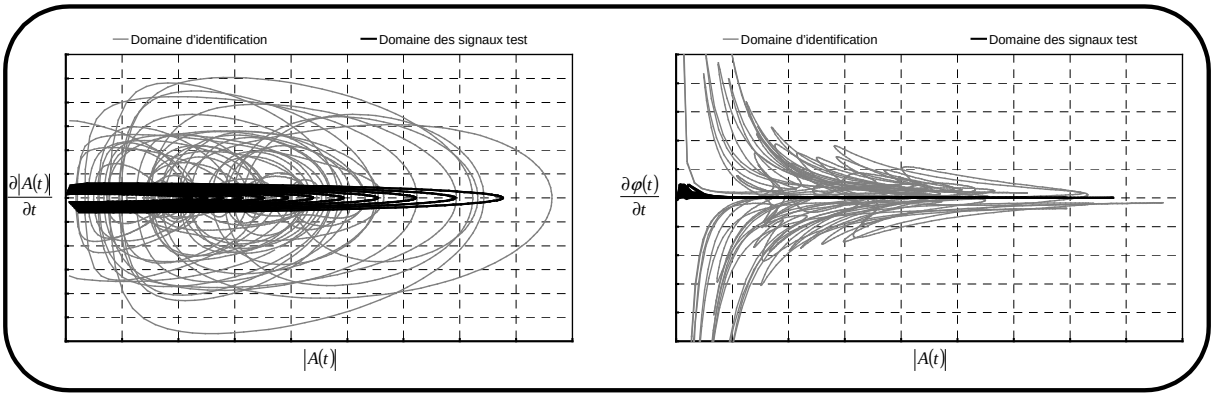


Fig. 4-41 – Domaines de définition :

Identification du gain dynamique par un signal multiporteuse CW et modulation de test

La comparaison du module de l'enveloppe de sortie au cours du temps obtenue par la mesure et prévue par le modèle dynamique est présentée figure 4-42.

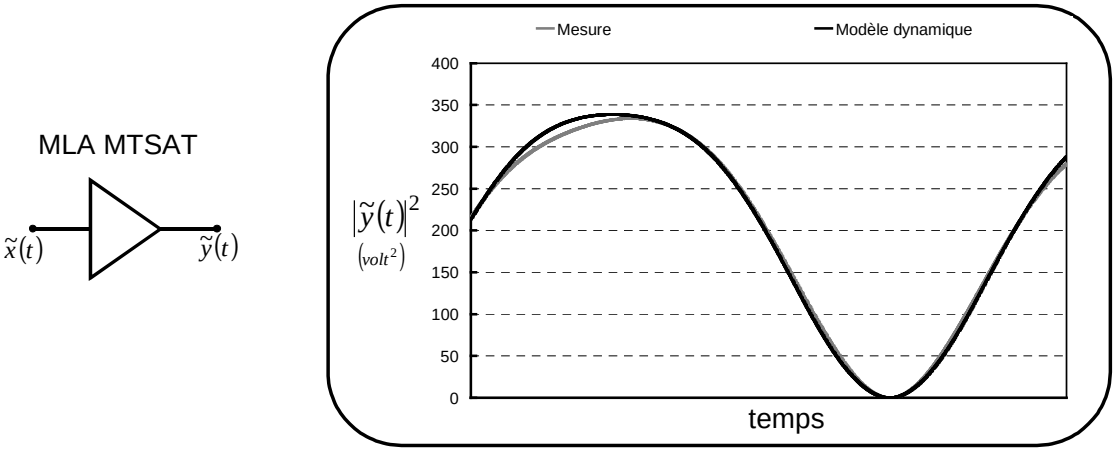


Fig. 4-42 – Comparaison Mesure / Modèle dynamique identifié en multiporteuse CW

Enveloppe biporteuse - écart fréquentiel : Δf=128 kHz / Puissance moyenne en entrée : 1,86 dBm

Le modèle dynamique ne suit pas la dissymétrie d'enveloppe, cause de l'hystérésis, provoquée par la mémoire BF du MLA. Une identification avec des signaux biporteuse pourrait sembler une alternative. Elle ne représente pas cependant une solution viable pour notre banc où chaque fréquence implique un nouveau chargement d'enveloppe pour l'AWG.

La figure 4-43 présente des résultats obtenus sur une enveloppe biporteuse dont l'écart entre les porteuses est de 250 kHz, et la puissance moyenne d'entrée de 2 dBm. Le modèle dynamique a été établi à partir de 9 puissances moyennes d'entrée distinctes (de –6 dBm à +2 dBm) sur 3 type de battements (64 KHz, 128 kHz et 500 kHz). Le modèle gère alors un phénomène d'hystéresis, mais ne reconstitue pas la dissymétrie souhaitée. En effet, 128 kHz et 250 kHz sont ici des battements présents dans une résonance BF du circuit de polarisation du MLA. En observant la figure 4-37, on constate que la dissymétrie temporelle a brusquement changé de forme. Le réseau de neurones s'est donc contenter de créer une forme « moyenne » correspondant au mieux aux enveloppes d'identification. Modéliser cette résonance paraît difficile autrement qu'en analysant toutes les fréquences susceptibles d'exciter la mémoire BF.

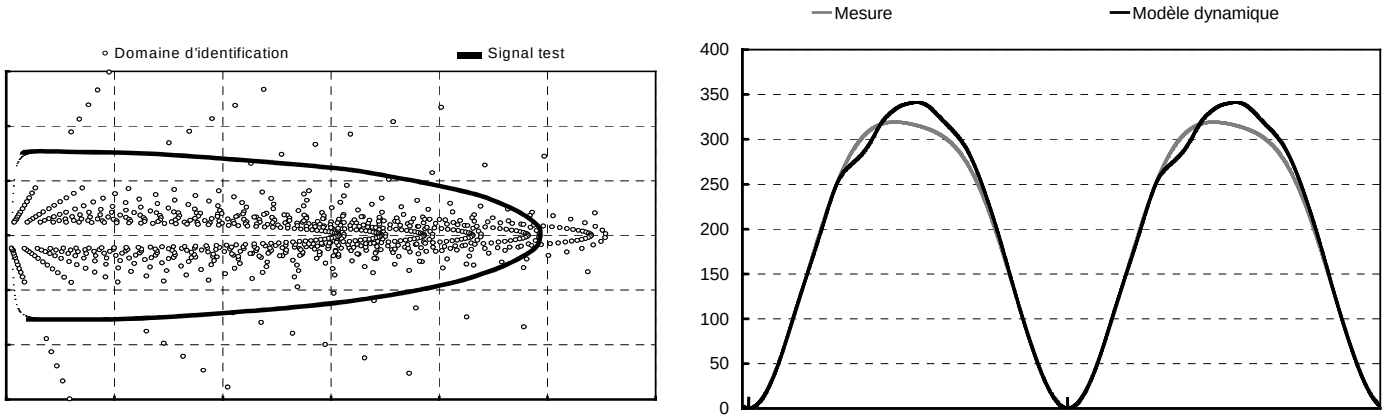


Fig. 4-43 – Comparaison Mesure / Modèle dynamique identifié en biporteuses

Enveloppe biporteuse - écart fréquentiel : Δf=250 kHz / Puissance moyenne en entrée : 1,86 dBm

II.2.2.2 – Résultats sur un critère fréquentiel : courbes de C/I_3

On s'intéresse dans ce paragraphe au modèle identifié avec un unique couple d'enveloppe entrée/sortie correspondant à un signal multiporteuse CW d'une puissance moyenne de 2 dBm en entrée (domaine d'identification représenté figure 4-41). Ce modèle est testé en biporteuse selon le critère du C/I. avec une enveloppe biporteuse (Δf = 750kHz) La figure 4-44 illustre un exemple de résultat en C/I_3 obtenu par le modèle dynamique, en comparaison aux mesures effectuées ainsi qu'aux prévisions du modèle statique classique (AM/AM et AM/PM).

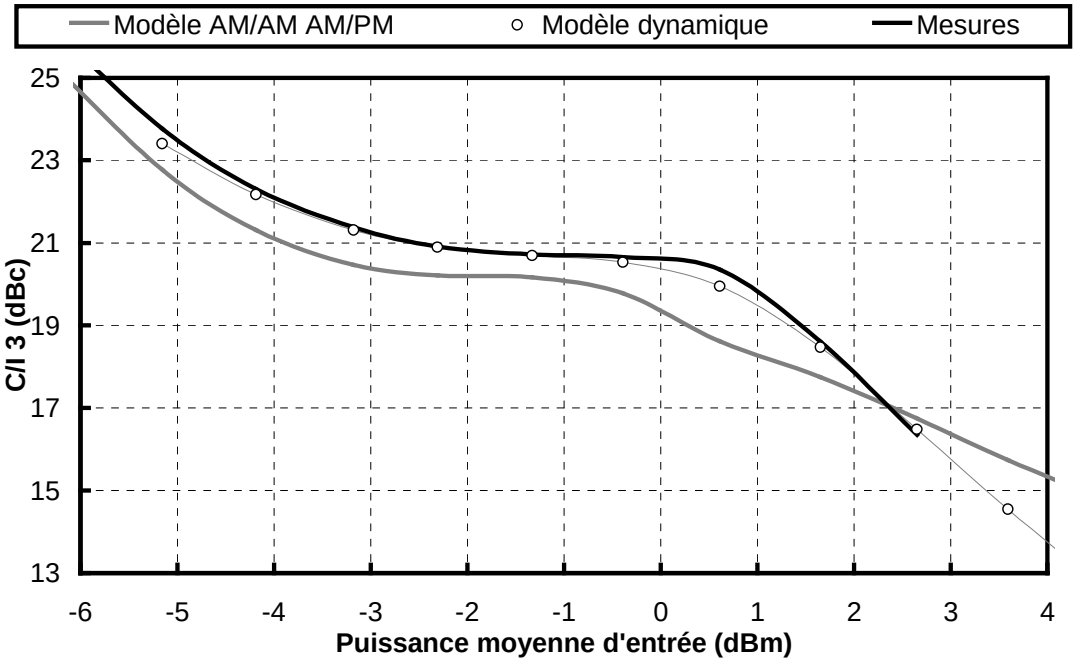


Fig. 4-44 – Comparaison des C/I_3 Mesure / Modèle dynamique identifié en multiporteuse

CONCLUSION

Discussion sur la structure du modèle

Un tracé dans le plan complexe du gain complexe issu de différentes enveloppes améne à la représentation figure 4-45. On constate ainsi que le gain complexe dynamique issu d'un signal multiporteuse n'est pas comparable au gain complexe correspondant à une modulation biporteuse. Une identification avec un signal mutiporteuse ne peut aboutir à un modèle fin lors d'une utilisation en biporteuse.

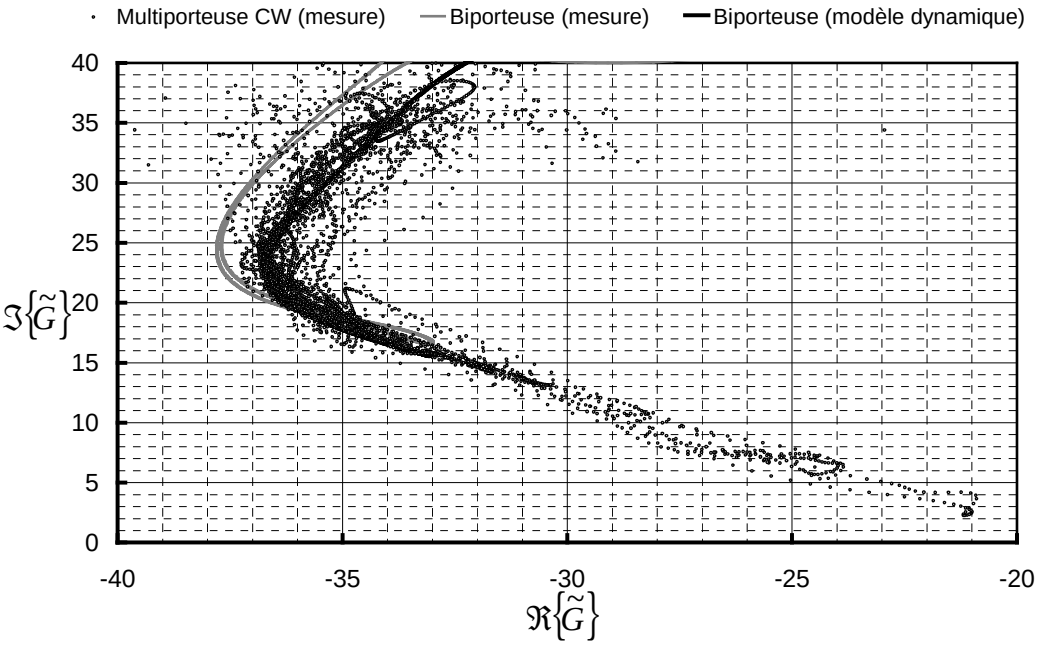


Fig. 4-45 – Comparaison des C/I_3 Mesure / Modèle dynamique identifié en multiporteuse

Il convient ainsi de faire évoluer la structure du modèle dynamique, en rajoutant un ou plusieurs paramètres supplémentaires, parmi lesquels la statistique du signal serait représenté.
Le facteur de crête (peak-to-average) n'est pas un paramètre suffisamment représentatif de la statistique d'un signal [18], et on devra plutôt s'orienter sur l'information portée par les densités de probabilités d'amplitude ou de puissance de l'enveloppe complexe associée au signal RF [19]. Cela constitue une première évolution possible du modèle neuronal présenté dans ce chapitre.

Une identification pertinente des effets thermiques et des effets de pièges [20] [21] passera de plus par une formulation implicite de la réponse d'un amplificateur de puissance. En effet, une bonne visualisation de ces effets s'opère sur des fonctions d'Heaviside modulées [22] [23], et ne peuvent être pris en compte par une formulation explicite au 1er ordre. Une formulation implicite implique une topologie bouclée du modèle et constitue une voie d'investigation principale.

Conclusion du chapitre

Ce chapitre a décrit une approche possible de modélisation comportementale de module de puissance pour la simulation de niveau système.

La structure du banc de mesure de formes temporelles d'enveloppes, corrigées vectoriellement, constitue ainsi pour ce champs d'application un intérêt fort.

Un atout de ce type de formulation de modèle réside dans sa relative simplicité de mise en œuvre pour l'intégration dans un logiciel de simulation système (forme d'un gain complexe en fonction du temps).

Limité au 1er ordre de dérivée, ce modèle permet certes de rendre compte de la réponse de modules non linéaires à mémoire courte, mais le travail réalisé permet d'avancer sur les facultés prédictives modèles systèmes vis à vis des signaux différents, et des équipements différents (possibilité de prédiction assez précise pour au moins une classe de signaux applicatifs), englobant des signaux différents du signal d'identification du modèle.

L'analyse du caractère prédictif plus ou moins bon peut se faire également en fonction du paramètre ou du critère recherché (linéarité, aspects de valeur de puissance moyenne), ou distorsion de l'enveloppe (aspect temporel).

BIBLIOGRAPHIE

[1] **S.L. Loyka, J.R. Mosig**
« New behavioral-level simulation technique of RF / microwave applications »
International Journal of RF and Microwave CAE n°10, pp.221-237, John Wiley & Sons Inc 2000

[2] **R.Blum, M.C. Jeruchim**
« Modeling non linear amplifiers for communication simulation »
Conference record, IEEE International Conference on Communications, ICC'89, pp. 1468-1472, June 1989, Boston

[3] **R.J. Wescott, C. Eng**
« Investigation of multiple f.m./f.d.m carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation »
Proceedings of the IEE, Vol. 114, n°6, pp. 726-740, June 1967

[4] **O. Shimbo**
« Effects of Intermodulation, AM-PM conversion and additive noise in multicarrier TWT systems »
Proceedings of the IEEE, Vol. 59, n°2, pp.230-238, February 1971

[5] **F.M. Ghannouchi, H. Wakana, M. Tanaka**
« A new unequalthree-tone signal method for AM-AM and AM-PM distortion measurements suitable for characterization of satellite communication transmitters/transponders »
IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°8, august 2000

[6] **J.J. Raoux**
« Modélisation non linéaire des composants électroniques : du modèle analytique au modèle tabulaire paramétrique »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°9-95, Mars 1995

[7] **H. Chehade**
« Modélisation des composants microélectroniques non linéaires par séries de Volterra à noyaux dynamiques, pour la CAO des circuits RF et micro-ondes »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°62-1998, Décembre 1998

[8] **Y. Harkous**
« Application de réseaux de neurones à la modélisation de compoosants et de dispositifs microondes non linéaires »
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°59-1998, Décembre 1998

[9] **S. Mallat**
« A theory for multiresolution signal decomposition : The wavelet transform »
IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. 11, pp. 674-693, July 1989

[10] **Y. Harkous, J. Rousset, H. Chéhadé, E. Ngoya, D. Barataud, J.P. Teyssier**
« The use of artificial neural networks in nonlinear microwave devices and circuits modeling : an application to telecommunication system design »
International journal of RF and microwave Computer-Aided Engineering,
Special Issue on Application of Artificial Neural Networks to RF and Microwave Design,
John Wiley & Sons, New York, pp.198-215,1999

[11] **M. Bappel, O. Vaudescal, A.M. Couturier, P. Quentin, A. Mallet, L. Lapierre, J.M. Nebus**
« Etude et réalisation d'un amplificateur de puissance en bande Ka présentant un compromis entre consommation et linéarité »
12èmes journées nationales microondes, 1B-2, Poitiers, Mai 2001

[12] **N. Le Gallou, E. Ngoya, J.M. Nebus, H. Buret, M. Zoyo**
« Impédences basse fréquence : impact sur l'intermodulation dans les amplificateurs de puissance »
12èmes journées nationales microondes, 1B-4, Poitiers, Mai 2001

[13] **N. Le Gallou, E. Ngoya, J.M. Nebus, H. Buret**
« Analysis of low frequency memory and influence on solid state HPA intermodulation characteristics »
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp.979-982, Phoenix, May 2001

[14] **H.B. Poza and al.**
« A wideband datalink computer simulation model »
Proc. NAECON conf. 1975

[15] **Adel A.M. Saleh**
« Frequency-independent and frequency-dependent modelsof TWTA amplifiers »
IEEE transactions on communication, vol.com-29, n°11, pp.1715-1720, November 1981

[16] **Mohammad Taher Abuelma'atti**
« Frequency-dependent nonlinear quadrature model for TWT amplifiers »
IEEE transactions on communication, vol.com-32, n°8, pp.982-986, August 1984

[17] **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°55-2001, Novembre 2001

[18] **J.F. Sevic, M.B. Steer**
« On the significance of envelope peak-to-average ratio for estimating the spectral regrowth of an RF/Microwave Power Amplifier »
IEEE transactions on microwave theory and techniques, vol. 48, n°6, june 2000

[19] **Agilent Technologies**
« Characterizing Digitally Modulated Signals with CCDF Curves »
Application Note – literature number 5968-6875E

[20] **Z. Ouarch**
« Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effet de champs sur AsGa : application à la simulation de la dynamique lente des circuits non linéaires microondes »
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, n°09-99, Janvier 1999

[21] **C. Arnaud**
« Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé »
Thèse de doctorat de l'université de Limoges, n°29-01, Juillet 2001

[22] **A. Soury, E. Ngoya, J.M. Nebus**
« Modélisation de modules de communication par réponse impulsionnelle non linéaire »
12èmes journées nationales microondes, 4A-1, Poitiers, Mai 2001

[23] **A. Soury, E. Ngoya, J.M. Nebus**
« A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband SSPAs »
2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2002, Seattle
(à paraître)

CONCLUSION GENERALE

RAPPEL DES TRAVAUX EFFECTUES

Ce travail permit dans un premier temps de présenter la problématique de l'amplification de puissance en présence de signaux à enveloppe variable. Des notions essentielles de traitement de signal ont pu être abordées.
Suite à quoi, un outil de mesure de formes d'ondes temporelles des enveloppes complexes en bande de base associées aux signaux RF aux accès d'un module de puissance a été conçu. Ce banc de mesure a fait l'objet d'une description précise, tant par sa structure matérielle que par sa procédure de calibrage et l'aspect logiciel permettant la correction vectorielle des formes d'ondes complexes temporelles enregistré.

Deux applications ont été développées autour du banc de mesure d'enveloppes complexes.

La première application est une approche de caractérisation de la linéarité du module de puissance sous test, via la mesure du NPR (Noise Power Ratio) à partir des formes d'ondes temporelles d'enveloppes corrigées issues du banc de mesure. Une comparaison entre la technique utilisée dans nos travaux (source numérique de bruit, mesure temporelle d'enveloppe) et une technique conventionnelle de caractérisation (source analogique, mesure à l'analyseur de spectre) a été faite.

Une seconde application est l'utilisation des enveloppes complexes aux accès d'un amplificateur de puissance afin de permettre d'établir un modèle comportemental du dispositif sous test. Avec la formulation utilisée (explicite au 1er ordre), un type de modulation judicieux a pu être utilisé afin de permettre une identification de la non linéarité sous test. Cette identification conduit à un modèle, très facilement implémentable dans un simulateur de niveau système, conduisant à des prédictions plus précises, qu'un modèle déduit d'une caractérisation classique (CW).

PERSPECTIVES DE DEVELOPPEMENT

De nombreuses investigations constituent les perspectives des travaux exposés dans ce mémoire. Ces perspectives concernent 3 domaines :

- la configuration matérielle du banc de mesure ;
- l'aspect logiciel (traitement de signal) associé aux corrections des enveloppes mesurées par le banc de mesure ;
- la modélisation comportementale (boîte noire) d'un module sous test.

Concernant la topologie matérielle du banc de mesure, la première évolution est de placer une seconde branche de réception (bloc linéaire RF est bloc démodulant) afin de mesurer simultanément les enveloppes complexes aux accès du dispositif sous test.
Le défi principal au sujet des acquisitions temporelles des enveloppes complexes concerne la largeur de bande passante. Une première méthode consiste à utiliser le banc de mesure en configuration homodyne, mais l'analyse temporelle reste limitée par la fréquence d'échantillonnage et la profondeur mémoire de l'oscilloscope numérique en aval des blocs démodulants. Une évolution du banc de mesure passe donc par la qualité des convertisseurs analogique-numérique. L'évolution constante des DAC permettra de disposer de circuits extrêmement performants en termes de dynamique (Spurious Frequency Dynamic Range) et de profondeur mémoire.

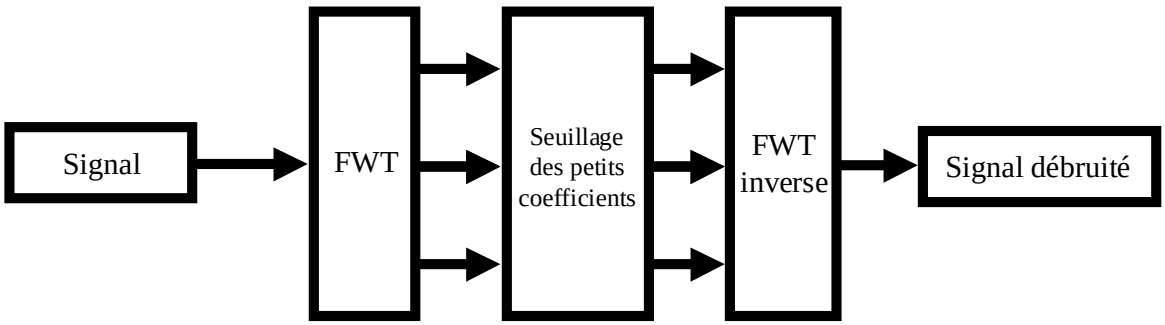
Des outils de traitement du signal sont utilisés par les procédures de correction d'enveloppes mesurées et par les méthodes d'analyse de signaux afin de modéliser un dispositif sous test. Les outils développés dans le cadre de cette thèse font appel à l'analyse de Fourrier. L'analyse de Fourier telle qu'elle est utilisée dans le débruitage à seuil vu précédemment, perd toute notion de chronologie du signal. On préférera à l'avenir une représentation conjointe temps-fréquence des enveloppes complexes à débruiter. Pour cela, plusieurs méthodes issues du traitement du signal sont à disposition dont les transformées en ondelettes.

Ces techniques consistent en une projection du signal sur une famille de fonctions continues à moyenne nulle (les ondelettes) déduites d'une fonction élémentaire par translation (t) et dilatation (a). Une telle transformation est de la forme :

$$T_x(t,a) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau).h_{ta}^{*}(\tau)d\tau \qquad \text{avec} \qquad h_{ta}(\tau) = |a|^{-\frac{1}{2}}.h\left(\frac{\tau - t}{a}\right)$$

On parle alors d'une représentation temps-échelle plutôt que temps-fréquence. : les axes du plan de la transformée étant t et a (largeur de l'ondelette). Cette méthode propose une base continue, une formule d'inversion exacte et une base orthonormale possible moyennant un maillage dyadique du plan temps-échelle.

En ce qui concerne le débruitage des signaux, les algorithmes les plus performants font appel aux transformées en ondelettes. Les résultats obtenus dans la littérature vont au-delà de ce qui est obtenu par filtrage linéaire.



Synoptique du débruitage des signaux utilisant la transformée en ondelettes rapide (FWT : Fast Wavelet Transform)

L'analyse des non linéarités par les transformées en ondelettes est également plus pertinente que ne l'est l'analyse de Fourier, et peut être un outil essentiel pour établir des fonctionnelles reliant des enveloppes complexes temporelles d'entrée et de sortie. En effet, une représentation conjointe temps-fréquence, abolit la notion de fréquence instantanée unique : un signal dispose alors de plusieurs fréquences instantanées simultanément dont les parcours au cours du temps sont indépendants entre eux.

Plusieurs évolutions du modèle comportemental sont également à considérer.

La première évolution consiste au rajout de paramètres afin de considérer pour la modélisation les phénomènes de mémoire très lente (à travers la puissance moyenne du signal) et le type de modulation présent en entrée du modèle supplémentaire (distribution de puissance instantanée).

Par ailleurs, des phénomènes de thermique et de pièges ne pourront être pris en compte que par une formulation implicite rendant la structure du modèle bouclée.

Face à de nouvelles structures de la fonctionnelle reliant les enveloppes d'entrée et de sortie du dispositif, de nouvelles classes de signaux d'identification devront être étudiées.

Enfin, le modèle comportemental devra pouvoir s'appliquer à d'autres types de modules que l'amplificateur de puissance. On s'intéressera à la caractérisation et modélisation de mélangeurs, d'oscillateur contrôlé en tension ou de linéariseurs.

D. Barataud, A. Mallet, J.C. Lalaurie, L. Lapierre, J. Sombrin, T. Reveyrand, J.M. Nebus
« A New measurement system for large bandwidth NPR characterization of satellite transponders SSPAs.»
Proceedings of 5th European Conference on Satellite Communications, 09 P 62, Toulouse, 1999.

T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, D. Roques
« A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers.»
55th ARFTG Conference Digest, Spring 2000, pp.22-26.

T. Reveyrand, D. Barataud, J.M. Nebus, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin
« Large Signal Characterization and Modeling of Power Amplifiers Driven by Modulated Signals.»
30th European Microwave Conference, Workshop WS1, 2000.

F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, T. Reveyrand, D. Barataud, J.M. Nebus, R. Quéré
« Modélisation d'un amplificateur avec prise en compte de l'effet mémoire HF.»
JNM 2001, Poitiers du 16 au 18 mai 2001.

T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, A. Mallet, D. Roques
« Nouvelle méthode de caractérisation d'amplificateurs de puissance microondes en fonctionnement multiporteuse.»
JNM 2001, Poitiers du 16 au 18 mai 2001.

F. Gizard, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin, D. Barataud, T. Reveyrand, J.M. Nebus
« Développement d'un banc de mesure de NPR en bande Ka »
JMET - Toulouse - 2001

A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre, J. Sombrin
« A new satelite repeater amplifier characterization system for large bandwith NPR and modulated signals measurements »
Accepté pour IEEE MTT-S Digest, 2002

RESUME :

Ce travail concerne la caractérisation et l'analyse des phénomènes de distorsions d'enveloppes dans les amplificateurs de puissance lorsqu'ils sont excités par des modulations complexes.
Le formalisme d'enveloppe complexe, les caractéristiques principales de divers signaux modulés, les critères de distorsions engendrés par les amplificateurs non linéaires, ainsi que les principaux moyens de caractérisation fonctionnelle sont abordés dans ce mémoire.

Un 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 d'amplificateurs de puissance sous test. L'architecture du banc de mesure, sa procédure de calibrage et le traitement du signal utilisé pour la correction des mesures reliant le plan de mesure au plan du dispositif sous test, sont détaillés.
La connaissance parfaite des enveloppes complexes aux accès d'un dispositif sous test, permet le développement d'applications associées au banc.

Une première application est la caractérisation en linéarité d'amplificateur excité par un signal multiporteuse selon le critère du Noise Power Ratio (NPR). Une comparaison entre des stimuli NPR provenant de sources analogiques (banc de mesure classique) et de source numérique (le nouveau banc) est menée. Cela permet de conclure sur le gabarit spectral (nombre de porteuse) des générations de stimuli pour une bonne caractérisation en NPR.

Une seconde application consiste à utiliser les enveloppes complexe mesurées d'un amplificateur afin d'en déduire un modèle comportemental (boite noire). Une extension au gain complexe est alors proposée. La fonction de description non linéaire est approximée par réseaux de neurones. Ce nouveau modèle tient compte d'effets mémoire à court terme et constitue une avancée significative dans la prédiction des signaux modulés RF.

ABSTRACT :

This work deals with the characterization and the analysis of envelope distortions due to power amplifiers when they are driven by complex modulations.
The complex envelope formalism, the main characteristics of modulated signals, the distortion criteria used for nonlinear amplifiers, as well as the characterization method are explained in this report.

A calibrated measurement setup has been developed in order to generate and to measure complex envelopes associated with RF modulated signals at input and output ports of power amplifiers under test. The architecture of the calibrated measurement setup, its calibration procedure and the signal processing used for the envelope correction are described.

A first application consist in the linearity characterization of multi-carriers amplifiers according to the NPR criterion (Noise Power Ratio). A comparison between the analog and digital approach to measure NPR is performed. That makes it possible to conclude on the spectral design (the number of tones) used for the generation of NPR stimuli to obtain a good NPR accuracy.

A second application consists in the use of complex envelop measurements of a power amplifier in order to extract a behavioral model (black box model). An extension to the complex gain is proposed. The nonlinear describing function is fitted by neural networks. This new model takes into account short-term memory effects and constitutes a significant upgrading in system level modeling of non linear equipments.

MOTS-CLES :

Amplificateurs de puissance
Caractérisation
Modélisation
Noise Power Ratio (NPR)
Réseaux de neurones
Banc de mesure
Distorsion d'enveloppe
Enveloppe complexe