

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Année : [2004]

Thèse N° [40-2004]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Christophe Mazière

le 26 novembre 2004

Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs.

Thèse dirigée par Jean-Michel Nébus

JURY :

M. Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
M. Yde WANG	Professeur à l'Université de Nantes	Rapporteur
Mme Geneviève BAUDOUIN	Professeur à l'ESIEE-Paris	Rapporteur
M. Patrice LE HELLEYE	Ingénieur CELAR à Bruz	Examineur
M. Alain MALLET	Ingénieur au CNES à Toulouse	Examineur
M. Juan-Mari COLLANTES	Professeur à l'université du Pays Basque de Bilbao	Examineur
M. Edouard NGOYA	Directeur de recherche CNRS-IRCOM à Limoges	Examineur
M. Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'université de Limoges	Directeur de thèse
M. Jean-Claude GIRAUDON	Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés à Elancourt	Invité
M. Jean-François VILLEMAZET	Ingénieur Alcatel Space à Toulouse	Invité

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Année : [2004]

Thèse N° [40-2004]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

Christophe Mazière

le 26 novembre 2004

Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs.

Thèse dirigée par Jean-Michel Nébus

JURY :

M. Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
M. Yde WANG	Professeur à l'Université de Nantes	Rapporteur
Mme Geneviève BAUDOUIN	Professeur à l'ESIEE-Paris	Rapporteur
M. Patrice LE HELLEYE	Ingénieur CELAR à Bruz	Examineur
M. Alain MALLET	Ingénieur au CNES à Toulouse	Examineur
M. Juan-Mari COLLANTES	Professeur à l'université du Pays Basque de Bilbao	Examineur
M. Edouard NGOYA	Directeur de recherche CNRS-IRCOM à Limoges	Examineur
M. Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'université de Limoges	Directeur de thèse
M. Jean-Claude GIRAUDON	Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés à Elancourt	Invité
M. Jean-François VILLEMAZET	Ingénieur Alcatel Space à Toulouse	Invité

Remerciements.

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

J'exprime mes remerciements à Monsieur R. QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe « Circuits et sous-ensembles électroniques non linéaires » et pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury de cette thèse.

Je tiens à adresser ma sincère reconnaissance à Monsieur J.M. NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges ainsi qu' à Monsieur E. NGOYA (directeur de recherche CNRS) et A. SOURY (ingénieur CNRS) pour leurs conseils avisés, leurs compétences et expériences dont ils ont su me faire bénéficier durant ces années de thèse.

J' adresse toute ma gratitude à Monsieur Y. WANG, Professeur à l'université de Nantes, et à Madame G. BAUDOIN, Professeur à l'Université de Noisy le Grand, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant d'en être les rapporteurs.

Je remercie également Monsieur P. LE HELLEYE, Ingénieur CELAR à Bruz, Monsieur A. MALLET, ingénieur au CNES, Monsieur M. J-M. COLLANTES, Professeur à l'université du Pays Basque de Bilbao, pour leur participation à ce jury.

Je témoigne ma reconnaissance à Monsieur J.C. GIRAUDON, Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés à Elancourt et Monsieur J.F. VILLEMAZET, Ingénieur Alcatel Space à Toulouse pour l'honneur qu'ils me font en participant à ce jury.

Je tiens aussi à remercier M.C LEROUGE pour sa disponibilité, sa gentillesse et son aide durant ces trois années. Je remercie aussi bien évidemment les thésards et permanents de l'équipe pour la bonne ambiance dans laquelle j'ai pu travailler durant ces travaux. J'adresse tout particulièrement ma sympathie à Arnaud, Tibo et Manu pour les innombrables discussions « ravivolées » et « procédures » adoptées tout au long de ces années... Tony et Steph pour les nombreuses « brèves de Load-pull » ou de « stage Rochelais ». Je ne saurai oublier Seb pour la grande diversité des travaux

non linéaires auxquels j'ai pu participer à ses cotés. Je souhaite une bonne continuation aux futurs et très bientôt docteurs (François et son Wattmètre, Hind et ses hésitations philosophiques, Mohammed et son insupportable boucan, Abder et sa moto, Zhour, F.X, Audrey, ..., Kitou, Sandra).

Et j'adresse une reconnaissance toute particulière à Stéphanie, Jean, Carine, Math, Gui, Aurel, Charles... pour les divers moments et soutiens qu'ils m'ont accordé.

Résumé.

Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs.

Ce travail concerne la technique de modélisation comportementale adoptée pour les amplificateurs des terminaisons RF des systèmes de communication. L'objectif de la méthode de modélisation proposée est de caractériser et d'intégrer efficacement les effets de mémoire non linéaires des amplificateurs de puissance à l'état solide. Le modèle proposé consiste à combiner sous la forme d'une modulation deux fonction de transfert équivalentes passe bas dérivées des séries de Volterra dynamiques. Les potentialités du modèle sont ensuite évaluées par comparaison entre des simulations circuit et des simulations système. Dans le souci de valider le nouveau model de Volterra à partir de données expérimentales, une modélisation d'amplificateur grâce un banc de mesure d'enveloppe temporelle est présentée.

Abstract.

Behavioral modeling of power amplifier with memory for large band application used in telecommunication and RADAR systems.

This work deals with a behavioral modeling technique for amplifier used in RF front ends of communication systems. The aim of the proposed modelling approach is to characterize and integrate efficiently the long and short term non linear memory effects which are present in solid state amplifier. The proposed model consists on a combination in a modulation form of two low pass equivalent transfer function derived from dynamic Volterra series. The potentiality of the model are evaluated by a comparison between system level and circuit level simulations. In order to validate the new Volterra model by experimental way, an amplifier modelling by using time domain envelope set up is presented.

Table des matières.

<i>Remerciements</i>	I
<i>Résumé</i>	III
<i>Abstract</i>	IV
Introduction générale	I
Chapitre I : Le contexte lié à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance	5
<i>Introduction</i>	7
<i>I. Présentation des principaux facteurs de mérite des amplificateurs de puissance</i>	8
I.1. Caractérisation quasi-statique en mode monoporteuse.....	8
I.2. Caractérisation en mode biporteuse – critère de C/I.....	10
I.2.1. Caractéristiques en puissance et rendement moyens	11
I.2.2. Distorsion par intermodulation	12
I.3. Caractérisation en mode multiporteuse CW – critère de NPR.....	13
I.4. Caractérisation en présence de signaux modulés d'applications.....	15
I.4.1. Remontée spectrale dans les canaux adjacents – critère d'ACPR	16
I.4.2. Erreur Vectorielle de Modulation (E.V.M)	18
<i>II. Description des effets de mémoire dispersifs</i>	20
II.1. Mémoire non linéaire à court terme.....	21
II.2. Mémoire non linéaire à long terme.....	25
<i>III. Les outils et méthodes de caractérisation pour la mesure des effets dispersifs non linéaires</i>	42
III.1. Caractérisation de type fréquentiel en régime établi.....	42
III.2. Caractérisation de type temporel par sous échantillonnage du signal hyperfréquence.....	43
III.3. Caractérisation de type temporel d'enveloppe par échantillonnage direct.....	44
<i>IV. Les méthodes de simulation des circuits et systèmes non linéaires</i>	46
IV.1. L'équilibrage harmonique pour la simulation de circuit en régime établi.....	46
IV.2. Le transitoire d'enveloppe pour la simulation de circuits en régime établi et transitoire.....	48
IV.2.1. Le formalisme d'enveloppes complexes	48
IV.2.2. Le principe du transitoire d'enveloppe	49
IV.3. Passage à la simulation de niveau « système ».....	50
<i>Conclusion</i>	53
<i>Bibliographie</i>	54
<i>Table des illustrations</i>	58

Chapitre II : Les modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance.....	61
<i>Introduction.....</i>	63
<i>I. Principe de la modélisation comportementale.....</i>	64
I.1. Notion de niveaux hiérarchiques.....	64
I.2. Formulation caractéristique du comportement d'un système non linéaire.....	65
I.3. Comportements avec ou sans mémoire.....	67
I.3.1. Hypothèse statique.....	67
I.3.2. Comportement dynamique.....	67
I.4. Généralités sur les modèles de type boîte noire.....	68
I.4.1. Modèles polynomiaux.....	68
I.4.2. Modèles par réseaux de neurones.....	73
I.4.3. Modèles d'enveloppes ou équivalent passe bas.....	76
<i>II. Les modèles à topologie localisée.....</i>	79
II.1. Modèle « gain statique d'enveloppe ».....	79
II.2. Modèles à fonctions séparables.....	81
II.2.1. Le modèle d'Hammerstein.....	82
II.2.2. Le modèle de Wiener.....	83
II.3. Commentaires généraux.....	87
<i>III. Les modèles à topologie distribuée.....</i>	89
III.1. La modélisation par séries de Volterra classiques.....	89
III.1.1. Rappel du formalisme.....	89
III.1.2. Le modèle proposé par Zhu.....	92
III.1.3. Le modèle proposé par Ku.....	96
III.2. La modélisation par séries de Volterra dynamiques.....	100
III.2.1. Rappel du formalisme.....	100
III.2.2. Modèle de Volterra dynamique tronqué appliqué aux signaux réels.....	101
III.2.3. Modèle de Volterra dynamique tronqué appliqué aux signaux d'enveloppe.....	103
III.2.4. Le modèle à « réponse impulsionnelle non linéaire ».....	106
III.3. Le modèle à topologie phénoménologique.....	111
III.3.1. Le modèle proposé par Asbeck et Draxler.....	111
III.3.2. Le modèle à gain complexe dynamique.....	113
<i>Conclusion.....</i>	121
<i>Bibliographie.....</i>	122
<i>Table des illustrations.....</i>	127

Chapitre III : Le modèle à séries de Volterra « modulées ».....	129
<i>Introduction.</i>	131
<i>I. Le modèle à série de Volterra « modulées »</i>	132
I.1. Description du couplage des effets de mémoire.	132
I.2. L'identification des noyaux du modèle.	136
I.2.1. Voie haute : voie à mémoire courte.....	136
I.2.2. Voie basse : voie à mémoire longue.....	138
I.2.3. Procédure d'extraction des noyaux du modèle.	140
<i>II. L'application à la modélisation de circuits CAO.</i>	145
II.1. Amplificateur LNA.	145
II.1.1. L'identification des modèles.	145
II.1.2. La comparaison modèles et simulation circuit.	149
II.2. Amplificateur HBT.	163
II.2.1. Identification des modèles.	164
II.2.2. La comparaison modèle et simulation circuit.	168
<i>III. L'application en mesures.</i>	174
III.1. La présentation du banc d'enveloppes temporelles.....	174
III.2. L'application à la mesure d'un amplificateur LLA en Bande L.....	179
III.2.1. La topologie de l'amplificateur à modéliser.	179
III.2.2. L'identification des modèles.	179
III.2.3. La comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés.....	185
<i>Conclusion.</i>	189
<i>Bibliographie.</i>	190
<i>Table des illustrations.</i>	192
Conclusion et perspectives.	195
<i>Bibliographie</i>	200
Annexe : Implémentation numérique des modèles.	201
<i>Bibliographie</i>	vi

Introduction générale.

Les progrès technologiques réalisés dans l'industrie des télécommunications au cours de ces dernières décennies se sont accompagnés d'une augmentation considérable du nombre d'utilisateurs potentiels sur un même support de transport d'information (réseau câblé, réseau hertzien...). Avec l'essor des communications numériques les techniques d'accès et de modulations sont devenues de plus en plus complexes générant des signaux de transport de l'information occupant des bandes de fréquences de plus en plus importantes. Dans ce contexte la menace de saturation des bandes fréquentielles disponibles requiert une gestion plus efficace des ressources énergétiques lors de la conception de systèmes de télécommunications modernes.

La conception de circuits radiofréquences s'appuie sur l'utilisation d'outils CAO performants. Même s'ils demeurent toujours en évolution les modèles de cellules actives (Transistor...) et passives (lignes de transmission...) sont aujourd'hui bien maîtrisés et ont été très largement validés. De plus, de nombreuses méthodes de calcul sont disponibles, de l'intégration temporelle au transitoire d'enveloppe en passant par l'équilibrage harmonique. Grâce à cette palette d'outils, les simulations de circuits radiofréquences peuvent aujourd'hui être considérées comme fiables et robustes ce qui permet une description fine des performances du circuit désigné.

Aujourd'hui les mêmes approches devraient être menées au niveau système. Mais si les algorithmes de calcul efficaces sont plus ou moins disponibles il en va autrement pour les modèles CAO Système. Ces modèles encore appelés modèles comportementaux ou modèles boîte noire constituent alors un axe de recherche important. En effet c'est par l'amélioration des performances de ce type de modèles que l'on pourra diminuer les coûts et délais de conception du système complet. Le développement de modèle boîte noire précis constitue alors un sujet d'étude important que nous avons abordé dans ce travail.

Dans le cadre de ces travaux nous nous sommes intéressés au cas particulièrement critique des amplificateurs radiofréquences. Un modèle comportemental de module amplificateur que ce soit à l'émission ou à la réception se doit de décrire les effets combinés de la puissance (phénomènes non linéaires) et de la fréquence (phénomènes de mémoire) du signal d'excitation sur le comportement de la fonction amplificatrice. Ce type de modèle boîte noire a pour objectif de permettre des simulations précises et rapides utilisant des signaux complexes (multiporteuses modulées, modulations numériques, applications RADARs...) excitant fortement la non linéarité du dispositif. Cela permet ensuite de prédire plus précisément des critères de mérite comme le TEB (Taux d'Erreurs Binaires) ou l'EVM (Erreur Vectorielle Moyenne) de la chaîne d'émission/réception.

Dans le premier chapitre nous présenterons le contexte lié à la modélisation comportementale de module amplificateur. Pour cela nous ferons un rappel des principales figures de mérite utilisées et analyserons l'origine et l'importance de l'impact des phénomènes de mémoires sur ces critères. Nous présenterons dans le second chapitre une étude bibliographique des modèles boîte noire que l'on peut actuellement trouver dans la littérature. Dans le troisième chapitre nous proposerons une nouvelle structure de modèle dit à séries de Volterra « modulées » dont l'objectif est de permettre une modélisation des effets dispersifs non linéaires impliqués par des constantes de temps disparates. La nouvelle technique de modélisation sera ensuite testée à partir de résultats de simulations circuits et de données expérimentales réalisées sur un banc calibré de mesure d'enveloppes temporelles. Enfin nous conclurons sur l'apport que représente ce modèle dans l'environnement CAO de simulation système. Nous finirons sur des perspectives liées à l'activité de modélisation comportementale de dispositifs RF.

**Chapitre I : Le contexte lié à la
modélisation comportementale
d'amplificateurs de puissance.**

Introduction.

Les systèmes de communication modernes possèdent des fonctions électroniques de plus en plus complexes devant traiter un volume grandissant d'informations. Afin d'évaluer la qualité d'un système et de le dimensionner au mieux, les concepteurs ont recours à plusieurs critères ou facteurs de mérite spécifiques. Ces critères permettent de quantifier le respect de l'intégrité d'un signal inévitablement altéré par un système de transmission de l'information. Ainsi la prédiction fine des performances d'un système constitué d'équipements réalisés ou bien en phase de conception requiert l'utilisation d'outils CAO d'une part, et de modèles représentatifs précis d'autre part. Ce besoin de précision dans les analyses CAO est nécessaire pour améliorer le dimensionnement des systèmes en autorisant des marges plus faibles dans les spécifications des équipements. Dans ce contexte interviennent la modélisation et la simulation de niveau système.

Cette modélisation dite comportementale associée au simulateur système doit être optimisée en termes de compromis temps-finesse de prédiction. Plusieurs approches sont envisagées telles les techniques de cosimulation ou celles de réduction d'ordre de modèles. Mais dans tous les cas, deux aspects importants sont à retenir qui sont d'une part, la connaissance des caractéristiques essentielles des classes de signaux utilisés dans les applications visées et d'autre part, l'adéquation entre les principes de modélisation et la caractérisation expérimentale.

Ce premier chapitre est dédié tout d'abord à une présentation générale des facteurs de mérite pour l'amplification de puissance ainsi qu'une description des effets dispersifs non linéaires qui peuvent séier au sein des amplificateurs. L'objectif est de permettre une meilleure compréhension de ceux-ci, ce qui est indispensable pour une modélisation efficace. Puis il est fait un exposé des techniques de mesure et de simulation permettant la caractérisation et l'analyse des réponses des amplificateurs à des signaux d'excitation simples ou plus complexes car modulés. Pour terminer nous exposerons en fin de chapitre la problématique du passage des descriptions de niveau « circuit » aux descriptions dites de niveau « système ».

I. Présentation des principaux facteurs de mérite des amplificateurs de puissance.

Dans cette partie nous allons décrire les facteurs de mérite classiquement utilisés pour les spécifications des amplificateurs de puissance. Ces facteurs de mérite sont des paramètres importants d'échange d'information entre les préoccupations circuit et système. De plus, ils serviront d'éléments de validation pour les modèles comportementaux présentés et développés dans les chapitres II et III. Les illustrations présentées dans ce chapitre concerneront un amplificateur HBT fonctionnant en bande S.

I.1. Caractérisation quasi-statique en mode monoporteuse.

L'onde monoporteuse représente le signal de test fondamental permettant de sonder les potentialités de base d'un amplificateur de puissance. Pour un amplificateur, les meilleurs rendements sont obtenus en zone saturée de fonctionnement proche du niveau de puissance de sortie maximale. Mais dans de telles conditions, la non linéarité introduite par l'amplificateur peut dégrader fortement l'information transportée par le signal hyperfréquence. Afin de décrire la zone de fonctionnement optimale ainsi que la forme de la non linéarité, on utilise dans une première approche des caractérisations monoporteuse (CW) simples à mettre en œuvre comme indiqué schématiquement figure I-1.

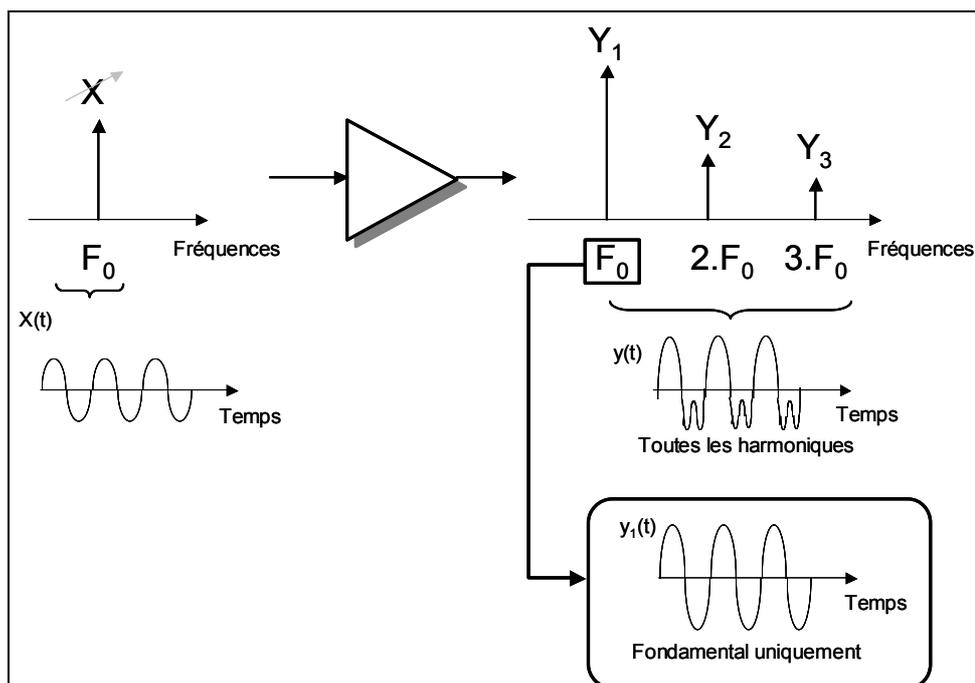


Figure I-1 : Principe de caractérisation monoporteuse d'un amplificateur.

Les signaux aux accès ont la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 x(t) &= X \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_x) \\
 y(t) &= \sum_{k=0}^N Y_k \cdot \cos(k \cdot \omega_0 t + \varphi_{Y_k})
 \end{aligned}
 \tag{I-1}$$

k représente l'indice d'harmonique.

La caractérisation consiste à décrire les courbes de conversion amplitude/amplitude (AM/AM), de conversion amplitude/phase (AM/PM) et de rendement pour un signal CW dont la fréquence est positionnée au centre de la bande de fonctionnement et dont on fait varier l'amplitude.

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= F_{AM/AM}(X) \\
 \varphi_{Y_1} &= F_{AM/PM}(X) \\
 \eta &= \frac{\bar{P}_{Y_1} - \bar{P}_X}{P_{DC}}
 \end{aligned}
 \tag{I-2}$$

\bar{P}_X et \bar{P}_Y sont les puissances moyennes correspondant respectivement aux signaux d'entrée et de sortie à la fréquence fondamentale F_0 .

η est le rendement en puissance ajoutée, obtenu en considérant la puissance consommée par l'alimentation (P_{DC}). A titre d'illustration les courbes de conversion AM/AM et AM/PM ainsi que la courbe de rendement correspondant à un amplificateur HBT fonctionnant en bande S sont données figure I-2.

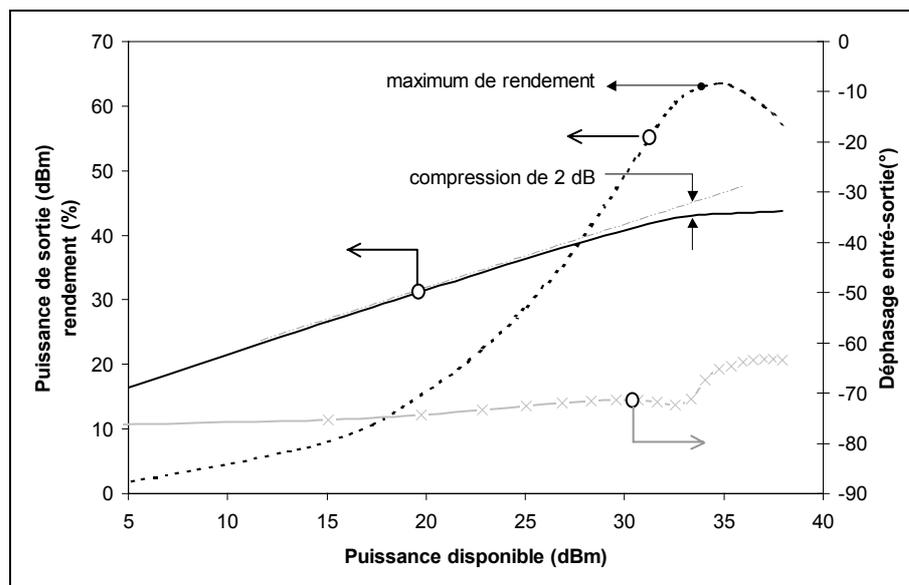


Figure I-2 : Exemple de caractérisation CW à $F_0 = 2,15 \text{ GHz}$.

Ce type de caractérisation statique permet de mettre en évidence la zone de fonctionnement optimale en puissance et en rendement, généralement obtenue pour un fonctionnement à 1 ou 2 dB de compression de gain. Il permet d'apprécier qualitativement la courbure de la caractéristique de puissance en zone de compression dont l'impact est fort sur le compromis rendement-linéarité. Cette caractérisation n'est pas suffisante pour prédire finement le comportement du dispositif en présence de signaux modulés. Pour cela une étape supplémentaire consiste à utiliser des signaux de test possédant deux ou plusieurs porteuses non modulées ainsi que des critères de linéarité associés.

I.2. Caractérisation en mode biporteuse - critère de C/I.

Cette caractérisation consiste à utiliser un signal de test composé de deux porteuses sinusoïdales non modulées de fréquences proches. Lorsque ce signal est envoyé à l'entrée d'un amplificateur non linéaire des fréquences d'intermodulation apparaissent comme indiqué figures I-3.

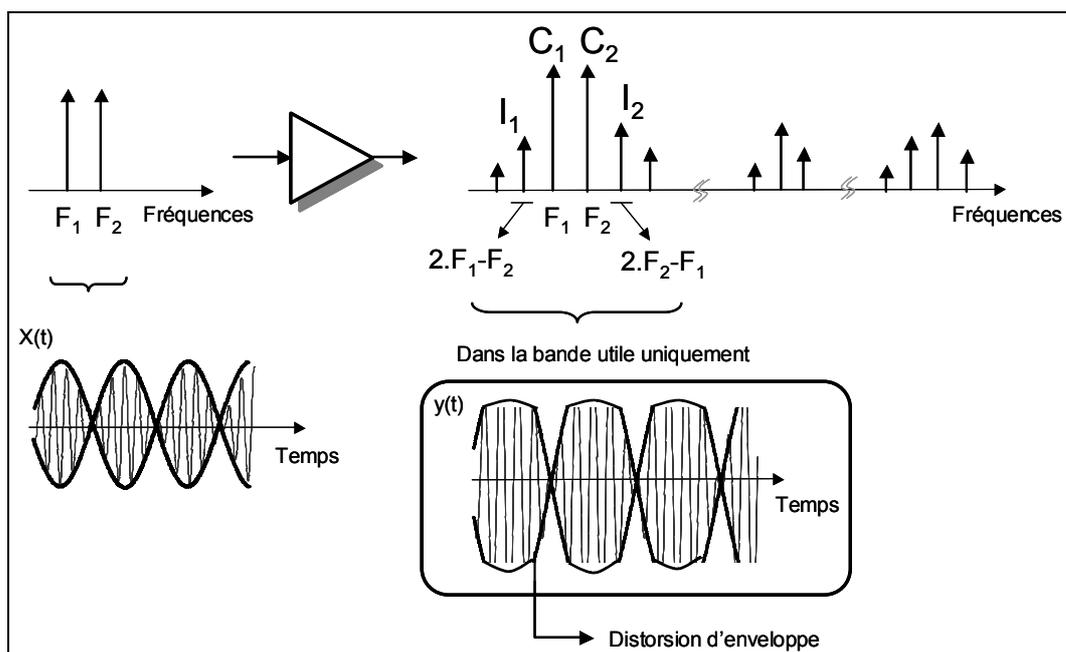


Figure I-3 : Caractérisation biporteuse d'un amplificateur.

Le signal d'entrée est décrit analytiquement par l'expression suivante :

$$x(t) = A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot t) + A \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot t)$$

$$x(t) = 2 \cdot A \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot (f_2 - f_1) \cdot t / 2\right) \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot (f_2 + f_1) \cdot t / 2\right) \quad \text{(I-3)}$$

Le signal résultant est un signal modulé sinusoïdalement en amplitude. La fréquence de l'enveloppe de modulation est égale à la demi différence des fréquences micro-ondes f_1 et f_2 soit : $(f_2 - f_1) / 2$.

I.2.1. Caractéristiques en puissance et rendement moyens.

Un tel signal est caractérisé par un spectre à fréquences fondamentales mais aussi par sa puissance moyenne (normalisée sur une impédance de 1 Ohm) :

$$\bar{P}_x = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |x(t)|^2 dt = A^2 \quad (\text{I-4})$$

T est la période du signal soit la période d'enveloppe $2/(F_2 - F_1)$ dans la bande utile uniquement. On utilise aussi la notion de puissance instantanée correspondant à la puissance du signal RF (Radio Fréquence) moyennée sur un temps τ très court, soit :

$$P_{ix}(\tau) = \frac{1}{\tau} \cdot \int_0^\tau |x(t)|^2 dt = 2 \cdot A^2 \cdot \cos \left[2 \cdot \pi \cdot \frac{(f_2 - f_1)}{2} \cdot \tau \right] \quad (\text{I-5})$$

Cette équation permet de définir le facteur crête (Peak to Average Ratio : PAR) :

$$PAR_{\text{Bip}} = 10 \cdot \log \left(\frac{\text{Maximum}\{P_{ix}(t)\}}{\bar{P}_x} \right)_{0-T} = 3\text{dB} \quad (\text{I-6})$$

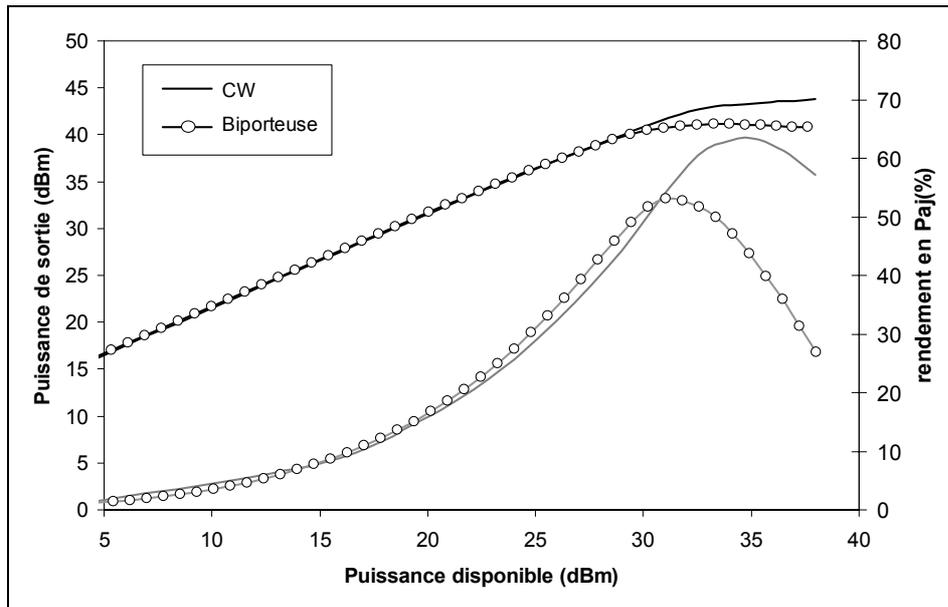


Figure I-4 : Courbes de puissance moyenne et rendement CW ($F_0 = 2,25 \text{ GHz}$)

et biportuse ($f_2 - f_1 = 20 \text{ MHz}$).

I.2.2. Distorsion par intermodulation.

Les fréquences d'intermodulation sont du type $m.f_1 + n.f_2$. Les fréquences correspondant à $|m| + |n|$ impair avec $m + n = 1$ retombent dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur [I-1]. Les composantes spectrales les plus significatives sont les raies d'intermodulation d'ordre 3. Elles correspondent aux fréquences $2.f_1 - f_2$ et $2.f_2 - f_1$. On définit alors un facteur de mérite nommé le C/I_3 qui correspond au rapport de puissance des raies porteuses sur les raies d'intermodulation d'ordre 3 et qui quantifie le degré de linéarité de l'amplificateur :

$$C/I_3(\text{dB}) = 10 \cdot \log \left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right] \quad (\text{I-7})$$

On peut de la même manière définir les rapports d'intermodulation d'ordre 5, 7, etc. L'analyse fine de ce facteur de mérite est toujours délicate à cause de sa dépendance vis-à-vis de l'écart fréquentiel choisi entre les deux porteuses. En effet, les produits d'intermodulation supérieurs ($m > n$) et inférieurs ($n > m$) ne sont pas nécessairement symétriques et dépendent de phénomènes de mémoire. De plus, ce critère peut être difficile à exploiter en raison de phénomènes de compensation interne de linéarité se traduisant par des améliorations locales.

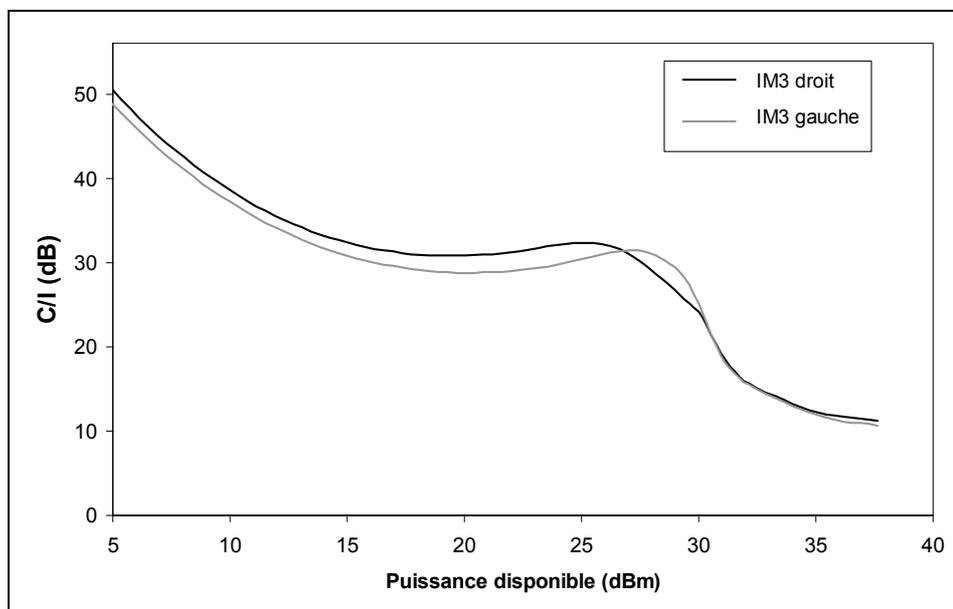


Figure I-5 : Courbes de C/I_3 droit et gauche pour une fréquence de battement de 20 MHz.

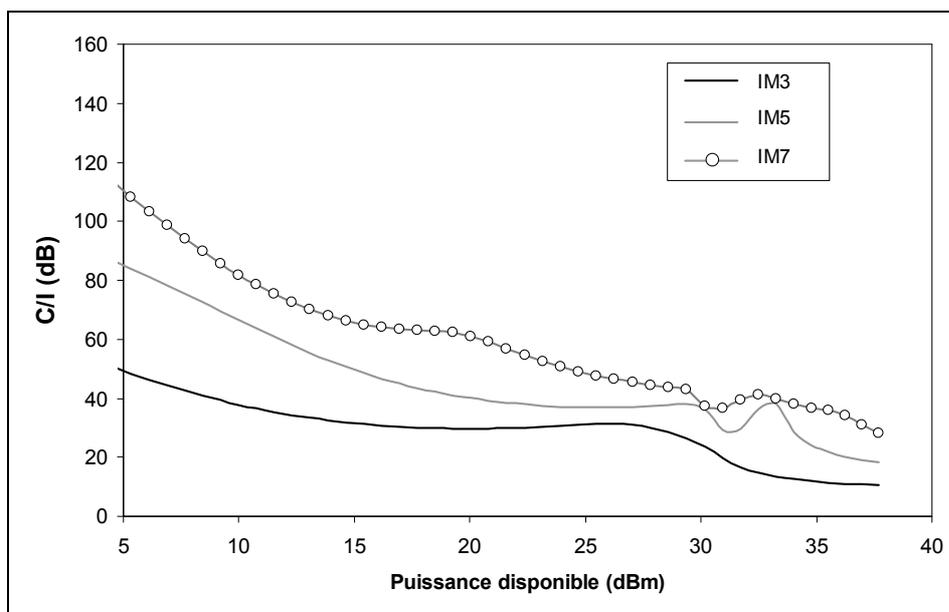


Figure I-6 : Courbes de C/I pour une fréquence de battement de 20 MHz.

L'intermodulation d'ordre n peut passer par des minima locaux comme représentée ci-dessus.

1.3. Caractérisation en mode multiporteuse CW - critère de NPR.

Un signal composé de deux porteuses est un signal de test aisé à mettre en place mais il n'est pas représentatif pour des applications de télécommunications fonctionnant en multiporteuses. Il est alors naturel d'utiliser un plus grand nombre de porteuses CW non modulées. On obtient un signal similaire à un bruit gaussien. Les non linéarités génèrent un bruit d'intermodulation. Le rapport entre les puissances du signal utile et du bruit d'intermodulation porte le nom de NPR pour Noise Power Ratio. Ce facteur de mérite est particulièrement utilisé pour les applications spatiales. Le NPR présente les avantages d'être proche des caractéristiques des signaux réellement utilisés ainsi que d'offrir un critère de linéarité intégrant les effets moyennés des intermodulations multiples d'ordre 3, 5 et 7. Le signal utilisé pour déterminer le critère du NPR est constitué d'un grand nombre de porteuses d'amplitude égale et de phases aléatoires réparties uniformément sur $[0 - 2\pi]$ afin de se rapprocher au mieux d'un bruit gaussien. Pour mesurer le NPR, on réalise dans le spectre du signal d'entrée un trou (« notch ») d'une largeur correspondant classiquement à 1% de la bande totale. Lors du passage de ce signal dans l'élément non linéaire, du bruit d'intermodulation est généré et mesurable dans le spectre du signal de sortie à l'intérieur du notch.

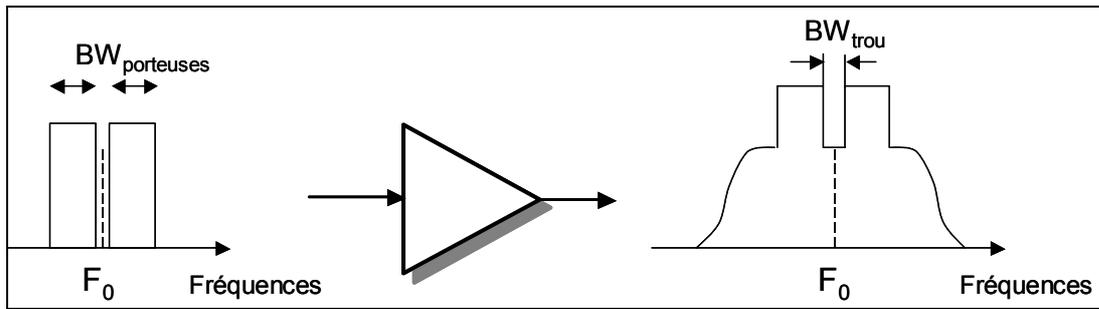


Figure I-7 : Caractérisation en NPR d'un amplificateur.

Le rapport entre la puissance moyenne du bruit dans la bande totale et la puissance moyenne du bruit d'intermodulation dans le trou est le facteur de mérite NPR.

$$\text{NPR (dB)} = 10 \cdot \log \left(\frac{\int_{\text{BW}_{\text{porteuses}}} P(f) \cdot df}{\int_{\text{BW}_{\text{trou}}} P(f) \cdot df} \cdot \frac{\text{BW}_{\text{trou}}}{\text{BW}_{\text{porteuses}}} \right) \quad (\text{I-8})$$

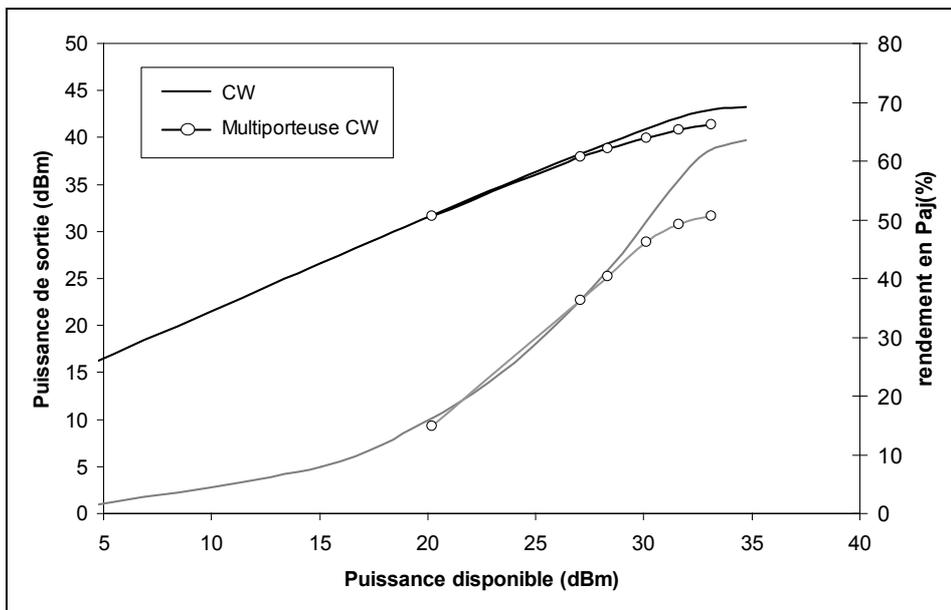


Figure I-8 : Courbes de puissance moyenne et rendement pour un signal type NPR de bande 20 MHz;

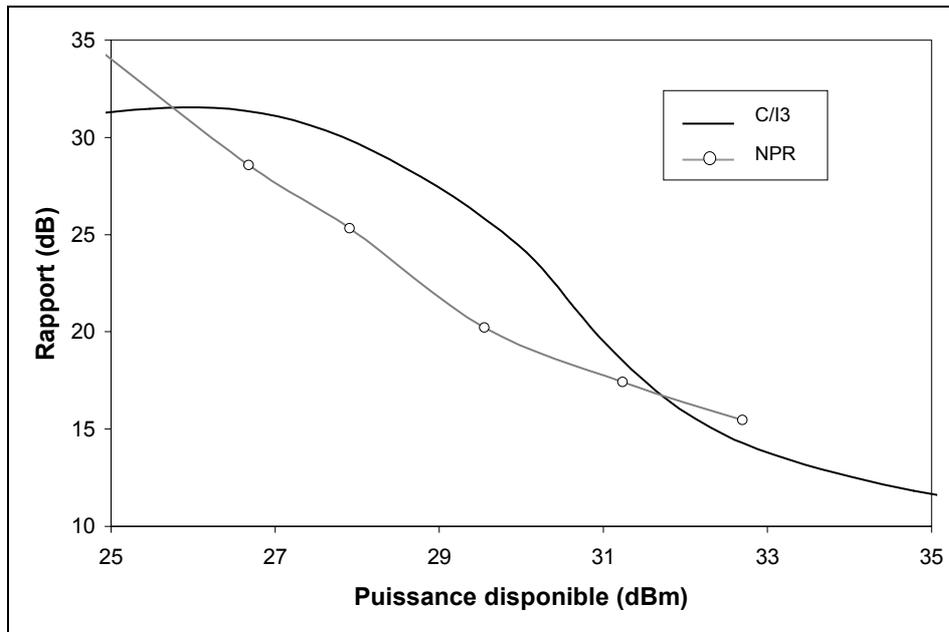


Figure I-9 : Comparaison des courbes de C/I_3 et de NPR.

On notera que des travaux importants concernant le critère de NPR ont été réalisés en simulation [I-2] mais aussi en mesures expérimentales [I-3][I-4][I-5][I-6].

I.4. Caractérisation en présence de signaux modulés d'applications.

Les signaux réellement utilisés pour les applications peuvent être extrêmement complexes notamment dans le cas de multiporteuses modulées avec modulation de chacune de type PSK, QAM, FSK. A l'heure actuelle de tels signaux ne sont pas utilisés dans les phases de conception des amplificateurs. Des signaux de test plus simples (monoporteuse et biporteuse) sont utilisés à cet effet. En revanche, les signaux applicatifs sont utilisés dans les phases de vérification des facteurs de mérite que sont généralement l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et l'EVM (Error Vector Magnitude). Nous présenterons ces paramètres pour un signal comprenant une porteuse modulée de type QAM 16 filtrée. Un schéma symbolique incluant un amplificateur non linéaire et les trames I et Q des signaux en entrée et en sortie est donné figure I-10.

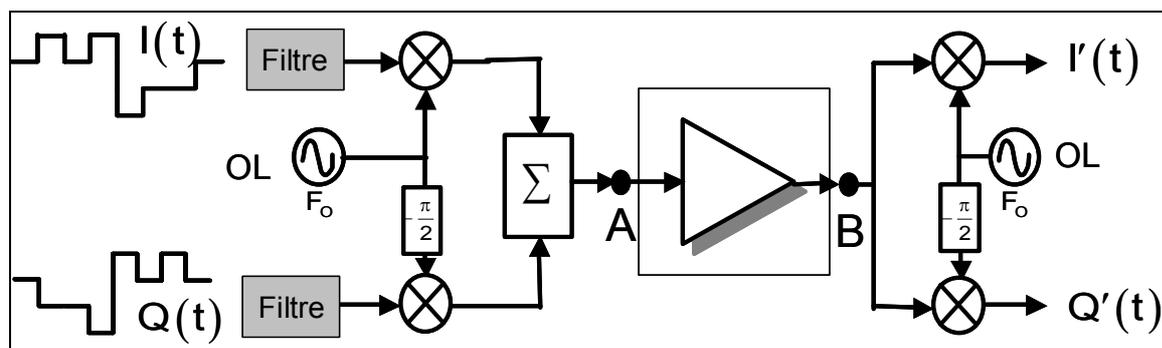


Figure I-10 : Principe d'une modulation 16-QAM.

Le signal d'entrée de l'amplificateur est en A un signal à enveloppe variable. Afin de quantifier les distorsions introduites par un élément non linéaire on peut alors définir les critères ACPR ou EVM. L'ACPR sera une caractéristique de la modification de la forme du spectre de sortie en B. L'EVM sera caractéristique de la dispersion des points représentatifs du format de modulation (constellation) $I'(t)$, $Q'(t)$ dans le plan complexe.

I.4.1. Remontée spectrale dans les canaux adjacents – critère d'ACPR.

L'amplification non linéaire d'un signal à enveloppe variable dont le spectre est compris dans une largeur de bande BW_0 introduit du bruit d'intermodulation sur les canaux adjacents. L'ACPR est un critère permettant de quantifier les perturbations apportées aux canaux adjacents du fait de la non linéarité de l'amplificateur. Il s'agit d'une mesure de puissance moyenne permettant de quantifier ce bruit d'intermodulation en fonction de la puissance du signal utile [I-7][I-8][I-9].

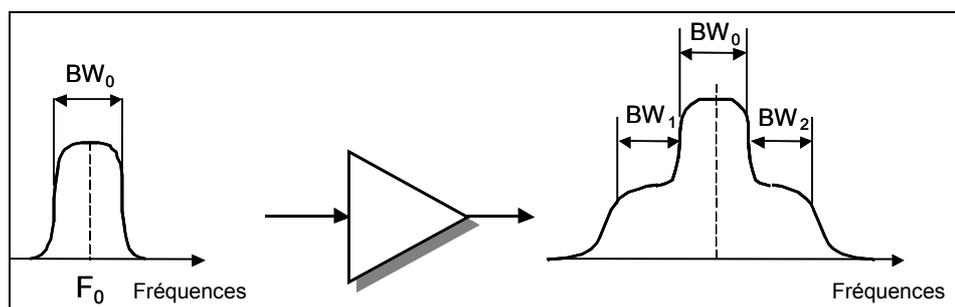


Figure I-11 : Caractérisation en ACPR d'un amplificateur.

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

$$\text{ACPR (dB)} = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \int_{BW_0} P(f) \cdot df}{\int_{BW_1} P(f) \cdot df + \int_{BW_2} P(f) \cdot df} \right) \quad (\text{I-9})$$

L'ACPR de part sa formulation est lié à une forme particulière d'enveloppe de modulation (créneaux rectangulaires filtrés).

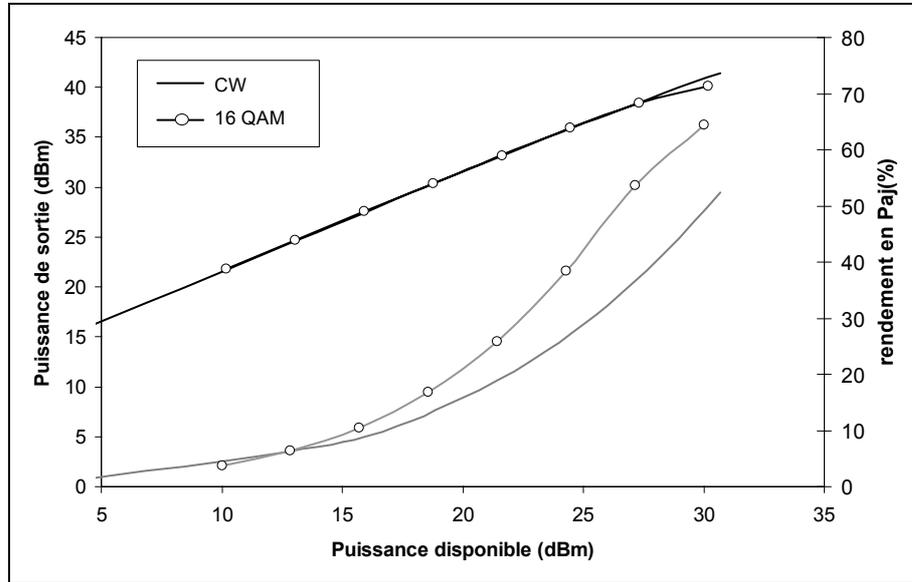


Figure I-12 : Courbes de puissance et rendement CW/16QAM de débit 20 MHz.

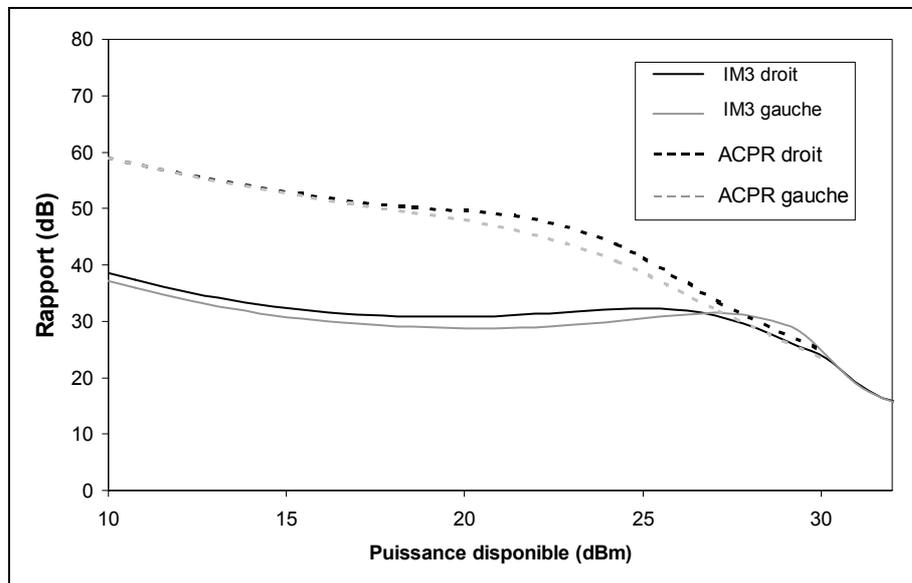


Figure I-13 : Comparaison courbes de C/I₃ et ACPR d'une 16 QAM de débit 20 MHz.

I.4.2. Erreur Vectorielle de Modulation (E.V.M).

Ce critère concerne la qualité vectorielle de la transmission de l'information. La qualité des communications numériques repose sur la reconnaissance à des instants de décisions adéquats du format de modulation [I-10][I-11]. Pour apprécier l'EVM on représente sous la forme d'une constellation dans un plan complexe (plan I/Q) les valeurs de l'enveloppe complexe du signal de sortie aux instants de décisions choisis (K.T).

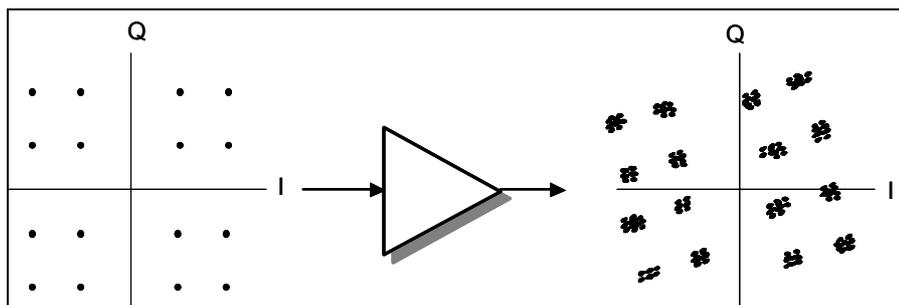


Figure I-14 : Caractérisation en EVM d'un amplificateur.

L'EVM est une valeur moyenne du bruit engendré sur une constellation originelle. Elle est définie comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (|S_{k\text{idéal}} - S_{k\text{réel}}|^2)}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{k\text{idéal}}^2}} \cdot 100\% \quad (\text{I-10})$$

$S_{k\text{idéal}}$: Symbole idéal numéro k de la constellation.

$S_{k\text{réel}}$: Symbole réel associé à $S_{k\text{idéal}}$.

N : Nombre de symboles nécessaires pour la modulation.

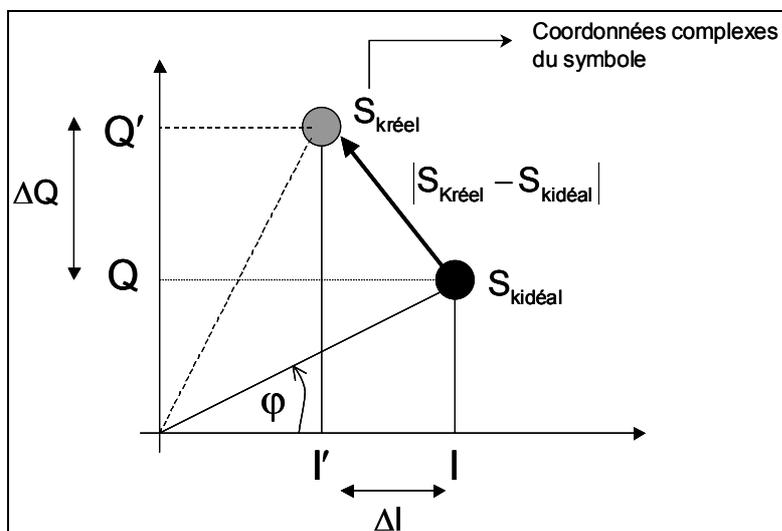


Figure I-15 : Principe de calcul de l'EVM pour un symbole d'une modulation numérique.

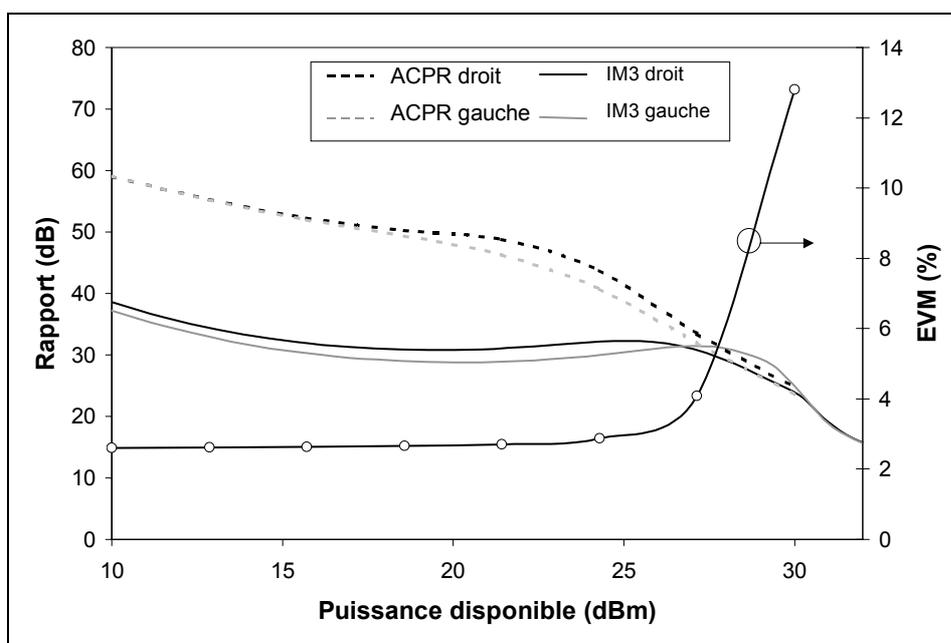


Figure I-16 : Courbe d'EVM pour une 16 QAM de débit 20 MHz.

En résumé, les facteurs de mérite décrits précédemment sont le reflet du caractère non linéaire des amplificateurs de puissance. Leur utilisation peut dépendre de l'application et ils sont très étroitement liés aux caractéristiques des signaux utilisés. Dans tous les cas, ils constituent les paramètres d'échanges d'informations entre les niveaux de préoccupation circuit et système. Dans l'optique de la simulation de chaînes de communication, une prédiction fine des facteurs de mérite des équipements est nécessaire pour aider au dimensionnement le plus optimisé possible de ces chaînes. Les équipements non linéaires tels que les amplificateurs de puissance sont des éléments critiques et une analyse purement statique de ceux-ci ne permet pas une prédiction fine de leurs performances. En effet, leurs facteurs de mérite sont fonction des phénomènes non linéaires dispersifs qui existent dans les équipements. Ainsi une bonne connaissance de l'existence de ces effets dispersifs est nécessaire en vue de leur prise en compte par des modèles comportementaux dynamiques. Une description de ces phénomènes illustrée par des simulations d'un circuit amplificateur fait l'objet du paragraphe suivant.

II. Description des effets de mémoire dispersifs.

Si on considère un amplificateur de puissance comme un quadripôle linéaire unilatéral, un modèle simplifié peut découler du formalisme de réponse impulsionnelle.

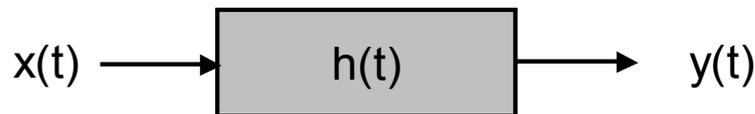


Figure I-17 : Réponse impulsionnelle linéaire.

Ce formalisme revient à considérer l'amplificateur comme un filtre passe bande possédant éventuellement des ondulations de gain et de TPG (Temps de Propagation de Groupe) dans la bande utile. On peut exprimer, dans le domaine des signaux réels, l'entrée et la sortie du dispositif respectivement nommées $x(t)$ et $y(t)$ sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} x(t) &= |x(t)| \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_x(t)) \\ y(t) &= |y(t)| \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_y(t)) \quad (\text{I-11}) \end{aligned}$$

On peut exprimer $y(t)$ à partir de l'opération de convolution $y(t) = x(t) \otimes h(t)$ ou bien en supposant une formulation explicite, autrement dit une durée de mémoire finie à partir d'une fonction linéaire s'appliquant au signal d'entrée $x(t)$ et à ses

dérivées successives, $y(t) = F_{\text{lin}} \left(x(t), \frac{\partial x(t)}{\partial t}, \dots, \frac{\partial^n x(t)}{\partial t^n} \right)$.

Dans le cas, d'un fonctionnement non linéaire, toujours en supposant une formulation explicite, on a la même forme mais avec une fonction non linéaire. Dès lors que $y(t)$ n'est pas une fonction uniquement de $x(t)$, l'amplificateur n'a pas un fonctionnement statique mais dynamique. Ces effets de mémoires siègent à différents niveaux de l'architecture de l'amplificateur. Ils peuvent être dus aux éléments réactifs des circuits d'adaptation et de polarisation ou aux phénomènes électro-thermiques présents dans les semi-conducteurs. La complexité de ces effets provient des interactions existant entre les non linéarités des cellules actives et les éléments linéaires dispersifs qui leur sont connectés. Dans les sections suivantes, nous allons rappeler les différentes origines de ces effets de mémoire initialement mises en évidence par Bösch [I-12] et étudiés par N.Le Gallou [I-13]. Nous allons les scinder en deux catégories : les effets de mémoire à court et à long termes.

II.1. Mémoire non linéaire à court terme.

Egalement appelés « effets de mémoire non linéaires haute fréquence », ils proviennent des constantes de temps courtes présentes dans les circuits d'adaptation et dans les structures physiques des semi-conducteurs. Dans le cas des applications de type télécommunications pour lesquelles les bandes de fréquences des amplificateurs de puissance sont d'environ 10%, les effets de mémoire à court terme sont principalement dus à l'interaction entre les non linéarités et les dispersions provoquées par les réseaux d'adaptation sur la bande passante.

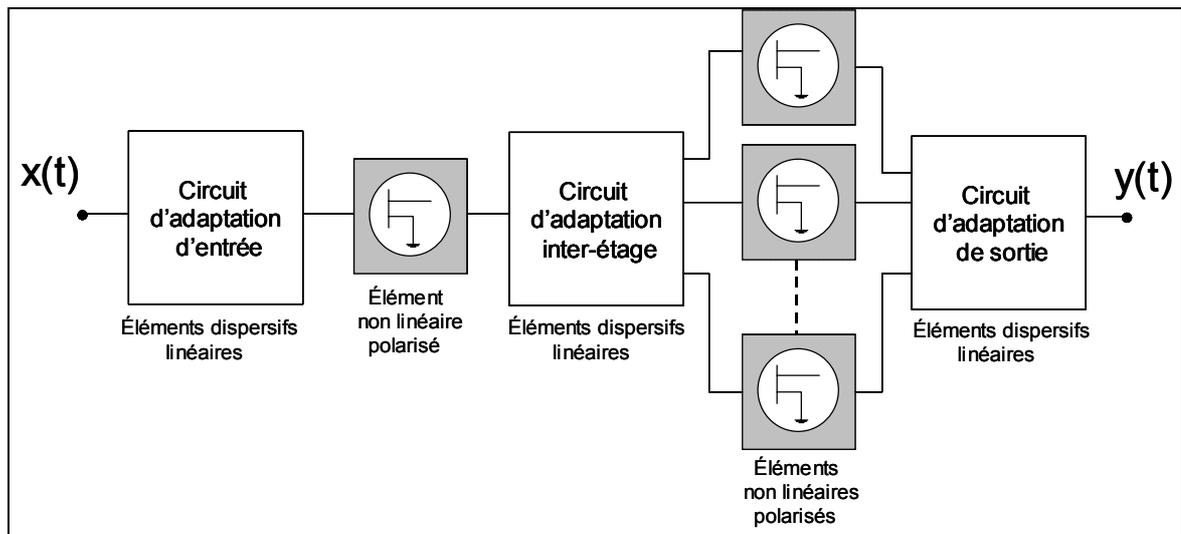


Figure I-18 : Topologie générale d'un amplificateur bande étroite à deux étages.

Dans une topologie classique d'amplificateur de puissance les circuits d'adaptation d'entrée, de sortie et inter-étages, ont pour objectif de ramener les impédances optimales aux accès des transistors ainsi que de diviser ou combiner la puissance provenant des différentes cellules. Les circuits d'adaptation sont optimisés sur une bande de fonctionnement donnée mais cette procédure n'est pas idéale pour toutes les fréquences. Les effets de mémoire court terme peuvent être mis en évidence par l'utilisation de signaux CW dont on fait varier la fréquence et le niveau. A titre d'exemple, nous présenterons ci-dessous les courbes de puissance et de conversion de phase simulées sur un amplificateur HBT composé uniquement d'un étage de puissance et délivrant 10W en bande S.

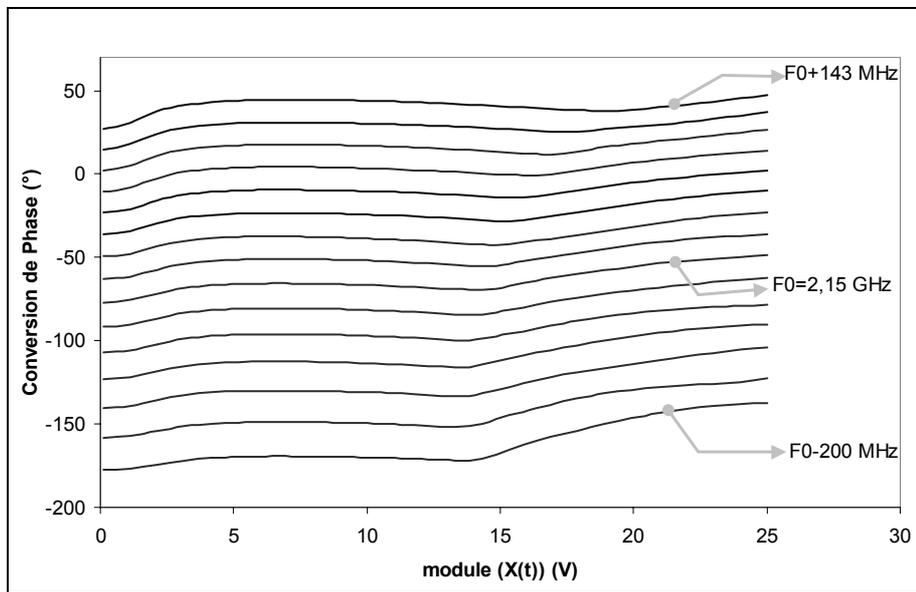
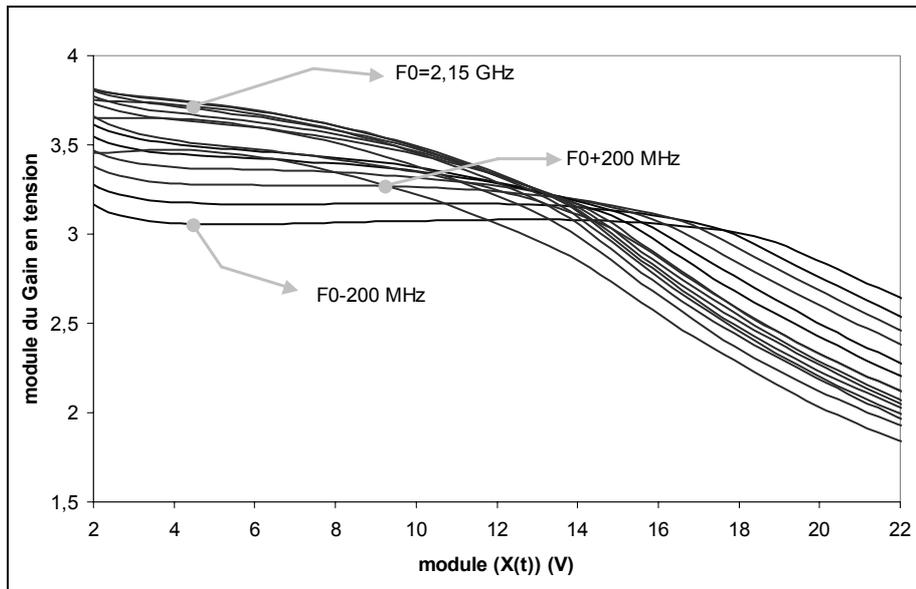


Figure I-19 : Simulations CW multifréquence.

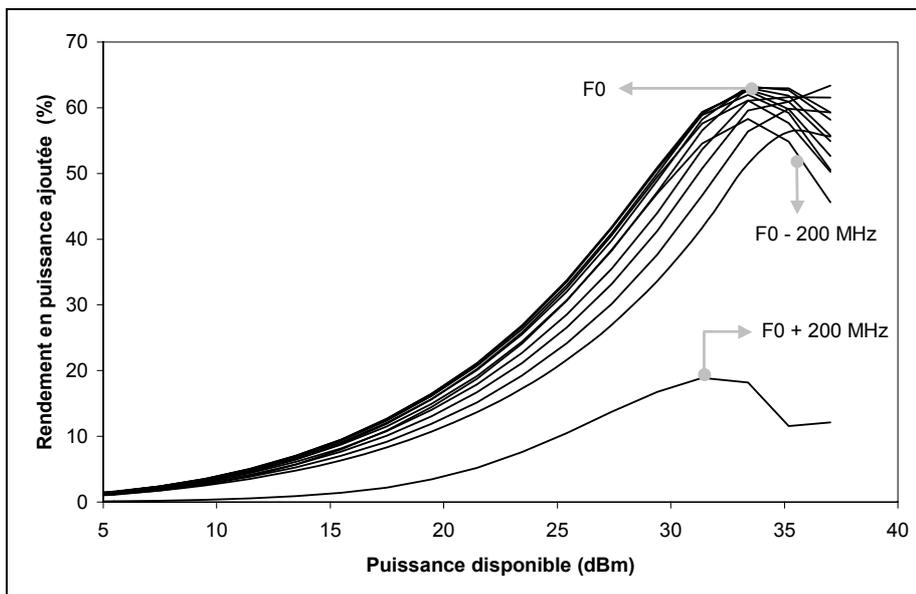


Figure I-20 : Simulation CW des dispersions du rendement de puissance ajoutée.

L'enjeu de la modélisation des effets dispersifs non linéaires à court terme réside dans l'identification du couplage entre la non linéarité des cellules actives que l'on peut considérer comme statique et les circuits passifs à mémoire d'adaptation aux accès. La figure suivante montre les différences entre la réponse de l'amplificateur s'il avait un fonctionnement purement statistique $y(t) = F(x(t))$ (caractéristique à la fréquence centrale 2,15 GHz) et sa réponse incluant les effets dispersifs. Pour cela, un signal à enveloppe constante (signal modulé en fréquence) est utilisé afin de ne pas stimuler les effets de mémoire long terme décrits par la suite. Le signal utilisé pour ce test peut s'écrire analytiquement sous la forme :

$$x(t) = A \cdot \cos \left(\omega_0 \cdot t + 2 \cdot \pi \cdot \beta \cdot \int_{-\infty}^t V \cdot \sin(\Omega_m \cdot \tau + \varphi) \cdot d\tau \right) \quad (I-12)$$

Il correspond à un signal modulé sinusoidalement en fréquence. Comme illustré dans la figure suivante, le spectre d'un tel signal est composé de raies discrètes correspondant aux fonctions de Bessel :

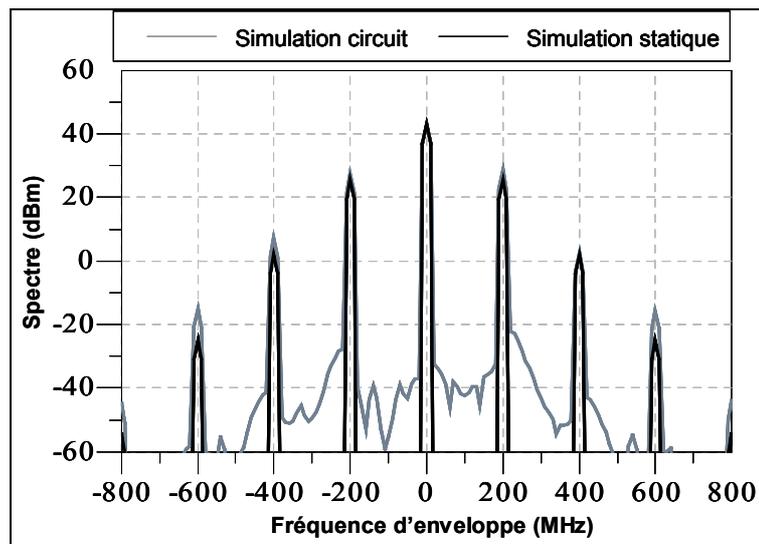


Figure I-21 : Spectres de sortie d'une modulation FM sinusoidale.

On notera donc l'écart de niveau obtenu par le modèle statique de l'amplificateur et la simulation incluant les effets dispersifs.

La figure suivante montre les différences observées sur la partie réelle de l'enveloppe temporelle du signal de sortie.

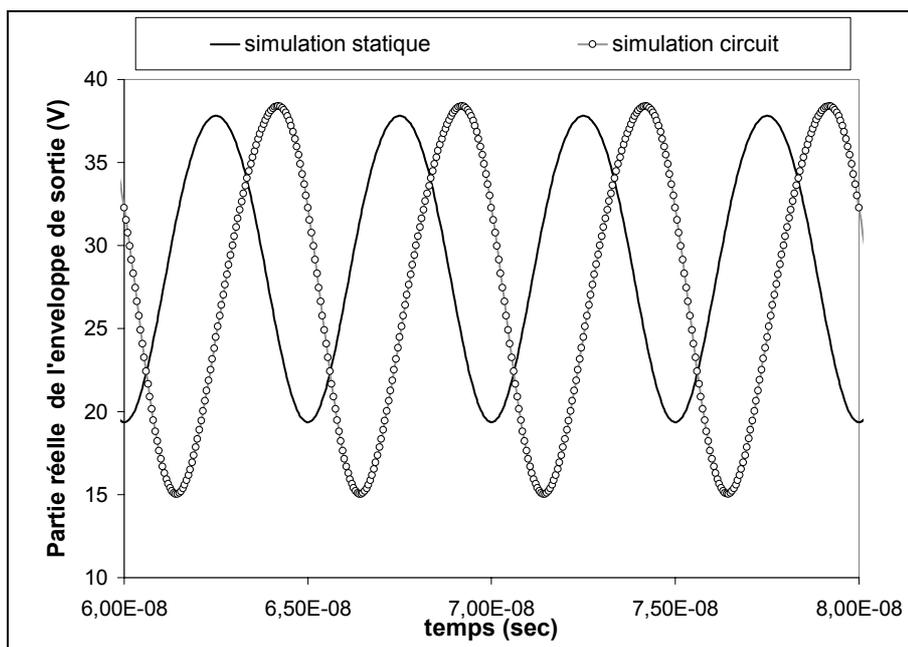


Figure I- 22 : Enveloppes temporelles simulées pour une FM sinusoïdale de fréquence 200 MHz.

La fenêtre temporelle représentée ci-dessus atteste que les erreurs commises par un modèle purement statique sont très préjudiciables à l'évaluation précise des distorsions d'enveloppes engendrées par un dispositif non linéaire dynamique possédant des effets de mémoire à court terme.

II.2. Mémoire non linéaire à long terme.

Ce type de mémoire est aussi appelé « mémoire non linéaire basse fréquence » car il est causé par des constantes de temps longues impliquées dans les phénomènes d'auto échauffement des transistors ainsi que dans les phénomènes de transitoires dans les circuits de polarisation. Ces effets sont stimulés lorsque l'amplificateur est soumis à un signal à enveloppe variable. On peut également les avoir sur des topologies complexes d'amplificateurs incluant, par exemple, des contrôles de gain automatique (CAG). Ces deux catégories d'effets sont intimement liées dans leurs conséquences car elles produisent toutes les deux une modulation du point de polarisation dépendante des vitesses de variation des signaux modulés amplifiés. Un schéma de principe s'appuyant sur le comportement d'un seul transistor polarisé excité par un signal composé de deux fréquences (modulation d'amplitude sinusoïdale) est présenté ci-dessous :

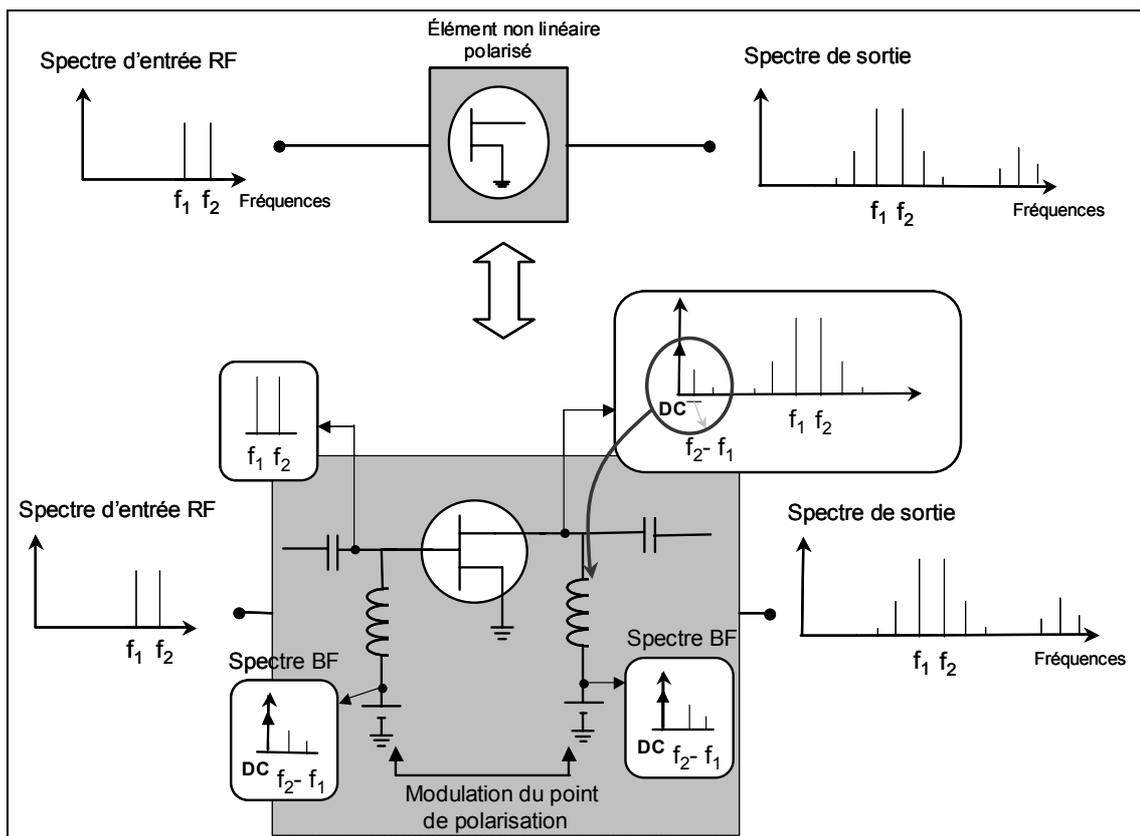


Figure I-23 : Représentation des effets de mémoire BF.

Les effets de mémoire à long terme ne peuvent avoir lieu que s'il y a génération d'énergie autour du continu. Cette énergie provient de raies aux fréquences BF dues aux phénomènes d'intermodulation générés par un élément non linéaire.

On observe que les phénomènes de mémoire à long terme suivent alors un processus chronologique. Tout d'abord, les composantes spectrales du signal (ici f_1 et f_2) subissent un effet de filtrage provenant des circuits d'adaptation présentés précédemment, ensuite le signal est amplifié par un élément non linéaire générant de l'énergie en RF mais aussi en BF à la fréquence de battement F_2-F_1 et à ses harmoniques $n.(F_2-F_1)$. Les composantes spectrales BF dépendent de la nature plus ou moins prononcée de la non linéarité. Elles sont par la suite filtrées par le circuit de polarisation. Le signal temporel résultant de ce filtrage va alors moduler les points de polarisation du transistor provoquant des distorsions supplémentaires qui altèrent les performances du transistor.

Nous allons maintenant caractériser les différents effets de mémoire à long terme. Pour cela, nous nous appuierons en particulier sur le cas d'un amplificateur HBT en bande S excité par des signaux biporteuse comme illustré précédemment. Le signal de type biporteuse dont on fait varier la fréquence de battement est un signal de test particulièrement bien adapté pour la mise en évidence de l'existence de la mémoire long terme.

Effets des circuits de polarisation.

On va s'intéresser en l'occurrence aux variations d'impédance de fermeture d'un étage amplificateur de puissance de technologie HBT représenté figure I-23 et à leurs conséquences sur la linéarité de l'étage en termes de C/I_3 .

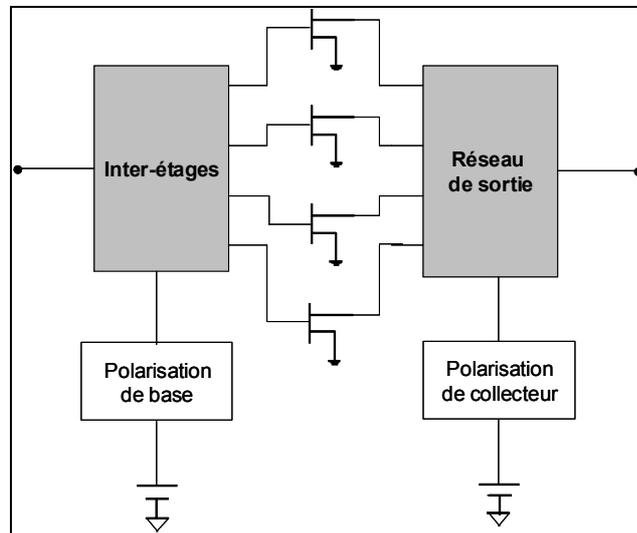


Figure I-24 : Topologie de l'amplificateur simulé.

Afin d'analyser l'environnement électrique aux accès de chaque transistor, nous avons réalisé une simulation de ce circuit en disposant une source petit signal BF de fréquence variant de 1 MHz à 250 MHz sur la base et le collecteur de chaque schéma équivalent intrinsèque des transistors conformément à la figure I-24. La structure de l'amplificateur simulé étant équilibré nous avons ainsi pu constater que les impédances BF présentées à chaque transistor étaient identiques.

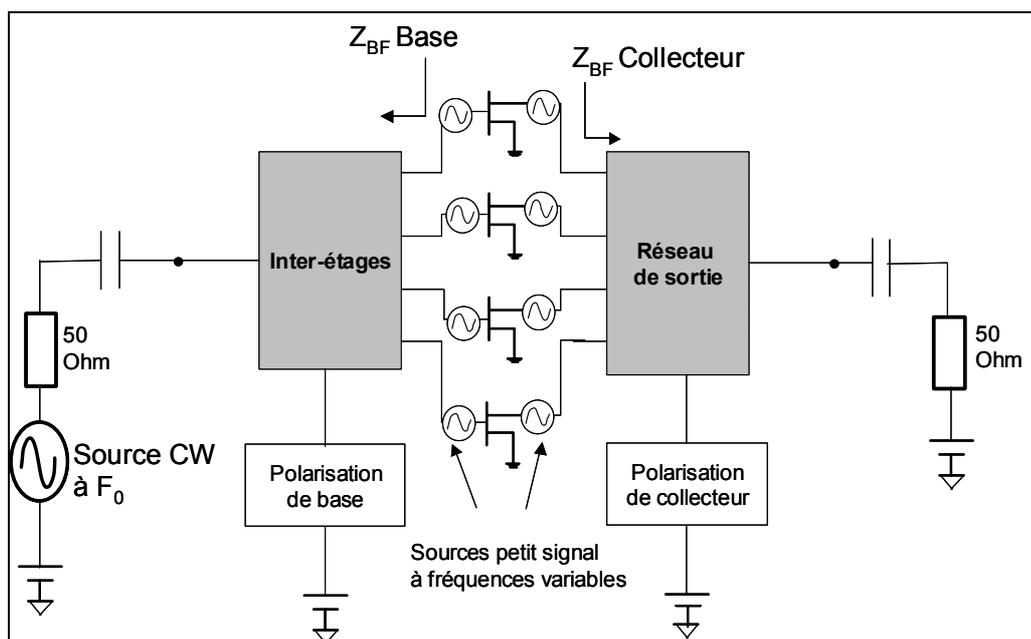
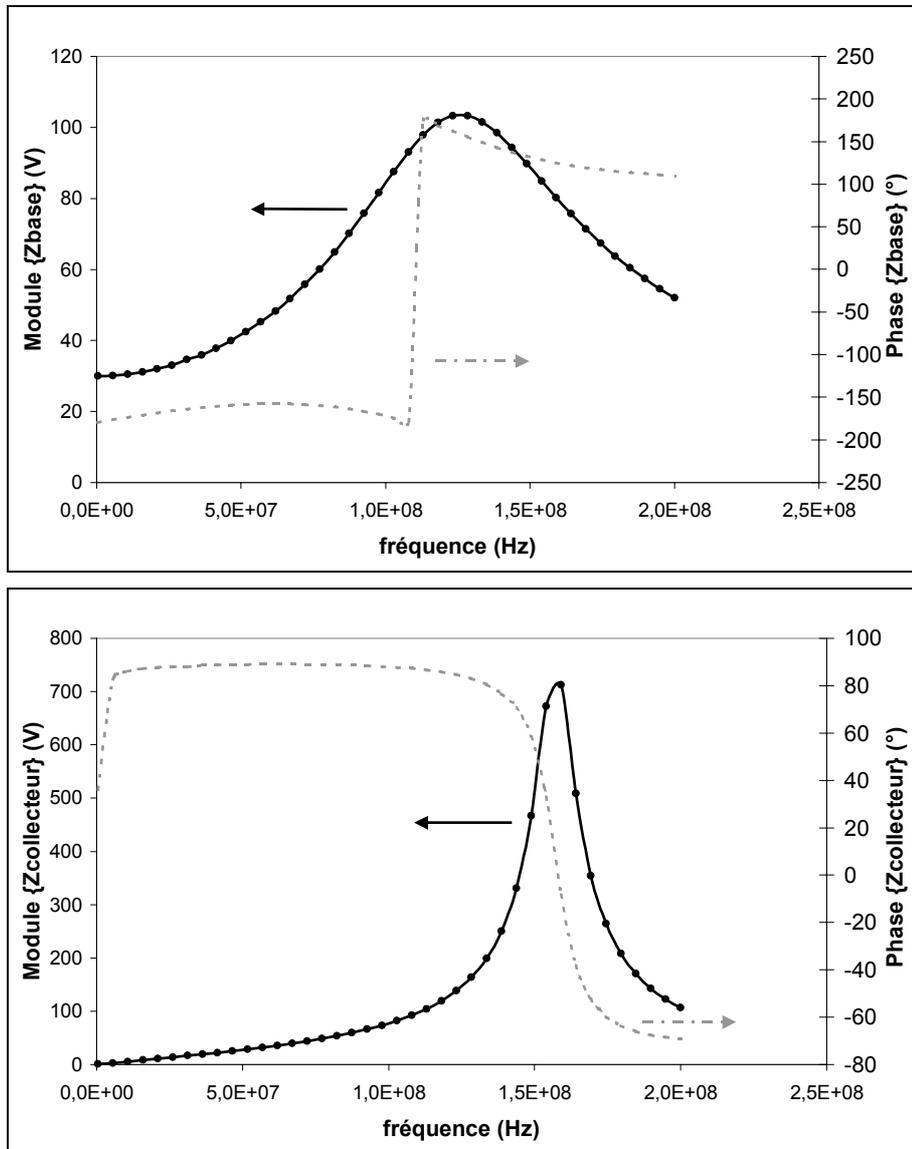


Figure I-25 : Principe de la simulation des impédances BF.

Considérons dans un premier temps les impédances présentées par les réseaux de polarisation de base et de collecteur pour des fréquences variant de 1 MHz à 200 MHz.



Figures I-26 : Impédances présentées par les circuits de polarisation.

On peut alors noter des variations importantes d'impédances avec une résonance située autour de 125 MHz et 150 MHz. Ces variations d'impédances laissent présager que lorsqu'un amplificateur sera utilisé avec un signal micro-onde présentant des fréquences de battement du même ordre de grandeur, son fonctionnement et ses performances seront affectés par ces phénomènes de résonances BF. Pour cela, nous allons maintenant étudier les modulations du point de polarisation induite sur chaque transistor lorsqu'un signal biporteuse dont on fera varier la puissance et l'écart fréquentiel entre les composantes spectrales (fréquence de battement) sera appliqué en entrée de l'amplificateur.

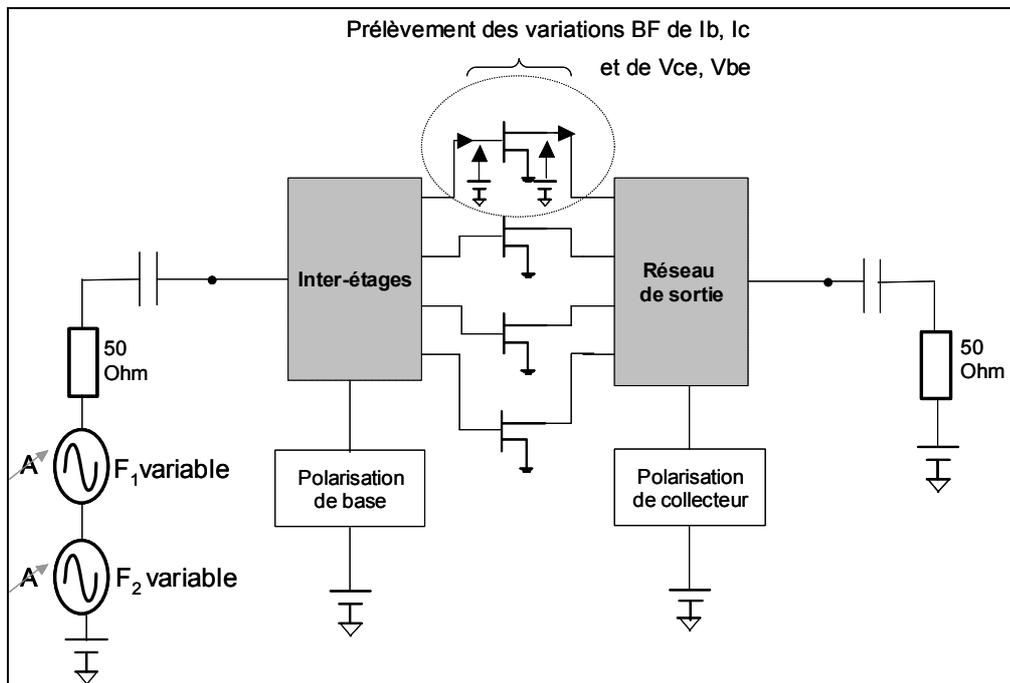


Figure I-27 : Principe du test en biportense.

Considérons deux fréquences de battement différentes, une, proche du cas optimal (1 MHz), et l'autre, proche de la résonance (135 MHz).

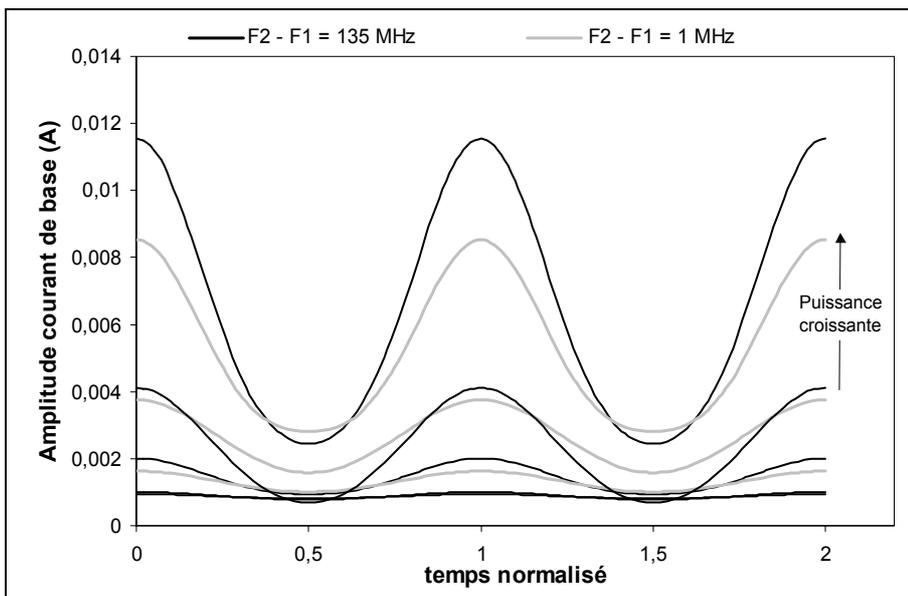


Figure I-28 : Modulation du courant de polarisation de base.

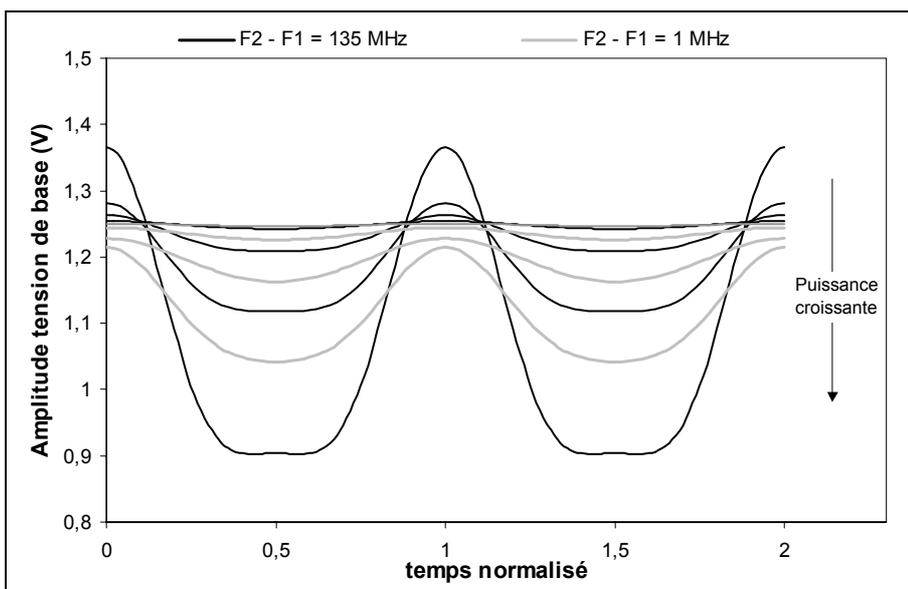


Figure I-29 : Modulation de la tension de polarisation de base.

On observe une plus forte variation de la forme temporelle des fluctuations BF des courants et tensions de polarisation dans le cas d'une excitation biporteuse ayant un écart de fréquence de 135 MHz. Ces variations sont à l'origine même de phénomènes de mémoire longue.

Le même type d'observation est réalisable sur le collecteur de chaque transistor.

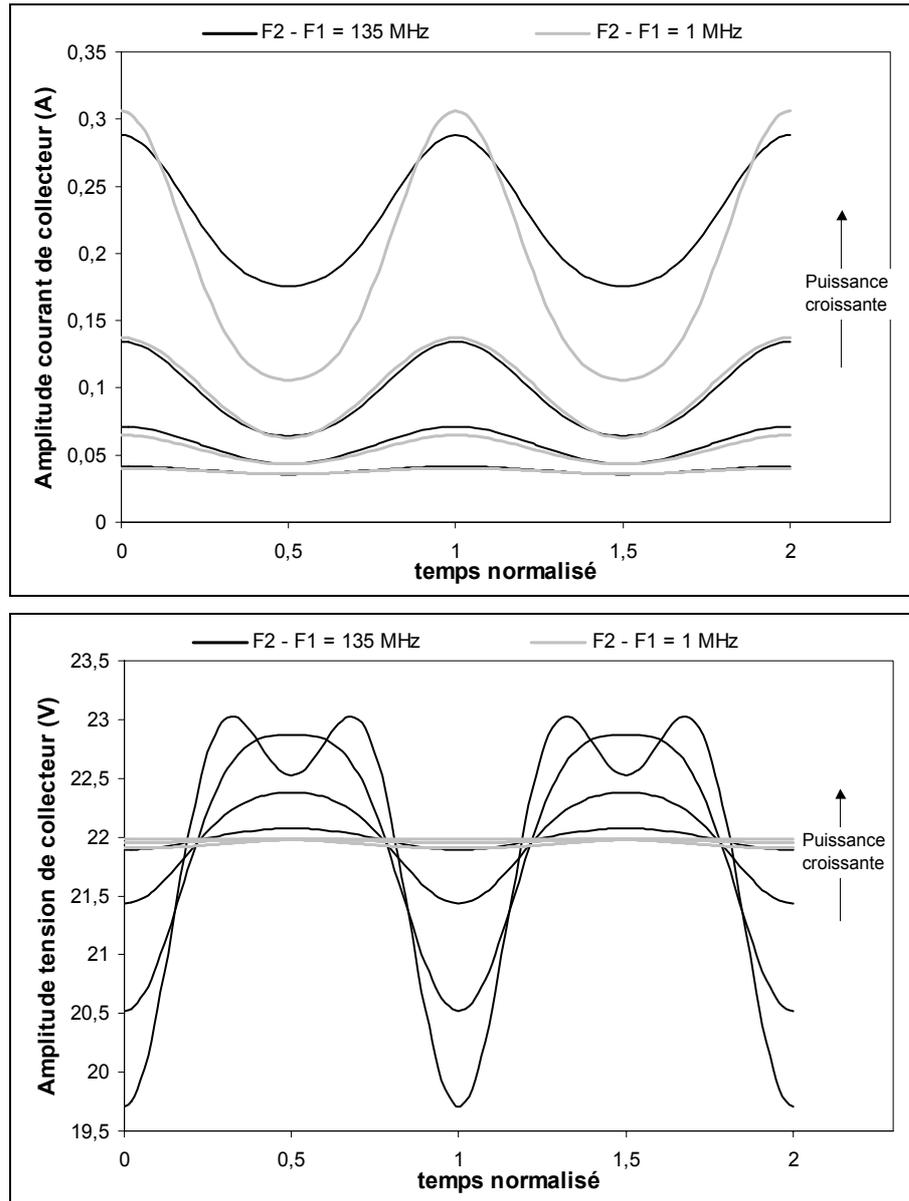


Figure I-30 : Modulation du courant et de la tension de polarisation de collecteur.

Les variations dynamiques du point de polarisation sont synchrones de la modulation d'enveloppe du signal RF et mettent en évidence la mémoire de l'amplificateur. Ces observations permettent alors de définir le lieu décrit par ce point en fonction du temps.

Afin de situer l'amplitude de la modulation engendrée par ce phénomène nous tracerons sur le lieu dynamique décrit par le point de polarisation du collecteur, la valeur obtenue par simulation CW pour une même puissance moyenne d'entrée (25 dBm) :

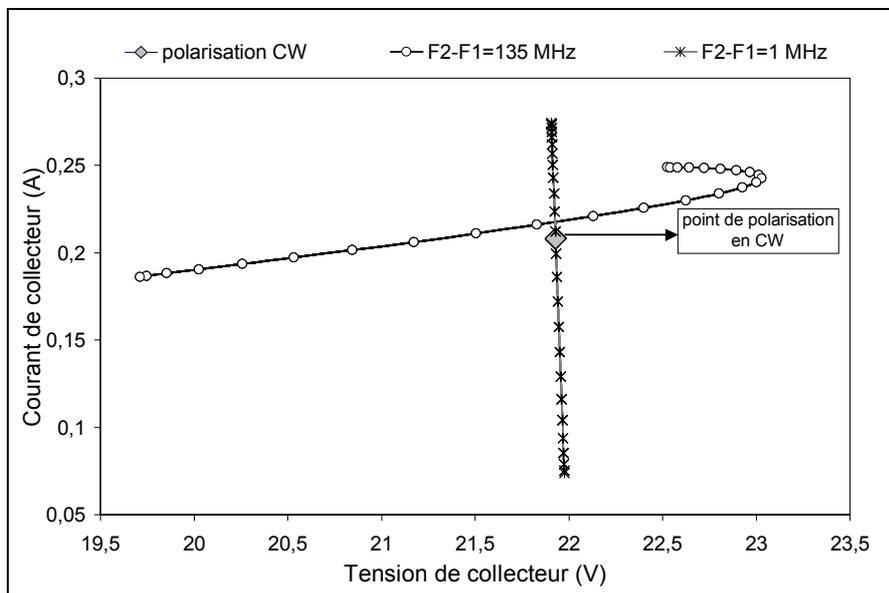


Figure I-31 : Lieu dynamique de polarisation $I_{cc}=f(V_{ce})$ pour deux fréquences de battement différentes.

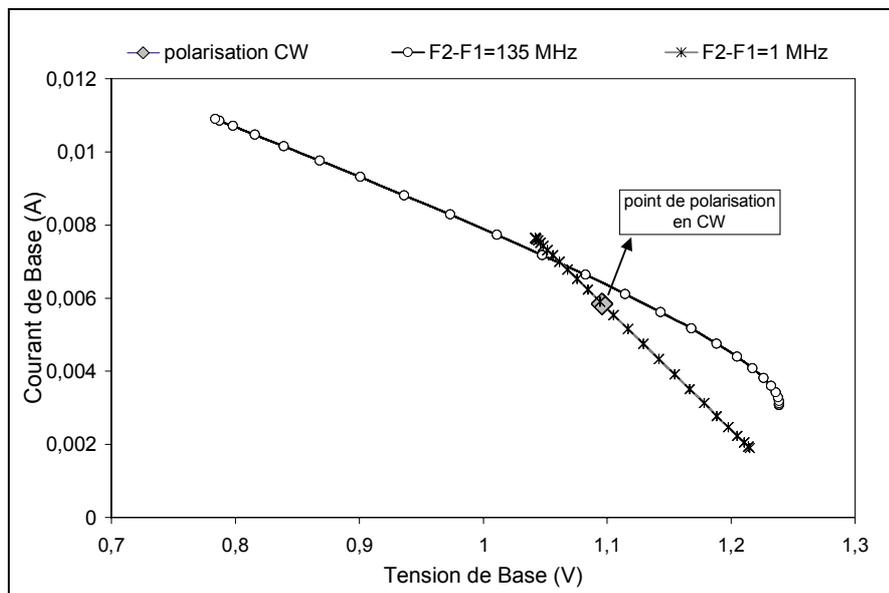


Figure I-32 : Lieu dynamique de polarisation $I_{be}=f(V_{be})$ pour deux fréquences de battement différentes.

Suivant les fréquences de battement, on observe une modulation mixte (tension/courant) du point de polarisation de base et de collecteur, ce qui entraîne une modification du fonctionnement de l'amplificateur. Afin d'évaluer les conséquences sur les performances de l'amplificateur en terme de linéarité, nous allons tracer le C/I_3 pour différentes puissances et différentes fréquences de battement.

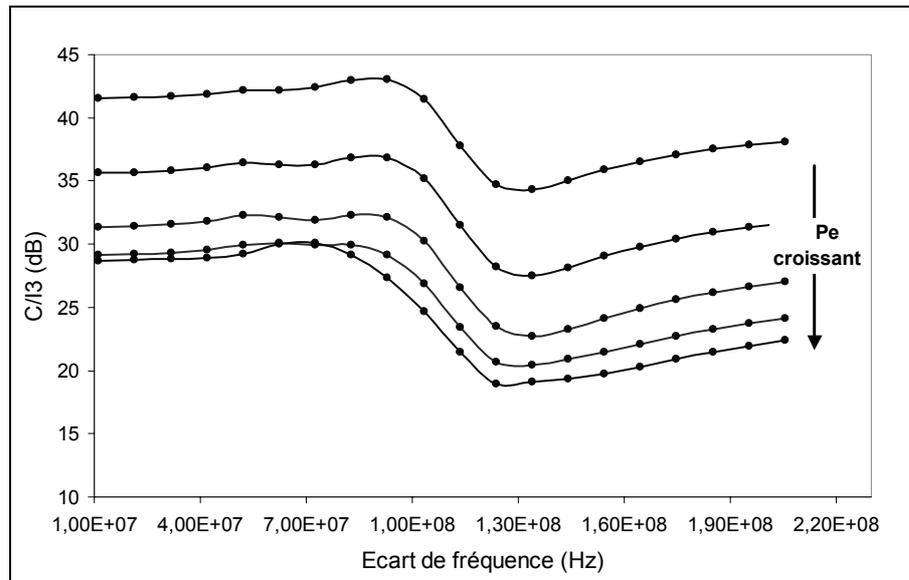


Figure I-33 : C/I simulé en fonction des fréquences de battement.

Les résultats obtenus en C/I_3 étaient prévisibles compte tenu des observations précédentes. On constate une forte dégradation de la linéarité pour des fréquences de battements de l'ordre de 135 MHz correspondant à une haute impédance présentée par les circuits de polarisation. Cela occasionne également des dégradations de puissance moyenne de sortie pour ces mêmes fréquences de battements.

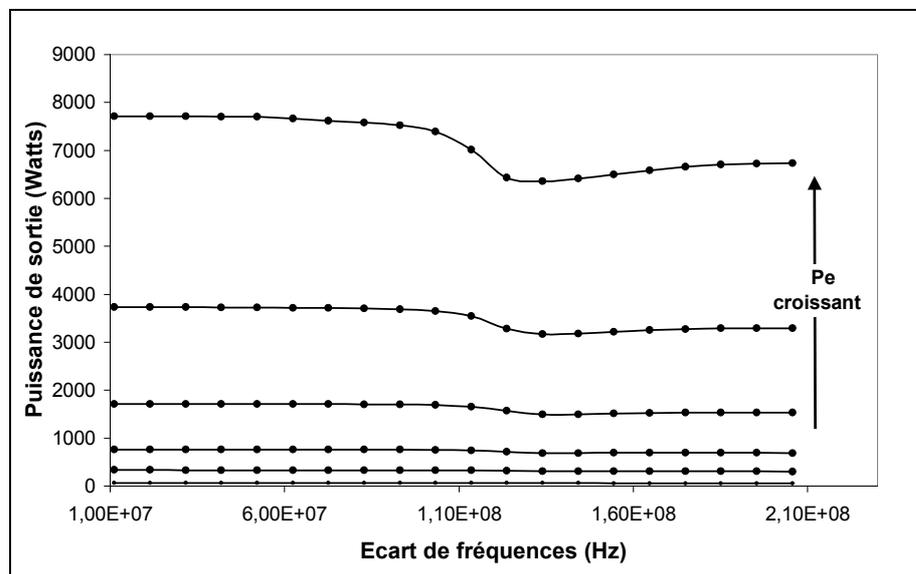


Figure I-34 : Puissance de sortie en fonction de l'écart fréquentiel.

On notera aussi que si la présence d'effets de mémoire dégrade clairement l'intégrité du signal transmis, ces distorsions impactent aussi le rendement en puissance des dispositifs amplificateurs de puissance.

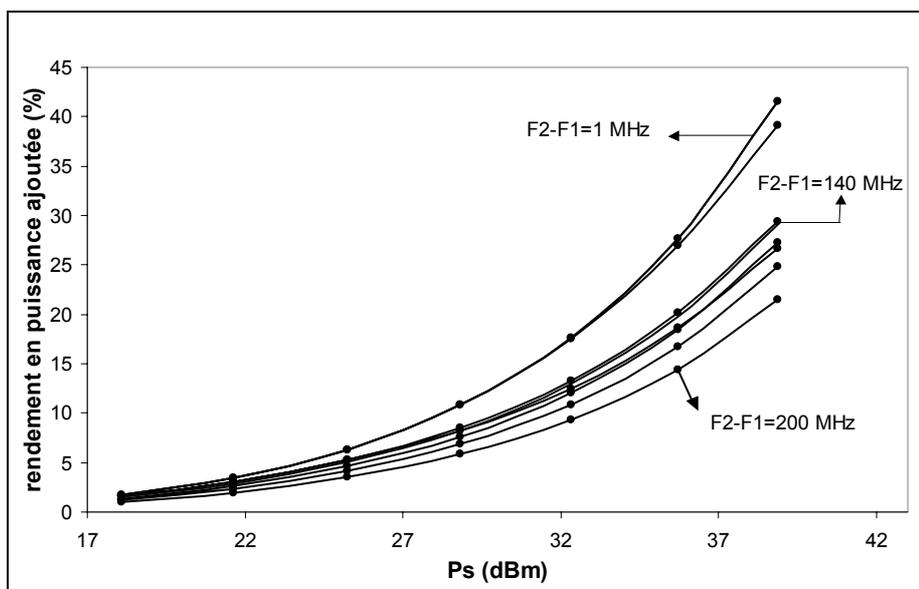


Figure I-35 : Impact des variations de fréquences de battement sur le rendement.

Ces effets sont présents dans la plupart des amplificateurs de puissance quelle que soit leur technologie (HBT, FET, PHEMT...). Des travaux déjà menés par le passé [I-12][I-13][I-14] ont démontré que le cas optimal en terme de linéarité, de puissance et de rendement, est obtenu lorsqu'un court-circuit est présenté aux impédances de fermeture de chaque transistor. Effectivement un court-circuit n'autorise aucune modulation de tension du point de polarisation responsable des effets de mémoire. A l'inverse un circuit ouvert représente le cas le plus défavorable car il permet l'excursion de la modulation de la tension de polarisation et entraîne ainsi des dégradations de linéarité. Même si ces tendances sont ici confirmées par le cas d'un amplificateur HBT incluant un modèle électrothermique l'étude pour tracer des lieux d'impédance BF donnant des isovaleurs de C/I n'a pas été faite et pourrait fournir des informations complémentaires.

Effets thermiques.

Les effets thermiques sont dus à l'élévation de la température de jonction des transistors en fonction de la puissance dissipée [I-15]. Ils sont particulièrement importants dans le cas de technologie HBT. Le schéma équivalent général du transistor bipolaire de l'étage amplificateur de puissance utilisé pour cette étude figure ci-dessous.

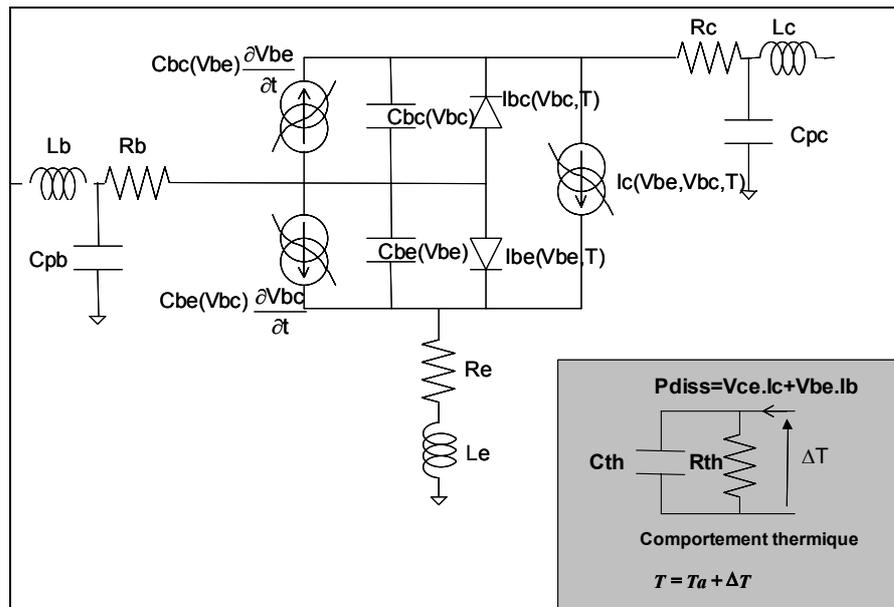


Figure I-36 : Schéma équivalent général d'un transistor HBT.

L'échauffement est modélisé par un circuit thermique équivalent composé d'une résistance thermique ($R_{th} = 160 \text{ }^\circ\text{C/W}$) et d'une capacité thermique ($C_{th} = 6,25 \text{ J/}^\circ\text{C}$) en parallèle. Cette modélisation au premier ordre ne permet pas de connaître la distribution de température [I-16] mais rend compte globalement du comportement thermique du composant. La topologie utilisée confère au circuit thermique une nature passe bas représentative du phénomène d'échauffement dû à une certaine constante de temps thermique du semi-conducteur. La fréquence de coupure du circuit thermique est donnée par :

$$F_c = \frac{1}{2\pi R_{th} \cdot C_{th}} \approx 160 \text{ KHz} \quad (\text{I-13})$$

La figure suivante montre l'évolution temporelle de la température de jonction pour un signal biporteuse dont on fait varier la fréquence de battement. On s'aperçoit que pour des fréquences de battement inférieures à la fréquence de coupure, on a des excursions importantes de la température de jonction.

En revanche, si la fréquence de battement devient supérieure à la fréquence de coupure du circuit passe bas thermique alors la température de jonction reste fixée par le point de fonctionnement moyen.

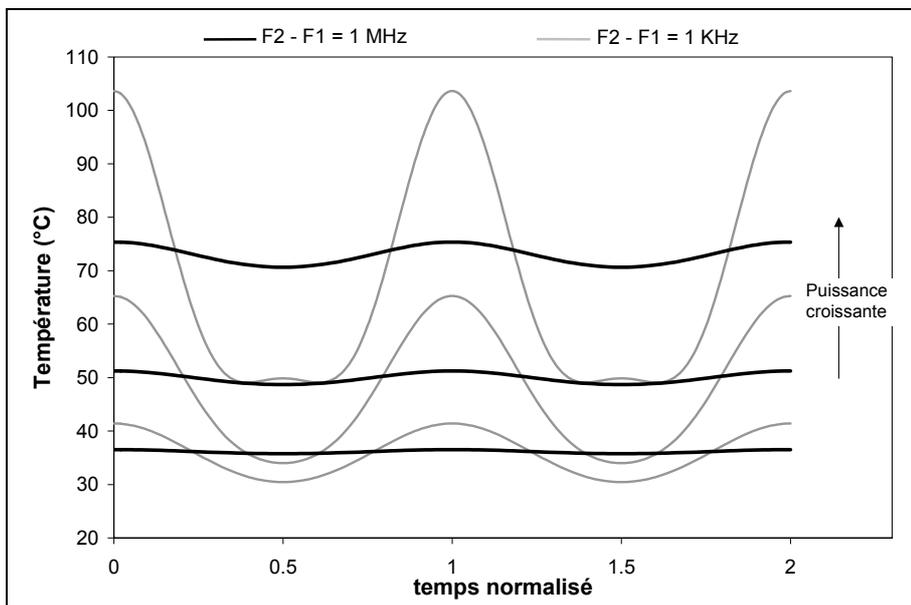


Figure I-37 : Evolution de la température de jonction en fonction de l'écart fréquentiel.

Comme précédemment on peut tracer l'évolution des tensions et courant de polarisation en fonction de l'écart de fréquence entre les deux porteuses initiales. A titre d'exemple, nous présenterons ici uniquement celle de la tension de collecteur pour deux fréquences de battement distinctes : une située dans la bande passante thermique (1 KHz) et une autre en dehors (1 MHz).

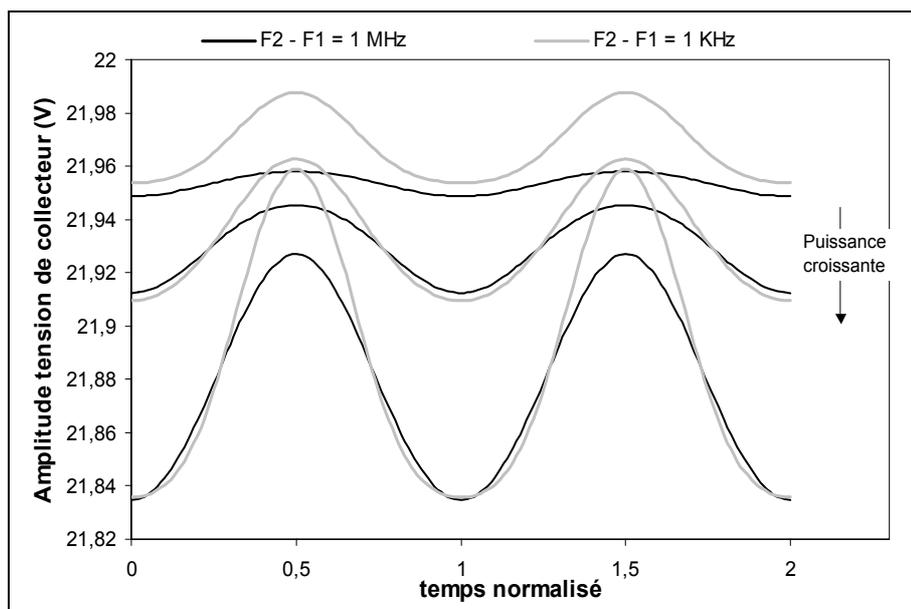
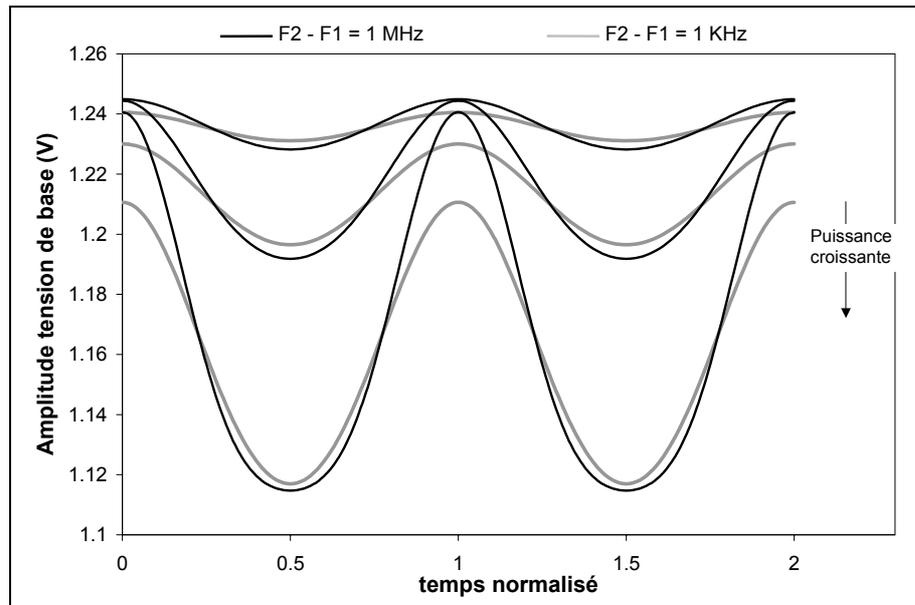


Figure I-38 : Influence du circuit équivalent thermique sur les polarisations de collecteur.



Figures I-39 : Influence du circuit équivalent thermique sur les polarisations de base.

On a bien la même nature de phénomènes engendrant une modulation lente du point de polarisation impactant la linéarité du dispositif. La figure suivante montre l'influence des effets thermiques sur la caractéristique de C/I_3 .

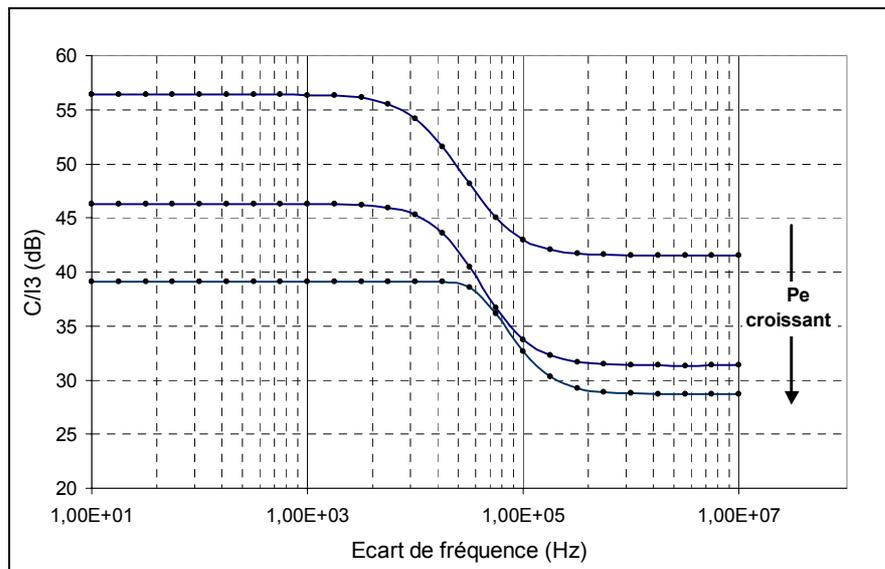


Figure I-40 : Courbes de C/I_3 simulé.

Il apparaît, comme précédemment, que les variations de C/I_3 dépendent à la fois des variations de fréquences (caractère dynamique) mais aussi de puissance (caractère non linéaire). Elles mettent donc bien l'accent sur les effets de mémoire non linéaires existant dans les amplificateurs de puissance.

Nous allons maintenant analyser l'impact de la modulation BF du point de polarisation sur les distorsions RF présentes à la sortie de l'amplificateur. Pour cela, nous avons tracé le lieu décrit par l'enveloppe de sortie par rapport à celui décrit par l'enveloppe d'entrée par le biais d'une AM/AM dynamique (en puissance instantanée) pour différentes fréquences de battement (1KHz, 1 MHz, 135 MHz) et une puissance moyenne unique $P=30$ dBm (≈ 1 dB de compression) :

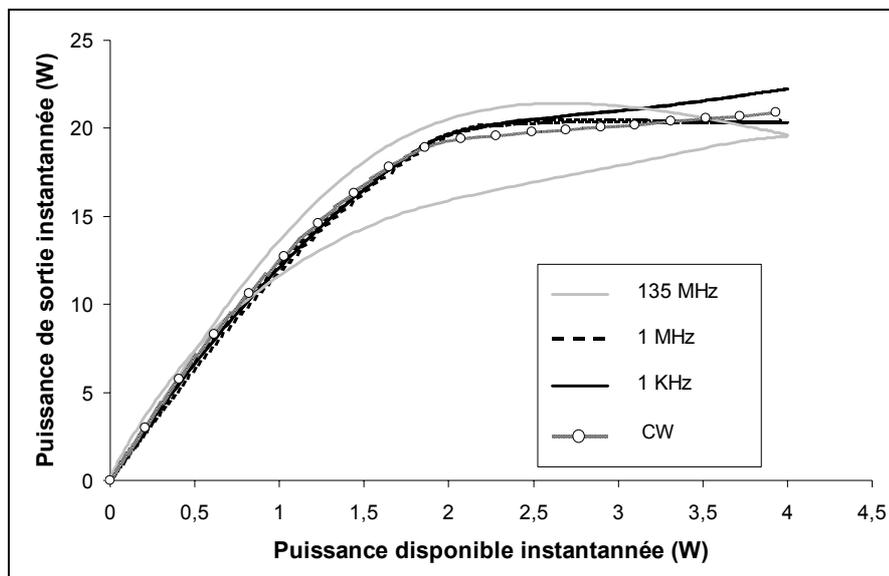


Figure I-41 : AM/AM dynamique pour un signal biportense à 3 fréquences de battement différentes.

L'hystérésis observé notamment à une fréquence de battement de 135 MHz est la traduction de la dissymétrie des enveloppes temporelles de sortie et du comportement dynamique de l'amplificateur.

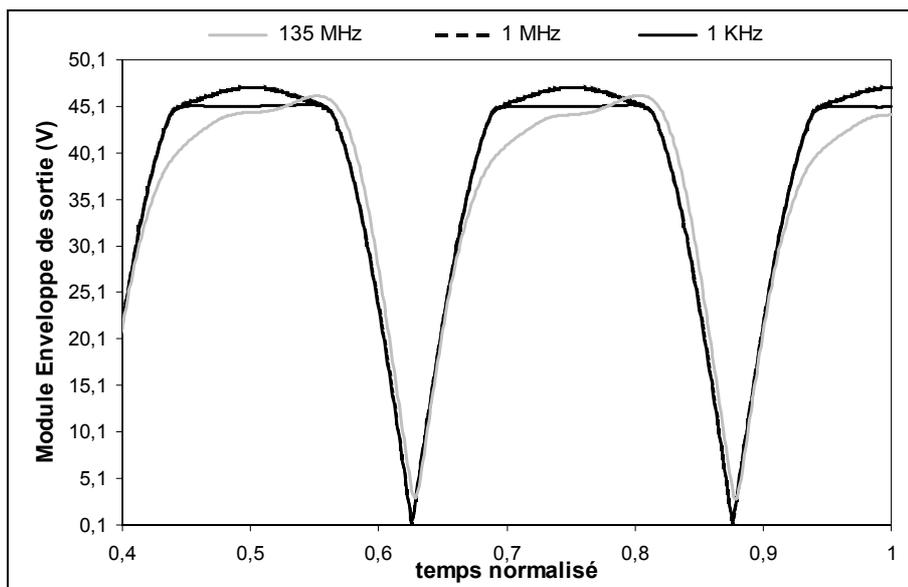


Figure I-42 : Enveloppes temporelles du signal biportense de sortie.

Traçons désormais les niveaux de C/I_3 obtenus de part et d'autre des porteuses initiales (on parle de C/I gauche et droite) correspondant à ce niveau unique de puissance moyenne :

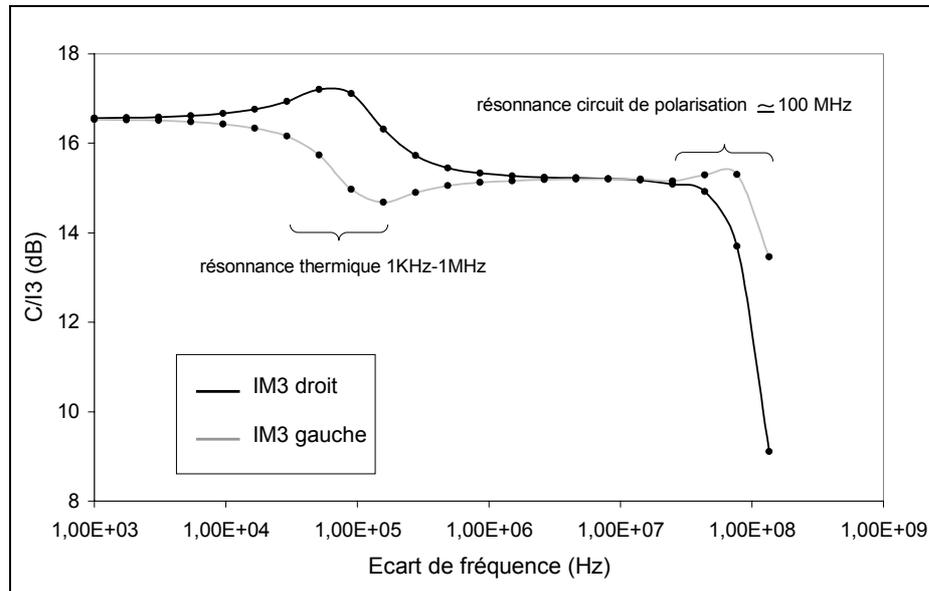


Figure I-43 : C/I_3 pour un niveau de puissance unique $P=33$ dBm.

La figure I-43 met en évidence la dissymétrie importante de C/I_3 gauche et droite. On observe comme précédemment deux zones de résonance : la première vers 100 KHz est due à la thermique et la seconde (environ 100 MHz) aux influences des impédances BF présentées par l'environnement électrique du transistor. Il est maintenant intéressant d'observer les variations BF sondées sur la base et le collecteur pour les mêmes fréquences de battement et le même niveau de puissance moyenne. Nous allons tracer les variations BF de la tension de base et de collecteur et les superposer à une représentation classique de réseau I-V d'un transistor bipolaire afin de mieux comprendre les phénomènes observés en C/I_3 .

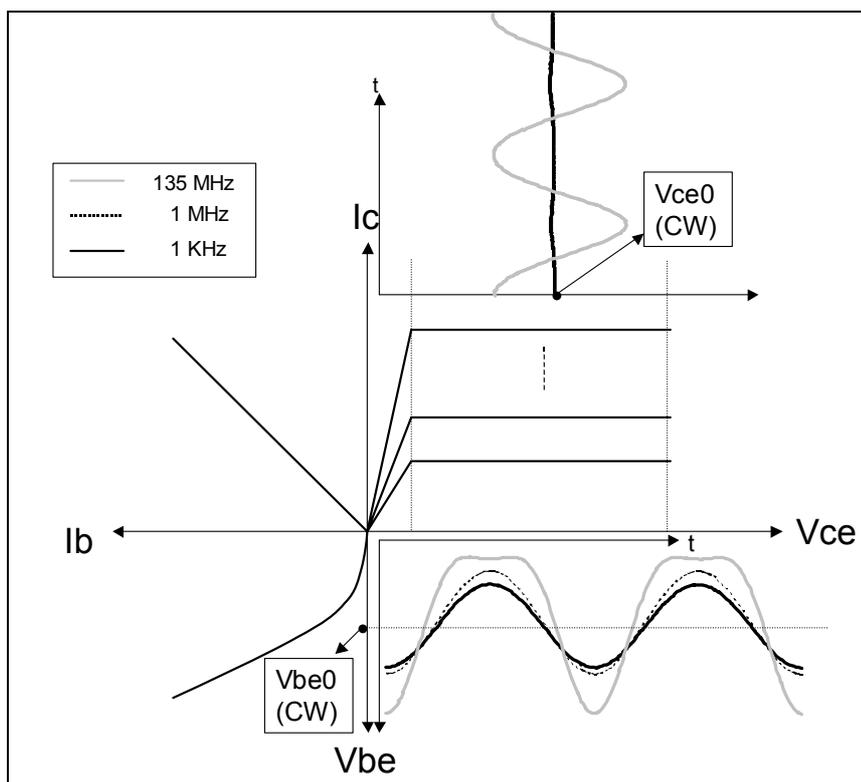


Figure I-44 : Illustration des effets de modulation BF sur les caractéristiques I-V d'un transistor bipolaire.

Les variations observées sur le collecteur sont faibles mais, suivant l'écart de fréquence, les variations du point de polarisation de base, se déplacent plus ou moins dans la zone non linéaire de la caractéristique $I_b = f(V_{be})$ influant sur la linéarité du transistor. Ainsi le C/I_3 est meilleur lorsque l'écart de fréquence implique une amplitude de modulation relativement faible permettant de rester dans une zone suffisamment linéaire. A 1 MHz et à 135 MHz les excursions de la tension de polarisation de base vont plus profondément dans la non linéarité $I_b = f(V_{be})$ dégradant le C/I_3 de façon importante. Ainsi, si ces effets de modulation du point de polarisation sont naturellement couplés par l'effet fondamental du transistor, dans le cas de l'amplificateur étudié, la sensibilité aux variations de tension de base est prépondérante sur celles du collecteur.

En conclusion, les effets de mémoire à long terme sont des phénomènes dynamiques parasites pouvant dégrader lourdement les performances de l'amplificateur de puissance. En outre, l'impact de ces effets va dépendre des impédances présentées par les circuits de polarisation, des effets thermiques ou de pièges ainsi que des conditions nominales de polarisation de chaque transistor (classe de fonctionnement). Une caractérisation et une modélisation statique ne permettent pas d'appréhender ce type de phénomènes dont la connaissance exacte demeure complexe car elle dépend en plus d'un couplage avec les phénomènes de mémoire courte suivant l'étalement et l'emplacement des spectres RF aux accès du dispositif.

III. Les outils et méthodes de caractérisation pour la mesure des effets dispersifs non linéaires.

Cette partie est consacrée à la description des principales techniques de mesures disponibles pour l'identification des effets de mémoires dans les dispositifs non linéaires.

III.1. Caractérisation de type fréquentiel en régime établi.

Elle est fondée sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel. Cet outil permet la mesure des rapports d'ondes de puissances (en module et en phase) à la même fréquence aux accès d'un dispositif. Il s'agit d'un outil d'analyse fréquentielle bénéficiant d'une grande dynamique et d'une relative simplicité d'utilisation. En effet, l'analyseur est basé sur le principe d'hétérodynage suivi de filtrage très étroit pour sélectionner et mesurer une raie spectrale particulière [I-17]. Une alternative à l'analyseur vectoriel consiste à utiliser un réflectomètre six ports connectés à des détecteurs de puissance [I-18]. Son principal inconvénient provient justement de la limite de l'analyse fréquentielle pour les dispositifs non linéaires. Une caractérisation complète des non linéarités n'est possible que si celle-ci est réalisée dans le domaine temporel donnant accès aux distorsions d'amplitude et de phase en fonction du temps [I-19][I-20]. Ainsi appliqué à la caractérisation de dispositifs non linéaires comme indiqué figure I-45, l'analyseur de réseau vectoriel permet des mesures de variations de gain et de déphasage entrée-sortie en fonction de la puissance et de la fréquence d'un signal d'excitation CW, autrement dit les caractéristiques AM/AM et AM/PM.

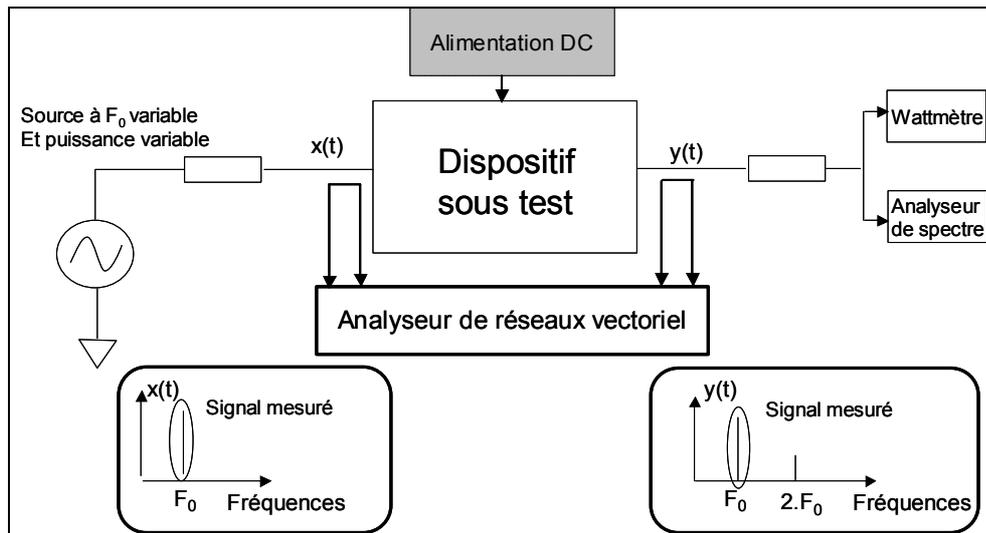


Figure I-45 : Mesure de la présence des caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un dispositif non linéaire en mode CW.

Il s'agit de caractérisations quasi-statiques successives où les aspects dynamiques ne sont pas directement mesurés. Elles permettent néanmoins la mise en évidence de l'existence de la mémoire à court terme du dispositif testé.

III.2. Caractérisation de type temporel par sous échantillonnage du signal hyperfréquence.

Faire une caractérisation temporelle précise de signaux micro-ondes nécessite de réaliser un échantillonnage direct de ces signaux avec une dynamique suffisante et une gigue de phase la plus faible possible. La mise en œuvre de telles techniques est complexe, elle nécessite des étalonnages difficiles à réaliser et conduit à des temps de mesure prohibitifs par rapport à des giges de phase à long terme. Une méthode de sous échantillonnage permet de s'affranchir de ces problèmes : elle consiste en une translation et une compression de fréquence du domaine micro-ondes vers le domaine des basses fréquences (de l'ordre de la dizaine de MHz) comme indiqué figure I-46. Des instruments effectuent des mesures sur ce principe comme le MTA (Microwave Transition Analyser), instrument à deux canaux [I-21], et le LSNA (Large Signal Network Analyser) qui fonctionne sur le même principe mais dispose de quatre canaux. Son principe repose sur le mélange harmonique qui permet de traduire et de compresser le spectre RF dans le domaine FI (Fréquence Intermédiaire) comme illustré ci-dessous.

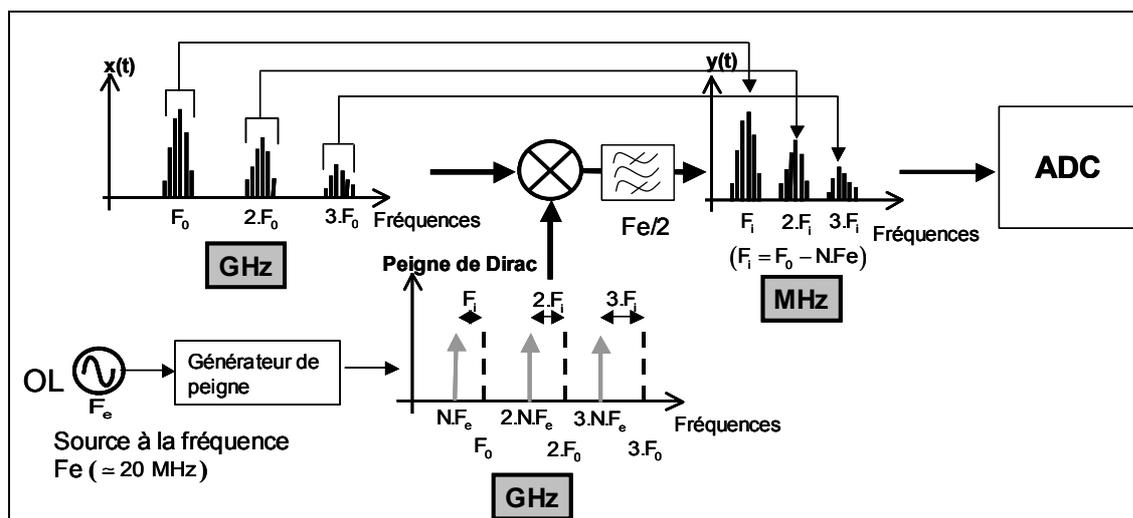


Figure I-46 : Principe du mélange harmonique.

Le signal compressé est ensuite numérisé par l'intermédiaire de convertisseur analogique/numérique (ADC). La connaissance des amplitudes et phases absolues des différentes composantes spectrales est possible grâce à un calibrage rigoureux [I-22]. Cette analyse permet donc d'identifier les effets de mémoires à long et court terme d'un dispositif non linéaire.

La principale limite de cet appareil réside dans la compression de spectre qui n'autorise que des bandes de modulation étroite (< 8 MHz) car la fréquence de sous échantillonnage est de l'ordre de 20 MHz. En fait, la compression s'exerce bien sur les harmoniques mais les bandes latérales du spectre sont, elles, uniquement translattées. Si les bandes de modulation du signal sont trop importantes, des phénomènes de recouvrement de spectre peuvent intervenir ne permettant pas ainsi une mesure correcte.

III.3. Caractérisation de type temporel d'enveloppe par échantillonnage direct.

Cette caractérisation temporelle permet d'identifier les distorsions introduites par un élément non linéaire sur la bande utile d'un système (pour un amplificateur de puissance sa bande de fonctionnement). Elle est donc particulièrement adaptée à la description de système de type passe bande. Son principe consiste à générer un signal bande de base qui va moduler une porteuse RF. De cette manière, on place le dispositif sous test dans des conditions similaires à son application finale, en présence d'un signal RF modulé.

Le signal de sortie du dispositif est alors démodulé et son enveloppe de modulation est ensuite numérisée par un échantillonnage temporel direct.

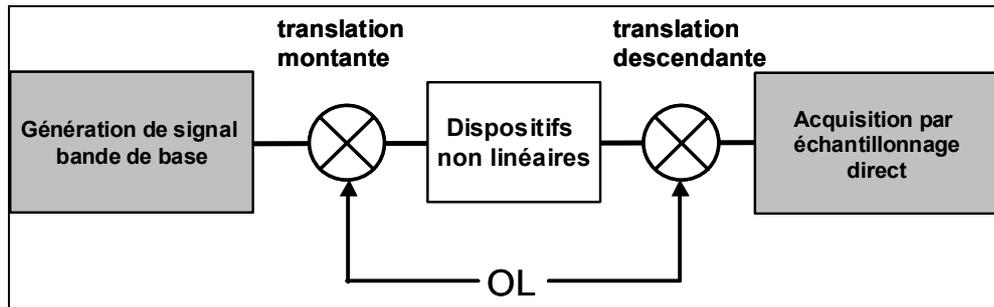


Figure I-47 : Caractérisation d'enveloppe temporelle.

Par cette technique, on ne peut pas accéder aux signaux harmoniques de la porteuse. La génération et la réception des signaux bande de base peuvent s'effectuer directement dans le domaine temporel du fait des fréquences mises en jeu (100 MHz). D'importants travaux utilisant cette méthode ont été réalisés comme les mesures de NPR [I-4][I-5][I-25] ou la caractérisation des effets de mémoires [I-23][I-24]. Des travaux de modélisation comportementale ont aussi été menés à partir de ce type de banc de caractérisation [I-24][I-26].

En résumé, ces outils de caractérisation sont de première nécessité pour contribuer à extraire ou à valider des modèles de type boîte noire d'équipements non linéaires. Le technique de caractérisation temporelle d'enveloppe paraît à l'heure actuelle la mieux adaptée. La technique du sous échantillonnage utilisée par le LSNA apparaît, quant à elle, très prometteuse à condition de pouvoir augmenter la fréquence d'échantillonnage vers la centaine de MHz voir plus. Le principal verrou pour la caractérisation temporelle d'enveloppe réside, aujourd'hui, à la fois dans les aspects de compromis vitesse/résolution d'échantillonnage ainsi que dans le manque de moyen pour sonder les signaux en divers points, in situ des équipements sous test, afin de mieux identifier les phénomènes de mémoire pour mieux les comprendre et les modéliser.

IV. Les méthodes de simulation des circuits et systèmes non linéaires.

Typiquement, on peut envisager deux approches pour l'élaboration d'un modèle comportemental d'équipement destiné à un système de communications. Une première repose sur l'exploitation de base de mesures obtenues par les outils décrits précédemment. Elle suppose évidemment que les équipements existent physiquement. Une seconde repose sur l'utilisation de résultats de simulation de circuit de conception de l'équipement considéré. Ces résultats de simulation sont obtenus à partir de différentes techniques de simulation de circuit que nous allons présenter maintenant avant d'introduire la notion de simulation système.

IV.1. L'équilibrage harmonique pour la simulation de circuit en régime établi.

Historiquement l'une des premières méthodes de simulation a été la résolution numérique des équations différentielles régissant chaque nœud du circuit. Elles s'appuient sur des méthodes d'intégration numérique (Euler, Gear...) évaluées sur un axe temporel [I-27][I-28]. Elles sont toujours utilisées (simulateur SPICE) et très performantes pour la description des circuits dont l'analyse des phénomènes transitoires se révèle de très haute importance. Néanmoins dans le cas des simulations de circuits micro-ondes, l'analyse des performances du circuit se fait généralement en régime établi (puissance, rendement, etc.). Des méthodes pour analyser uniquement le régime établi ont été développées pour la simulation par intégration temporelle (shooting methods). Toutefois, lorsqu'il s'agit de manipuler des éléments distribués (lignes de transmission) faisant intervenir des produits de convolution sur des durées de mémoire très importantes par rapport aux variations du signal hyper fréquence, les temps de calcul deviennent prohibitifs.

Pour pallier à ces limites, l'analyse par équilibrage harmonique [I-29] [I-30] [I-31] a été conçue pour les prédictions de régimes établis dans les circuits micro-ondes. L'équilibrage harmonique réalise une analyse simultanée dans le domaine fréquentiel et temporel. L'analyse dans le domaine temporel s'effectue grâce à des méthodes de résolution d'équations différentielles similaires à celles utilisées pour les méthodes d'intégration temporelle.

Toutefois, l'analyse dans le domaine fréquentiel nécessite l'utilisation de signaux périodiques ou quasi-périodiques permettant de bénéficier de transformée de Fourier efficaces. Schématisons le synoptique d'analyse par équilibrage harmonique.

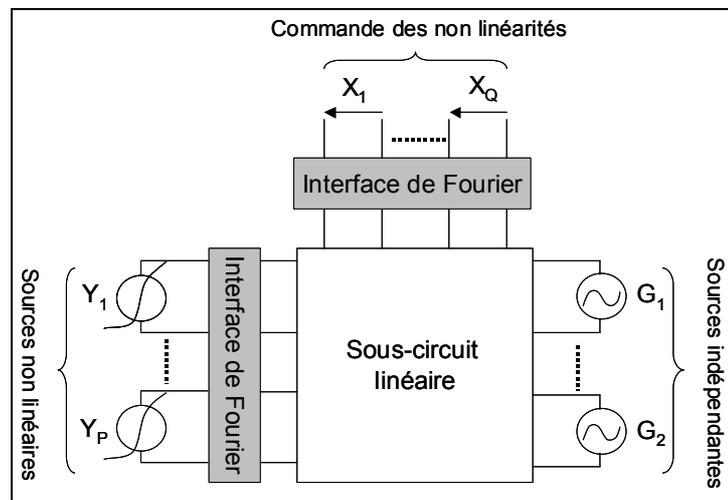


Figure I-48 : Synoptique de l'équilibrage harmonique.

Cette analyse implique un processus qui se décompose en plusieurs étapes :

- Décomposition du système en deux sous ensembles, le premier regroupant les éléments linéaires et le second les composants non linéaires,
- Traitement des informations nodales dans l'ensemble linéaire par transformée de Fourier,
- Résolution du système d'équations non linéaires à l'aide de méthodes utilisant des algorithmes tels que ceux de Krylov [I-32] ou de Newton-Raphson,
- Interfaçage entre les ensembles linéaires et non linéaires par transformée de Fourier.

L'interface entre les deux ensembles est réalisée lorsque la stabilité des composantes fréquentielles commandant les sources non linéaires est assurée, d'où la notion d'équilibrage. L'équation régissant l'équilibrage harmonique est alors la suivante :

$$F(X_k) = \hat{X}_k - \hat{A}_k \cdot \hat{Y}_k(\hat{X}) - \hat{B}_k \cdot \hat{G}_k = 0 \quad (\text{I-14})$$

k est l'indice de la composante fréquentielle. \hat{A}_k correspond à la matrice de transfert des non linéarités vers les commandes. \hat{B}_k correspond à la matrice caractérisant le transfert des sources indépendantes vers les commandes. Les deux matrices \hat{A}_k et \hat{B}_k sont obtenues par analyse nodale du circuit. L'efficacité de l'équilibrage harmonique dépend du nombre de non linéarités, de la taille du circuit ainsi que de la méthode de résolution numérique utilisée.

Pour ces raisons il est difficile de considérer un nombre important de fréquences porteuses dans l'analyse. En pratique le nombre maximal de porteuses est limité à trois ce qui rend l'équilibrage harmonique inadapté à la description de circuits excités par des signaux modulés. Ainsi dans l'optique d'une modélisation comportementale, l'analyse d'un circuit par cette technique est utilisée de manière privilégiée pour bâtir une base de résultats traduisant la dispersion du gain de ce circuit en fonction de la fréquence et de la puissance lorsqu'un signal de type porteuse non modulée (CW) est appliqué en entrée. Cela permet de mettre en évidence l'existence de la mémoire à court terme.

IV.2. Le transitoire d'enveloppe pour la simulation de circuits en régime établi et transitoire.

Développé pour permettre l'analyse de circuits en présence de signaux modulés, il repose sur l'utilisation mixte des algorithmes de l'intégration temporelle et de l'équilibrage harmonique. Cette méthode introduit la notion d'enveloppe complexe qui représente un formalisme à la jonction entre les niveaux de simulation circuit et système.

IV.2.1. Le formalisme d'enveloppes complexes.

Le formalisme d'enveloppes complexes est dédié à la description de systèmes passe bande. Il s'applique donc tout-à-fait logiquement au cas des amplificateurs de puissance bande étroite. On décrit par ce formalisme les caractéristiques d'une modulation basse fréquence autour d'une fréquence porteuse comme suit :

$$x(t) = \Re \left[\tilde{X}(t) \cdot e^{j\omega_0 \bar{x} t} \right] = \Re \left[|\tilde{X}(t)| \cdot e^{j\varphi(t)} \cdot e^{j\omega_0 \bar{x} t} \right] \quad \text{(I-15)}$$

$x(t)$ est le signal réel.

$\tilde{X}(t)$ est l'enveloppe complexe du signal.

$\omega_0 \bar{x}$ est la pulsation porteuse du signal réel.

$|\tilde{X}(t)|$ est l'amplitude instantanée de l'enveloppe complexe.

$\varphi(t)$ est la phase instantanée de l'enveloppe complexe.

L'enveloppe complexe appelée aussi signal bande de base se décompose généralement en deux signaux aux variations lentes devant celles de la porteuse, ce format est dit I/Q (In phase/Quadrature phase) :

$$\tilde{X}(t) = X_I(t) + jX_Q(t) = |\tilde{X}(t)| \cdot \cos(\varphi(t)) + j|\tilde{X}(t)| \cdot \sin(\varphi(t)) \quad (\text{I-16})$$

IV.2.2. Le principe du transitoire d'enveloppe.

Afin de palier à la limitation de l'équilibrage harmonique concernant les signaux modulés, la technique du transitoire d'enveloppe [I-33] a été développée. Cette méthode de simulation consiste à décrire les signaux modulés sous la forme passe bande précédemment décrite. Les signaux manipulés sont constitués d'un ensemble d'enveloppes complexes autour de chaque fréquence harmonique de la porteuse.

$$x(t) = \Re \left[\sum_{k=0}^N \tilde{X}_k(t) \cdot e^{jk\omega_0 t} \right] \quad (\text{I-17})$$

k représente le numéro d'harmonique de la porteuse.

Le principe de l'analyse par transitoire d'enveloppe consiste à échantillonner à une certaine rapidité l'enveloppe du signal modulé. Pour chaque échantillon temporel il est alors possible de réaliser un équilibrage harmonique défini par la fréquence porteuse et le nombre d'harmoniques à considérer.

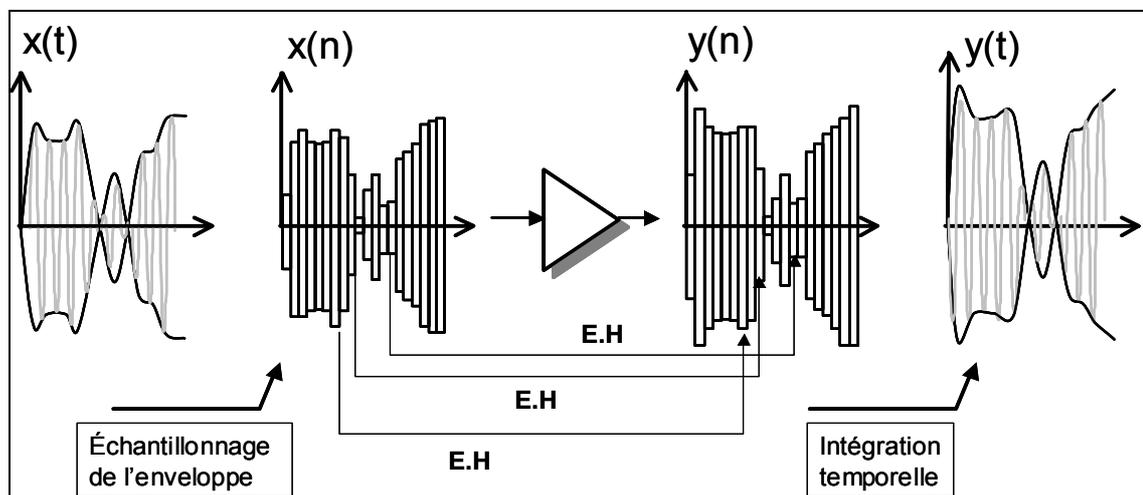


Figure I-49 : Illustration du transitoire d'enveloppe.

Comme le montre le schéma ci-dessus, on obtient la forme de l'enveloppe de sortie grâce à une méthode d'intégration temporelle entre chaque échantillon d'enveloppe.

Cette méthode cumule alors les points forts de l'équilibrage harmonique pour traiter les fréquences porteuse et les techniques d'intégration temporelle pour décrire l'enveloppe du signal.

Néanmoins si cette technique permet de traiter convenablement les signaux modulés, elle représente tout de même des temps de calculs rapidement prohibitifs pour des systèmes de grande taille comme peuvent l'être des sous systèmes ou des systèmes complets. Il devient alors incontournable de réduire la complexité du système d'équations à manipuler.

IV.3. Passage à la simulation de niveau « système »

Deux alternatives sont aujourd'hui envisageables pour réaliser des simulations système : la cosimulation qui fait appel au couplage des simulateurs circuits et systèmes ou l'élaboration de modèles d'enveloppe équivalents passe bas. La première méthode est aujourd'hui encore trop coûteuse en ressource informatique. L'utilisation et la manipulation de modèles comportementaux semblent alors préférables dans un souci de temps de calcul réalistes. Les modèles comportementaux autorisent la réduction du nombre de nœuds internes au système. L'utilisation du formalisme d'enveloppe complexe centrée uniquement sur la fréquence porteuse permet de se limiter à l'analyse de l'information utile complètement prise en compte dans l'enveloppe seule du signal, la porteuse étant, elle, connue. Ainsi en considérant un système entièrement simulé de cette façon, l'utilisateur ne pourra contrôler les enveloppes complexes $\tilde{X}(t)$ qu'aux accès des différents composants :

$$x(t) = \Re \left[\tilde{X}(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \right] \quad (\text{I-18})$$

De cette manière, on a donc diminué significativement le nombre de variables à manipuler et l'échantillonnage ne dépend alors plus que de la dynamique du signal modulant.

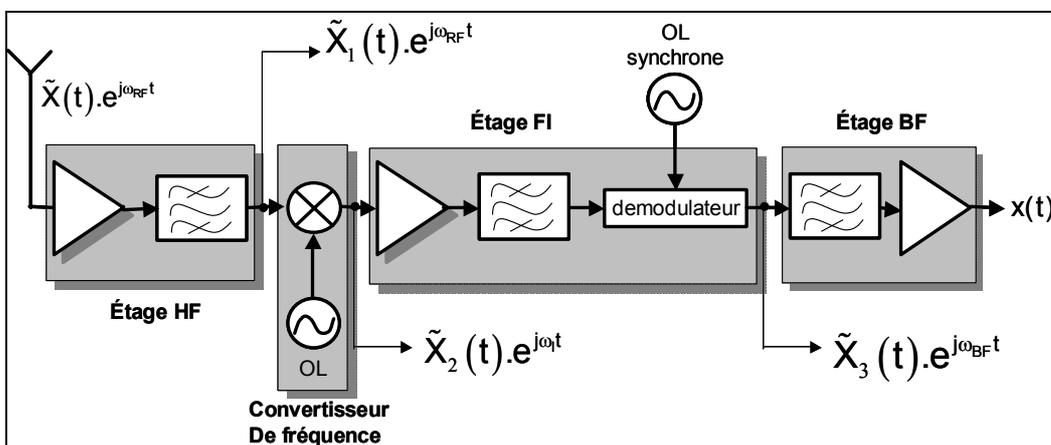


Figure I-50 : Illustration de la simulation système d'une chaîne de communication.

Ainsi la simulation de systèmes de grande taille devient possible mais celle-ci n'autorise pas l'accès à ce qui se passe à l'intérieur de chaque module ni aux harmoniques. On peut, en revanche, traiter des chaînes entières de communications en utilisant des techniques de simulation classiques comme l'intégration temporelle ou la simulation numérique à temps discret [I-34][I-35].

La contrepartie d'une simulation système efficace réside finalement dans la disponibilité de modèles comportementaux capables d'intégrer, avec la meilleure précision, les différents phénomènes régissant chaque sous-système élémentaire.

Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons présenté les différents effets dispersifs non linéaires existant dans les amplificateurs de puissance à l'état solide. Nous les avons classés en deux catégories distinguées par la dynamique de leurs origines physiques : la mémoire à court terme (HF) et la mémoire à long terme (BF). Les effets de mémoire haute fréquence impliquent des constantes de temps de l'ordre de l'inverse de la bande passante des dispositifs considérés. Leurs origines sont généralement reliées aux dispersions fréquentielles des circuits d'adaptation. Des constantes de temps d'un ordre de grandeur supérieur à la période du signal modulant régissent les effets de mémoire basse fréquence. Ces effets sont dus à l'environnement électrique des transistors (circuits de polarisation) ou au phénomène physique tel que l'autoéchauffement existant dans les structures des semi-conducteurs. Nous avons vu que les effets de mémoire à court terme peuvent être caractérisés en utilisant des signaux de test à enveloppe constante ne générant pas d'énergie (par intermodulation) autour du continu. A l'inverse des signaux de test à enveloppe variable sont nécessaires pour mettre en évidence l'existence des effets de mémoire à long terme. Le test de C/I₃, bien qu'il ne réponde pas à un signal véhiculant de l'information, nous a permis de mettre en évidence des phénomènes de résonance représentatifs de la mémoire longue.

Une deuxième et troisième partie décrivent brièvement les outils de caractérisation et de simulation circuit actuellement disponibles. Les performances de ces derniers permettent une simulation précise des phénomènes dispersifs linéaires ou non linéaires présents dans les dispositifs RF.

Néanmoins la simulation de niveau système demeure un point sensible car si des algorithmes de calcul performants sont disponibles, il existe peu de modèles comportementaux évolués. L'intégration de ce type de modèle à un niveau hiérarchique supérieur est pourtant essentielle pour aider à un dimensionnement judicieux de systèmes complexes présentant des effets de mémoire non linéaires.

Bibliographie.

[I- 1] S. Hunziker, W. Baechtold

« *Simple Model for fundamental Intermodulation Analysis of RF Amplifiers and Link* », Electronics Letters, vol. 32, n°19, September 1996.

[I-2] J. Lajoinie

« *Contribution à la conception optimale en termes de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuse* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-2000, Février 2000.

[I-3] N.B. Carvalho, J.C. Pedro

« *Multi-Tone Intermodulation Performance of 3rd Order Microwave Circuits* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1999.

[I- 4] F. Brasseur, L. Chapus et al.

« *Réalisation d'un Banc de Mesures NPR Large Bande* », 10^{ème} Journée Nationale Micro-ondes, 4D20, pp. 454-455, Saint-Malo, Mai 1997.

[I-5] T. Reveyrand, D. Barataud, J.-M. Nébus and al.

« *A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers* », 55th ARFTG Conference Digest, IMS 2000, pp. 22-26, Boston, USA, June 2000.

[I-6] T. Reveyrand

« *Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.

[I-7] K.G. Gard, H.M. Gutierrez, M.B. Sterr

« *Characterization of spectral Regrowth in Microwave Amplifiers based on the nonlinear Transformation of a complex gaussian Process* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 47, n°7, pp. 1059-1069, July 1999.

[I-8] Seng-Won Chen, W. Panton, R. Gilmore

« *Effects of Nonlinear Distortion on CDMA Communications Systems* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 44, n°12, pp. 2743-2750, December 1996.

[I-9] Cheng-Po Liang, Je-Hong Jong, W. E. Stark, J. R. East

« *Nonlinear Amplifiers Effects in Communications Systems* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 47, n°8, pp. 1461-1466, August 1999.

[I-10] K.Voelker

« *Apply Error Vector Measurement in Communications Designs* », Microwave and RF, pp. 143-152, December 1995.

[I-11] K. Blue and al.

« *Vectors Signal Analyzers for Difficult Measurement on Time-Varying and Complex Modulated Signals* », Hewlett-Packard Journal, pp. 6-59, December 1996.

[I-12] W. Bösch, G. Gatti

« *Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 37, n°12, pp. 1885-1890, December 1989.

[I-13] N. Le Gallou, J.-M. Nébus, E. Ngoya, H. Buret

« *Analysis of Low Frequency Memory and Influence on Solid State HPA Intermodulation Characteristics* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 979-982, Phoenix, USA, May 2001.

[I-14] Ke Lu, P. M. MacIntosh, C. M. Snowden, R. D. Pollard

« *Low Frequency Dispersion and its Influence on the Intermodulation Performance of AlGaAs/GaAs HBTs* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1373-1376, 1996.

[I-15] M.A. Perez

« *Modélisation électro-thermique distribuée de transistors bipolaires à hétérojonction : application à la conception non linéaire d'amplificateurs de puissance optimisés en température* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 61-1998, Décembre 1998.

[I-16] 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 micro-ondes* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 9-1999, Janvier 1999.

[I-17] T. Gasseling

« *Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 45-2003, Novembre 2003.

[I-18] G. Berghoff, E. Bergault, B. Huyart, L. Jallet

« *Automated Characterization of HF of Power Transistors by Source-Pull and Multiharmonic Load-pull Measurements Based on Six-ports Technics.* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 46, n°12, pp. 2068-2073, December 1998.

[I-19] M.I. Sobhy, E.A Hosny, M.W.R. Ng, E.A. Bakkar

« *Nonlinear System and Subsystem Modeling in Time Domain.* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, n°12, pp. 2571-2579, December 1996.

[I-20] G. Bucci, C. Landi

« *Measurement Techniques for the Characterization of the Wireless Communication Systems in Time Domain.* », Proceedings of the 18th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, vol. 2, pp. 1265-1270, 2001.

[I-21] J. Ibanez-Diaz, C. Pantaleon, I. Santa Maria, T. Fernandez, D. Martinez

« *Nonlinearity Estimation in Power Amplifiers Based on Subsampled Temporal Datas.* », IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 50, n°4, pp.882-887, August 2001.

[I-22] J. Verspecht, K. Rush

« *Individual Characterization of Broadband Sampling Oscilloscopes with 'Nose to Nose' Calibration Procedure .* », IEEE Transactions on Microwave Instrumentation and Measurement, vol. IM-43, n°2, pp. 347-354, April 1994.

[I-23] C.J. Clark, G. Chrisikos, M.S. Mulha, A.A. Moulthrop, P. Silva

« *Time Domain Envelope Measurement Technique with Application to Wideband Power Amplifier Modeling.* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°12, pp. 2531-2540, December 1998.

[I-24] T. Reveyrand, C. Maziere, J.-M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet and al.

« *A calibrated Time Domain Envelope Measurement System for the Behavioral Modeling of Power Amplifier.* », European Microwave Week GaAs Conference, pp. 237-240, Milan, October 2002.

[I-25] A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre, J. Sombrin

« *A new Satellite Repeater Amplifier Characterization System for Large Bandwidth NPR and Modulated Signals Measurements.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 2245-2248, Seattle, June 2002.

[II-26] C. Mazière, T. Reveyrand and al.

« *A novel behavioral Model of Power Amplifier based on a Dynamic Envelope Gain Approach for the System Level Simulation and Design* », IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 769-772, Philadelphia, June 2003.

[I-27] L. Chua, P.H. Lin

« *Computer aided Analysis of Electronic Circuit : Algorithms and Computational Techniques* », Prentice hall-Englewood Cliffs, New Jersey, 1975.

[I-28] J. Vlach, K. Singhal

« *Computers Methods for Circuit Analysis and Design* », Van Nostrand Reinhold, 2nd edition, New York, 1994.

[I-29] M.S. Nackla, J. Vlach

« *A Piecewise Harmonic Balance Technique for Determination of periodic Response of Nonlinear Systems* », IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. CAS-23, n°2, pp.85-91, February 1976.

[I-30] E. Ngoya

« *Contribution à la création d'outils de CAO des circuits non linéaires micro-ondes* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 36-1988, Octobre 1988.

[I-31] V. Rizzoli, A. Neri

« *State of Art and Present Trends in Nonlinear Microwave CAD Techniques* », IEEE Transactions on Microwave Theories and Techniques, vol. 36, n°2, pp. 343-365, February 1988.

[I-32] V. Rizzoli, A. Neri, F. Mastri, A. Lipparini

« *A Krylov-subspace Technique for the Simulation of Integrated RF/Microwave Subsystems Driven by Digitally modulated Carriers* », International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering, vol. 9, issue 6, pp. 490-505, November 1999.

[I-33] E. Ngoya, R. Larchevêque

« *Envelope Transient Analysis : a New Method for the Transient and Steady State Analysis of Microwave Communication Circuits and Systems* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1365-1368, 1996.

[I-34] Advanced Design System Documentation

« *User Defined System Documentation – Building Signal Processing Model* », May 2003.

[I-35] Serenade User's Guide

« *User's guide version 8.7* », Ansoft Corporation, 2001.

Table des illustrations.

Figure I-1 : Principe de caractérisation monoporteuse d'un amplificateur	8
Figure I-2 : Exemple de caractérisation CW à $F_0 = 2,15$ GHz.....	9
Figure I-3 : Caractérisation biporteuse d'un amplificateur.	10
Figure I-4 : Courbes de puissance moyenne et rendement CW ($F_0 = 2,25$ GHz).....	11
Figure I-5 : Courbes de C/I_3 droit et gauche pour une fréquence de battement de 20 MHz.....	12
Figure I-6 : Courbes de C/I pour une fréquence de battement de 20 MHz.....	13
Figure I-7 : Caractérisation en NPR d'un amplificateur.	14
Figure I-8 : Courbes de puissance moyenne et rendement pour un signal type NPR de bande 20 MHz... 14	
Figure I-9 : Comparaison des courbes de C/I_3 et de NPR.	15
Figure I-10 : Principe d'une modulation 16-QAM.....	16
Figure I-11 : Caractérisation en ACPR d'un amplificateur.	16
Figure I-12 : Courbes de puissance et rendement CW/16QAM de débit 20 MHz.	17
Figure I-13 : Comparaison courbes de C/I_3 et ACPR d'une 16 QAM de débit 20 MHz.	17
Figure I-14 : Caractérisation en EVM d'un amplificateur.	18
Figure I-15 : Principe de calcul de l'EVM pour un symbole d'une modulation numérique.	18
Figure I-16 : Courbe d'EVM pour une 16 QAM de débit 20 MHz.	19
Figure I-17 : Réponse impulsionnelle linéaire.....	20
Figure I-18 : Topologie générale d'un amplificateur bande étroite à deux étages.	21
Figure I-19 : Simulations CW multifréquence.	22
Figure I-20 : Simulation CW des dispersions du rendement de puissance ajoutée.....	22
Figure I-21 : Spectres de sortie d'une modulation FM sinusoïdale.....	23
Figure I- 22 : Enveloppes temporelles simulées pour une FM sinusoïdale de fréquence 200 MHz.	24
Figure I-23 : Représentation des effets de mémoire BF.....	25
Figure I-24 : Topologie de l'amplificateur simulé.....	27
Figure I-25 : Principe de la simulation des impédances BF.....	27
Figures I-26 : Impédances présentées par les circuits de polarisation.	28
Figure I-27 : Principe du test en biporteuse.....	29
Figure I-28 : Modulation du courant de polarisation de base.....	30
Figure I-29 : Modulation de la tension de polarisation de base.	30
Figure I-30 : Modulation du courant et de la tension de polarisation de collecteur.....	31
Figure I-31 : Lieu dynamique de polarisation $I_{ce}=f(V_{ce})$ pour deux fréquences de battement différentes. 32	
Figure I-32 : Lieu dynamique de polarisation $I_{be}=f(V_{be})$ pour deux fréquences de battement différentes. 32	
Figure I-33 : C/I simulé en fonction des fréquences de battement.	33
Figure I-34 : Puissance de sortie en fonction de l'écart fréquentiel.	33
Figure I-35 : Impact des variations de fréquences de battement sur le rendement.	34
Figure I-36 : Schéma équivalent général d'un transistor HBT.	35

Figure I-37 : Evolution de la température de jonction en fonction de l'écart fréquentiel.	36
Figure I-38 : Influence du circuit équivalent thermique sur les polarisations de base et de collecteur.	36
Figures I-39 : Influence du circuit équivalent thermique sur les polarisations de base et de collecteur.	37
Figure I-40 : Courbes de C/I simulé.	37
Figure I-41 : AM/AM dynamique pour un signal biporteuse à 3 fréquences de battement différentes.	38
Figure I-42 : Enveloppes temporelles du signal biporteuse de sortie.	38
Figure I-43 : C /I ₃ pour un niveau de puissance unique P=33 dBm.	39
Figure I-44 : Illustration des effets de modulation BF sur les caractéristiques I-V d'un transistor bipolaire.	40
Figure I-45 : Mesure de la présence des caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un dispositif non linéaire en mode CW.	43
Figure I-46 : Principe du mélange harmonique.	44
Figure I-47 : Caractérisation d'enveloppe temporelle.	45
Figure I-48 : Synoptique de l'équilibrage harmonique.	47
Figure I-49 : Illustration du transitoire d'enveloppe.	49
Figure I-50 : Illustration de la simulation système d'une chaîne de communication.	50

**Chapitre II : Les modèles
comportementaux d'amplificateurs
de puissance.**

Introduction.

La conception des systèmes modernes de transmission et de traitement de l'information doit remplir des fonctions de plus en plus complexes. Cela oblige en particulier à analyser très profondément le comportement de dispositifs et de circuits micro-ondes non linéaires qui effectuent les fonctions analogiques susceptibles d'altérer de manière significative l'intégrité des signaux d'information. Afin de mener à bien cette tâche, l'utilisation d'outils CAO basés sur des analyses temporelles et/ou fréquentielles est essentielle. Néanmoins, l'utilisation efficace de tels simulateurs dotés de moteurs de calcul puissants repose sur l'existence de modèles non linéaires précis et fiables des différents éléments utilisés (composants, circuits, sous-système).

Si aujourd'hui les performances obtenues en simulation de type « physique » et « circuit » sont satisfaisantes, les simulations de niveau système demeurent un point dur. En effet, les simulateurs de système actuellement utilisés restent relativement limités quant à leur capacité de description des phénomènes de désadaptation inter-équipements (notion d'impédance) dans les chaînes globales. De plus, ils souffrent d'un manque de modèles comportementaux évolués capables de décrire avec suffisamment de précision les dispersions et les effets non linéaires dynamiques engendrés par les équipements tels que les modules d'émission de puissance sans pour autant nécessiter des temps de calcul prohibitifs.

Dans ce chapitre nous allons présenter les bases générales concernant l'identification de modèles non linéaires pour la simulation de type système avec une focalisation essentiellement sur les modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance. Nous dresserons ensuite un état des lieux des principaux modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance relevés dans la littérature en mettant l'accent sur leurs points forts et leurs limitations.

I. Principe de la modélisation comportementale.

I.1. Notion de niveaux hiérarchiques.

Il existe plusieurs niveaux de modélisation des dispositifs micro-ondes non linéaires. Chacun conduit à un type de modèle non linéaire différent. L'élaboration et l'utilisation des modèles sont étroitement liées au niveau hiérarchique de description tel que les composants électroniques de nouvelle technologie, les circuits complexes analogiques ou mixtes, les sous systèmes ou système global hyperfréquence. Le choix du type de modèle dépend du degré de connaissance des phénomènes à décrire ainsi que des ressources informatiques nécessaires à une intégration efficace dans un environnement CAO (Conception Assistée par Ordinateur).

Le premier type de modèle, dit modèle composant ou encore modèle de type boîte blanche, correspond au niveau de description le plus complet. Il permet une description des phénomènes par des lois physiques connues et modélisées par des équations analytiques. Dans le domaine de l'électronique, les simulations utilisant ces modèles sont dites simulations physiques et font appel aux équations de transport des charges et des particules au sein des semi-conducteurs. Ces descriptions très fines sous-entendent des ressources informatiques importantes. L'utilisation de ce type de modèles dans des logiciels de CAO de circuits et/ou systèmes nécessiterait actuellement des temps de calcul et des ressources mémoire prohibitifs pour manipuler des signaux complexes et des architectures allant jusqu'à plusieurs millions de transistors.

Pour le deuxième type de modèle, dit modèle circuit ou modèle de type boîte grise, la description des phénomènes fait appel à des expressions mathématiques qui n'ont pas directement de sens physique ou encore à des schémas équivalents. Ce type de modèle est très utilisé pour la conception de circuits où les différents éléments (transistors, éléments passifs) sont représentés sous la forme de schémas électriques, électro-thermiques, électro-mécaniques équivalents. Le modèle boîte grise peut néanmoins devenir très coûteux en ressources informatiques si on cherche à estimer les performances globales d'un système composé d'un nombre très important d'équipements et, par conséquent, de cellules représentées par des schémas électriques équivalents.

Le troisième type de modèle, dit modèle comportemental ou modèle de type boîte noire, est celui qui fait l'objet d'une description dans ce chapitre. L'objet primordial de ce type de modèle est de permettre la simulation de systèmes intégrant un grand nombre d'équipements et cela en un temps non prohibitif.

Pour cela, il est raisonnable d'envisager une description moins fine qu'une description de type circuit. Mais un compromis entre finesse et temps de calcul est nécessaire pour une exploitation viable des spécifications et facteurs de mérite des équipements intégrés dans des systèmes. Ces modèles obtenus par des descriptions de type macromodèle sont capables de représenter n'importe quel système par la connaissance d'une fonction reliant ses excitations d'entrée et de sortie. Ce type de modèle est donc particulièrement bien adapté à la description du comportement de modules amplificateurs de puissance associés en grand nombre pour remplir les fonctions d'un sous système ou d'un système global. Il offre, de plus, l'avantage d'être indépendant de la technologie et de la nature du dispositif à modéliser.

1.2. Formulation caractéristique du comportement d'un système non linéaire.

Considérons la représentation symbolique d'un dispositif non linéaire comme suit :

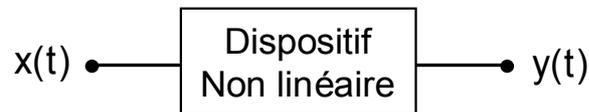


Figure II-1 : Synoptique d'un système non linéaire.

Une formulation générale de description du comportement non linéaire est la suivante :

$$f_{\text{INL}} \left(\frac{\partial^p y(t)}{\partial t^p}, \dots, \frac{\partial y(t)}{\partial t}, y(t), \frac{\partial^q x(t)}{\partial t^q}, \dots, \frac{\partial x(t)}{\partial t}, x(t) \right) = 0 \quad (\text{II-1})$$

Les indices p et q sont ici pris, par notation, positifs pour les dérivées et négatifs pour les intégrales. C'est la forme générale d'une équation différentielle non linéaire. Cette formulation est dite formulation implicite. Si on considère une représentation des signaux en temps discret utilisée pour le traitement par ordinateur, on a $\frac{\partial^p y(t)}{\partial t^p}$

qui s'exprime en fonction de $y(t), y(t - \Delta\tau), \dots, y(t - p\Delta\tau)$ et $\frac{\partial^q x(t)}{\partial t^q}$ qui s'exprime en fonction de $x(t), x(t - \Delta\tau), \dots, x(t - q\Delta\tau)$.

On peut écrire :

$$f_{2NL}(y(t-\Delta\tau), y(t-2\Delta\tau), \dots, y(t-p\Delta\tau), x(t), x(t-\Delta\tau), x(t-2\Delta\tau), \dots, x(t-q\Delta\tau)) = 0 \quad (\text{II-2})$$

C'est une écriture de la réponse d'un filtre à réponse impulsionnelle infinie (IIR) soit :

$$y(t) = f_{3NL}(y(t-\Delta\tau), y(t-2\Delta\tau), \dots, y(t-p\Delta\tau), x(t), x(t-\Delta\tau), x(t-2\Delta\tau), \dots, x(t-q\Delta\tau)) \quad (\text{II-3})$$

Une simplification est obtenue en considérant une hypothèse de mémoire finie, soit :

$$y(t) = f_{4NL}\left(\frac{\partial^q x(t)}{\partial t^q}, \dots, \frac{\partial x(t)}{\partial t}, x(t)\right) \quad (\text{II-4})$$

Cette formulation est dite formulation explicite. La formulation en temps discret est :

$$y(t) = f_{5NL}(x(t), x(t-\Delta\tau), x(t-2\Delta\tau), \dots, x(t-q\Delta\tau)) \quad (\text{II-5})$$

L'équation ci-dessus est caractéristique d'un filtre non linéaire non récursif (FIR : Réponse Impulsionnelle Finie).

En résumé, la problématique de modélisation du comportement d'un dispositif non linéaire consistera à déterminer de façon judicieuse la forme à donner aux fonctions décrites précédemment ainsi que la méthode et le choix des signaux nécessaires à son identification.

1.3. Comportements avec ou sans mémoire.

1.3.1. Hypothèse statique.

Si on considère que la sortie du dispositif à modéliser est indépendante de la vitesse de variation du signal d'entrée, on obtient une formulation statique de modèle comportemental non linéaire, soit :

- En formulation implicite : $f_{NL}(y(t), x(t)) = 0$ (II-6)

- En formulation explicite : $y(t) = F_{NL}(x(t))$ (II-7)

Cette hypothèse sous-entend que si le signal d'entrée varie, comme dans le cas d'une modulation, la réponse est obtenue instantanément. Dans l'écriture en temps discret, les signaux sont représentés par des vecteurs à une dimension $x(t)$ et $y(t)$, t est l'instant d'observation présent. Les méthodes d'identification de tels modèles sont assez simples et bien maîtrisées. Elles reposent sur l'utilisation de signaux CW non modulés dont on fait varier uniquement le niveau. La fréquence est prise typiquement au centre de la bande d'intérêt.

Dans la pratique des systèmes similaires sont quasi-inexistants, il convient alors de définir une catégorie de modèles, dits à mémoire ou encore modèles dynamiques, capable d'intégrer la notion de vitesse de variation du signal d'excitation.

1.3.2. Comportement dynamique.

Dans le cas d'un comportement dynamique, on doit tenir compte de l'état des signaux d'entrée et de sortie aux instants passés par l'équation (II-1) en toute généralité. Cette équation stipule que la sortie et ses dérivées successives sont reliées non linéairement à l'entrée et à ses dérivées successives. Si on considère des signaux à temps discret, on adopte l'expression (II-3) en formulation implicite ou (II-5) en formulation simplifiée explicite que nous retiendrons pour la suite et que nous rappelons ci-dessous :

$$y(t) = f_{NL}(x(t), x(t - \Delta\tau), x(t - 2\Delta\tau), \dots, x(t - q\Delta\tau))$$

$q\Delta\tau$ représente alors la durée de mémoire du dispositif. f_{NL} apparaît comme une fonction non linéaire multidimensionnelle de dimension $q+1$.

Les approches envisagées qui diffèrent, soit par la forme mathématique adoptée pour la représentation de cette fonction multidimensionnelle, soit par les méthodes d'identification utilisées, donnent lieu à plusieurs structures de modèle à mémoire.

I.4. Généralités sur les modèles de type boîte noire.

Le principe de base des modèles non linéaires peut alors paraître relativement simple : il s'agit de déterminer une forme appropriée de fonctionnelle F_{NL} capable de représenter la fonction donnée en expression (II-5) sur un espace de définition souhaité. La méthode la plus utilisée pour cela est de considérer une superposition linéaire de fonction de base :

$$y(t) = f_{NL}(\dots) \approx F_{NL}(\dots) = \sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot \phi_i \quad (\text{II-8})$$

Les k fonctions de bases ϕ_i sont alors constantes. Les coefficients α_i varient de manière non linéaire sur l'ensemble de définition du vecteur d'entrée constitué des n variables d'entrée retenues. Ainsi conformément à l'équation (II-5), les variables sont les valeurs du signal d'entrée aux instants présents et précédents. On peut alors voir rapidement la difficulté liée à l'aspect multidimensionnel du problème pour les non linéarités à mémoire.

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour la formulation de ces fonctions de base [II-1]. Parmi les plus courantes nous retiendrons les modèles polynomiaux ainsi que les réseaux de neurones.

I.4.1. Modèles polynomiaux.

Un premier type de modèles non linéaires peut être obtenu en réalisant un développement en séries de Taylor de la fonction F_{NL} . On parle alors de développement en série de puissance. Considérons la figure de principe II-2 où les signaux sont décrits de manière discrétisée.

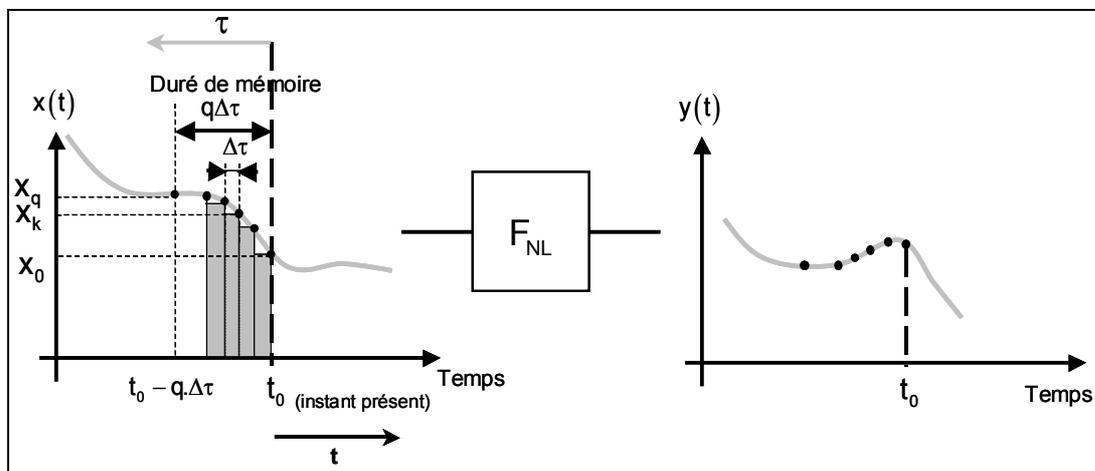


Figure II-2 : Développement en séries de Taylor.

Il est alors commode de noter $\mathbf{x}_k = \mathbf{x}(t - k\Delta\tau)$ et $\vec{\mathbf{X}} = (\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_k, \dots, \mathbf{x}_q)$ le vecteur d'entrée associé représentant le signal $\mathbf{x}(t) = (\mathbf{x}(t), \mathbf{x}(t - \Delta\tau), \mathbf{x}(t - 2\Delta\tau), \dots, \mathbf{x}(t - q\Delta\tau))$. Par développement en séries de Taylor à n dimensions autour du point $\vec{\mathbf{X}}_0 = (\mathbf{x}_{00}, \mathbf{x}_{01}, \dots, \mathbf{x}_{0q})$, on peut noter :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= F_{NL}(\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_q) \\
 &= F_{NL}(\vec{\mathbf{X}}_0) + \sum_{k1=0}^q \frac{\partial F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1}} \Big|_{\vec{\mathbf{X}}_0} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k1} + \sum_{k1=0}^q \sum_{k2=0}^q \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2}} \Big|_{\vec{\mathbf{X}}_0} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k1} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k2} \\
 &+ \dots + \sum_{k1=0}^q \sum_{k2=0}^q \dots \sum_{kn=0}^q \frac{1}{n!} \frac{\partial^n F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2} \dots \partial \mathbf{x}_{kn}} \Big|_{\vec{\mathbf{X}}_0} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k1} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k2} \dots \Delta \mathbf{x}_{kn}
 \end{aligned} \quad \text{(II-9)}$$

Avec $\Delta \mathbf{x}_{k1} = \mathbf{x}_{k1} - \mathbf{x}_{01}$.

Les coefficients de forme générale $\frac{1}{n!} \frac{\partial^n F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2} \dots \partial \mathbf{x}_{kn}} \Big|_{\vec{\mathbf{X}}_0}$ sont constants car déterminés

autour d'un point fixe $\vec{\mathbf{X}}_0$. Ils représentent alors des invariants de la fonction F_{NL} et donc du système qu'elle représente.

On peut noter deux cas particuliers de développement conduisant aux formalismes des séries de Volterra classiques et dynamiques.

- Si $\vec{\mathbf{X}}_0 = (0, 0, 0, \dots) = \vec{0}$

$$\begin{aligned}
 y(t) &= F_{NL}(\mathbf{x}_0, \mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_q) \\
 &= F_{NL}(\vec{0}) + \sum_{k1=0}^q \frac{\partial F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1}} \Big|_{\vec{0}} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k1} + \sum_{k1=0}^q \sum_{k2=0}^q \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2}} \Big|_{\vec{0}} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k1} \cdot \Delta \mathbf{x}_{k2} + \dots
 \end{aligned} \quad \text{(II-10)}$$

avec $F_{NL}(\vec{0}) = 0$ et $\Delta \mathbf{x}_{k1} = \mathbf{x}_{k1}$.

$\frac{\partial F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1}} \Big|_{\vec{0}}$ est le terme linéaire de la série.

$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2}} \Big|_{\vec{0}}$ est le terme quadratique.

$\frac{1}{n!} \frac{\partial^n F_{NL}(\vec{\mathbf{X}})}{\partial \mathbf{x}_{k1} \partial \mathbf{x}_{k2} \dots \partial \mathbf{x}_{kn}} \Big|_{\vec{0}}$ est le terme d'ordre n .

On note plus communément ce développement sous la forme :

$$y(t) = F_{NL}(x_0, x_1, x_2, \dots, x_q) = \sum_{k=1}^q x_{k1} \cdot a_{k1} + \sum_{k=1}^q \sum_{k2=0}^q a_{k1k2} \cdot x_{k1} \cdot x_{k2} + \dots \quad (\text{II-11})$$

Les coefficients $a_{k1k2\dots kn}$ sont liés aux dérivées partielles de la fonctionnelle F par rapport aux variables $x_0, x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_q$ prises au point de développement \bar{X}_0 . Cette équation qui est une somme de termes multilinéaires et le passage en temps continu ($\Delta\tau \rightarrow 0$) constituent la base du développement en séries de Volterra classiques :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tau_1) \cdot x(t - \tau_1) \cdot d\tau_1 + \sum_{n=2}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) \cdot d\tau_i \quad (\text{II-12})$$

Cette expression apparaît comme l'extension en non linéaire du principe de convolution.

Pour ce développement ou les Δx_{kn} sont forcément forts, le grand nombre de termes nécessaire à la description fine de non linéarités fortes qu'elles soient avec peu ou beaucoup de mémoire pose des problèmes de convergence. De plus, il est très complexe voire quasi impossible d'effectuer des mesures de noyaux d'ordre supérieur.

- Si $\bar{X}_0 = (x_0, x_0, x_0, \dots)$ avec x_0 valeur du signal d'entrée à l'instant présent.

$$y(t) = F_{NL}(\bar{X}_0) + \sum_{k=1}^q \left. \frac{\partial F_{NL}(\bar{X})}{\partial x_{k1}} \right|_{\bar{X}_0} \cdot \Delta x_{k1} + \sum_{k=1}^q \sum_{k2=0}^q \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 F_{NL}(\bar{X})}{\partial x_{k1} \partial x_{k2}} \right|_{\bar{X}_0} \cdot \Delta x_{k1} \cdot \Delta x_{k2} + \dots \quad (\text{II-13})$$

$F_{NL}(\bar{X}_0)$ variable car x_0 non constant, c'est le terme statique de la série.

$\frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n F_{NL}(\bar{X})}{\partial x_{k1} \partial x_{k2} \dots \partial x_{kn}} \right|_{\bar{X}_0}$ dérivée prise en x_0 variable dans le temps, c'est donc un

terme non invariant.

Comme l'indique la figure ci-contre dans des conditions de mémoire courte et/ou de signal lentement variable les produits $\Delta x_{kn} = x_{kn} - x_0$ sont faibles. Ainsi, les termes d'ordre supérieurs sont plus vite négligeables et une troncature au 1^{er} ordre est satisfaisante même pour des non linéarités fortes. Cependant le noyau d'ordre 1 n'est plus un invariant mais un terme variable dans le temps. Il s'agit donc d'un développement en séries de Volterra dites à noyaux dynamiques.

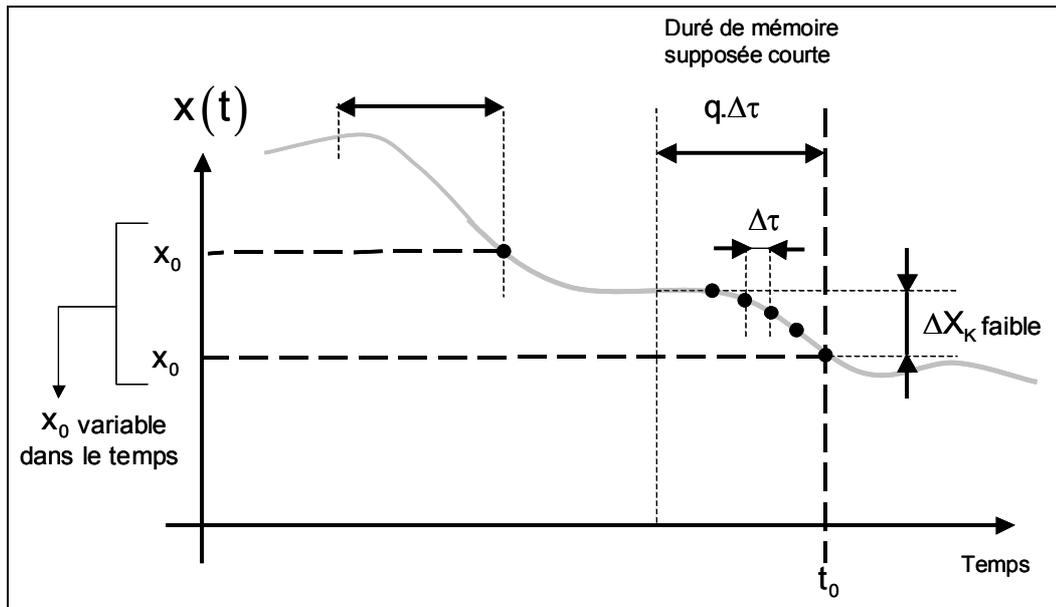


Figure II-3 : Principe de la série de Volterra dynamique.

Le développement sous cette forme bénéficie de meilleures qualités en termes de convergence et comme nous pourrions le voir par la suite les premiers termes sont accessibles par la mesure.

La formulation en temps continu ($\Delta\tau \rightarrow 0$) donne :

$$y(t) = f(x(t)) + \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(x(t), \tau) \cdot (x(t - \tau) - x(t)) \cdot d\tau$$

$$+ \sum_{n=2}^{+\infty} \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i \quad (\text{II-14})$$

Il s'agit en fait de l'extension de la notion de convolution avec des noyaux variants dans le temps puisque $x(t)$ varie.

On remarque, ici, que l'utilisation de signaux à temps discret et la mise en forme de l'expression (II-11) peuvent mener à la représentation et à l'utilisation de ce modèle sous la forme de filtre numérique à réponse impulsionnelle finie (FIR) dont le pas d'échantillonnage et donc le débit maximal de l'application seront alors fixés.

On peut donc représenter (II-11) sous la forme suivante :

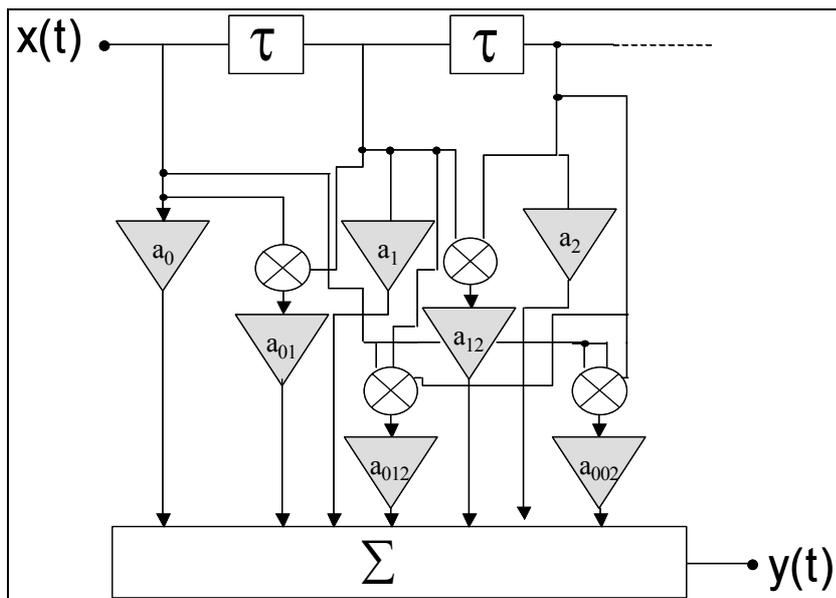


Figure II-4 : Représentation d'un modèle polynomial sous la forme d'un filtre numérique.

Conserver une écriture implicite, ce que nous n'avons pas fait par souci de clarté, aurait également conduit à la forme d'un filtre numérique de type IIR avec bouclage de la sortie sur l'entrée.

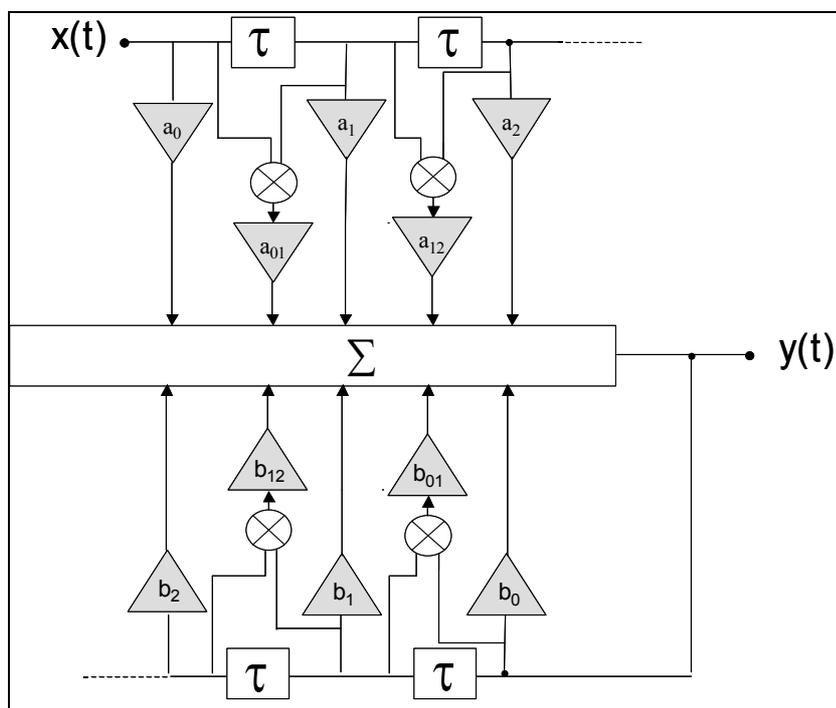


Figure II-5 : Représentation d'un filtre numérique IIR.

I.4.2. Modèles par réseaux de neurones.

L'introduction des réseaux de neurones dans les problèmes de modélisation et de conception de dispositifs micro-ondes est relativement récente. Les réseaux de neurones peuvent en théorie « apprendre » et « généraliser », à partir de données, une relation multidimensionnelle du type :

$$y = f(x_0, x_1, x_2, \dots, x_n) \quad (\text{II-15})$$

Ce principe peut être appliqué à l'équation générale présentée dans la première partie de ce chapitre, à savoir :

$$y(t) = F(x(t), x(t - \Delta\tau), x(t - 2\Delta\tau), \dots, x(t - q\Delta\tau)) \quad (\text{II-16})$$

Aucune topologie particulière interne au dispositif à modéliser n'est présupposée. L'intérêt de ce type d'outils pour les problématiques de modélisation comportementale s'est donc logiquement accru lors de ces dernières années [II-2][II-3][II-4]. De nombreux types de réseaux de neurones ont été ainsi développés pour différentes applications.

Nous noterons parmi les structures les plus souvent rencontrées le MultiLayer Perceptron (MLP), les réseaux de neurones à fonction d'activation à base radiale, ceux à base d'ondelettes ainsi que les structures récurrentes [II-5]. Un réseau de neurones est structuré en plusieurs couches, chacune contenant un nombre variable de neurones devant traiter l'information provenant des n neurones de la couche précédente.

Nous illustrons dans la figure ci-dessous le principe de fonctionnement d'un neurone i traitant directement le vecteur $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ correspondant au signal. Un tel neurone appartient alors à la première couche du réseau.

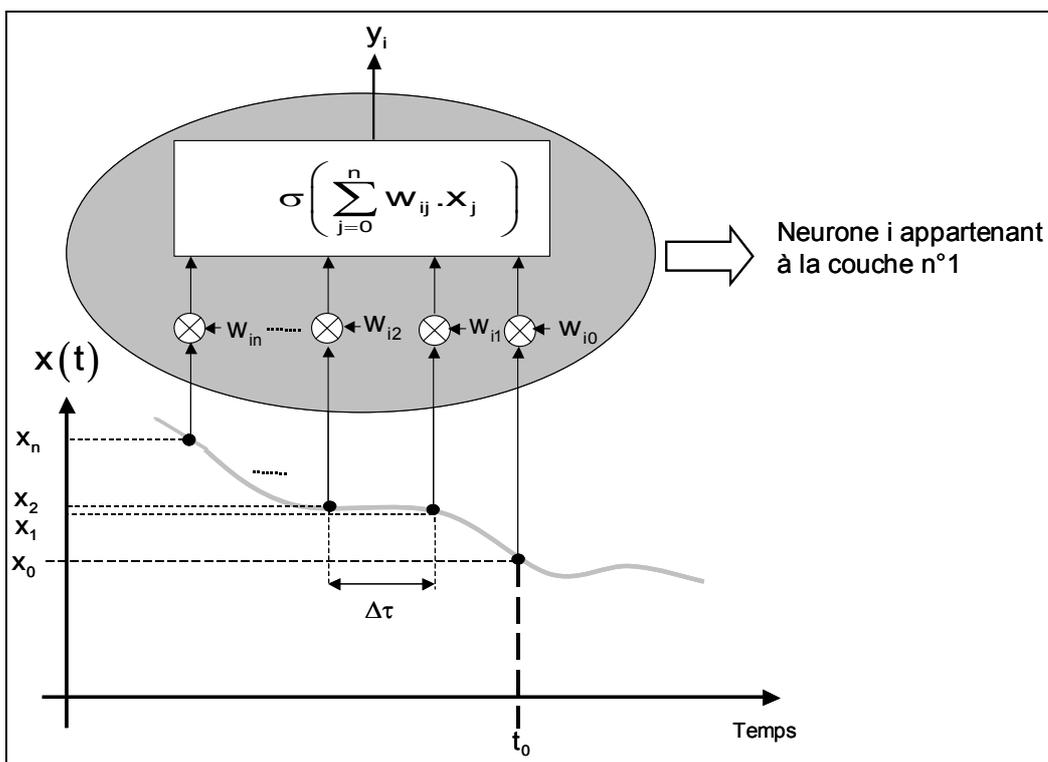


Figure II-6 : Principe de fonctionnement d'un neurone élémentaire.

w_{ij} représente le coefficient assurant la pondération entre l'entrée x_j et le neurone i .

σ est la fonction d'activation variant d'une structure de réseaux à une autre.

Considérons F une application, linéaire ou non linéaire, à n dimensions dont nous faisons une identification par réseau de neurones. Le théorème de l'approximation universelle démontré par Cybenko [II-6], Hornik et al. [II-7] en 1989, stipule alors qu'il existe une somme finie telle que :

$$y_k = F(x_0, x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^{N_2} w_{ki}^3 \cdot \sigma \left(\sum_{j=0}^n w_{ij}^2 \cdot x_j \right) \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (\text{II-17})$$

w_{ij}^2 est le coefficient de pondération entre l'entrée x_j et le neurone i . w_{ki}^3 est le coefficient de pondération entre la sortie du neurone i et la sortie y_k . σ est la fonction d'activation (fonction radiale, ondelette...). La forme de l'équation (II-17) affirme alors qu'un réseau de neurones possédant une couche cachée peut réaliser l'approximation de n'importe quelle fonction arbitraire multidimensionnelle avec une précision souhaitée.

Si on utilise une représentation en temps discret, il est alors possible de représenter l'équation (II-17) sous une forme analogue à celle des filtres numériques :

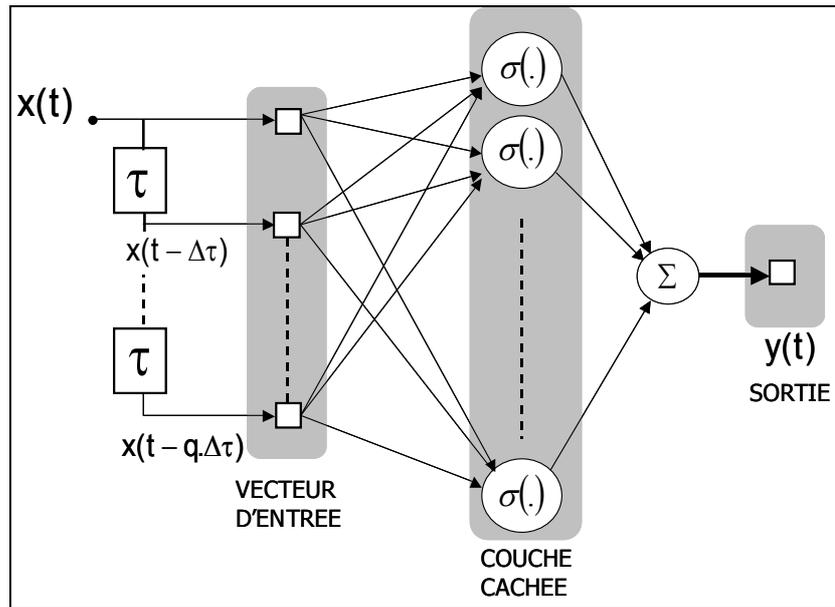


Figure II-7 : Représentation d'un filtre numérique sous la forme d'un réseau de neurones.

On constate alors que les approximations par séries de puissance ou par réseaux de neurones sont simplement deux alternatives différentes pour traiter la modélisation d'une fonction arbitraire.

Le développement en séries de puissance compte tenu de son « assise » mathématique permet de déterminer chaque coefficient de la série de façon analytique en utilisant des signaux ayant des propriétés statiques particulières [II-8]. Cette approche découle d'une formulation mathématique exacte, il s'agit d'une extension de la notion de convolution aux dispositifs non linéaires. En contrepartie, la lourdeur de l'identification limite en pratique l'extraction aux premiers ordres et pose donc certains problèmes pour prédire le comportement non linéaire des dispositifs. Les difficultés d'approximation par réseaux de neurones sont liées aux problèmes de dimensionnement. En effet, l'identification dans le cas des ANN est basée sur une phase d'apprentissage utilisant un algorithme d'optimisation afin de déterminer la structure du réseau, on perd alors de vue la notion de réponse impulsionnelle et de convolution. L'obtention d'une solution générale présuppose alors un dimensionnement précis du problème originel [II-1]. En conséquence des soucis de prédictibilité émergent pour les applications appartenant à des classes de signaux très différentes de celle utilisées pour l'identification.

I.4.3. Modèles d'enveloppes ou équivalent passe bas.

Le principe de modélisation décrit jusqu'à présent a été présenté de manière symbolique avec une écriture en signaux réels $x(t)$ et $y(t)$. Un amplificateur de puissance est un quadripôle électronique non linéaire qui doit être décrit dans le domaine temporel grâce aux relations reliant les ondes de puissances (a et b) ou les ondes de tension-courant (I et V) présentes à ses différents accès, comme illustré ci-dessous.

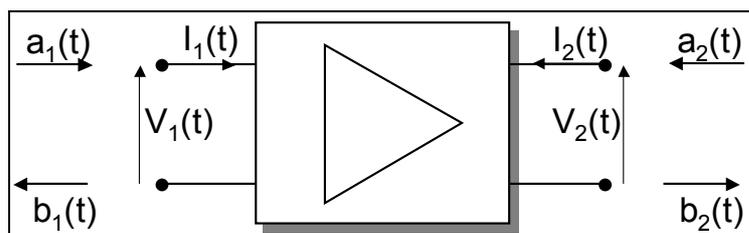


Figure II-8 : Schéma de principe d'un quadripôle électronique.

Le passage d'un formalisme à un autre est défini par les relations :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 \cdot I_1}{\sqrt{2 \cdot [Z_0 + Z_0^*]}} \quad b_1 = \frac{V_1 - Z_0 \cdot I_1}{\sqrt{2 \cdot [Z_0 + Z_0^*]}} \quad a_2 = \frac{V_2 + Z_0 \cdot I_2}{\sqrt{2 \cdot [Z_0 + Z_0^*]}} \quad b_2 = \frac{V_2 - Z_0 \cdot I_2}{\sqrt{2 \cdot [Z_0 + Z_0^*]}} \quad (\text{II-18})$$

Il existe donc, en toute généralité, deux relations à déterminer du type $b_1(t) = F_{1NL}(a_1(t), a_2(t))$ et $b_2(t) = F_{2NL}(a_1(t), a_2(t))$, par conséquent, un lien bilatéral entre l'entrée et la sortie. Ceci complique très singulièrement la tâche car on augmente automatiquement le nombre de variables. En d'autres termes, en raison du caractère non linéaire d'un amplificateur de puissance, son comportement dépend des impédances présentées aux accès à chaque harmonique.

Concernant ces travaux, nous ferons l'hypothèse simplificatrice constituant à considérer que les modules à modéliser sont relativement bien adaptés en entrée sur une impédance de référence $Z_0 = 50$ Ohms, et sont chargés en sortie par cette impédance Z_0 . Cette hypothèse réduit alors la relation à identifier à une fonction non linéaire à mémoire unilatérale.

Le schéma équivalent de notre quadripôle dans le domaine temporel devient alors :

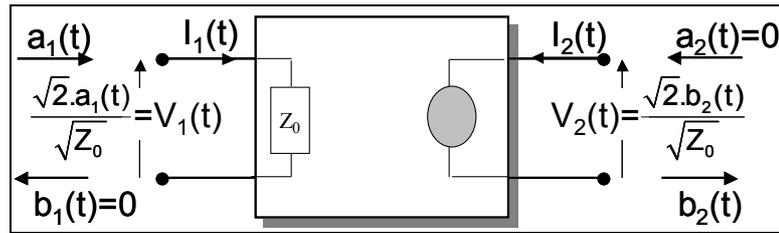


Figure II-9 : Schéma de principe d'un modèle comportemental unilatéral.

Cette écriture est jusqu'à présent une écriture en signaux réels. Pour un amplificateur adapté non linéaire excité par un signal modulé, $V_1(t)$, $V_2(t)$ est un signal compliqué contenant des distorsions de porteuse (harmoniques) et des distorsions d'enveloppe de modulations autour de chaque harmonique. Les courants dans cette représentation peuvent être omis car ils sont directement proportionnels aux tensions ($I_i = V_i / Z_0$ avec $i = 1, 2$). La relation à identifier devient une fonction reliant la tension de sortie $V_2(t)$ à la tension d'entrée $V_1(t)$ comme indiqué dans les paragraphes précédents avec $y(t)$ et $x(t)$.

Pour une préoccupation de type système passe bande avec une description dite boîte noire, le point important est le suivi du traitement de l'information utile donc du spectre autour de la fréquence fondamentale de la porteuse. Ainsi un autre niveau de simplification consiste à omettre les signaux aux harmoniques que l'on présupposera idéalement filtrés aux accès du quadripôle considéré. On peut ainsi utiliser le formalisme d'enveloppe complexe ou équivalent passe bas.

$$V_i(t) = \Re \{ \tilde{V}_i(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \} \quad (\text{II-19})$$

$$\tilde{V}_i(t) = |\tilde{V}_i(t)| \cdot e^{j\phi_{\tilde{V}_i}(t)} \quad (\text{II-20})$$

Où $i = 1, 2$.

ω_0 est la fréquence porteuse prise généralement au centre de la bande de fonctionnement de l'amplificateur. $\tilde{V}_i(t)$ est l'enveloppe complexe associée et correspond à la modulation d'amplitude et de phase de la porteuse. Les grandeurs complexes $\tilde{V}_1(t)$ et $\tilde{V}_2(t)$ sont décrites mathématiquement par des variables indépendantes qui peuvent être le module et la phase ou encore la partie imaginaire et la partie réelle. On notera par la suite $\tilde{V}_1(t)$ et $\tilde{V}_2(t)$ respectivement $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ les enveloppes complexes d'entrée et de sortie du système.

En réalité les enveloppes des signaux étant une projection des signaux réels obtenue par transformé de Fourier, il faut considérer dans la relation entrée-sortie à la fois la grandeur complexe et son conjugué [II-9]. Finalement, ces différentes considérations nous amènent dans ces travaux de modélisation à déterminer la formulation explicite suivante :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tilde{X}(t - \Delta\tau), \tilde{X}^*(t - \Delta\tau), \dots, \tilde{X}(t - q\Delta\tau), \tilde{X}^*(t - q\Delta\tau) \right) \quad \text{(II-21)}$$

En utilisant un vecteur temps pour alléger la formulation, on peut aussi formuler de manière équivalente les trois relations suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) &= f_{NL_1} \left(\Re(\tilde{X}(t)), \Im(\tilde{X}(t)), t \right) \\ \tilde{Y}(t) &= f_{NL_2} \left(|\tilde{X}(t)|, \varphi_{\tilde{X}(t)}, t \right) \\ \tilde{Y}(t) &= f_{NL_3} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t \right) \end{aligned} \quad \text{(II-22)}$$

Il convient alors de considérer deux applications distinctes $P(\cdot)$ et $Q(\cdot)$, telles que :

$$\begin{aligned} \Re\{\tilde{Y}(t)\} &= P \left(\Re(\tilde{X}(t)), \Im(\tilde{X}(t)), t \right) \\ \Im\{\tilde{Y}(t)\} &= Q \left(\Re(\tilde{X}(t)), \Im(\tilde{X}(t)), t \right) \end{aligned} \quad \text{(II-23)}$$

Une fonction analytique du type **(II-22)** existe si et seulement si les applications $P(\dots)$ et $Q(\dots)$ admettent des dérivées partielles continues satisfaisant aux conditions de Cauchy-Riemann [II-10]. Afin de déterminer au mieux ces relations, de nombreux modèles ont été développés.

Si la connaissance de l'existence et de la cause des effets de mémoire non linéaires est désormais mieux maîtrisée, affecter une topologie « systématique » pour leur modélisation reste très complexe voire impossible. Nous allons, dans les paragraphes suivants, dresser un état des lieux des principaux modèles d'enveloppe unilatéraux concernant les amplificateurs de puissance. Nous avons choisi, pour ce faire, de les classer selon deux catégories distinctes : les modèles à topologie localisée et les modèles à topologie distribuée.

II. Les modèles à topologie localisée.

Les modèles à topologie localisée associent non linéarités statiques et filtres suivant une structure prédéfinie. Ils sont généralement dédiés à la capture des phénomènes de mémoire courte qui ne génèrent pas de dispersion basse fréquence induites par les phénomènes d'intermodulation. En d'autres termes, ils ont comme objectif et prédispositions de pouvoir traiter toutes les applications dites à « enveloppe constante » ou encore de s'appliquer aux dispositifs n'ayant pas de mémoire dite à long terme ou dispersion non linéaire basse fréquence comme, par exemple, les Tubes à Ondes Progressives (TOP). Pour l'étude de cette classe de modèles nous allons, tout d'abord, considérer le modèle à gain complexe statique, puis, présenter l'approche générale suivie pour élaborer les modèles localisés ou encore dits à fonctions séparables.

II.1. Modèle « gain statique d'enveloppe ».

Ce type de modèle est aujourd'hui encore le plus utilisé dans l'industrie. Il se présente mathématiquement sous la forme d'un gain statique d'enveloppe complexe paramétré uniquement par l'amplitude du signal d'excitation. L'influence de la vitesse de la modulation n'est donc pas prise en compte dans un tel modèle. Ce modèle consiste en une équation temporelle du type $\tilde{Y}(t) = f_{NL}(\tilde{X}(t))$ s'appliquant à l'enveloppe complexe des signaux. Ce modèle est directement déduit des courbes AM/AM et AM/PM extraites généralement à la fréquence centrale de la bande de l'amplificateur et supposées identiques sur toute la bande spectrale de modulation :

$$x(t) = \Re\left\{\tilde{X}(t).e^{j\omega_0 t}\right\} = \Re\left\{|\tilde{X}(t)|.e^{j\varphi_x(t)}.e^{j\omega_0 t}\right\} \quad (\text{II-24})$$

$$y(t) = \Re\left\{\tilde{Y}(t).e^{j\omega_0 t}\right\} = \Re\left\{|\tilde{Y}(t)|.e^{j\varphi_y(t)}.e^{j\omega_0 t}\right\} \quad (\text{II-25})$$

Les relations à identifier analytiquement sont alors de la forme :

$$\boxed{|\tilde{Y}(t)| = f_{AM}\left(|\tilde{X}(t)|\right) \cdot |\tilde{X}(t)|} \quad (\text{II-26})$$

$$\boxed{\varphi_{\tilde{Y}(t)} = f_{PM}\left(|\tilde{X}(t)|\right) + \varphi_{\tilde{X}(t)}} \quad (\text{II-27})$$

Un exemple de courbes f_{AM} et f_{PM} simulées sur un amplificateur HBT 10 W en bande S est donné page suivante. A titre indicatif la correspondance en gain de puissance en dB et puissance d'entrée en dBm est donnée.

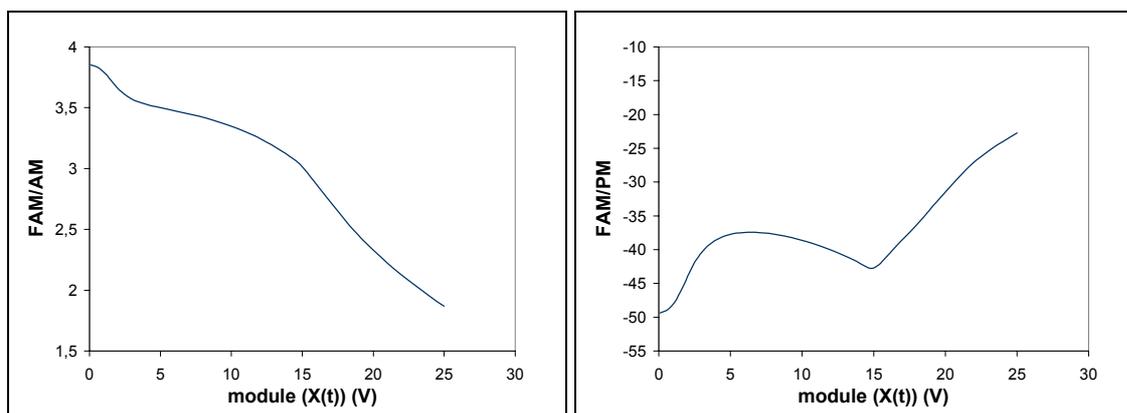


Figure II-10 : Caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur HBT- 10 W.

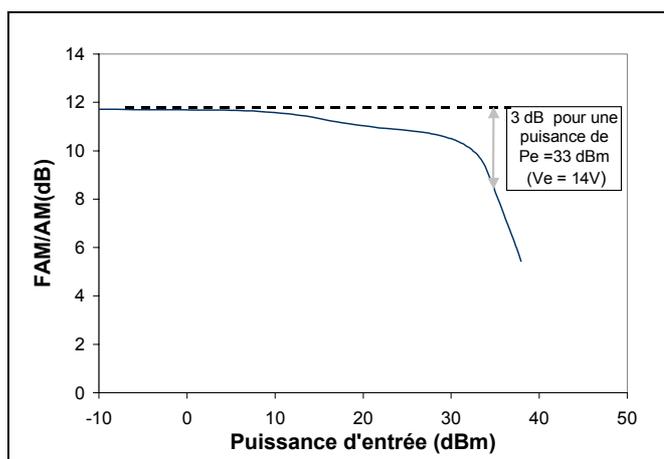


Figure II-11 : Caractéristique du gain en puissance en dB.

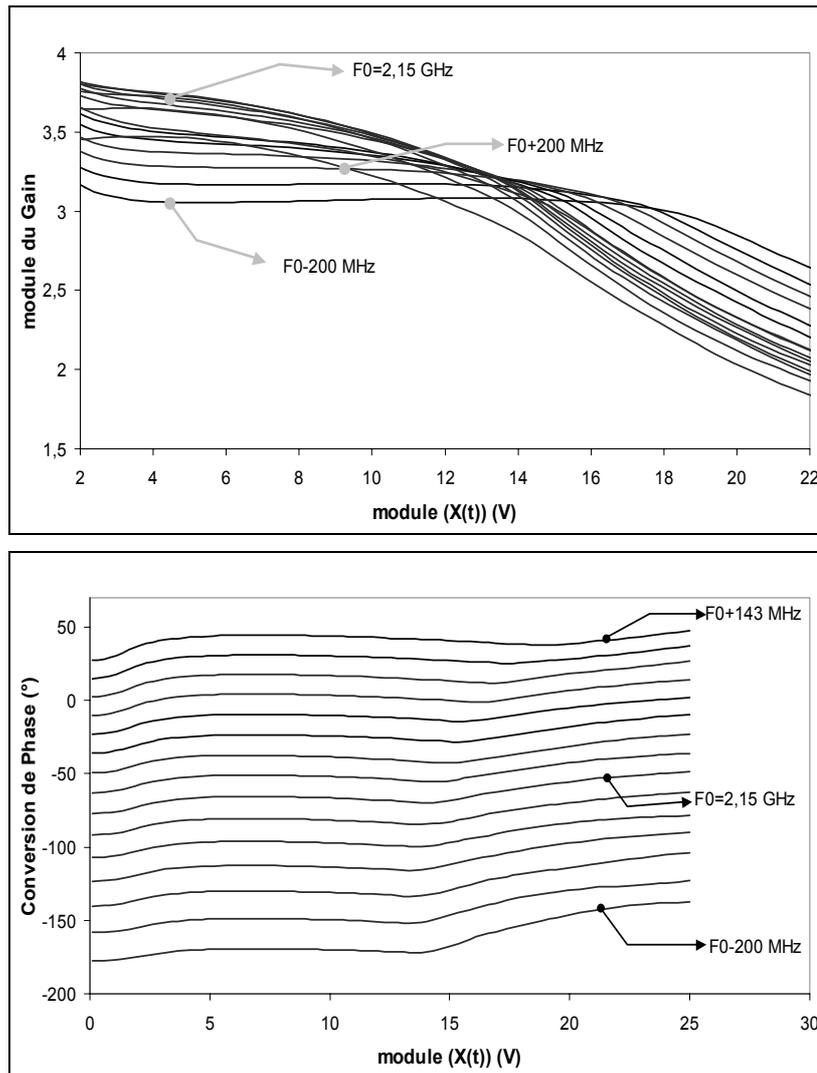
De façon générale ces courbes sont approximées (polynômes, splines d'approximation...) ou interpolées (splines d'interpolation...) ce qui autorise une allure quelconque des courbes. La recherche de relations analytiques décrivant les fonctions $F_{AM/AM}$ et $F_{AM/PM}$ a fait l'objet de nombreux travaux [II-11][II-12][II-13].

Ce type de modèle présente l'avantage d'être simple à extraire en simulation par une analyse d'équilibrage harmonique en mode CW et en mesure au moyen d'un analyseur de réseau vectoriel avec possibilité de balayage en puissance calibrée. C'est aussi un modèle simple à implémenter dans un simulateur système. Il reste bien adapté pour la simulation des TOP et des équipements à bande très étroite tant que les effets de mémoire lentes sont considérés comme négligeables.

Néanmoins, dans le cas des amplificateurs à l'état solide (SSPA), le fait de négliger les phénomènes de mémoire peut engendrer une perte de précision importante pour une prédiction des spécifications et des performances des chaînes de transmission et de traitement de l'information par la simulation.

II.2. Modèles à fonctions séparables.

Ces structures de modèles découlent du modèle sans mémoire décrit précédemment. Ils ont pour objectif de tenir compte des variations des caractéristiques AM/AM et AM/PM dans la bande de fréquence. Un exemple de caractéristiques AM/AM et AM/PM fonction de la fréquence est donné figure II-12. Elles proviennent de simulations en équilibrage harmonique du schéma de conception d'un amplificateur HBT 10 W en bande S.



Figures II-12 : Illustrations des dispersions HF significatives de la mémoire courte.

On peut remarquer en particulier que les courbures de gain en fonction du niveau de puissance varient avec la fréquence ou autrement dit les variations de pentes de gain en fonction de la fréquence ne sont pas identiques pour chaque niveau de puissance comme la courbe II-13 le montre.

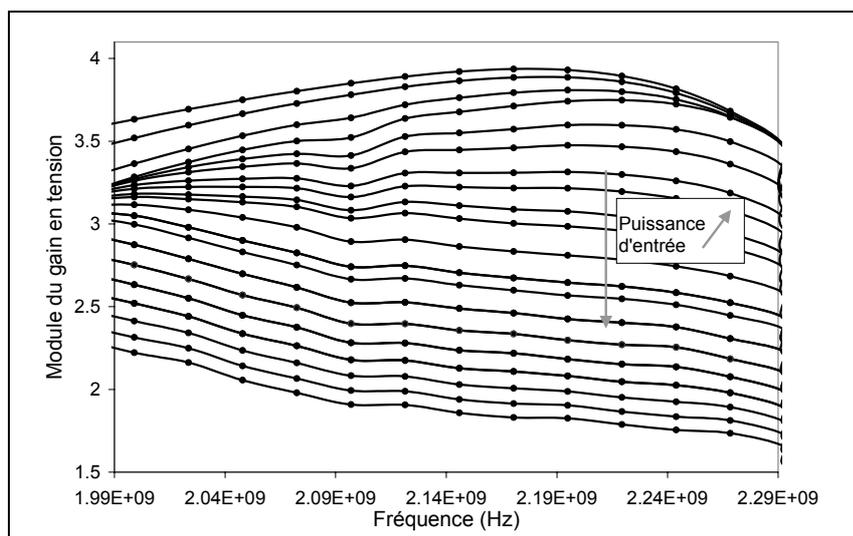


Figure II-13 : Variations du gain en tension sur une bande de 300 MHz.

II.2.1. Le modèle d'Hammerstein.

Le modèle d'Hammerstein [II-14] possède la structure suivante :

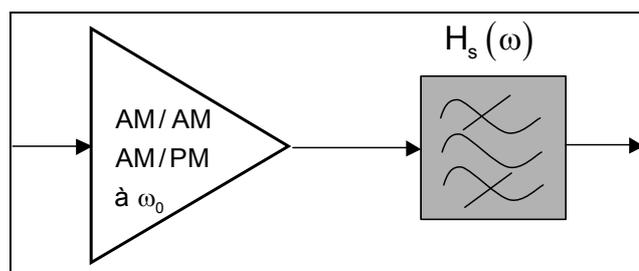


Figure II-14 : Modèle d'Hammerstein.

Les courbes AM/AM et AM/PM sont déterminées à la pulsation centrale de l'amplificateur. Les coefficients du filtre linéaire de sortie sont ensuite optimisés pour minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la réponse des modèles et celle obtenue par mesures ou simulations circuit pour des signaux CW à fréquence et niveau variables dans la bande spectrale d'intérêt.

Ce type de modèle a donné des résultats satisfaisants pour des Tubes à Ondes Progressives (TOP). Mais la topologie de ce modèle ne permet pas d'avoir des courbures des caractéristiques AM/AM et AM/PM en fonction de la fréquence qui diffèrent d'un niveau de puissance à un autre, ce qui est préjudiciable dans le cas d'amplificateurs de puissance à l'état solide (SSPA) comme nous l'avons vu dans la figure II-12.

II.2.2. Le modèle de Wiener.

La structure du modèle de Wiener est composée d'un filtre linéaire en entrée suivi d'une non linéarité statique également extraite à la fréquence centrale ω_0 .

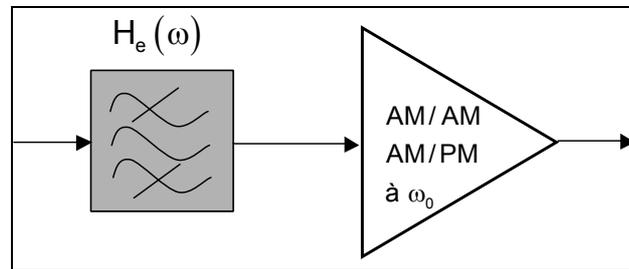


Figure II-15 : Modèle de Wiener.

Contrairement au modèle précédent, cette topologie autorise des courbures différentes en fonction de la fréquence d'un niveau de puissance à un autre. Ce type de modèle souffre d'un manque de généralité car la localisation des phénomènes dispersifs hautes fréquences est supposée être en totalité soit en entrée de l'amplificateur (Wiener) soit en sortie (Hammerstein). L'association simultanée d'un filtre en entrée et en sortie permet de modéliser des effets de mémoire plus réalistes. Ce sont les modèles « Hammerstein-Wiener » comme représenté figure II-16.

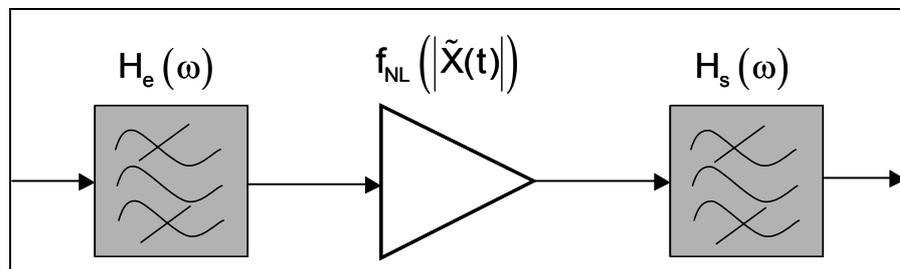


Figure II-16 : Schéma de principe d'un modèle « Hammerstein-Wiener ».

Néanmoins l'identification des filtres est alors plus difficile car il faut déterminer la répartition optimale entre l'entrée et la sortie. Pour ce type de modèle les filtres sont généralement déterminés à partir de méthodes numériques (méthodes des moindres carrés, etc.) afin que leur association soit la plus proche des caractéristiques simulées ou mesurées. De nombreuses déclinaisons de ces modèles ont été développées autour de la topologie de principe Hammerstein/Wiener. Nous citerons les travaux de Abuelma'atti [II-15], Pedro [II-16] et Saleh [II-17]. Voici un exemple de la structure adoptée par Abuelma'atti. Les fonctions de Bessel sont utilisées pour interpoler des formes de non linéarités statiques.

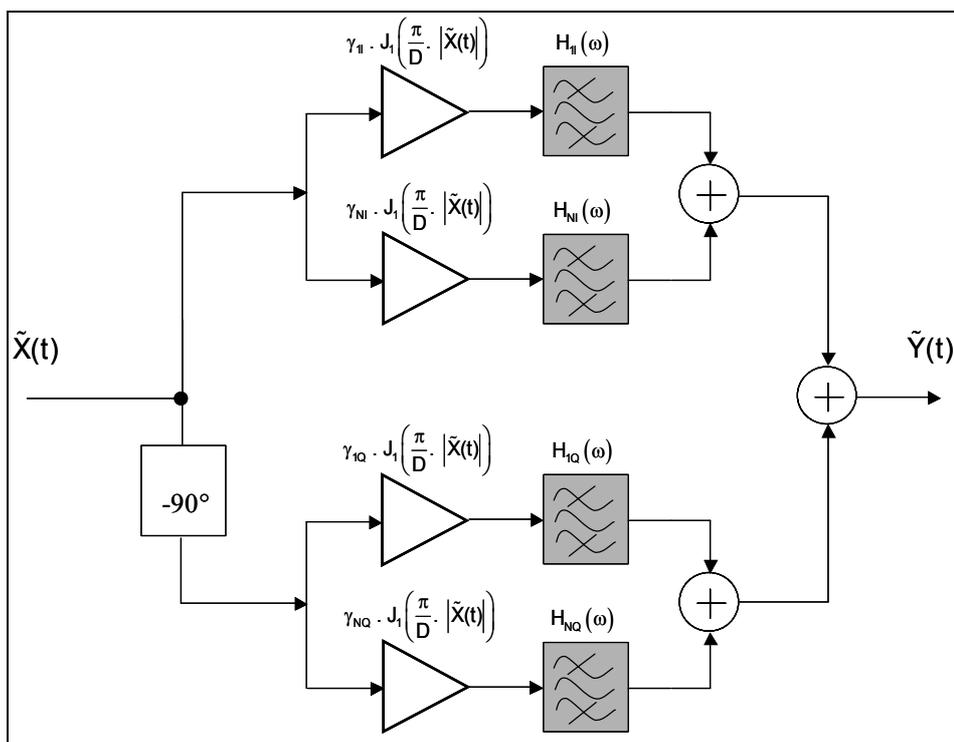


Figure II-17 : Modèle d'Abuelma'atti.

Les différents paramètres du modèle sont déduits d'une phase d'optimisation généralement basés sur des données en CW. Plus récemment, d'autres types de modèles s'appuyant sur l'utilisation des filtres ARMA (Auto Regressive Moving Average) [II-18][II-19][II-20] ou sur des modèles polyspectraux [II-21] ont été développés pour tenir compte des effets dispersifs HF.

Launay utilise un filtre ARMA ou MA (Moving Average) pour tenir compte de la dispersion fréquentielle du gain. Le filtre adaptatif d'ordre n (FIR) est composé de n coefficients non linéaires. Afin de modéliser les effets de la mémoire basse fréquence, Launay propose de rajouter en parallèle une « voie BF » selon la topologie suivante.

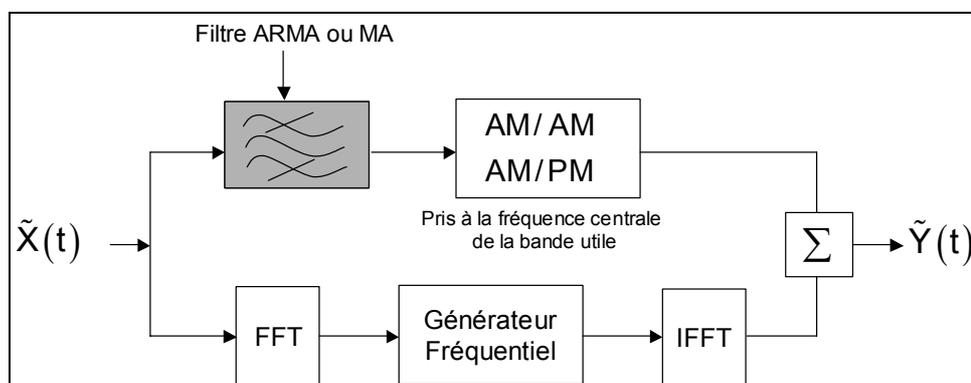


Figure II-18 : Modèle proposé par Launay.

L'objectif de la voie «BF» appelée «générateur fréquentiel» ou encore dans la littérature «générateur harmonique» est de compenser les différences de phase et d'amplitude des composantes spectrales obtenues à partir de mesures du dispositif et par simulation de la première voie du modèle. Pour extraire son générateur fréquentiel il utilise un signal biporteuse dont il fait varier la puissance et la position fréquentielle de chaque composante spectrale $2.\pi(F_2 - F_1)$. Il peut ainsi formuler une représentation matricielle de la solution recherchée, soit :

$$\begin{array}{c} \text{M écart} \\ \Omega_i \end{array} \begin{array}{c} \left[\begin{array}{cccc} 1 & e^{j3\frac{\Omega_1\Delta\tau}{2}} & \dots & e^{j3\frac{\Omega_1\Delta\tau}{2}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j3\frac{\Omega_M\Delta\tau}{2}} & \dots & e^{j3\frac{\Omega_M\Delta\tau}{2}} \end{array} \right] \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} A_1 \\ \vdots \\ A_N \end{array} \right] \end{array} = \begin{array}{c} \left[\begin{array}{c} Y_1 \\ \vdots \\ Y_M \end{array} \right] \end{array} \begin{array}{c} \text{N} \\ \text{coefficients} \\ \text{M valeurs} \end{array} \end{array} \quad \text{(II-28)}$$

Par une méthode des moindres carrés il peut ainsi déterminer les coefficients de son générateur fréquentiel qui seront contrôlés par la puissance moyenne du signal. Les résultats obtenus sont bons en biporteuse. Pour des modulations plus complexes peu de résultats sont présentés. On peut aussi remarquer que la structure FFT-IFFT est particulièrement lourde en temps de calcul pour des modulations numériques où une bonne évaluation du spectre repose sur un trame numérique très longue.

Dans [II-22], Silva propose une forme de modèle nommé modèle polyspectral :

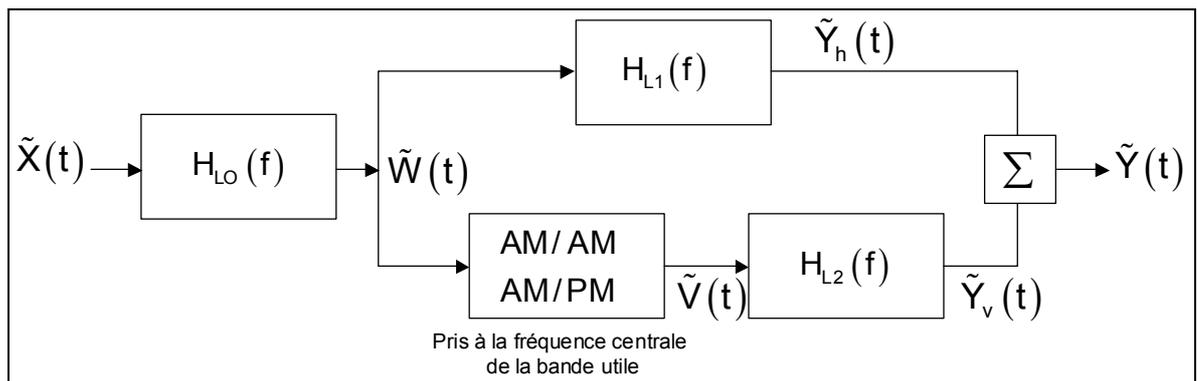


Figure II-19 : Modèle polyspectral.

Afin de déterminer les éléments de son modèle, Silva présente une méthode utilisant un banc de mesures temporelles. L'enveloppe du signal d'identification est générée en bande de base puis modulée au format APK et ainsi translaté dans le domaine RF. L'acquisition de l'enveloppe de sortie est assurée après démodulation par un MTA (Microwave Transient Analyser).

Le premier filtre représenté dans la figure II-19 $H_{L0}(f)$ est déterminé en considérant le comportement du dispositif linéarisé autour de son point de fonctionnement nominal non linéaire. Pour cela il utilise une porteuse de fort niveau de puissance et il effectue des mesures petit signal variant en fréquence grâce à un VNA. Les filtres optimaux entre la sortie petit signal $\tilde{W}(t)$ et la sortie mesurée $\tilde{Y}(t)$ sont obtenus par les expressions :

$$H_{L1}(f) = H_0(f) - C(f), \quad H_{L2}(f) = \frac{S_{\tilde{U}\tilde{Y}}(f)}{S_{\tilde{U}\tilde{U}}(f)} \quad \text{(II-29)}$$

$$\text{avec } H_0(f) = \frac{S_{\tilde{W}\tilde{Y}}(f)}{S_{\tilde{W}\tilde{W}}(f)}, \quad C(f) = \frac{S_{\tilde{W}\tilde{V}}(f)}{S_{\tilde{W}\tilde{W}}(f)} \cdot H_{L2}(f).$$

Les relations donnant les valeurs des quantités $S_{\tilde{U}\tilde{Y}}(f)$, $S_{\tilde{U}\tilde{U}}(f)$ (densités spectrales) sont :

$$S_{\tilde{U}\tilde{Y}}(f) = S_{\tilde{V}\tilde{Y}}(f) - \frac{S_{\tilde{V}\tilde{W}}(f)}{S_{\tilde{W}\tilde{W}}(f)} \cdot S_{\tilde{W}\tilde{Y}}(f), \quad S_{\tilde{U}\tilde{U}}(f) = S_{\tilde{V}\tilde{V}}(f) \cdot [1 - \gamma^2(f)] \quad \text{(II-30)}$$

$$\gamma^2(f) = \frac{|S_{\tilde{W}\tilde{V}}(f)|}{S_{\tilde{W}\tilde{W}}(f) \cdot S_{\tilde{V}\tilde{V}}(f)} \quad \text{(II-31)}$$

C'est donc en manipulant les densité spectrales entre les variables présentes aux différents nœuds de son modèle que Silva détermine les fonctions de transfert de chaque branche.

Dans les expressions proposées, le caractère temps discret des données impose de se fixer une longueur d'acquisition et un pas d'échantillonnage. Le modèle présenté dans [II-21] est testé sur un TOP à 40 GHz et sur un GaAs FET HPA à 40 GHz de bande 4 GHz. Les résultats obtenus sont proches de ceux mesurés, malheureusement les propriétés de versatilité de ce type de modèle ne sont pas éprouvées.

II.3. Commentaires généraux.

Dans tous les modèles à effets de mémoire localisés, une première limite provient du fait qu'ils supposent que les effets de mémoire à court terme ou mémoire dite « Haute Fréquence » peuvent se représenter sous la forme d'une topologie fixe composée de non linéarités statiques et de filtres linéaires.

Certaines topologies ayant été pensées pour des TOP s'adaptent mal au cas des SSPA notamment pour des classes de fonctionnement type AB ou B. On peut penser que les coefficients obtenus par optimisation sont très sensibles aux types de signaux utilisés pour l'extraction du modèle (signaux CW la majorité du temps ou signaux modulés proches de ceux visés par l'application du système [II-21]). Ces modèles sont appropriés à la représentation des effets de mémoire à court terme dont les constantes de temps sont inférieures ou de l'ordre de l'inverse de la bande passante de l'amplificateur. Dans le cas d'un amplificateur à l'état solide faiblement non linéaire (fonctionnement en classe A) n'ayant pas trop d'effets à dynamique lente, ils doivent permettre de décrire les distorsions du signal de sortie dues aux ondulations de gain et de temps de groupe. Ils peuvent bien s'appliquer dans le cas de systèmes utilisant des signaux d'enveloppe constante. Cependant dans le cas des SSPA au comportement non linéaire marqué (fonctionnement en classe AB-B) traitant des signaux à enveloppe variable qui stimulent par intermodulation les effets à dynamique lente (mémoire long terme ou dite mémoire BF) ou qui incluent des topologies complexes avec contrôle de gain, par exemple, ce type de modèle est nettement mis en défaut.

Notons enfin pour faire un lien avec la partie I précédente, les potentialités de base d'une description utilisant le principe d'association de filtres linéaires et non linéarités statiques. Considérons à titre d'exemple un filtre linéaire ayant une fonction de transfert équivalent passe bas $H(\Omega)$ polynomiale avec $\Omega = \omega - \omega_0$ (ω_0 fréquence centrale).

$$\begin{aligned}
 H(\Omega) &= \frac{\tilde{Y}(\Omega)}{\tilde{X}(\Omega)} = A + B.\Omega + C.\Omega^2 \\
 \tilde{Y}(\Omega) &= H_i(\Omega).\tilde{X}(\Omega) = A.\tilde{X}(\Omega) + B.\Omega.\tilde{X}(\Omega) + C.\Omega^2.\tilde{X}(\Omega)
 \end{aligned}
 \tag{II-32}$$

Par transformée de Fourier inverse, on obtient :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{h}(t) * \tilde{X}(t) = A.\tilde{X}(t) + jB.\frac{d\tilde{X}(t)}{dt} - C.\frac{d^2\tilde{X}(t)}{dt^2} \quad (\text{II-33})$$

$\tilde{h}(t)$ est la réponse impulsionnelle équivalent passe bas.

Une écriture discrétisée est possible : $\frac{\partial\tilde{X}(t)}{\partial t} = \frac{1}{\Delta\tau} \cdot (\tilde{X}(t) - \tilde{X}(t - \Delta\tau))$ (méthode d'Euler). On a bien une solution d'une forme analogue à :

$$\tilde{Y}(t) = \mathbf{g}(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t - \Delta\tau), \tilde{X}(t - 2\Delta\tau), \dots, \tilde{X}(t - q\Delta\tau)) \quad (\text{II-34})$$

Mais \mathbf{g} est ici une application linéaire à mémoire. Elle produit de la distorsion linéaire sur l'enveloppe des signaux. La non linéarité est ajoutée par le biais de la fonction statique $f_{NL}(\tilde{X}(t))$ placée avant ou après le filtre.

Ce type de structure est donc bien une solution particulière de la forme générale recherchée exprimée sous forme explicite :

$$\tilde{Y}(t) = F_{NL}(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t - \Delta\tau), \tilde{X}(t - 2\Delta\tau), \dots, \tilde{X}(t - q\Delta\tau)) \quad (\text{II-35})$$

C'est justement parce qu'il s'agit d'une forme particulière de la solution générale que les modèles à topologie localisée se révèlent très efficaces sur la classe des signaux d'identification mais que leurs propriétés de versatilité sont généralement très faibles. Ils ne peuvent donc pas être utilisés au niveau hiérarchique système pour obtenir finement des spécifications qui impliquent l'utilisation de différentes classes d'applications.

III. Les modèles à topologie distribuée.

Les modèles précédents sont tous basés sur des topologies semi-empiriques dans lesquelles les effets de mémoire représentés par des filtres sont clairement séparés des non linéarités statiques. Or les effets de mémoire non linéaires au sein des dispositifs actifs micro-ondes sont des phénomènes très compliqués. Il existe des interactions très complexes entre les non linéarités des cellules actives et les circuits linéaires que sont les cellules d'adaptation HF et les circuits BF de polarisation. Il est donc intéressant de s'appuyer sur des bases plus mathématiques où n'est présupposée aucune topologie particulière, dans l'objectif d'obtenir des modèles plus généraux, capables de décrire les effets de mémoire à court et long termes.

Nous allons dans cette partie présenter ce type de modèles que nous appellerons modèles à mémoire distribuée puis les décliner selon différents modèles les plus récemment publiés.

III.1. La modélisation par séries de Volterra classiques.

III.1.1. Rappel du formalisme.

La théorie des systèmes linéaires, démontre que la réponse $y(t)$ d'un système linéaire à une excitation quelconque $x(\tau)$ est parfaitement connue si on a identifié sa réponse impulsionnelle $h(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad (\text{II-36})$$

Cette opération de convolution est valable pour tout système linéaire. Malheureusement un tel principe n'est plus applicable lorsque l'on travaille avec des dispositifs non linéaires dont la réponse dépend du niveau de l'excitation.

Les travaux réalisés sur les développements en série de puissance ont conduit le mathématicien V. Volterra [II-22] à développer un formalisme de série déjà décrit graphiquement dans la partie I de ce chapitre. Ce formalisme des séries de Volterra a été ensuite adopté et adapté par de nombreux physiciens et électroniciens à diverses applications [II-23][II-24][II-25][II-26][II-27][II-28][II-29]. Il demeure une base mathématique rigoureuse pour la problématique d'identification des systèmes dynamiques non linéaires.

Il présente l'avantage pour l'électronicien de bien garder en tête l'aspect convolution (intégration sur une durée définie du signal passé).

Compte tenu de la forme générale d'algorithme de calcul numérique associée à tout modèle, une représentation en temps discret est adéquate. Nous noterons $x_k = x(t - k\Delta\tau)$. Ainsi, pour une implémentation en CAO, la forme générale discrétisée de l'équation (II-32) devient :

$$y(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} x_k \cdot a_k \quad (\text{II-37})$$

$$a_k = \Delta t \cdot h(k \cdot \Delta t).$$

En considérant l'hypothèse de mémoire finie, on a $h(k \cdot \Delta t) = 0$ pour $k > K$ ($K \cdot \Delta\tau$ est la durée de mémoire du dispositif), de telle sorte que l'expression précédente peut s'écrire :

$$y(t) = \sum_{k=0}^K x_k \cdot a_k = F(x_0, x_1, \dots, x_K) \quad (\text{II-38})$$

F est une application linéaire. La réponse à un instant t dépend linéairement du vecteur d'excitations (x_0, x_1, \dots, x_K) définissant la durée de mémoire du dispositif $T_m = K \cdot \Delta\tau$. Dans le cas d'un système non linéaire, $y(t)$ peut s'écrire de la même manière, à la différence que F n'est plus une application linéaire. Il est alors possible de développer en série de puissance la fonction F à modéliser grâce à une décomposition en série de Taylor à $K + 1$ variables, comme déjà indiqué dans la partie I.

$$y(t) = \sum_{k_1=0}^K x_{k_1} \cdot a_{k_1} + \sum_{k_1=0}^K \sum_{k_2=0}^K a_{k_1 k_2} \cdot x_{k_1} \cdot x_{k_2} + \dots + \sum_{k_1=0}^K \sum_{k_2=0}^K \dots \sum_{k_n=0}^K a_{k_1 k_2 \dots k_n} \cdot x_{k_1} \cdot x_{k_2} \cdot \dots \cdot x_{k_n} \quad (\text{II-39})$$

On peut interpréter le terme $a_{k_1 k_2 \dots k_n}$ comme une réponse impulsionnelle non linéaire d'ordre n dépendant des instants $\tau_1 = k_1 \cdot \Delta t$, ..., $\tau_n = k_n \cdot \Delta t$ soit $a_{k_1 k_2 \dots k_n} = h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$.

Si on fait tendre $\Delta\tau$ vers 0, on obtient la forme intégrale **(II-36)** décrivant les systèmes à temps continu :

$$\begin{aligned} y_n(t) &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) \cdot \dots \cdot x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 \cdot d\tau_2 \cdot \dots \cdot d\tau_n \\ y(t) &= \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \end{aligned} \quad \text{(II-40)}$$

h_n représente le noyau d'ordre n de la série de Volterra exprimé dans le domaine temporel et $y(t)$ la réponse d'ordre n . La série de Volterra classique prolonge la notion de produit de convolution aux dispositifs non linéaires et introduit la notion de réponse impulsionnelle non linéaire. Les noyaux h_n représentent des invariants du système. Leur connaissance assure donc celle de la réponse à tout type d'excitation. Les noyaux de Volterra possèdent leurs équivalents dans le domaine des fréquences :

$$H_n(f_{q1}, \dots, f_{qn}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \exp\{-j2\pi(f_{q1}\cdot\tau_1 + \dots + f_{qn}\cdot\tau_n)\} \cdot d\tau_1 \cdot \dots \cdot d\tau_n \quad \text{(II-41)}$$

Il font apparaître la réponse d'un système NL sous la forme de la sommation d'un terme linéaire puis quadratique, cubique, etc.

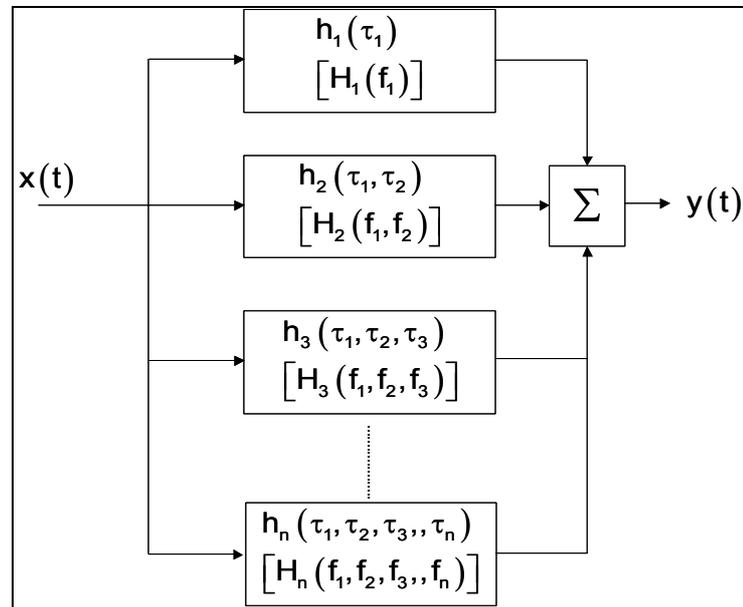


Figure II-20 : Topologie générale du modèle de Volterra classique.

III.1.2. Le modèle proposé par Zhu.

Zhu propose dans [II-30] une nouvelle méthode d'implémentation du modèle de Volterra classique en temps discret appliquée directement sur les enveloppes complexes aux accès du dispositif considéré. Pour cela, Zhu s'appuie sur des structures de matrices héritées de l'algèbre des V-Vectors initiée dans le monde des radio-fréquences par A.Carini, E.Mumolo et G.L. Sicuranza [II-31]. Considérons l'expression en temps discret du modèle de Volterra classique :

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}(t) = & \sum_{i=0}^{m_1-1} h_1(i) \tilde{X}(n-i) \\
 & + \sum_{i_1=0}^{m_1-1} \sum_{i_2=0}^{m_2-1} \sum_{i_3=0}^{m_3-1} h_3(i_1, i_2, i_3) \tilde{X}(n-i_1) \tilde{X}(n-i_2) \tilde{X}^*(n-i_3) \\
 & + \sum_{i_1=0}^{m_1-1} \sum_{i_2=0}^{m_2-1} \sum_{i_3=0}^{m_3-1} \sum_{i_4=0}^{m_4-1} \sum_{i_5=0}^{m_5-1} h_5(i_1, i_2, i_3, i_4, i_5) \prod_j^5 \tilde{X}(n-i_j) + \dots
 \end{aligned}
 \tag{II-42}$$

Dans cette expression $h_n(i_1, i_2, \dots, i_n)$ représente le noyau de Volterra d'ordre n avec m_n la mémoire de la non linéarité d'ordre n . Nous noterons que dans cette formulation, Zhu ne considère que les noyaux d'ordres impairs, les noyaux pairs n'ayant pas d'effet sur les systèmes de type passe bande comme les amplificateurs de puissance à modéliser. Les termes de ce modèle sont donc linéaires par rapport à chaque noyau. Il existe de nombreux algorithmes adaptatifs pouvant alors servir à la détermination de chaque noyau de la même manière que pour les filtres numériques linéaires. Néanmoins dans le cas du modèle de Volterra classique, les vecteurs d'entrée doivent être redéfinis de façon appropriée pour permettre de conserver les propriétés d'invariance temporelle des systèmes. Dans ce contexte l'utilisation de technique adaptative classique conduirait à des complexités de structure mathématique menant à des temps de calcul rapidement prohibitifs.

Afin de remédier à cela l'algèbre des V-Vectors introduit une structure de matrices non rectangulaire conservant les propriétés d'invariance temporelle et permettant d'éviter des permutations complexes d'échantillons. A titre d'exemple, nous présentons dans la figure II-43 le V-vector d'ordre 3 avec 3 échantillons de mémoire correspondant aux vecteurs d'entrée.

$$\begin{array}{ccccc}
 \tilde{X}(n) & & \tilde{X}(n-1) & & \tilde{X}(n-2) \\
 \left| \tilde{X}(n) \right|^2 \cdot \tilde{X}^*(n) & & \left| \tilde{X}(n-1) \right|^2 \cdot \tilde{X}^*(n-1) & & \left| \tilde{X}(n-2) \right|^2 \cdot \tilde{X}^*(n-2) \\
 & \left| \tilde{X}(n) \right|^2 \cdot \tilde{X}(n-1) & & \left| \tilde{X}(n-1) \right|^2 \cdot \tilde{X}^*(n-2) & \\
 & \tilde{X}^*(n) \left| \tilde{X}(n-1) \right|^2 & & \left| \tilde{X}(n-2) \right|^2 \cdot \tilde{X}^*(n-1) & \\
 & & \vdots & &
 \end{array}
 \tag{II-43}$$

Dans le cas linéaire pour passer du vecteur d'entrée défini à l'instant n à l'instant $n+1$, nous avons à éliminer le dernier élément du vecteur et à ajouter la nouvelle entrée à l'instant n . Ceci constitue le processus de calcul de tout filtre linéaire à mémoire. Cette propriété n'est plus vraie pour un modèle de Volterra classique car il résulte de produits d'échantillons d'entrée pris à différents instants. Avec la structure des V-vecteurs la première colonne de gauche est formée d'éléments qui sont ajoutés pour la transition de l'instant $n-1$ à l'instant n , la dernière est, elle, constituée d'éléments qui seront éliminés de la transition de n à $n+1$. Tout se passe alors comme dans le cas linéaire sans que des permutations complexes ne soient nécessaires. On peut alors définir la V-matrice correspondant aux noyaux de Volterra recherchés ainsi :

$$\begin{array}{ccccc}
 h(0) & & h(1) & & h(2) \\
 h(0,0,0) & & h(1,1,1) & & h(2,2,2) \\
 & h(0,0,1) & & h(1,1,2) & \\
 & h(0,1,1) & & h(2,2,1) & \\
 & & \vdots & &
 \end{array}
 \tag{II-44}$$

Les différentes structures de matrices présentées conduisent alors à la topologie du modèle de Zhu formée d'une association en parallèle de filtres FIR traitant des sous-vecteurs de petite taille du V-vector d'entrée présentés dans l'équation (II-39).

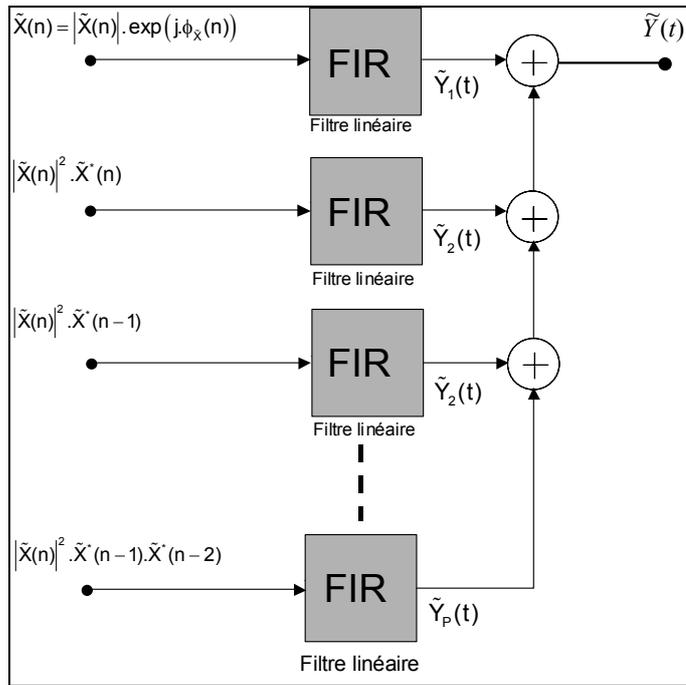


Figure II-21 : Topologie du modèle présenté par Zhu.

Afin de déterminer le FIR de chaque branche et donc les noyaux de Volterra correspondant, Zhu utilise un algorithme récursif des moindres carrés (RLS).

En considérant la forme matricielle conduisant au vecteur de sortie, on peut écrire :

$$\tilde{Y}(n) = \hat{W}_n^H \tilde{X}_n \quad (\text{II-45})$$

$\tilde{Y}(n)$ représente la sortie correspondant à l'instant $n \cdot \Delta\tau$ ($\Delta\tau$: pas d'échantillonnage).

\hat{W}_n et \tilde{X}_n sont les noyaux de Volterra et le V-vector d'entrée correspondant.

Zhu présente une extraction en mesures de ce modèle. Pour cela il utilise un banc de mesures d'enveloppe temporelle, associé à un algorithme RLS.

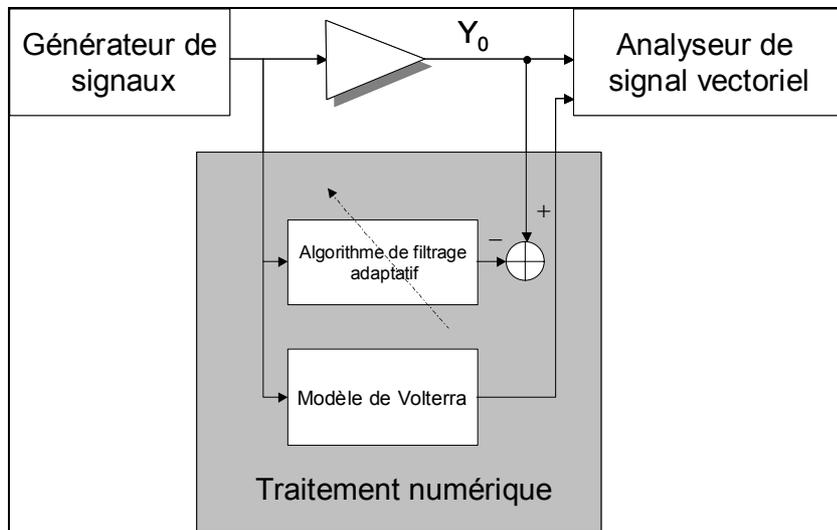


Figure II-22 : Méthode d'extraction par mesures temporelles.

L'algorithme RLS utilisé a pour but de sélectionner les coefficients $\hat{W}(n)$ de manière à ce que la fonction $J(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} (Y_0(k) - \hat{W}^H(n) \cdot \tilde{X}(k))^2$ soit minimisée à chaque instant (n est le nombre de FIR, λ est une constante qui contrôle la convergence du filtre adaptatif). Dans la méthode proposée par Zhu, il détermine la sortie de l'ensemble de son modèle et la soustrait à la sortie mesurée du dispositif à chaque instant de manière à déterminer les coefficients de chaque FIR d'abord indépendamment puis simultanément.

Le modèle présenté dans [II-30] a été identifié en utilisant comme signal d'extraction un 3GPP W-CDMA de débit 3.84 MHz et un facteur de crête de 6 dB. Les résultats obtenus sont excellents en termes de forme d'onde et de distorsion spectrale. Mais aucun résultat n'est présenté pour des applications différentes de celle ayant servi à l'identification du modèle. Les propriétés de généralisation de ce type de modèle restent à vérifier.

III.1.3. Le modèle proposé par Ku.

Ku propose un modèle qui représente une troncature du modèle de Volterra classique. En considérant que l'identification et l'implémentation d'un nombre élevé de noyaux restent très difficiles, il propose un modèle basé sur l'utilisation de fonctions polynomiales à mémoire sous la forme de filtres numériques. Dans l'approche suivie par Ku [II-32][II-33], l'objectif est de modéliser les effets de mémoire d'enveloppe observés lorsque l'amplificateur est excité par un signal biporteuse défini aux fréquences F_1 et F_2 et d'écart $\Omega = F_1 - F_2$ centrées autour d'une porteuse F_0 (au centre de la bande d'intérêt).

La méthodologie de détermination du modèle de Ku suit une approche graduelle où la première étape est de considérer une description statique du dispositif par série de puissance. Si on note $\tilde{Y}(t) = |\tilde{Y}(t)| \cdot e^{j\varphi_Y(t)}$ et $\tilde{X}(t) = |\tilde{X}(t)| \cdot e^{j\theta_X(t)}$ respectivement les enveloppes complexes de sortie et d'entrée du dispositif, on a alors la relation suivante :

$$\tilde{Y}(t) = c_1 \cdot \tilde{X}(t) + c_2 \cdot |\tilde{X}(t)| \cdot \tilde{X}(t) + c_3 \cdot |\tilde{X}(t)|^2 \cdot \tilde{X}(t) + c_4 \cdot |\tilde{X}(t)|^3 \cdot \tilde{X}(t) + \dots \quad (\text{II-46})$$

Dans des systèmes de type passe bande comme les amplificateurs à modéliser, seuls les termes de puissance n impaires ($n = 2k - 1$ avec $k=1,2,3,\dots$) retomberont dans la bande utile de l'amplificateur, les puissances impaires étant elles filtrées. En considérant l'expression analytique d'un signal biporteuse défini aux fréquence F_1 et F_2 telles que ($F_2 - F_1 = \Omega / \pi$), on a $\tilde{X}(t) = A \cdot [e^{-j\Omega t} + e^{+j\Omega t}] = 2 \cdot A \cdot \cos(\Omega t)$. La sortie du modèle statique est alors :

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{k=1}^n c_{2k-1} \cdot \frac{1}{2^{k-1}} \cdot \frac{2k-1}{k} \cdot |\tilde{X}(t)|^{2(k-1)} \cdot \tilde{X}(t) \quad (\text{II-47})$$

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{k=1}^n a_{2k-1} \cdot |\tilde{X}(t)|^{2(k-1)} \cdot \tilde{X}(t) \quad (\text{II-48})$$

$$\text{avec } a_{2k-1} = \frac{2k-1}{2^{k-1} \cdot k} \cdot c_{2k-1}.$$

Cette description purement statique ne peut représenter la mémoire d'un amplificateur, Ku propose alors deux méthodes différentes pour introduire de la mémoire à son modèle par l'intermédiaire des coefficients a_{2k-1} . Dans [II-32], il propose une structure basée sur une association parallèle de modèles de Wiener dérivée des travaux de Schetzen [II-34] et utilisant des procédures d'optimisation.

Dans des travaux plus récents [II-33] une méthode d'identification d'un modèle de Volterra classique tronqué est utilisée. Pour cela en reconsidérant l'équation (II-48), il adopte une écriture en temps discret et utilise une structure FIR polynomiale d'ordre $2.n - 1$ avec une mémoire de Q échantillons.

Ainsi la sortie de son modèle à une excitation biporteuse ayant une amplitude A_1 sur chacune des deux composantes spectrales espacées de $2.\Omega$ s'écrit comme suit :

$$\tilde{Y}(l, A_1, \Omega) = \sum_{k=1}^n \sum_{q=0}^Q a_{k,q} \cdot |\tilde{X}(l-r(q), A_1, \Omega)|^{2(k-1)} \cdot \tilde{X}(l-r(q), A_1, \Omega) \quad (\text{II-49})$$

$\tilde{Y}(l, A_1, \Omega) = \tilde{Y}(t=l.t_s, A_1, \Omega)$ et $\tilde{X}(l, A_1, \Omega) = \tilde{X}(t=l.t_s, A_1, \Omega)$ représentent les valeurs des échantillons de la sortie et de l'entrée à l'instant $t=l.t_s$ (t_s est le pas d'échantillonnage). n représente l'ordre maximal des composantes fréquentielles introduites par une non linéarité polynomiale d'ordre impaire ($2.n - 1$) retombant dans la bande utile de l'amplificateur. Afin de réaliser le calcul de la sortie à l'instant t , le modèle doit connaître la valeur de Q échantillons stockés sur les N précédents l'instant de calcul. Le modèle polynomial à mémoire utilisé possède la particularité de « pondérer » les échantillons en mémoire par la relation $r(q) = \text{floor}(N.q/Q)$. Dans un polynôme à mémoire classique on a $r(q) = q$ alors qu'ici on ne conserve que la valeur entière inférieure de la quantité $N.q/Q$, ce qui implique que l'on remonte beaucoup plus loin dans la mémoire du système. N représente la mémoire « pondérée » du système et Q représente alors la mémoire « effective » comme l'illustre la figure suivante.

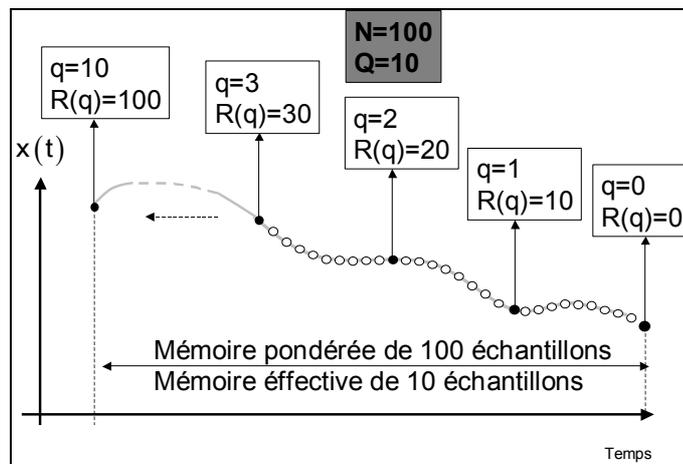


Figure II-23 : Principe de la mémoire pondérée utilisée par Ku.

Afin d'obtenir les coefficients complexes à mémoires ou encore les noyaux de Volterra, une identification à l'aide de signaux biporteuse est réalisée. Pour ce faire Ku fait varier l'amplitude de chaque raie ($A_i, i=1\dots P$) ainsi que l'écart entre chaque fréquence ($2.\Omega_j = 2\pi.(F_{2j} - F_{1j}), j=1\dots S$), une représentation matricielle peut alors être utilisée :

$$Y = H.a \quad (\text{II-50})$$

où :

$$Y = \begin{bmatrix} Y(A_1, \Omega_1) \\ Y(A_p, \Omega_1) \\ \vdots \\ Y(A_1, \Omega_2) \\ Y(A_p, \Omega_2) \\ \vdots \\ Y(A_p, \Omega_s) \end{bmatrix} \quad H = \begin{bmatrix} H(A_1, \Omega_1) \\ H(A_p, \Omega_1) \\ \vdots \\ H(A_1, \Omega_2) \\ H(A_p, \Omega_2) \\ \vdots \\ H(A_p, \Omega_s) \end{bmatrix} \quad (\text{II-51})$$

Les composantes de chaque colonne sont définies par différents vecteurs dont la taille dépendant du nombre de puissance A_i , du nombre d'espacement Ω_j , ainsi que de la taille des mémoires pondérée (N) et effective (Q) :

$$H(A_i, \Omega_j) = \begin{bmatrix} h_{10}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) & h_{20}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{k0}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) \\ h_{10}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) & h_{20}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{k0}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_{10}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) & h_{20}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{k0}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) & \dots & h_{nQ}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) \end{bmatrix} \quad (\text{II-52})$$

avec

$$h_{kq}(l, A_i, \Omega_j) = \tilde{X}(l-r(q), A_i, \Omega_j) \cdot \left| \tilde{X}(l-r(q), A_i, \Omega_j) \right|^{2.(k-1)} \quad (\text{II-53})$$

H est donc un vecteur de dimension $N.p.s \times (n(Q+1))$.

$$Y(A_i, \Omega_j) = \begin{bmatrix} \tilde{Y}(r(Q)+1, A_i, \Omega_j) \\ \tilde{Y}(r(Q)+2, A_i, \Omega_j) \\ \vdots \\ \tilde{Y}(r(Q)+N, A_i, \Omega_j) \end{bmatrix} \quad (\text{II-54})$$

Y est donc un vecteur de dimension $N.p.s \times (1)$.

Il est alors possible de déterminer les coefficients \mathbf{a} par $\mathbf{a} = \text{Pseudoinverse}(\mathbf{H}) \cdot \mathbf{Y}$, ils peuvent être écrits sous une forme vectorielle :

$$\mathbf{a} = [\mathbf{a}_{10} \ \mathbf{a}_{20} \ \dots \ \mathbf{a}_{n0} \ \dots \ \mathbf{a}_{1Q} \ \dots \ \mathbf{a}_{nQ}]^T \quad (\text{II-55})$$

\mathbf{a} est alors un vecteur de dimension $n(Q+1) \times (1)$. Une représentation du modèle de K_u est donc la suivante :

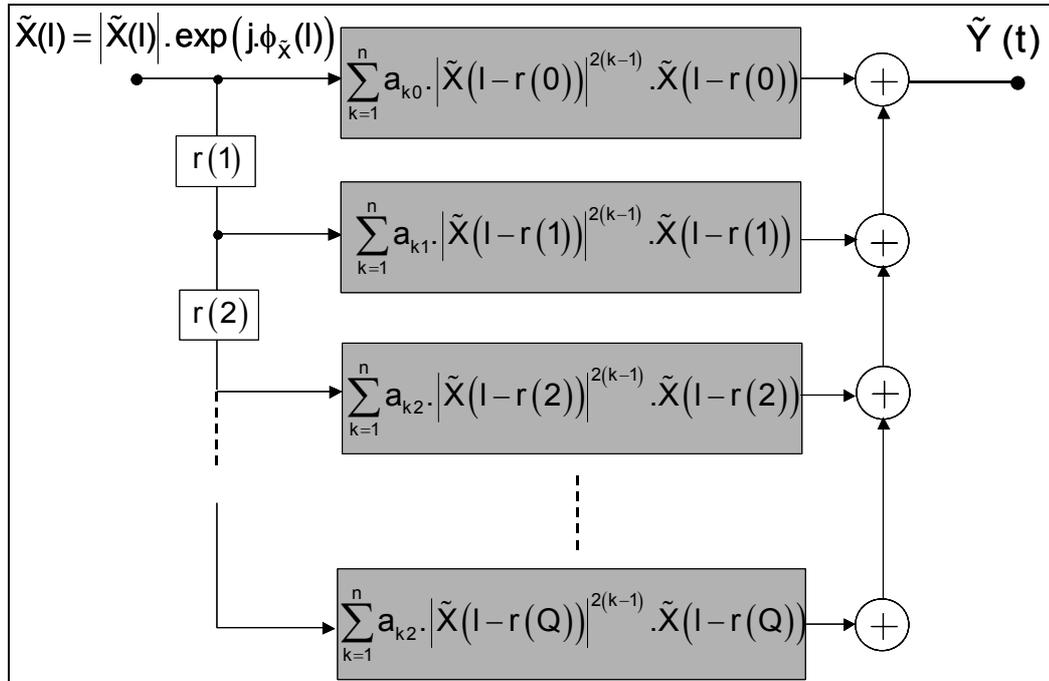


Figure II-24 : Modèle polynomial à mémoire de K_u .

Ce modèle a été extrait à partir de mesures de signaux biporteuse dont la puissance et l'espacement fréquentiel varient sur une bande de 5 MHz. Il a été alors obtenu une structure FIR polynomiale d'ordre 17 (ordre impair seulement) possédant une mémoire de 100 échantillons.

Les résultats présentés par les auteurs sont performants concernant la prédiction des niveaux d'IM₃ et d'IM₅ mais aucun résultat n'est pour l'instant publié concernant la prédiction de distorsion dans des cas de modulation plus complexes n'appartenant pas à la même famille de signaux..

III.2. La modélisation par séries de Volterra dynamiques.

III.2.1. Rappel du formalisme.

Dans ce cas, le développement en séries de Taylor d'une fonction linéaire à n variables ne se situe plus autour du point d'origine $[0,0,0,\dots]$ donc un point fixe mais autour d'un point plus judicieux $[x(t_0), x(t_0), x(t_0), \dots]$. En conséquence, le développement s'applique à des déplacements du signal $\Delta X_k = x(t_0 - k \cdot \Delta\tau) - x(t_0)$ comme rappelé dans la figure ci-dessous.

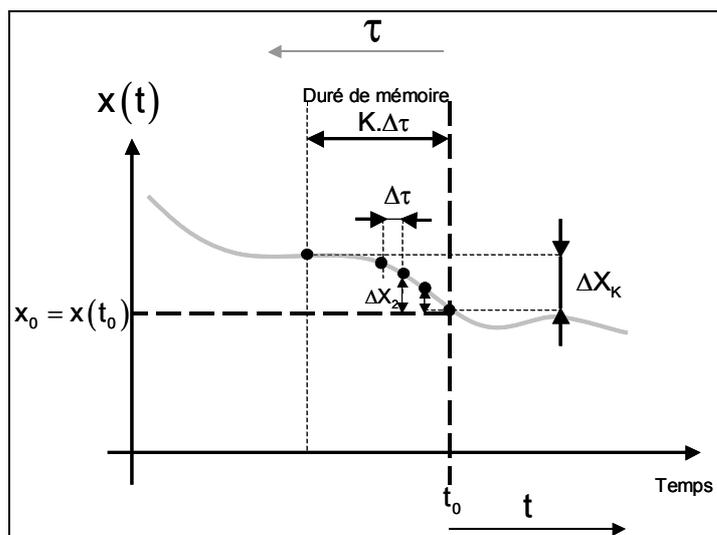


Figure II-25 : Illustration des variables utilisées lors du développement mathématique.

Si on considère un instant t_0 présent et une valeur du signal d'entrée $x(t_0) = x_0$ correspondant, on a sur une longueur de mémoire $K \cdot \Delta\tau$, le vecteur $[x(t_0), x(t_0 - \Delta\tau), \dots, x(t_0 - K\Delta\tau)]$. Le développement en séries de Taylor autour du vecteur $[x(t_0), x(t_0), \dots, x(t_0)]$ conduit à une série de Volterra dite à noyaux dynamiques écrite sous forme discrétisée.

$$y(t_0) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k=0}^K a_k(x_0) \cdot \Delta X_k + \sum_{k_1=0}^K \sum_{k_2=0}^K a_{k_1 k_2}(x_0) \Delta X_{k_1} \cdot \Delta X_{k_2} + \dots \quad (\text{II-56})$$

Avec $\Delta X_k = x(t_0 - k \cdot \Delta\tau) - x(t_0)$ et $x_0 = x(t_0)$ variable dans le temps.

$f(x_0, \dots, x_0)$ représente la fonction de description statique du système. Les coefficients $a_k, a_{k_1}, \dots, a_{k_1 k_2 \dots k_K}$ dépendent des dérivées partielles de la fonctionnelle F prises autour d'un point x_0 variable dans le temps donc ils ne sont plus des invariants du système.

La forme intégrale en temps continu est obtenue pour $\Delta\tau \rightarrow 0$, soit :

$$y(t) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_0^{T_m} \int_0^{T_m} \dots \int_0^{T_m} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i \quad (\text{II-57})$$

$h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ représente alors le noyau dynamique d'ordre n .

L'expression de la série de Volterra modifiée permet d'étendre les capacités de modélisation au comportement très non linéaire des dispositifs à une mémoire courte avec peu de termes. Néanmoins, l'extraction d'un nombre important de noyaux reste nécessaire si l'on souhaite modéliser l'ensemble des effets de mémoire non linéaires incluant ceux à long terme. L'extrême difficulté d'envisager l'extraction des ordres supérieurs conduit à réaliser une troncature au premier ordre.

III.2.2. Modèle de Volterra dynamique tronqué appliqué aux signaux réels.

Si on reconsidère l'expression (II-57) tronquée au premier ordre. Etant donné que les effets de mémoire sont toujours relatifs à la dynamique du signal d'excitation. Cette troncature suppose que les termes $\prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t))$ deviennent alors négligeables pour $n > 1$, on peut donc écrire :

$$y(t) = f_{\text{stat}}(x(t)) + \int_0^{T_m} h(x(t), \tau) \cdot (x(t - \tau) - x(t)) \cdot d\tau \quad (\text{II-58})$$

C'est d'autant plus vrai que le signal varie peu pendant la durée de mémoire comme illustré sous forme discrétisée ci-dessous :

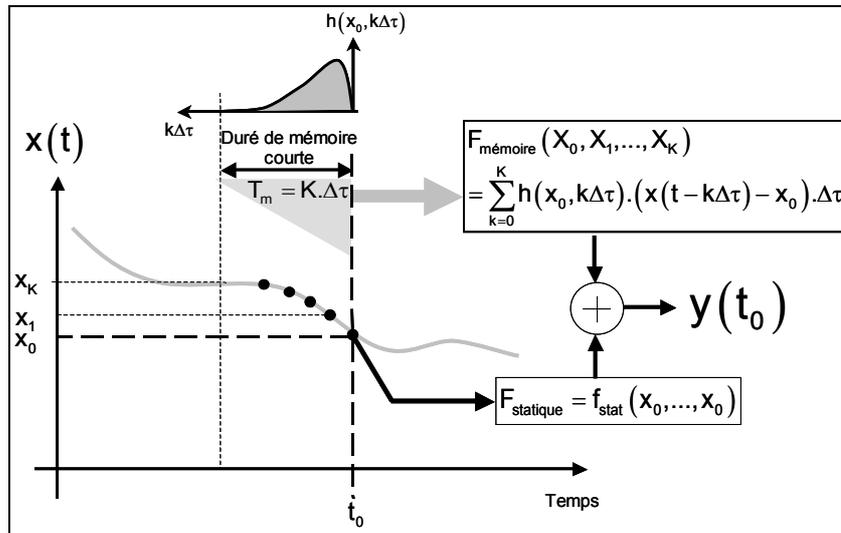


Figure II-26 : Illustration de la formulation du modèle de Volterra dynamique tronqué au 1^{er} ordre.

La série de Volterra à noyaux dynamiques tronquée au premier ordre constitue en fait l'application d'une opération de convolution linéaire autour d'un niveau donné. Le résultat de l'opération de convolution dépend d'une réponse impulsionnelle dont la forme et la durée sont paramétrées par le niveau du signal à l'instant considéré. Globalement, ce modèle de Volterra peut être vu comme un filtre linéaire paramétré en niveau. Il varie au fur et à mesure avec le trajet suivi par le signal $x(t)$. Le principe de linéarisation autour d'un point $x(t)$ donné est donc parfaitement adéquat à la description d'un dispositif possédant une mémoire courte devant les variations du signal. Cette formulation suggère l'architecture de modèle suivante.

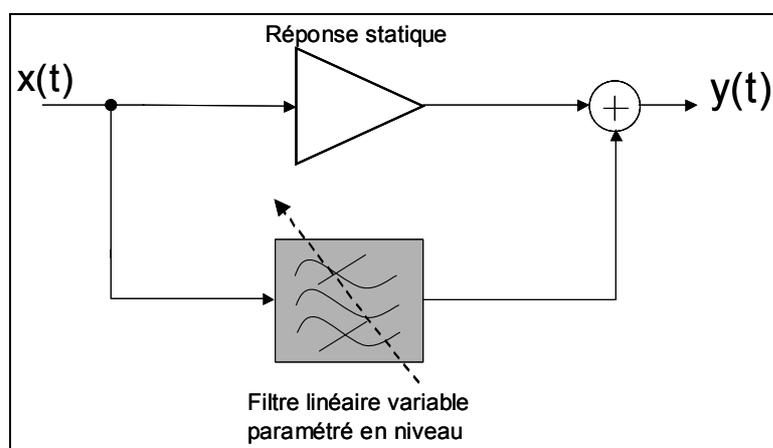


Figure II-27 : Topologie du modèle de Volterra dynamique tronqué au 1^{er} ordre.

L'expression modèle de Volterra à noyaux dynamiques sur des signaux réels ont fait l'objet de travaux menés par Asdente [II-24]. Filicori [II-25] et Chehadé [II-12] l'ont utilisée pour des applications orientées vers la modélisation de composant. Ce modèle de Volterra permet d'élaborer des modèles avec effets de mémoire types piège et thermique sans avoir à associer une topologie électrique. Cependant dans une préoccupation de modélisation système il est intéressant d'adapter ce formalisme aux enveloppes complexes de modulation des porteuses micro-ondes.

III.2.3. Modèle de Volterra dynamique tronqué appliqué aux signaux d'enveloppe.

Dans une hypothèse de modèles comportementaux de type passe bande, il convient de travailler avec le formalisme d'enveloppe complexe. Les enveloppes sont notées respectivement $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ pour les signaux d'entrée et de sortie du dispositif. Les fonctions de modélisation à décrire deviennent des fonctions équivalentes passe bas avec deux vecteurs $\tilde{X}(t_0, \dots, t_0 - K\Delta\tau)$ et $\tilde{X}^*(t_0, \dots, t_0 - K\Delta\tau)$. Ce pourrait être de la même façon $\Re[\tilde{X}(t_0, \dots, t_0 - K\Delta\tau)]$ et $\Im[\tilde{X}(t_0, \dots, t_0 - K\Delta\tau)]$ (les signaux d'enveloppe communément connus sous le nom de signaux I et Q de modulations). Ainsi il y a deux variables indépendantes. Le nombre de dérivées partielles du développement en séries de Taylor est doublé. En se limitant au premier ordre, on a sous forme discrétisée :

$$\tilde{Y}(t) = F_{NL}(\tilde{X}_0, \tilde{X}_0^*) + \sum_{k1=0}^K \frac{\partial F_{NL}(\tilde{X})}{\partial \mathbf{x}_{k1}} \Big|_{\tilde{X}_0, \tilde{X}_0^*} \cdot \Delta \tilde{X}_{k1} + \sum_{k2=0}^K \frac{\partial F_{NL}(\tilde{X})}{\partial \mathbf{x}_{k2}^*} \Big|_{\tilde{X}_0, \tilde{X}_0^*} \cdot \Delta \tilde{X}_{k2}^* \quad (\text{II-59})$$

et donc sous forme intégrale en temps continu :

$$\tilde{Y}(t) = Y_{DC}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t)) + \int \tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot (\tilde{X}(t) - \tilde{X}(t - \tau)) \cdot d\tau + \int \tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot (\tilde{X}^*(t) - \tilde{X}^*(t - \tau)) \cdot d\tau \quad (\text{II-60})$$

$Y_{DC}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ représente la caractéristique quasi-statique du dispositif, c'est-à-dire la réponse à une enveloppe DC donc autrement dit à une porteuse CW non modulée. $\tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau)$ et $\tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau)$ représentent deux noyaux d'ordre 1 rendant compte des effets de mémoire. Ce sont deux filtres non linéaires paramétrés en niveaux issus des dérivées partielles prises en un point variable. Ce ne sont plus des invariants.

Si on réalise la transformée de Fourier en fonction de τ des fonctions \tilde{h}_1 et \tilde{h}_2 , on aboutit à une première expression des noyaux sous une forme tempo-fréquentielle :

$$\begin{cases} \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) = \text{TF}[\tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \\ \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) = \text{TF}[\tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \end{cases} \quad (\text{II-61})$$

En considérant que la réponse du modèle à $\Omega = 0$ correspond à la partie quasi-statique du modèle, on a alors l'équation finale des noyaux tempo-fréquentiels du modèle de Volterra dynamique :

$$\begin{cases} \tilde{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) = \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) - \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), 0) \\ \tilde{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) = \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) - \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), 0) \end{cases} \quad (\text{II-62})$$

Ainsi, si l'on note $\tilde{H}_0(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ la partie statique de l'amplificateur, l'équation générale du modèle de Volterra modifié est :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \end{aligned} \quad (\text{II-63})$$

En considérant les propriétés des systèmes invariants dans le temps une écriture simplifiée ne manipulant que le module du signal d'entrée en paramètre est possible. Cette équation est présentée ci-dessous :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j2 \cdot \phi_{\tilde{X}(t)}} \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \end{aligned} \quad (\text{II-64})$$

La structure du modèle peut alors être mise sous la forme d'une non linéarité statique avec deux filtres linéaires paramétrés par le niveau du signal d'entrée $|\tilde{X}(t)|$. Ceci a fait l'objet des travaux de thèse de N. Le Gallou [II-35][II-36][II-37].

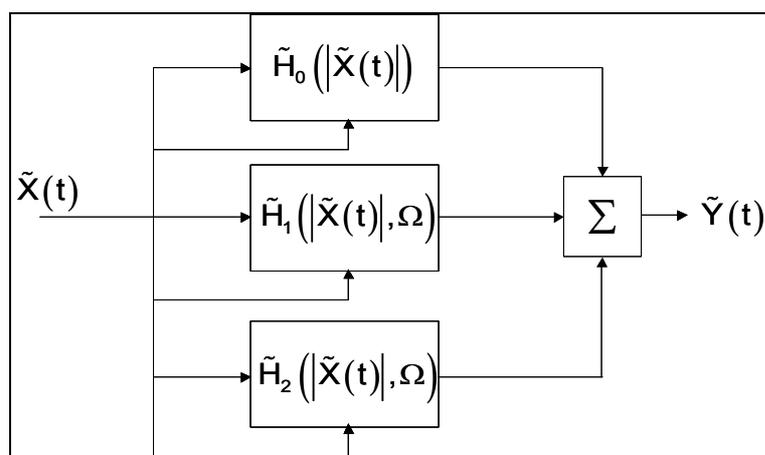


Figure II-28 : Modèle de Volterra à noyaux dynamiques.

La troncature de la série de Volterra au premier ordre définit un système linéaire paramétré.

Dans l'hypothèse de validité de cette troncature, le système est alors identifiable en appliquant un signal de faible amplitude autour d'un signal de pompe. Le noyau statique $\tilde{H}_0(\tilde{X}(t))$ correspond à la réponse du circuit à une excitation par une porteuse non modulée du type $x(t) = \Re\{X_0 e^{j\omega_0 t}\}$. On l'obtient par les courbes AM/AM et AM/PM correspondant à la fréquence de pompe. Les noyaux dynamiques \tilde{H}_1 et \tilde{H}_2 représentent respectivement les fonctions de transfert $\frac{\delta Y^-}{\delta X} - \frac{\partial \tilde{H}_0(X_0, X_0^*)}{\partial X_0}$ et $\frac{\delta Y^+}{\delta X} - \frac{\partial \tilde{H}_0(X_0, X_0^*)}{\partial X_0}$ représentées symboliquement par la figure II-29.

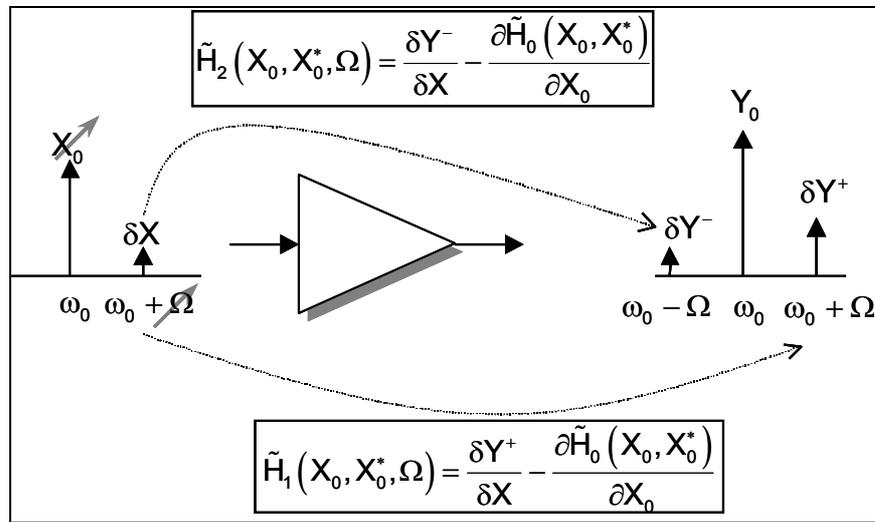


Figure II-29 : Principe d'identification des deux noyaux du modèle.

L'extraction de manière analytique se fait avec un signal d'entrée à faible taux de modulation d'amplitude $x(t) = \Re\{X_0 e^{j\omega_0 t} + \delta X e^{j(\omega_0 + \Omega)t}\}$ où $\delta X \ll X_0$, et avec une modulation de phase sinusoidale. Pour des signaux différents de type biporteuse, l'hypothèse de faible taux de modulation d'amplitude n'est plus vraie. Une extraction par optimisation doit être envisagée.

L'identification de ce type de modèle est réalisable de façon simple en simulation en équilibrage harmonique, mais, son extraction via des mesures reste délicate. Il faut connaître les relations de phase entre raies spectrales de fréquences différentes. Cela requiert un principe de caractérisation temporelle calibrée en amplitude et en phase absolue.

Il faut avoir recours, soit à l'analyseur de type « LSNA » (Large Signal Network Analyser)[II-38] avec ses limites en mesures calibrées pour des largeurs de bande importantes, soit à des bancs de mesure temporelles d'enveloppes en bande de base avec des limitations du compromis (vitesse de modulation/dynamique de mesure). Le modèle ainsi formulé permet une bonne approximation des performances des dispositifs à mémoire courte même lorsque ceux-ci présentent des phénomènes très non linéaires.

III.2.4. Le modèle à « réponse impulsionnelle non linéaire ».

Pour améliorer la faculté de prise en compte des phénomènes de mémoire longue stimulés en présence de signaux à fort taux de modulation d'amplitude, on peut effectuer un développement plus général de l'expression de base des séries de Volterra dans laquelle les séries de puissance (polynômes) sont remplacées par des séries de fonctions arbitraires. Cela a fait l'objet des travaux de thèse de A. Soury [II-39] [II-40][II-41].

$$\begin{aligned}
 y(t_0) = & f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k_1=0}^K f_1(x(t_0 - k_1\Delta\tau) - x_0) \\
 & + \sum_{k_1=0}^K \sum_{k_2=0}^K f_{k_1, k_2} [(x(t_0 - k_1\Delta\tau) - x_0), (x(t_0 - k_2\Delta\tau) - x_0)] \\
 & + \dots \\
 & + \sum_{k_1=0}^K \sum_{k_2=0}^K \dots \sum_{k_n=0}^K f_{k_1, k_2, \dots, k_n} [(x(t_0 - k_1\Delta\tau) - x_0), \dots, (x(t_0 - k_n\Delta\tau) - x_0)]
 \end{aligned} \tag{II-65}$$

$K.\Delta\tau$ représente la durée de mémoire. Dans ce développement les fonctions f_{k_1, \dots, k_n} ne sont plus obligatoirement des fonctions linéaires des déplacements du signal contrairement à la série de Volterra à noyaux dynamiques décrite jusqu'à présent. Ainsi de façon intuitive, cette formulation semble être mieux configurée pour reproduire des effets non linéaires sur du long terme.

La formulation du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire à mémoire longue tout en utilisant une troncature du développement au premier ordre est :

$$y(t_0) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k_1=0}^K f_1(x(t_0 - k_1\Delta\tau) - x_0) \tag{II-66}$$

Si on pose $x_0 = 0$ comme dans le cas des séries de Volterra classiques, on aboutit à :

$$y(t_n) = \sum_{k_1=0}^K f_i(x(t_0 - k_1 \Delta\tau)) \quad (\text{II-67})$$

En normalisant par le pas d'échantillonnage $\Delta\tau$, et en passant en temps continu ($\Delta\tau \rightarrow 0$), on obtient alors :

$$y(t_n) = \sum_{k_1=0}^K \frac{1}{\Delta\tau} \cdot f_i(x(t_0 - k_1 \Delta\tau)) \cdot \Delta\tau = \int_0^\infty y_\delta(x(t-\tau), \tau) \cdot d\tau \quad (\text{II-68})$$

En faisant apparaître la notion de réponse impulsionnelle et en considérant des signaux à temps discret, on obtient la formulation :

$$y(t_0) = \sum_{k=0}^K h(x_k, k\Delta\tau) \cdot x_k \cdot \Delta\tau \quad (\text{II-69})$$

avec $x_k = x(t_0 - k\Delta\tau)$.

On peut là aussi faire apparaître la somme des parties statique et dynamique :

$$y(t_0) = f_{\text{stat}}(x_0, x_0, \dots) + \sum_{k=0}^K h(x_k, k\Delta\tau) \cdot x_k \cdot \Delta\tau \quad (\text{II-70})$$

Le principe de la réponse impulsionnelle non linéaire est présentée sur la figure suivante.

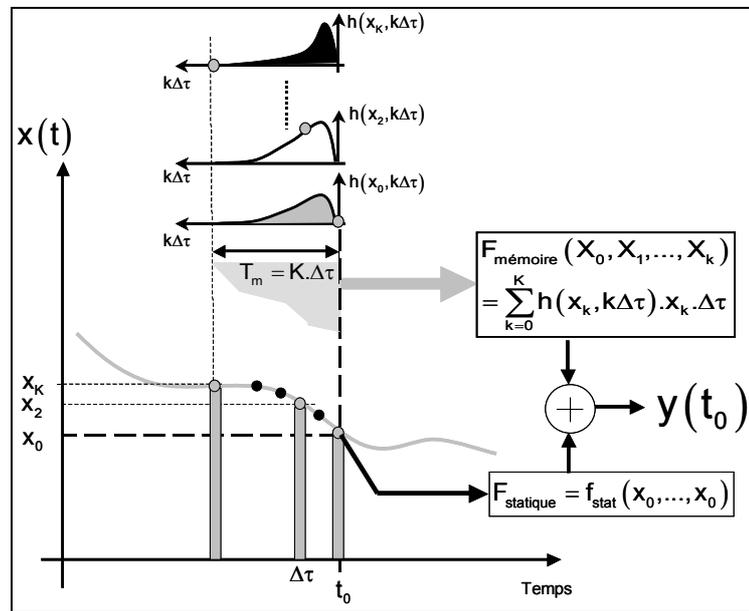


Figure II-30 : Illustration du principe de convolution non linéaire.

Comme illustré sur la figure II-30, avec la formulation de la réponse impulsionnelle non linéaire, la réponse est calculée directement comme dans un système linéaire, à la différence que les réponses aux impulsions (échantillons successifs de durée $\Delta\tau$) ne suivent pas une loi linéaire par rapport à la hauteur et aux décalages temporels entre chaque impulsion. Ainsi, le modèle à réponse impulsionnelle ne présupposant aucune opération de linéarisation est mieux configuré pour capturer la mémoire longue du dispositif à modéliser. L'expression précédente a été développée dans le cas de signaux réels, on peut ensuite décrire ce formalisme en l'adaptant aux enveloppes complexes (réponse impulsionnelle non linéaire d'enveloppe). Pour ce faire écrivons :

$$\tilde{X}(t) = |\tilde{X}(t)| \cdot e^{j\varphi_{\tilde{X}}(t)} = |\tilde{X}(t)| \cdot e^{j \int_0^t \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(\tau)}{d\tau} \cdot d\tau} \quad (\text{II-71})$$

de telle sorte, qu'on puisse exprimer le signal réel ainsi :

$$x(t) = \Re e \left\{ |\tilde{X}(t)| \cdot e^{j \int_0^t \left(\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(\tau)}{d\tau} \right) \cdot d\tau} \right\} \quad (\text{II-72})$$

L'amplitude et la pulsation instantanées du signal sont respectivement $|\tilde{X}(t)|$ et $\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt}$. L'expression précédente appliquée aux formalismes des enveloppes complexes conduit alors à l'expression de l'enveloppe du signal de sortie $\tilde{Y}(t)$ suivante :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{T_m} \tilde{Y}_\delta \left(|\tilde{X}(t-\tau)|, \left. \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt} \right|_{t-\tau}, \tau \right) \cdot d\tau \quad (\text{II-73})$$

L'extraction de la réponse impulsionnelle est réalisée en excitant le dispositif par un échelon d'Heaviside modulant une porteuse définie à $\omega_0 + \Omega_i$. Dans ce cas $\frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt} = \Omega$ est l'écart avec la fréquence dite de référence (fréquence centrale). Les variations de Ω couvriront la bande de fréquence utile de l'amplificateur pour capturer les dispersions dues à la mémoire de porteuse.

$$\tilde{Y}(X_0, \Omega_i, t) = \int_0^{T_m} \tilde{h} \{ X_0, \Omega, \tau \} \cdot X_0 \cdot U(t-\tau) \cdot e^{j\Omega(t-\tau)} \cdot d\tau \quad (\text{II-74})$$

En utilisant le fait que $U(t-\tau)=0$ pour $\tau > t$ et que $U(t-\tau)=1$ pour $\tau \leq t$, on peut réécrire la relation ainsi :

$$\tilde{Y}(X_0, \Omega_i, t) = \int_0^t \tilde{h}\{X_0, \Omega_i, \tau\} \cdot X_0 \cdot e^{j\Omega_i(t-\tau)} d\tau \quad (\text{II-75})$$

La réponse impulsionnelle est alors déduite de la relation (II-71) en considérant la dérivée par rapport au temps de l'enveloppe complexe de sortie comme indiqué ci-dessous :

$$\tilde{h}(X_0, \Omega_i, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \{ \tilde{Y}(X_0, \Omega_i, t) \cdot e^{-j\Omega_i t} \}}{\partial t} \cdot e^{j\Omega_i t} \quad (\text{II-76})$$

Un schéma de principe simplifié appliqué aux cas d'enveloppes purement réelles est présenté dans la figure suivante :

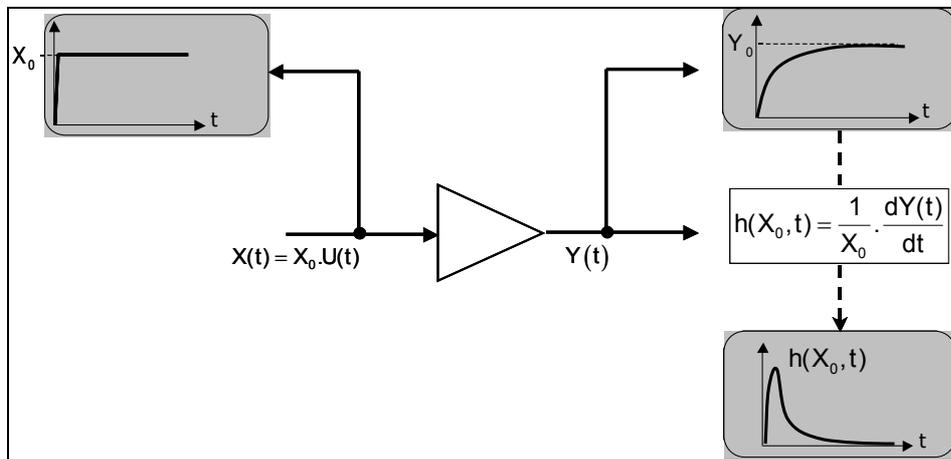


Figure II-31 : Principe d'identification de la réponse impulsionnelle non linéaire.

L'extension au cas d'enveloppes complexes décrit précédemment revient simplement à traiter des signaux dont les parties réelles et imaginaires varient à la fois en fonction du niveau X_0 et de la pulsation Ω de l'excitation. Ceci définit alors la réponse impulsionnelle manipulée comme une quantité complexe à deux dimensions (partie réelle et imaginaire) et dépendantes de trois paramètres réels (X_0, Ω, τ). Dans les travaux [II-40][II-41] il est proposé une simplification de l'expression générale de la réponse impulsionnelle non linéaire. La formulation du modèle passe de trois variables (X_0, Ω, τ) à deux variables (X_0, τ).

Cette simplification est valable dans le cas de modulation à faible largeur de bande dans lesquelles les effets prépondérants sur la réponse de l'amplificateur sont des effets à long terme (la mémoire courte peut être négligée). Cette formulation sera utilisée et développée dans le chapitre III.

L'identification de ce type de modèle est réalisable en simulation en transitoire d'enveloppe, et son extraction via des mesures temporelles est réalisable comme cela est présenté dans [II-40]. Le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire possède la propriété de bien capturer les transitoires correspondant aux constantes de temps longues responsables des effets de mémoire basse fréquence. Il permet de bien retranscrire les performances des dispositifs pour des signaux de classes différentes de ceux ayant été utilisés pour son extraction tant que les effets de mémoire à court terme restent faibles.

III.3. Le modèle à topologie phénoménologique.

La mise au point de ce type de modèles repose sur l'identification de paramètres physiques influant directement sur la réponse du dispositif. Nous citerons parmi les plus récents les travaux menés par T.Reveyrand ainsi que ceux de Asbeck et Draxler. Dans ces travaux, l'extraction des modèles repose sur des bases de mesures.

III.3.1. Le modèle proposé par Asbeck et Draxler.

Asbeck [II-43] propose une nouvelle alternative au modèle proposé par Bösch [II-42]. Bösch proposait un modèle tenant compte de la dynamique de l'enveloppe du signal. Son principe consiste à commander par une voie dynamique le point de polarisation d'une voie purement statique représentée par des caractéristiques AM/AM AM/PM paramétrées.

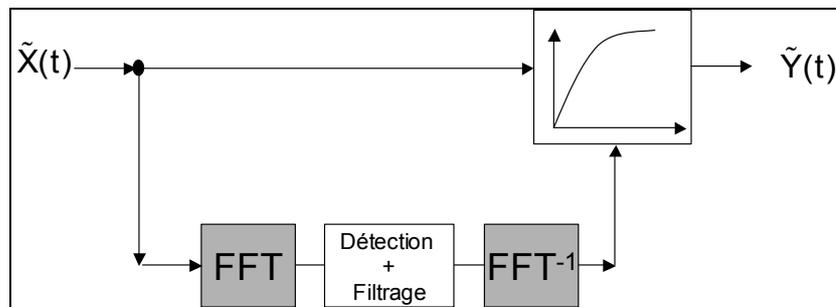


Figure II-32 : Principe du modèle de Bösch.

Asbeck dans son modèle utilise une variable $Z(t)$ fonction de l'amplitude instantanée de l'enveloppe complexe $X(t)$. La topologie du modèle proposé par Asbeck est la suivante :

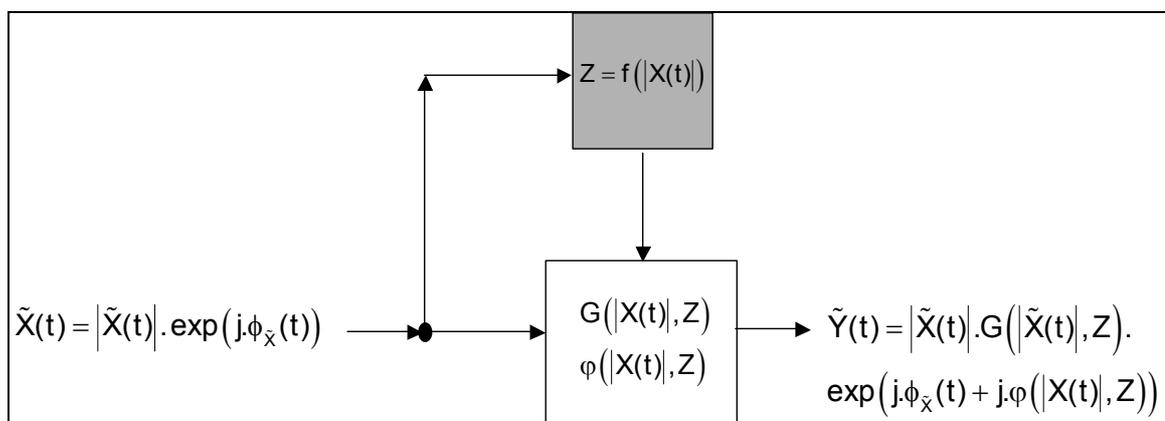


Figure II-33 : Principe du modèle d'Asbeck.

Dans [II-43], P.Asbeck capture l'influence d'un paramètre $Z(t)$ comme, par exemple, la température d'autoéchauffement sur le comportement de l'amplificateur par des tests en CW de puissance variable. Il confère un caractère dynamique à mémoire à ces variations grâce à la connaissance du circuit thermique équivalent. Les résultats publiés semblent cohérents en IM₃ mais ne permettent pas de décrire de façon précise le comportement de l'amplificateur lorsque la fréquence d'enveloppe tombe en dehors de la bande passante du circuit thermique. Dans ce cas, le modèle redevient un modèle sans mémoire et les dispersions dites à constante de temps courte ne sont pas intégrées. Ainsi ce modèle souffre d'un manque de généralité car il n'est exploitable que si des variables dynamiques externes impactant directement le comportement du dispositif ont été localisées et lorsqu'on peut leur affecter une topologie circuit. Une variante du modèle proposé par Asbeck, a été réalisée suivant la même approche par P.Draxler [II-44]. Draxler propose d'approximer les variations du gain complexe en fonction d'un paramètre $Z(t)$ sous la forme d'une série de Taylor d'ordre 1 et donne à son modèle la forme analytique suivante :

$$\tilde{Y}(t) = G_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot (1 + h_z(t) \otimes |\tilde{X}(t)|) \quad (\text{II-77})$$

avec \otimes : opérateur de convolution.

Dans cette écriture Draxler s'appuie sur le fait que pour l'amplificateur mesuré dans [II-44] il n'a pas observé de variations de $h_z(t)$ en fonction du niveau de l'enveloppe $\tilde{X}(t)$. Ceci présuppose que l'effet de la mémoire d'enveloppe est linéaire puisqu'il a la topologie suivante :

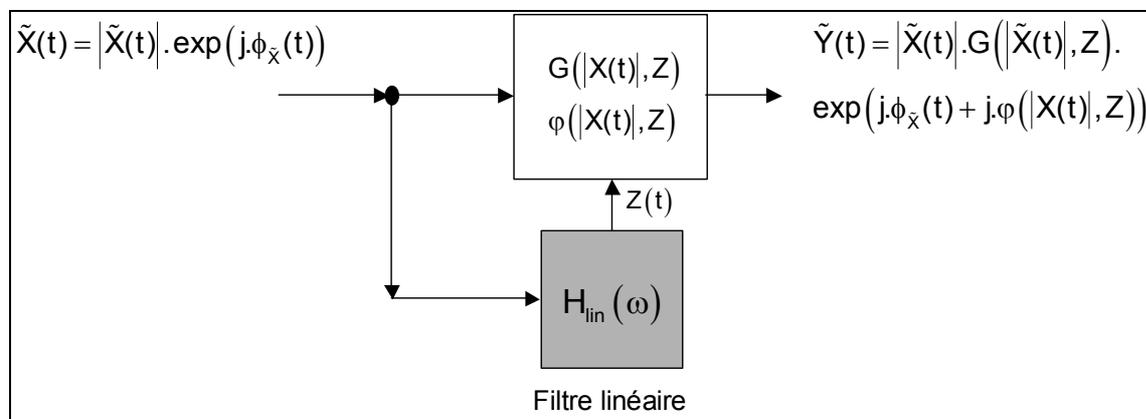


Figure II-34 : Modèle de Draxler.

Des travaux similaires avaient été menés par Y. Rolain [II-45] avec l'utilisation de signaux multiporteuse. En résumé, on peut reprocher à ce modèle un manque de généralité pour pouvoir s'appliquer à un grand nombre de dispositifs non linéaires à mémoire.

III.3.2. Le modèle à gain complexe dynamique.

Les amplificateurs de puissance sont considérés dans le cas général comme des systèmes à mémoire finie auxquels on peut donc associer une formulation explicite entrée/sortie, déjà présentée dans la partie I de ce chapitre :

$$y(t) = f_{NL} \left(x(t); \frac{\partial x(t)}{\partial t}; \frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2}; \frac{\partial^3 x(t)}{\partial t^3}; \dots; \frac{\partial^n x(t)}{\partial t^n}; \dots \right) \quad (\text{II-78})$$

Cette formulation appliquée à des signaux réels est adoptée dans les travaux de modélisation proposés par J.Wood et D.E Root [II-46] basés sur les « Non Linear Times Series ». L'idée clé de leurs travaux consiste à déterminer l'ordre maximale de dérivées à considérer pour obtenir une bonne approximation de l'équation (II-78).

L'application de cette formulation à des systèmes passe bande et la manipulation de la notion d'enveloppes complexes entraînent alors l'expression suivante décrivant des systèmes à mémoire :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \frac{\partial \tilde{X}(t)}{\partial t}, \frac{\partial \tilde{X}^*(t)}{\partial t}, \dots, \frac{\partial^n \tilde{X}(t)}{\partial t^n}, \frac{\partial^n \tilde{X}^*(t)}{\partial t^n} \right) \quad (\text{II-79})$$

Si on considère cette formulation à l'ordre 0, on définit alors le gain complexe dit quasi-statique $\tilde{Y}(t) = f(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ traduisant classiquement les caractéristiques AM/AM AM/PM du dispositif .

L'approche envisagée par T.Reveyrand [II-47][II-48][II-49] est de considérer l'expression précédente (II-79) tronquée au premier ordre comme une extension du gain complexe.

Cette extension du gain complexe a donc comme objectif de décrire la relation :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \frac{\partial \tilde{X}(t)}{\partial t}, \frac{\partial \tilde{X}^*(t)}{\partial t} \right) \quad (\text{II-80})$$

Le gain complexe dynamique est donc une fonction de quatre variables réelles et peut aussi être formulé à l'aide des variables indépendantes que sont le module et la phase du signal d'entrée.

Si on pose $\tilde{X}(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}$, la sortie du modèle peut alors s'exprimer comme suit :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL} \left(A(t), \frac{\partial A(t)}{\partial t}, \varphi(t), \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \right) \quad (\text{II-81})$$

En exprimant (II- 74) sous la forme d'un gain complexe, on obtient :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{G}_{NL} \left(A(t), \frac{\partial A(t)}{\partial t}, \varphi(t), \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \right) \cdot \tilde{X}(t) \quad (\text{II-82})$$

En considérant les propriétés d'invariance dans le temps des systèmes amplificateurs de puissance, la caractéristique $\tilde{G}_{NL} ()$ doit être indépendante de la phase $\varphi(t)$.

Finalement la formulation du modèle se simplifie et devient :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{G} \left(A(t), \frac{\partial A(t)}{\partial t}, \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \right) \cdot \tilde{X}(t) \quad (\text{II-83})$$

La structure finale est donc maintenant représentée par la figure suivante, où l'on remarque que le gain complexe dynamique est une fonction de trois variables réelles.

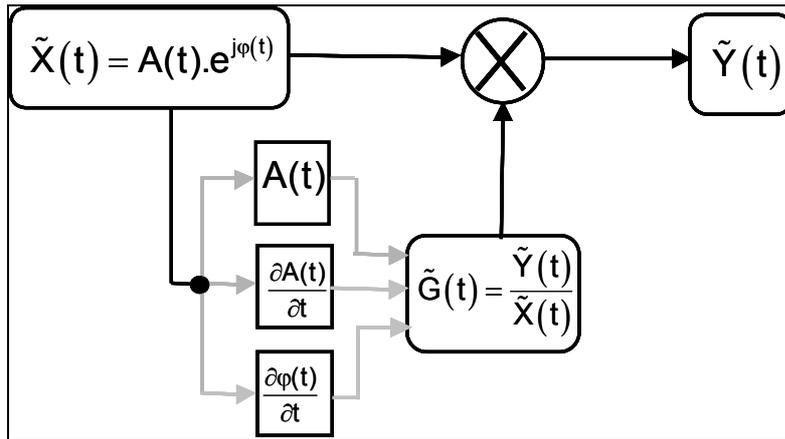


Figure II-35 : Topologie du modèle gain complexe dynamique.

Le gain complexe s'exprime en fonction:

- du module de l'enveloppe d'entrée qui constitue le paramètre de dépendance purement statique du modèle.
- de la dérivée de la phase de l'enveloppe par rapport au temps, c'est-à-dire la fréquence instantanée. Il ne s'agit pas d'un paramètre aussi général que la fréquence de Fourier mais il représente toute de même un paramétrage fréquentiel permettant l'analyse de phénomènes liés à des effets mémoires haute fréquence.
- de 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 contient des informations relatives aux mémoires à court et long terme. Il peut être utile dans la retranscription de phénomènes thermiques et/ou de battements BF présents dans les circuits de polarisation induisant des modulations de point de polarisation synchrone de l'enveloppe de modulation.

L'identification de la fonction $\tilde{G}(\dots)$ peut être obtenue par simulation ou par mesure sur banc d'enveloppe temporelle, en appliquant au dispositif un signal préalablement choisi. Le signal d'extraction peut en pratique être de n'importe quel type (d'un signal CW à une modulation plus complexe de type W-CDMA ou QPSK) suivant les conditions d'excitation souhaitées pour extraire ce modèle.

A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II-36 une illustration du domaine de définition obtenu à l'aide d'un signal biporteuse dont l'espacement fréquentiel entre les deux raies spectrales ainsi que sa position $\pm F_i$ dans la bande d'analyse varient.

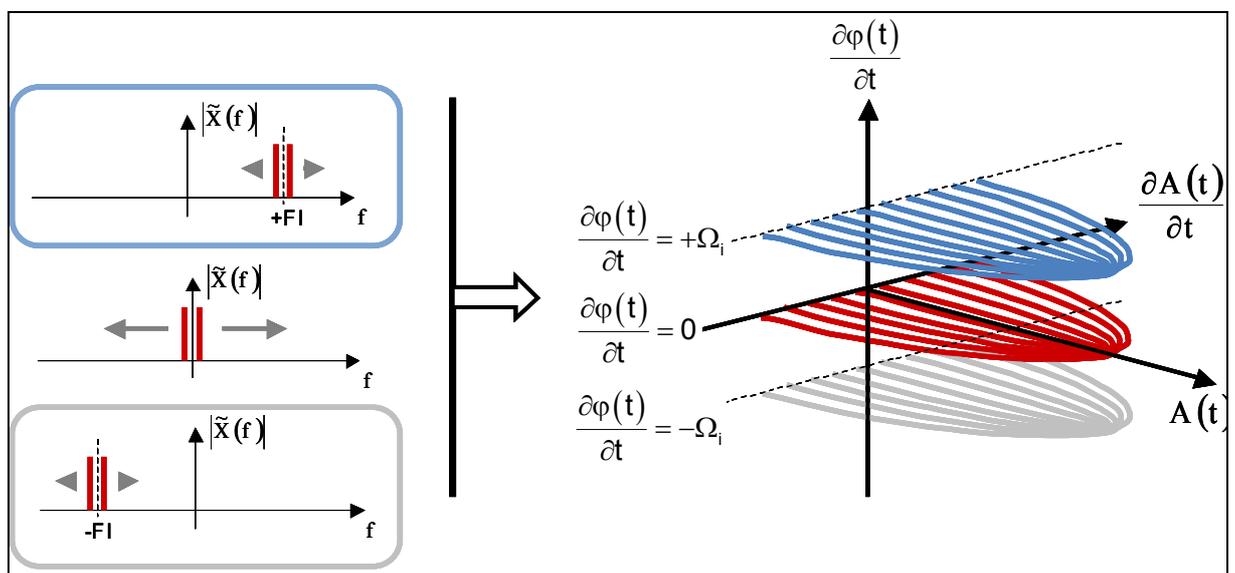


Figure II-36 : Illustration de la base d'apprentissage obtenue par biporteuse.

La base d'identification de la fonction $\tilde{G}(\dots)$ est donc composée d'un nuage de points dans un espace à trois dimensions. Afin de déterminer une forme analytique de la fonction, il est nécessaire d'utiliser des outils d'interpolation multidimensionnelle comme les splines ou les réseaux de neurones. Le modèle proposé dans [II-49] a été extrait en utilisant un réseau de neurones de type MLP [II-5] développé à l'IRCOM.

Si le signal de test est très différent de celui utilisé pour l'identification, le modèle souffre de la troncature au premier ordre servant à sa formulation et donne des résultats erronés mais néanmoins plus proches de la réalité que le modèle sans mémoire. Ce type de modèle est donc dédié à un type d'application spécifique et ne possède pas réellement de propriété de généralité. Une application allant dans ce sens est maintenant présentée.

Afin de prédire les performances d'un étage amplificateur HBT bande S 10 Watts dans le cadre d'applications spatiales, il est possible d'extraire le modèle gain complexe dynamique à partir de données obtenues par simulation circuit.

Le signal d'identification utilisé est une excitation du type multiporteuse utilisée pour le calcul du critère NPR. Le signal d'identification est composé de 10 000 porteuses possédant des phases aléatoires sur $[0 - 2\pi]$ réparties sur une bande de 20 MHz et stimulant l'amplificateur de façon dynamique jusqu'à 10 dB de compression. Un trou de 5% de bande a été réalisé.

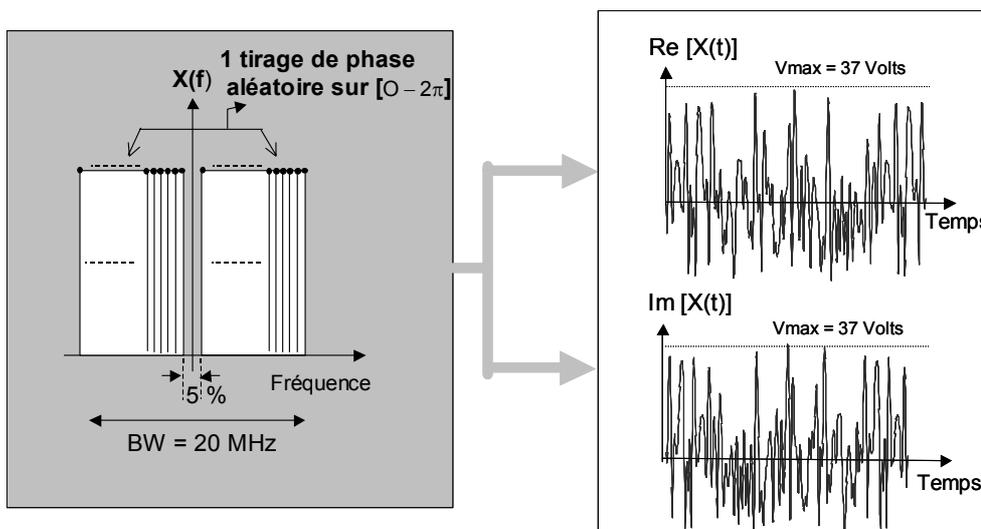


Figure II-37 : Description du signal d'identification.

Le domaine de définition de la fonctionnelle recherchée est illustré dans la figure suivante.

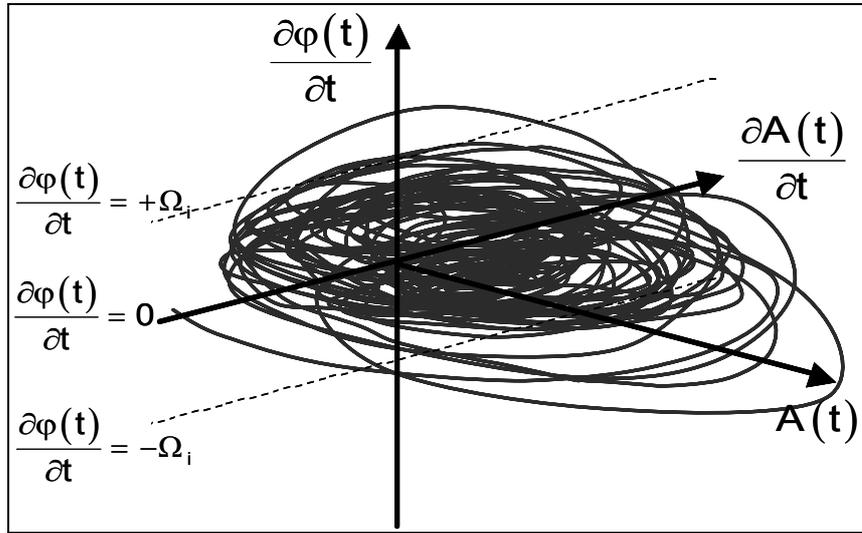


Figure II-38 : Domaine de définition constituant la base d'apprentissage .

Compte tenu de la présentation précédente de la structure du modèle, une topologie un peu différente a été adoptée en rajoutant une voie supplémentaire permettant de prendre en compte les variations du courant de polarisation et donc de la consommation lorsque l'amplificateur est excité par un signal multiporteuse.

La topologie du modèle devient alors :

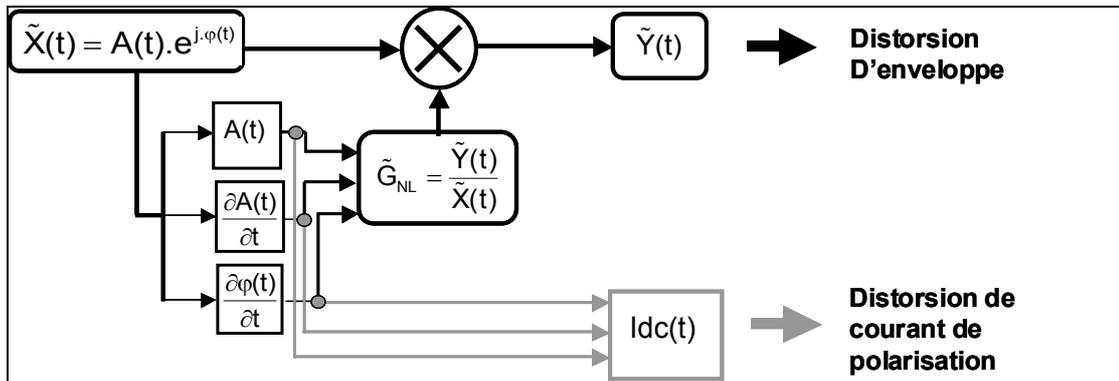


Figure II-39 : Gain complexe dynamique étendu pour la prédiction de la consommation.

Les variations des caractéristiques AM/AM AM/PM et du courant de polarisation principale seront alors approximées par réseaux de neurones dont les sorties seront alors $\text{Re}[\tilde{G}(\dots)]$ et $\text{Im}[\tilde{G}(\dots)]$ ainsi que $\text{Idc}(\dots)$.

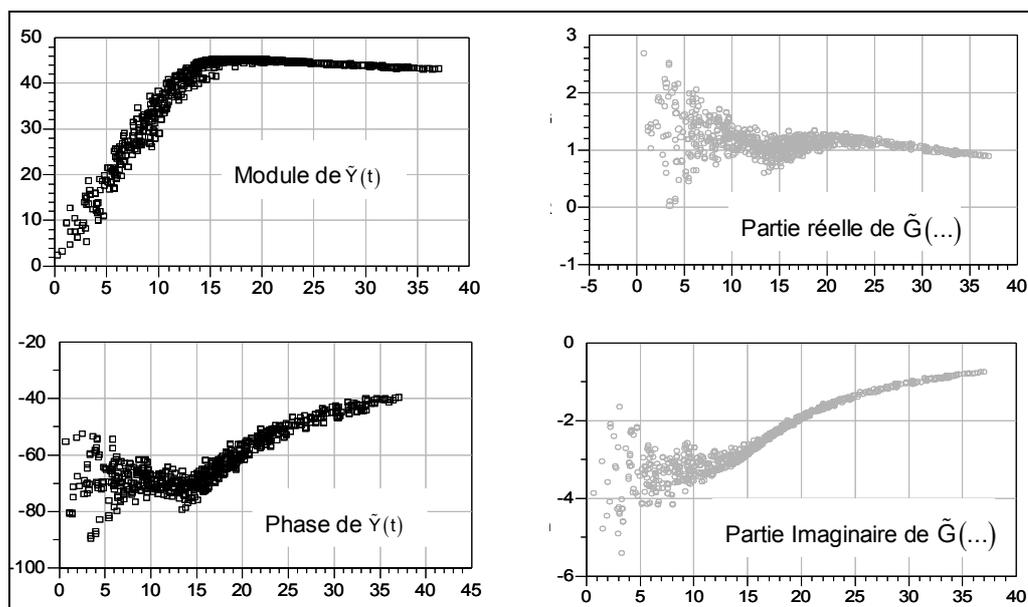


Figure II-40 : Dispersions de gain en fonction du temps.

Il est ensuite possible de tester ce modèle pour la prédiction de la consommation DC par l'intermédiaire du calcul du rendement en puissance ajoutée. On peut ainsi comparer les résultats obtenus par le modèle dynamique à ceux fournis par des simulations circuit. Traçons pour référence les résultats déduits par projection statique (identique à une AM/AM) du courant de polarisation obtenue grâce à une identification CW à la fréquence centrale (2,15 GHz).

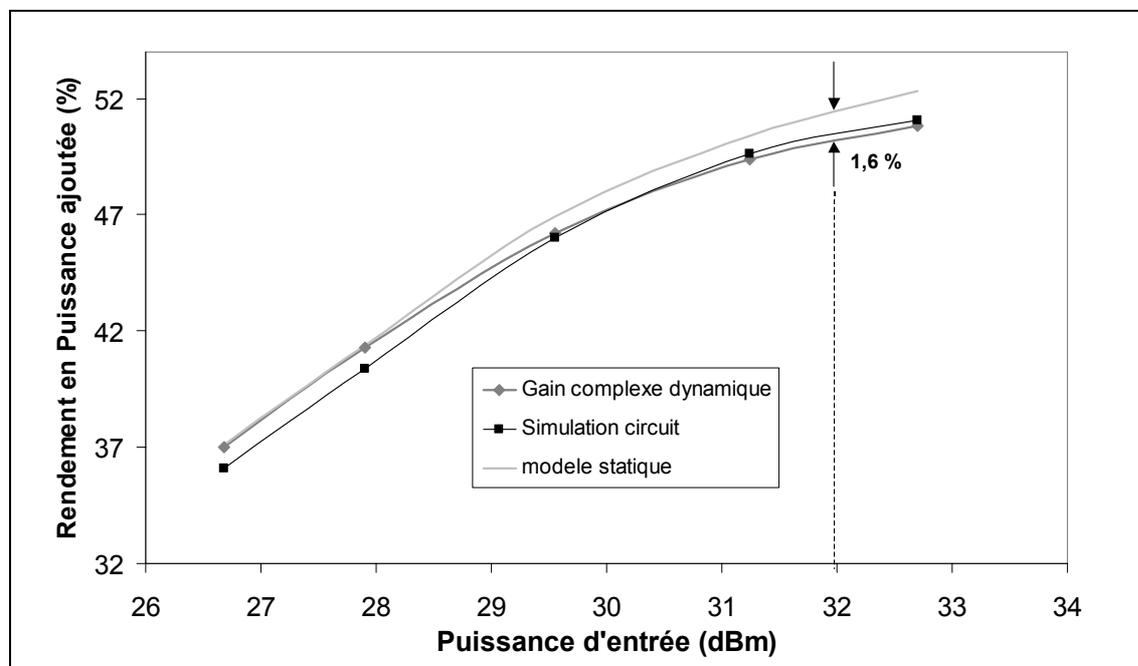


Figure II-41 : Rendement en puissance ajoutée pour un signal multiporteuse.

On constate que le modèle dynamique du courant de polarisation principale permet de bien représenter le rendement en puissance ajoutée avec une différence de 1,6 point par rapport à une formulation statique à 3dB de compression de gain.

Une évaluation des capacités de prédiction du modèle gain complexe dynamique concernant le critère du NPR pour différentes puissances d'entrée allant jusqu'à 3 dB de compression est présentée ci-dessous.

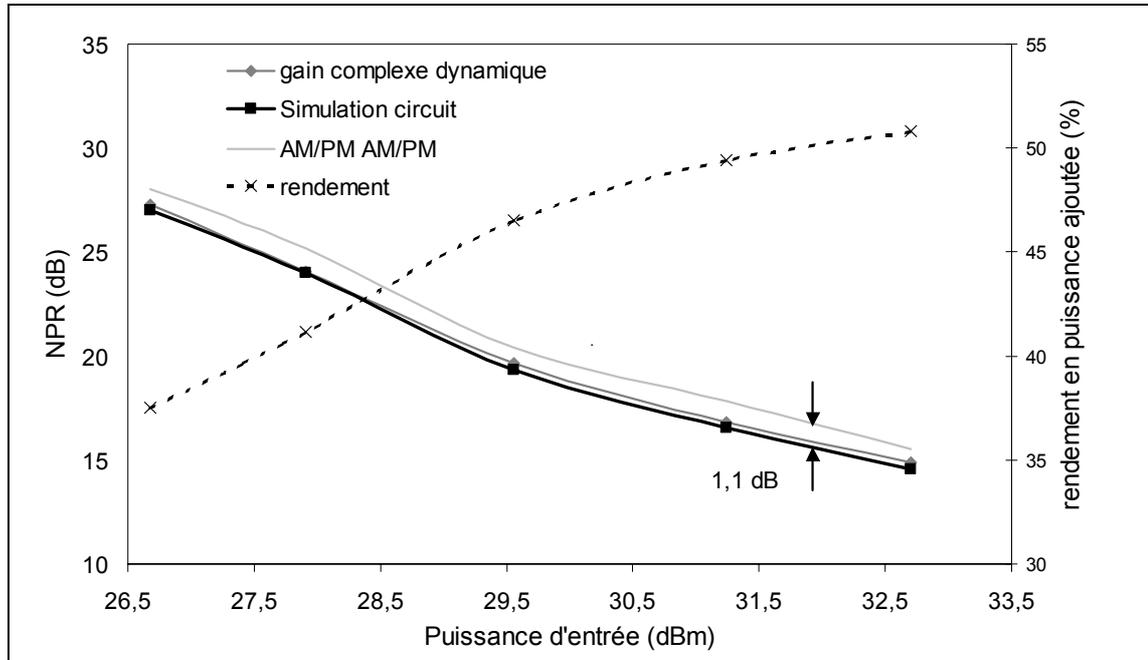


Figure II-42 : Prédiction du NPR.

La réalisation de ce test implique d'effectuer 10 tirages de phase et de considérer une trame temporelle de 100 000 points ce qui nécessite un temps de calcul de 10×6 heures.

Le temps de calcul de ce modèle par réseaux de neurones est alors de 10×2 minutes, pour des résultats très proches de ceux obtenus par simulation.

Une autre application possible de ce modèle est la prédiction de la décote de NPR suivant l'emplacement du trou dans la bande d'intérêt. Pour ce faire, il convient d'effectuer des simulations circuits et de comparer les résultats obtenus par le modèle pour un trou déplacé de part et d'autre du centre de $\pm 7,5$ MHz.

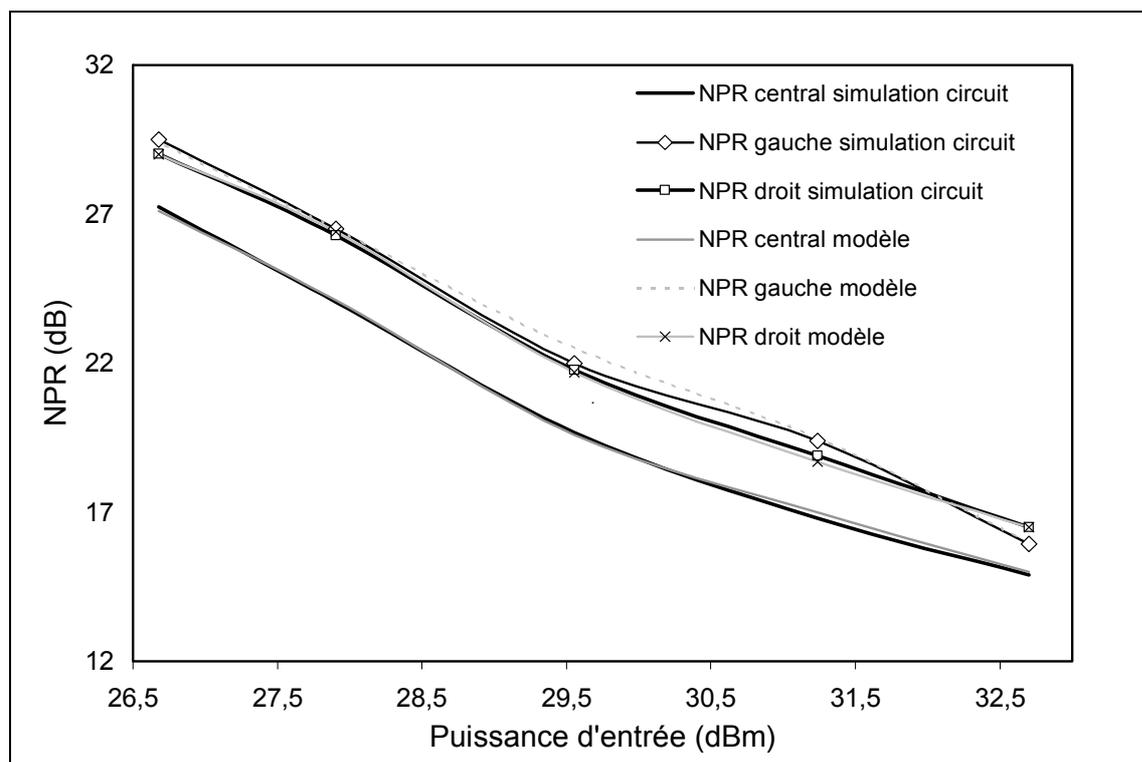


Figure II-43 : Prédiction de la décote de NPR .

Les résultats atteints par le modèle gain complexe dynamique sont très proches de ceux obtenus par simulation avec une prédiction de décote de NPR d'environ 2 dB. Néanmoins, les résultats de ce modèle appliqués à un autre type de signal peuvent s'avérer très loin de la réalité. Ce type de modèle peut représenter une solution intéressante dès lors que l'application est connue et que l'on ne cherche alors plus à retranscrire au niveau système que les figures de mérite relatives à un seul signal.

Conclusion.

La simulation efficace de systèmes de télécommunication passe par le développement de modèles comportementaux évolués capables de prédire les phénomènes dispersifs non linéaires rencontrés dans les dispositifs amplificateurs de puissance. Par le passé de nombreux modèles ont été développés en se basant sur des topologies relativement empiriques et pouvant nécessiter des phases d'optimisation lourdes et assez sensibles aux types de signaux utilisés pour l'identification du modèle. Si ce type de modèles a permis de modéliser de façon satisfaisante les effets de mémoire présents dans les TOP, ses potentialités de description du comportement de dispositifs à l'état solide restent très nettement perfectibles. Plus récemment de nombreux travaux ont été menés sans se baser sur des topologies semi-empiriques mais en s'appuyant sur le formalisme mathématique des séries de Volterra. Les séries de Volterra dynamiques tronquées au premier ordre ont débouché sur le développement de modèles aux propriétés de versatilité intéressantes. Mais la modélisation simultanée des effets de mémoire HF et BF nécessite une procédure d'extraction qui reste coûteuse en temps de simulation.

L'intérêt majeur pour l'électronicien réside dans le fait que l'on ne perde pas de vue la notion de convolution et de ses différentes formes d'extension en non linéaire. Sur un autre registre, les modèles à topologies phénoménologiques ont essayé de prendre en compte les effets de dynamique lente telle que la modulation parasite du point de polarisation. Mais ils présentent le défaut majeur de ne pas intégrer les effets de dispersions haute fréquence. Néanmoins présumer une certaine topologie de modèle présente l'avantage d'une représentation plus physique de l'influence de certains paramètres. La prise en compte efficace et conjointe des deux types de mémoire est donc de nos jours encore un souci majeur. La modélisation de ces deux types de mémoire est indispensable dès lors que les amplificateurs intégrés dans les systèmes modernes auront conjointement les tendances à l'élargissement de la bande passante et à l'intégration de topologie complexe pour permettre le contrôle de puissance adaptative. Ainsi une proposition d'approche de modélisation permettant de combler ce manque de généralité et se basant conjointement sur le formalisme des séries de Volterra et de l'approche phénoménologique fait l'objet des travaux de la thèse et du chapitre III.

Bibliographie.

[II-1] Holger Kantz, Thomas Schreiber

« *Nonlinear Time Series Analysis* », Cambridge Nonlinear Science Series 7.

[II-2] M. Ibnkahla, N.J. Bershad, J. Sombrin, F. Castanié

« *Neural Network Modeling and Identification of Nonlinear Channels with Memory : Algorithms, Applications, and Analytic Models* », IEEE Transactions On Signal Processing, vol. SP-46, pp. 1208-1220, May 1998.

[II-3] F. Fang, M.C. Yagoub, F. Wang, Q.J. Zhang

« *A New Macromodeling Approach for Nonlinear Microwave Circuits Based on Recurrent Neural Networks* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Technique, vol. MTT-48, pp. 2335-2344, December 2000.

[II-4] Q.J. Zhang, K.C Gupta

« *Neural Networks for RF and Microwave Design* », Artech House, Nordwood, 2000.

[II-5] Y. Harkous

« *Application de réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaires* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 59-98, Décembre 1998.

[II-6] G. Cybenko

« *Approximation by Superpositions of sigmoidal Function* », Math. Control Signals Systems, vol. 2, pp. 303-314, 1989.

[II-7] K. Hornik, M. Stinchcombe and H. White

« *Multilayer Feedforward Networks are universal Approximators* », Neural Networks, vol.2, pp. 359-366, 1989.

[II-8] Chi-Hao Cheng, E. J. Powers

« *Optimal Volterra Kernel Estimation Algorithm for a Nonlinear Communication System for PSK and QAM Inputs* », IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 49, n°1, pp. 147-163, January 2001.

[II-9] E. NGOYA.

« *Méthodes et outils de simulations pour la CAO des systèmes de communication RF et microondes* », Habilitation à diriger des recherches, 16 Mai 2003.

[II-10] A. ANGOT

« *Compléments de Mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications* », 6^{ème} édition, édition masson.

[II-11] 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° d'ordre 9-95, Mars 1995.

[II-12] 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° d'ordre 62-98, Décembre 1998.

[II-13] M. Honkanen, S.-G Haggman

« *New Aspects on Nonlinear Power Amplifier Modeling in Radio Communication System Simulations* », the 8th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Waves of the Year 2000, PIMRC'97, vol. 3, pp. 844 -848, 1997.

[II-14] H.B. Poza and al.

« *A Wideband Datalink Computer Simulation Model* », Proc. NAECON Conference 1975.

[II-15] Mohammed 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.

[II-16] J. Pedro, N. Carvalho, P. Lavrador

« *Modeling Nonlinear Behavior of Band-pass Memoryless and Dynamic Systems* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia, June 2003.

[II-17] Adel A.M. Saleh

« *Frequency-independent and Frequency-dependent Models of TWT Amplifiers* », IEEE Transactions on Communication, vol. COM-29, n°11, pp. 1715-1720, November 1981.

[II-18] F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, T. Reveyrand, D. Barataud et al.

« *Modélisation d'un Amplificateur avec prise en compte de l'Effet Mémoire HF* », 12^{èmes} Journées Nationales Micro-ondes, 1A-7, Poitiers, Mai 2001.

[II-19] 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, London, September 2001.

[II-20] F. Launay

« *Contribution à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance utilisés en communications radio mobiles* », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, n° d'ordre ED 366-112, Septembre 2003.

[II-21] C. Silva, A. Moulthrop, M. Muha

« *Introduction to Polyspectral Modeling and Compensation Techniques for Wideband Communications Systems* », 58th ARFTG Conference Digest, San Diego, November 2001.

[II-22] V. Volterra

« *Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations* », Dover Publications, Inc., New York, 1958.

[II-23] N. Wiener

« *Nonlinear Problems in Random Theory* », The Technology Press, M.I.T. and John Wiley and Sons, Inc., New York, 1958.

[II-24] M. Asdente, M.C. Pascussi, A.M. Ricca

« *Modified Volterra Wiener Functional Method for Highly Nonlinear Systems* », Alta Frequenza, vol. 45, n°12, pp. 756-759, December 1976.

[II-25] F. Filicori, V.A. Monaco and al.

« *Mathematical Approach to Electron Device Modeling for Nonlinear Microwave Circuit Design : State of Art and Present Trends* », Invited paper, European Transactions on Telecommunications, vol. 1, n°6, pp. 641-654, November 1990.

[II-26] F. Filicori, G. Vanini, V.A. Monaco

« *A Nonlinear Integral Model of Electron Devices* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n°7, pp. 1456-1465, July 1992.

[II-27] D. Mirri, F. Filicori, G. Luculano, G. Pasini, G. Vannini and al.

« *A Modified Volterra Approach for Nonlinear Dynamic Systems Modeling* », IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 49, n°8, August 2002.

[II-28] S. Hassouna, R. Ouvrard, P. Coirault

« *Continuous Nonlinear System Identification using Volterra Series Expansion* », American Control Conference, Arlington, 2001.

[II-29] G. Bibes, R. Ouvrard, P. Coirault

« *A Regularization Method for Nonlinear Inverse Problems by using a Volterra model* », European Control Conference, Cambridge, U.K., 2003 .

[II-30] A. Zhu, M. Wren, T. Brazil

« *An efficient Volterra-based behavioral Model for Wideband RF Power Amplifiers* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia, June 2003.

[II-31] A. Carini, E. Mumolo, G. L. Sicuranza

« *V-vector Algebra and its Application to Volterra Adaptive Filtering* », IEEE Transactions Circuits Systems II : Analog Digital Signal Process, vol. 46, n°5, pp.585-598, May 1999.

[II-32] H. Ku, M. Mckinley, J.S. Kenney

« *Quantifying Memory Effects in RF Power Amplifiers* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-50, n°12, pp. 2843-2849, December 2002.

[II-33] H. Ku, J.S. Kenney

« *Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia, June 2003.

[II-34] M. Schetzen

« *Nonlinear System Modeling Based on the Wiener Theory* », Proc. of the IEEE, vol 69, pp. 1557-1573, December 1981.

[II-35] N. Le Gallou

« *Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[II-36] N. Le Gallou, E. Ngoya, H. Buret, D. Barataud, J.-M. Nébus

« *An Improved Behavioral Modeling Technique for High Power Amplifiers with Memory* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 983-986, Phoenix, 2001.

[II-37] N. Le Gallou, E. Ngoya, D. Barataud, J.-M. Nébus.

« *Behavioral Modeling Power Amplifiers for Accurate Wideband System Simulation* », Paper 7, Workshop "Going Beyond S Parameters", 31st European Microwave EuMc, London, 2001.

[II-38] T. Van Den Broeck

« *Calibrated Measurements of Nonlinearities in Narrowband Amplifiers Applied to Intermodulation and Crossmodulation Compensation* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1155-1158, Orlando, May 1995.

[II-39] A. Soury

« *Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[II-40] A. Soury and al.

« *Measurement Based Modeling of Power Amplifier for Reliable Design of Modern Communication Systems* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM , Philadelphia, June 2003.

[II-41] A. Soury

« *A New Behavioral Model Taking into Account Nonlinear Memory Effects and Transient Behaviors in Wideband SSPAs* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 853-856, Seattle 2002.

[II-42] W. Bösch, G. Gatti

« *Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, n°12, pp. 1885-1890, December 1989.

[II-43] P. Asbeck and al.

« *Augmented behavioral Characterization for Modeling the Nonlinear Response of Power Amplifiers* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Seattle, June 2002.

[II-44] P. Draxler and al.

« *Time Domain Characterization of Power Amplifiers with Memory Effects* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia, June 2003.

[II-45] Y. Rolain

« *Slow dynamics : myth or reality?* », ARFTG Conference Digest, Spring 2002, 59th, June 2002.

[II-46] J. Wood, D.E. Root

« *The Behavioral Modeling of Microwave/RF Ics Using Nonlinear Time Series Analysis* », IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 791-794, Philadelphia, June 2003.

[II-47] T. Reveyrand

« *Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.

[II-48] T. Reveyrand, C. Maziere, J.M. Nébus and al.

« *A Calibrated Time Domain Envelope Measurement System for the Behavioral Modeling of Power Amplifiers* », European Microwave Week, GAAS 2002, pp. 237-240, Milano, September 2002.

[II-49] C. Mazière, T. Reveyrand and al.

« *A Novel behavioral Model of Power Amplifier Based on a Dynamic Envelope Gain Approach for the System Level Simulation and Design* », IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 769-772, Philadelphia, June 2003.

Table des illustrations.

Figure II-1 : Synoptique d'un système non linéaire.	65
Figure II-2 : Développement en séries de Taylor.	68
Figure II-3 : Principe de la série de Volterra dynamique.	71
Figure II-4 : Représentation d'un modèle polynomial sous la forme d'un filtre numérique.	72
Figure II-5 : Représentation d'un filtre numérique IIR.....	72
Figure II-6 : Principe de fonctionnement d'un neurone élémentaire.	74
Figure II-7 : Représentation d'un filtre numérique sous la forme d'un réseau de neurones.	75
Figure II-8 : Schéma de principe d'un quadripôle électronique.	76
Figure II-9 : Schéma de principe d'un modèle comportemental unilatéral.....	77
Figure II-10 : Caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur HBT- 10 W.....	80
Figure II-11 : Caractéristique du gain en puissance en dB.....	80
Figures II-12 : Illustrations des dispersions HF significatives de la mémoire courte.	81
Figure II-13 : Variations du gain en tension sur une bande de 300 MHz.	82
Figure II-14 : Modèle d'Hammerstein.	82
Figure II-15 : Modèle de Wiener.....	83
Figure II-16 : Schéma de principe d'un modèle « Hammerstein-Wiener ».	83
Figure II-17 : Modèle d'Abuelma'atti.....	84
Figure II-18 : Modèle proposé par Launay.	84
Figure II-19 : Modèle polyspectral.	85
Figure II-20 : Topologie générale du modèle de Volterra classique.	91
Figure II-21 : Topologie du modèle présenté par Zhu.	94
Figure II-22 : Méthode d'extraction par mesures temporelles.	94
Figure II-23 : Principe de la mémoire pondérée utilisée par Ku.	97
Figure II-24 : Modèle polynomial à mémoire de Ku.....	99
Figure II-25 : Illustration des variables utilisées lors du développement mathématique.....	100
Figure II-26 : Illustration de la formulation du modèle de Volterra dynamique tronqué au 1 ^{er} ordre.	101
Figure II-27 : Topologie du modèle de Volterra dynamique tronqué au 1 ^{er} ordre.	102
Figure II-28 : Modèle de Volterra à noyaux dynamiques.....	104
Figure II-29 : Principe d'identification des deux noyaux du modèle.	105
Figure II-30 : Illustration du principe de convolution non linéaire.	107
Figure II-31 : Principe d'identification de la réponse impulsionnelle non linéaire.	109
Figure II-32 : Principe du modèle de Bösch.	111
Figure II-33 : Principe du modèle d'Asbeck.....	111
Figure II-34 : Modèle de Draxler.....	112
Figure II-35 : Topologie du modèle gain complexe dynamique.....	114
Figure II-36 : Illustration de la base d'apprentissage obtenue par biporteuse.	115

Figure II-37 : Description du signal d'identification.	116
Figure II-38 : Domaine de définition constituant la base d'apprentissage	117
Figure II-39 : Gain complexe dynamique étendu pour la prédiction de la consommation.	117
Figure II-40 : Dispersions de gain en fonction du temps.	118
Figure II-41 : Rendement en puissance ajoutée pour un signal multiporteuse.	118
Figure II-42 : Prédiction du NPR.	119
Figure II-43 : Prédiction de la décote de NPR	120

**Chapitre III : Le modèle à séries de
Volterra « modulées ».**

Introduction.

La modélisation simultanée des deux types de mémoire présents dans les dispositifs à l'état solide représente encore aujourd'hui un problème sans solution efficace. Les approches envisagées dans les chapitres précédents offrent une modélisation correcte des effets de mémoire à court ou long terme mais avec une limitation souvent relative au type de signal ayant servi à l'identification du modèle. Les séries de Volterra demeurent le point de repère de toutes les solutions envisagées par le passé. Nous avons vu que le développement de ces séries jusqu'à un ordre élevé est une solution intéressante mais qui s'accompagne de procédures d'identification extrêmement lourdes. A mi-chemin entre complexité mathématique et simplicité d'identification, les séries de Volterra dynamiques tronquées au premier ordre ont démontré des propriétés de versatilité importantes.

Dans ce chapitre nous allons développer un nouveau modèle basé sur la combinaison de deux séries de Volterra modifiées dédiée à la prise en compte des deux types de mémoire. Nous présenterons dans une première partie la nouvelle approche de modélisation pour une description conjointe des effets de mémoire non linéaire à court et long terme. Une étude des potentialités de ce modèle sera ensuite réalisée à l'aide de simulation circuits de conception d'amplificateurs et de comparaison avec les résultats obtenus par simulation de niveau système. La nature même d'un modèle comportemental impose ensuite d'étendre cette technique de modélisation à des dispositifs déjà réalisés ce qui fera l'objet de la troisième partie où des mesures temporelles d'enveloppes seront comparées aux résultats de simulation de type système.

I. Le modèle à série de Volterra « modulées »

I.1. Description du couplage des effets de mémoire.

Comme nous l'avons présenté dans les chapitres I et II, les effets de mémoire proviennent de l'existence interne d'éléments à caractère dynamique, c'est-à-dire dont le comportement varie en fonction des vitesses de variations des signaux à leurs accès. De tels éléments sont généralement appelés variables d'état et leurs équations constitutives sont fonction de la fréquence (capacités, inductances...). Lorsque ces éléments sont localisés dans les réseaux d'adaptation ils génèrent des effets de mémoires hautes fréquences avec des constantes de temps courtes. De la même manière ces éléments interviennent dans les réseaux de polarisation mais aussi dans les modèles électrothermiques ou de pièges [III-1][III-2] avec cette fois-ci des constantes de temps plus longues, responsables des effets de mémoire BF. L'existence d'un signal RF suffit à générer des effets de mémoires hautes fréquences dépendants de la largeur de la bande de modulation et du niveau du signal. La mémoire basse fréquence obéit à un processus plus complexe, elle ne sera stimulée que s'il y a eu génération d'un spectre BF à un nœud interne du circuit. C'est le fonctionnement non linéaire des composants qui provoquera ces spectres BF présents à leurs bornes. Ces spectres seront alors éventuellement distordus par le filtrage dû aux éléments réactifs basses fréquences et viendront modifier le point de polarisation en lui imposant une modulation plus ou moins importante suivant le niveau du signal et sa dynamique [III-3].

Le processus chronologique induisant les effets de mémoires peut donc être représenté sous la forme d'un système bouclé, comme le montre la figure [III-10].

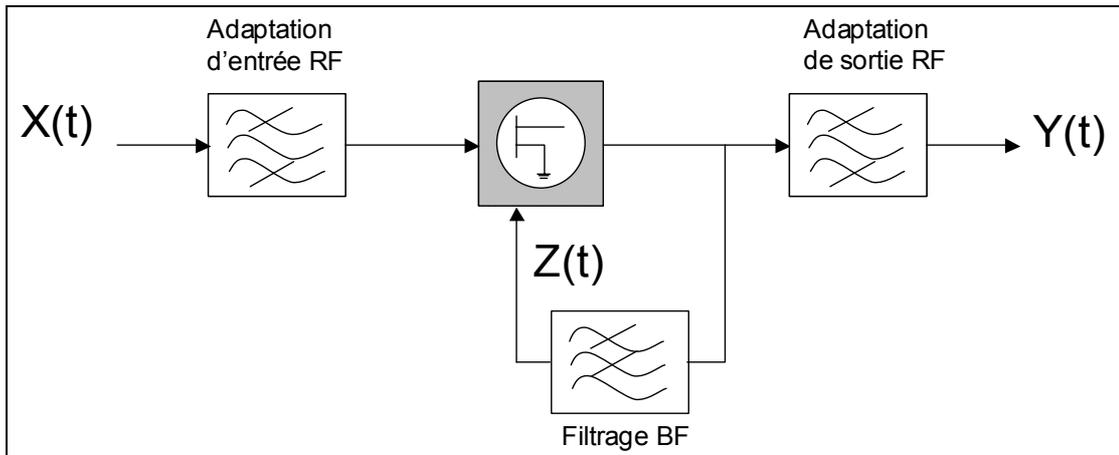


Figure III-1: Mécanisme des effets de mémoire.

Compte tenu de l'aspect non linéaire, dynamique et bouclé du système l'obtention d'une relation explicite entrée-sortie est quasi-impossible. Néanmoins l'identification de l'origine des effets de mémoires a permis de considérer des modèles bouclés comme, par exemple, celui proposé par Pedro [III-4] :

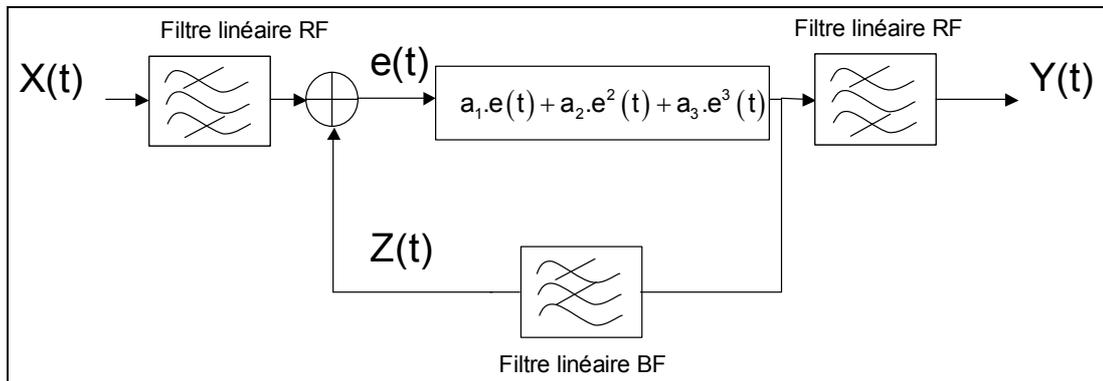


Figure III-2 : Modèle bouclé proposé par Pedro.

La topologie proposée par Pedro utilise un rebouclage sur l'entrée de la non linéarité supposée statique. Cette hypothèse est bien entendu une simplification de la réalité où les coefficients de la non linéarité sont en fait à la fois non linéaires, dynamiques et dépendants de la sortie filtrée $z(t)$. Néanmoins on comprend intuitivement que ce type de topologie est une bonne image de fonctionnement physique de l'amplificateur. Ainsi nous proposons, nous, d'étudier une topologie analogue illustrée figure III-3.

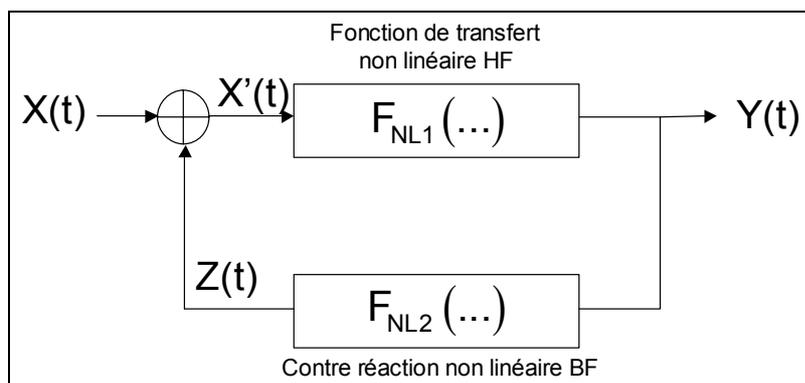


Figure III-3 : Topologie bouclée générale.

Nous allons dans ce qui suit tenter d'identifier les deux caractéristiques $F_{NL1}(\dots)$ et $F_{NL2}(\dots)$ décrivant les dynamiques HF et BF respectives. A cette fin nous nous considérons ci-dessous un développement en séries de Taylor à q variables tronquées au premier ordre des deux fonctions non linéaires F_{NL1} et F_{NL2} . En notant $x_k = x(t - k\Delta\tau)$ et $\bar{X} = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_q)$ le vecteur d'entrée associé, on obtient alors les expressions des fonctions F_{NL1} et F_{NL2} comme suit :

$$Y(t) = F_{NL1}(X'_0, X'_1, X'_2, \dots, X'_q) = \sum_{k1}^q a_{k1} \cdot X'_{k1} \quad \text{(III-1)}$$

$$Z(t) = F_{NL2}(Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_q) = \sum_{k1}^q b_{k1} \cdot Y_{k1} \quad \text{(III-2)}$$

Les coefficients a_{k1} et b_{k1} sont liés aux dérivées partielles des fonctionnelles F_{NL1} et F_{NL2} par rapport aux variables $x'_0, x'_1, x'_2, \dots, x'_k, \dots, x'_q$ et $y_0, y_1, y_2, \dots, y_k, \dots, y_q$ prises respectivement au point de développement \bar{X}_0 et \bar{Y}_0 . Aussi peut-on réécrire la sortie $Y(t)$ de la manière suivante :

$$Y(t) = \sum_{k1}^q a_{k1} \cdot \left[X_{k1} + \sum_{k2}^q b_{k2} \cdot Y_{k2} \right] \quad \text{(III-3)}$$

L'équation (III-3) permet de mettre en évidence l'effet de la contre réaction BF sur le signal de sortie. Pour mieux dégager les éléments fondamentaux de cette relation, il est intéressant de simplifier l'équation en négligeant l'effet de contre réaction dans le terme Y_{k2} .

On obtient alors :

$$\begin{aligned}
 Y(t) &= \sum_{k_1}^q a_{k_1} \left[X_{k_1} + \sum_{k_2}^q b_{k_2} \sum_{k_1}^q a_{k_1} X_{k_1} \right] \\
 Y(t) &= \sum_{k_1}^q a_{k_1} X_{k_1} + \sum_{k_1}^q a_{k_1} \sum_{k_2}^q b_{k_2} \sum_{k_1}^q a_{k_1} X_{k_1} \quad \text{(III-4)} \\
 Y(t) &= \sum_{k_1}^q a_{k_1} X_{k_1} \left[1 + \sum_{k_1}^q a_{k_1} \sum_{k_2}^q b_{k_2} \right]
 \end{aligned}$$

L'expression (III-4) permet de mettre en évidence les deux termes fondamentaux du modèle : $\sum_{k_1}^q a_{k_1} X_{k_1}$ qui est l'expression de la fonction de transfert à mémoire courte et le terme $\left[1 + \sum_{k_1}^q a_{k_1} \sum_{k_2}^q b_{k_2} \right]$ qui représente la fonction traduisant les effets de mémoire longue. L'équation (III-4) montre ainsi qu'une structure bouclée de la forme de la figure III-3 se simplifie au premier ordre sous la forme d'un produit de deux voies, dont une voie haute et une voie basse caractérisant respectivement les effets de mémoire à court et à long terme comme schématisé figure III-4. C'est cette structure multiplicative que nous avons choisi d'expérimenter dans ce chapitre. D'une façon générale le modèle ainsi décrit s'exprime sous la forme d'une fonction à mémoire longue venant moduler lentement la sortie d'une fonction à mémoire courte suivant le niveau et la dynamique du signal d'entrée du système.

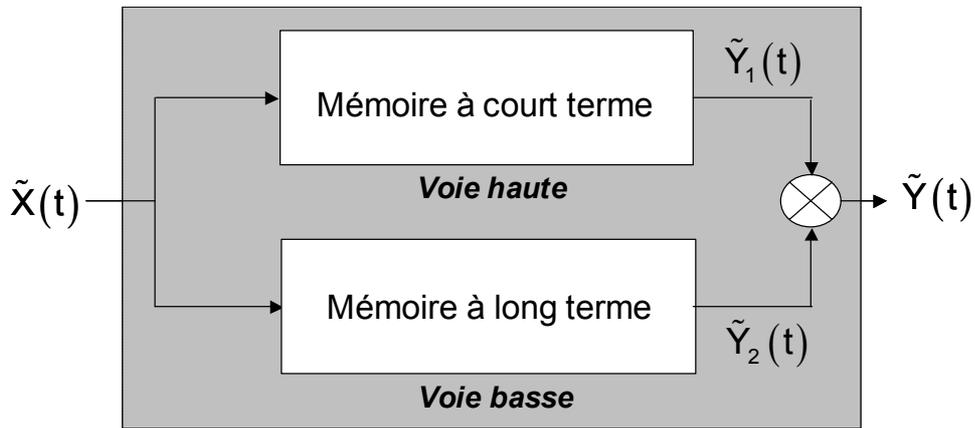


Figure III-4 : Topologie du modèle à séries de Volterra « modulées ».

Nous avons vu dans le chapitre précédent que les effets de mémoire non linéaire à court terme pouvaient être bien caractérisée par le modèle à séries de Volterra à noyaux dynamiques [III-2, III-3] développé par N. Le Gallou, et que, par ailleurs, les effets de mémoire à long terme étaient mieux pris en compte par le modèle à réponse impulsionnelle [III-10] développé par A. Soury.

Nous proposons donc ici d'utiliser les deux modèles respectivement pour la voie haute et la voie basse, et de développer une technique d'identification des deux noyaux du modèle. Nous avons choisi d'appeler ce modèle « modèle à séries de Volterra modulées » car on peut observer qu'il se présente comme une fonction de mémoire longue venant moduler lentement la sortie d'une mémoire courte, suivant la dynamique du signal d'entrée.

I.2. L'identification des noyaux du modèle.

I.2.1. Voie haute : voie à mémoire courte.

Comme indiqué précédemment nous allons utiliser pour la voie à mémoire courte le modèle de Volterra dynamique développé par N. Le Gallou [III-7][III-8] et déjà présenté dans le chapitre précédent et que nous rappelons ci-dessous.

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j2 \cdot \varphi_{\tilde{X}(t)}} \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \end{aligned} \quad \text{(III-5)}$$

L'extraction de manière analytique se fait avec un signal d'entrée à faible taux de modulation d'amplitude $x(t) = \Re\{X_0 \cdot e^{j\omega_0 \cdot t} + \delta X \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega) \cdot t}\}$ où $\delta X \ll X_0$, et avec une modulation sinusoïdale, comme rappelé dans la figure suivante :

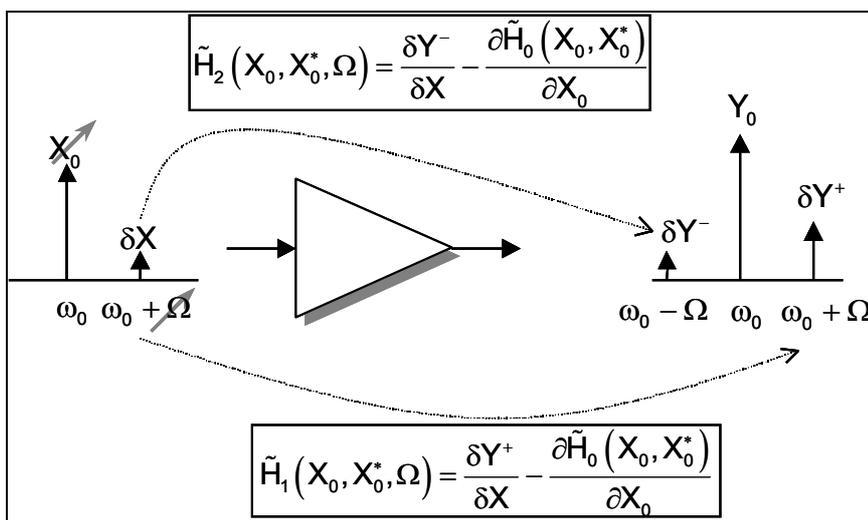


Figure III-5 : Principe de l'extraction du modèle de Volterra à deux noyaux.

Le noyau $\tilde{H}_1(X_0, \Omega)$ correspond au gain différentiel petit signal en présence du signal de pompe, il est donc sensible aux effets de mémoire HF. Le noyau $\tilde{H}_2(X_0, \Omega)$ quant à lui tend à capturer les effets de mémoire longue, car il est représentatif du phénomène d'intermodulation à l'origine des phénomènes des battement BF qui induisent les effets de mémoire longue. Comme dans la voie haute de notre modèle nous désirons ne représenter que les effets de mesure à court terme, nous allons utiliser donc uniquement la version du modèle de Volterra dite à un seul noyau [III-9] dans laquelle on ignore le noyau $\tilde{H}_2(X_0, \Omega)$. Dans ces conditions le signal de sortie s'exprime alors comme suit :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad \text{(III-6)}$$

qui peut se réduire aisément sous la forme compacte :

$$\tilde{Y}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad \text{(III-7)}$$

avec $\hat{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) + \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$.

L'extraction de l'unique noyau du modèle est alors extrêmement aisée, elle nécessite simplement un signal CW : $x(t) = \Re[\tilde{X}(t) \cdot e^{j\omega_0 t}]$ avec $\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 \cdot e^{j\Omega t}$.

La figure III-6 illustre le schéma d'extraction du modèle de la voie haute. Il s'agit de mesurer la caractéristique $\hat{H}_1(|\tilde{X}_0|) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0}$ en fonction de l'amplitude $|\tilde{X}_0|$ du signal d'entrée et de sa fréquence. On remarque que cela revient à mesurer les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur dans toute la bande passante.

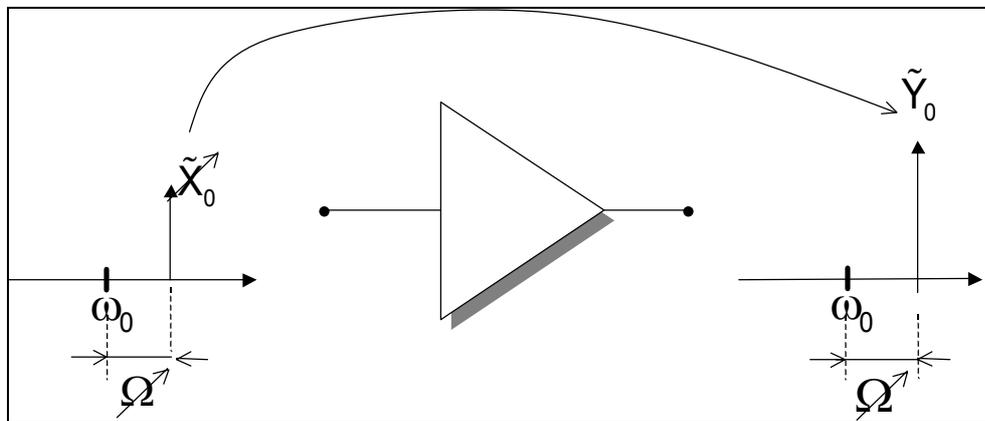


Figure III-6 : Méthode d'identification de la mémoire courte.

En conclusion, ce modèle est en fait un filtre linéaire d'enveloppe paramétré par le niveau du signal et donc variant dans le temps. La nature de ce modèle convient alors parfaitement pour décrire les phénomènes de mémoire courte mais aussi pour prédire le comportement de n'importe quel type de dispositif excité par un signal à enveloppe constante.

I.2.2. Voie basse : voie à mémoire longue.

Nous allons dans la voie basse du modèle utiliser, comme indiqué précédemment, le modèle à réponse impulsionnelle de A.Soury [III-10] pour capturer les effets à long terme. L'expression de ce modèle présenté dans le chapitre précédent est la suivante :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^t \tilde{h}\{ |X(t-\tau)|, \Omega_i(t-\tau), \tau \} \cdot \tilde{X}(t-\tau) d\tau \quad \text{(III-8)}$$

On peut dire synthétiquement que ce modèle intègre à la fois les effets à long et à court termes dans le noyau unique $\tilde{h}\{|X|, \Omega_i, \tau\}$ et que les effets à court terme sont notamment caractérisés par la variation de la réponse impulsionnelle en fonction de la fréquence instantanée. On notera que cette dépendance par rapport à la fréquence instantanée alourdit singulièrement l'extraction du modèle car comme indiqué dans le chapitre précédent, il faut extraire une série de réponses impulsionnelles en glissant la porteuse de l'échelon Heavyside sur toute la bande passante de l'amplificateur. Comme dans l'utilisation que nous faisons ici, nous désirons simplement caractériser les effets de mémoire à long terme, nous pouvons donc négliger la dépendance par rapport à la fréquence instantanée. La topologie de modulation adoptée pour notre modèle implique que la voie basse est une fonction dépendante uniquement du module du signal d'excitation (la phase du signal d'entrée est déjà prise en compte dans la voie haute du modèle). Dans ces conditions, l'expression du modèle se simplifie et devient :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^t \tilde{h}\{ |\tilde{X}(t-\tau)|, \tau \} \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad \text{(III-9)}$$

Le modèle ainsi simplifié est souvent qualifié de modèle à réponse impulsionnelle statique. A. Soury [III-10] montre que cette expression permet une bonne modélisation des applications bande étroite.

La méthode d'identification est alors simplifiée car elle consiste à appliquer au dispositif un échelon d'Heavyside de niveau variable modulant une porteuse fixe à la fréquence centrale de l'amplificateur ω_0 .

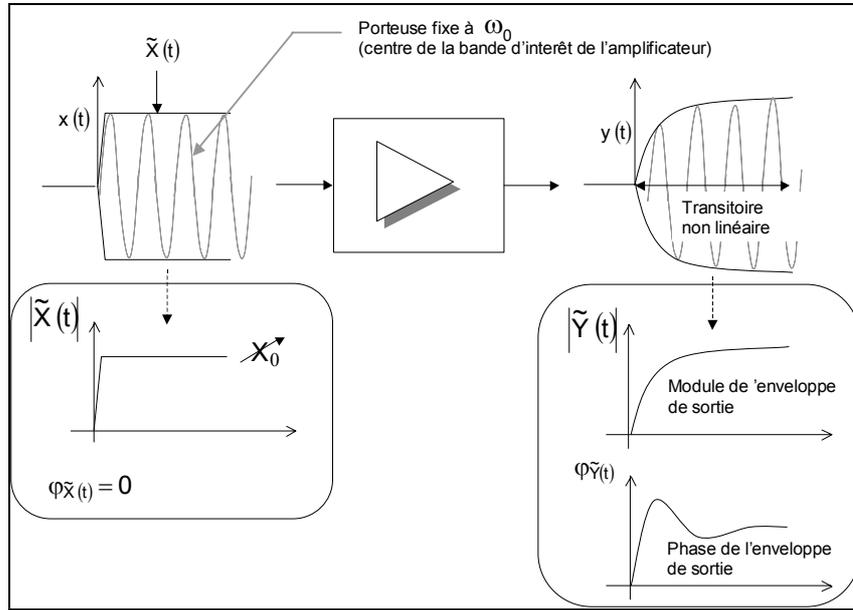


Figure III-7 : Méthode d'extraction de la réponse impulsionnelle « statique ».

L'expression de la réponse impulsionnelle non linéaire statique est alors obtenue directement en dérivant le signal de sortie comme suit :

$$\tilde{h}(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \{ \tilde{Y}(X_0, t) \}}{\partial t} \quad \text{(III-10)}$$

L'échelon d'Heavyside représente un signal de test très utile pour déterminer la longueur de la mémoire du système. Il peut aussi représenter un signal de test particulièrement performant pour évaluer les potentialités d'un modèle comportemental. La méthode d'identification du modèle à réponse impulsionnelle statique est facilement réalisable par simulation grâce au transitoire d'enveloppe [III-11] ou par mesures réalisées sur banc d'analyse temporelles [III-12][III-13] ou grâce à l'utilisation d'analyseur de réseau large signal [III-14].

I.2.3. Procédure d'extraction des noyaux du modèle.

La deux séries de Volterra dynamiques décrites précédemment et adoptées pour la description analytique des deux voies du modèle conduisent alors à la topologie suivante :

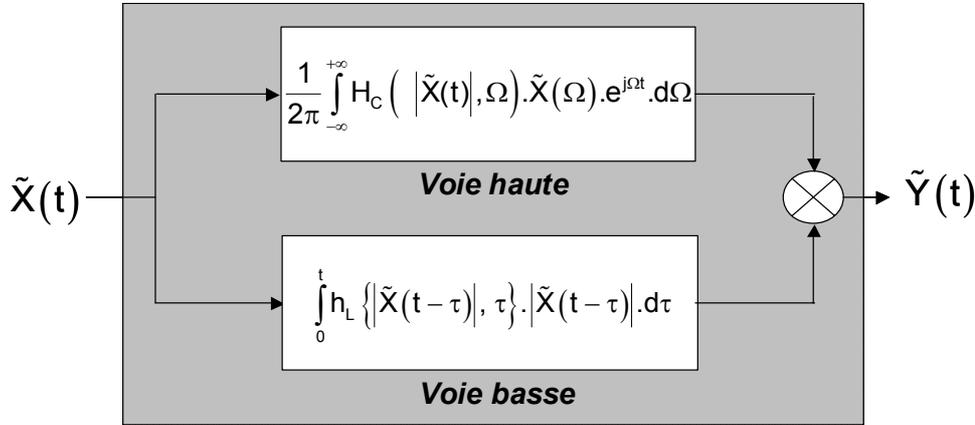


Figure III-8 : Formalisme mathématique du modèle à séries de Volterra « modulées ».

Les deux voies du modèle participent simultanément à la réponse du circuit, il nous faut trouver une méthode d'identification de leurs noyaux $H_c(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ et $h_L(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau)$, qui soit non équivoque.

En écrivant la réponse du modèle :

$$\tilde{Y}(t) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_c(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \right] \times \left[\int_0^{\infty} h_L(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \right] \quad (\text{III-11})$$

On observe qu'en appliquant au modèle un signal CW, $\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 \cdot e^{j\Omega t}$, on obtient en état établi :

$$\tilde{Y}(t) = \left[H_c(|\tilde{X}_0|, \Omega) \cdot \int_0^{\infty} h_L(|\tilde{X}_0|, \tau) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau \right] \times \tilde{X}_0 \cdot e^{j\Omega t} = \hat{H}_c(|\tilde{X}_0|, \Omega) \times \tilde{X}_0 \cdot e^{j\Omega t} \quad (\text{III-12})$$

Il n'est pas nécessaire de dissocier les deux termes $H_c(|\tilde{X}_0|, \Omega)$ et $\int_0^{\infty} h_L(|\tilde{X}_0|, \tau) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau$ dans l'expression ci dessus. Nous pouvons simplement reprendre l'équation du modèle, en normalisant les deux intégrales par le facteur $\int_0^{\infty} h_L(|\tilde{X}_0|, \tau) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau$.

Nous obtenons ainsi :

$$\tilde{Y}(t) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_c \left(|\tilde{X}_0|, \Omega \right) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \right] \times \left[\int_0^{\infty} \hat{h}_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right) \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \right] \quad (\text{III-13})$$

$$\hat{H}_c \left(|\tilde{X}_0|, \Omega \right) = H_c \left(|\tilde{X}_0|, \Omega \right) \cdot \int_0^{\infty} \hat{h}_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau \quad (\text{III-14})$$

$$\hat{h}_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right) = \frac{h_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right)}{\int_0^{\infty} h_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau} \quad (\text{III-15})$$

On observe alors que la nouvelle réponse impulsionnelle normalisée est telle que son intégrale soit égale à l'unité, soit :

$$\int_0^{\infty} \hat{h}_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right) \cdot |\tilde{X}_0| \cdot d\tau = 1 \quad (\text{III-16})$$

La procédure d'extraction des noyaux est alors relativement simple, elle se passe en deux phases :

- **Première phase** : extraction de $\hat{H}_c \left(|\tilde{X}_0|, \Omega \right)$.

On excite l'amplificateur par un signal CW $\tilde{X}(t) = X_0 \cdot e^{j\Omega t}$ comme rappelé sur la figure suivante :

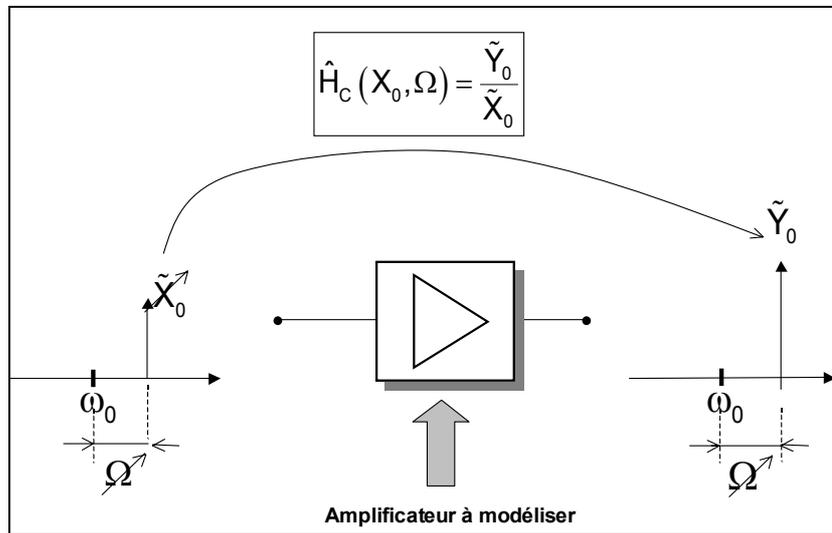


Figure III-9 : Identification du noyau à mémoire courte.

On extrait ainsi $\hat{H}_c \left(|\tilde{X}_0|, \Omega \right) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0}$ sur la bande utile de l'amplificateur.

- **Deuxième phase** : extraction de $\hat{h}_L \left(|\tilde{X}_0|, \tau \right)$.

La procédure d'identification du noyau à mémoire longue consiste alors à appliquer à l'amplificateur un échelon d'Heavyside d'amplitude variable modulant une porteuse fixe à ω_0 . De la même manière on applique strictement le même signal au modèle à mémoire courte issu de caractérisation CW à fréquence variable. La réponse du noyau à mémoire courte n'a aucun transitoire long mais donne un transitoire court issu de la bande d'analyse sondé par le signal CW servant à son identification.

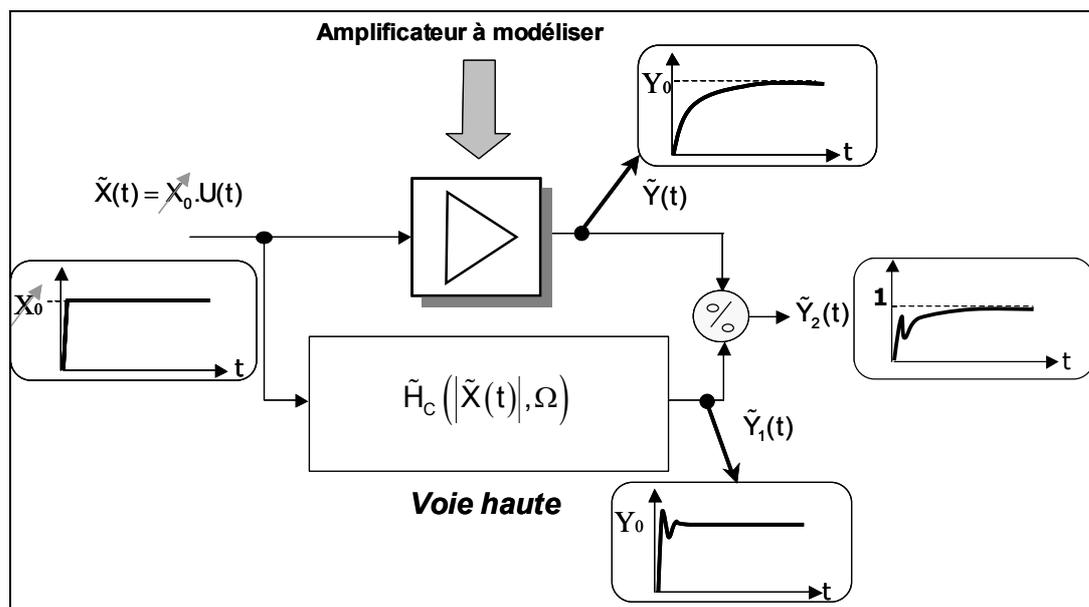


Figure III-10 : Identification du noyau à mémoire longue.

La réponse obtenue en divisant les deux réponses $\tilde{Y}(t)$ et $\tilde{Y}_1(t)$ qui sont respectivement l'enveloppe à la sortie du dispositif à modéliser et celle obtenue par le modèle à mémoire courte, constitue alors un signal contenant les transitoires témoins de la mémoire non linéaire à long terme du dispositifs. Ce signal découlant d'une excitation d'Heavyside permet de remonter à l'expression de la réponse impulsionnelle non linéaire « statique » du modèle à mémoire longue. Pour cela il suffit de dériver le signal $\tilde{Y}_2(t)$ de la même manière que décrit précédemment :

$$\hat{h}_L(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \{ \tilde{Y}_2(X_0, t) \}}{\partial t} \quad \text{(III-17)}$$

Ainsi, l'expression analytique du nouveau modèle dont la topologie est représentée figure III-4 est la suivante :

$$\tilde{Y}(t) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_c(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \right] \times \left[\int_0^t \hat{h}_L\{|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau\} \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \right] \quad \text{(III-18)}$$

A partir de cette formulation nous pouvons analyser de façon théorique trois cas particuliers de fonctionnement du nouveau modèle :

- Si le signal de test est un signal à enveloppe constante, la réponse du modèle sera imposée par le terme $\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_c(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \right]$ car la sortie du modèle à mémoire longue vaut alors 1. Ceci permet de bénéficier de la capacité du modèle de Volterra à un noyau dynamique à décrire les phénomènes de mémoire courte générés par des applications à enveloppe constante.
- Si le signal de test est une application à enveloppe variable bande étroite alors l'influence du modèle à mémoire courte va être quasi-négligeable et la sortie du modèle correspondra à $\left[\int_0^t \hat{h}_L\{|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau\} \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \right]$ ce qui permet d'obtenir une bonne description des phénomènes de mémoire à long terme.
- Si le signal de test est une enveloppe variable dont le spectre s'étale sur une large bande de fréquence alors le nouveau modèle va intégrer pour chaque point simulé la prédiction de la mémoire courte modulée par des transitoires longs non linéaires dépendants de la dynamique du signal d'entrée.

Ce modèle conserve de part son expression analytique les avantages des deux modèles de Volterra modifiés pris séparément. Le point fort et fondamental du nouveau modèle proposé est qu'il permet d'étendre les domaines de validité du modèle de Volterra à un noyau et celui de la réponse impulsionnelle non-linéaire statique de manière à augmenter leurs capacités de prédiction à des applications ont le débit peut aller de quelques KHz à quelques dizaines voir centaine de MHz tout en conservant une procédure d'extraction rapide et simple.

En conclusion ce nouveau modèle propose une structure permettant d'associer de manière physique les deux fonctions de transfert décrites par des modèles de Volterra simplifiés pour caractériser efficacement les effets de mémoire à court et long terme. Le domaine de validité du nouveau modèle peut être schématisé comme ci-après.

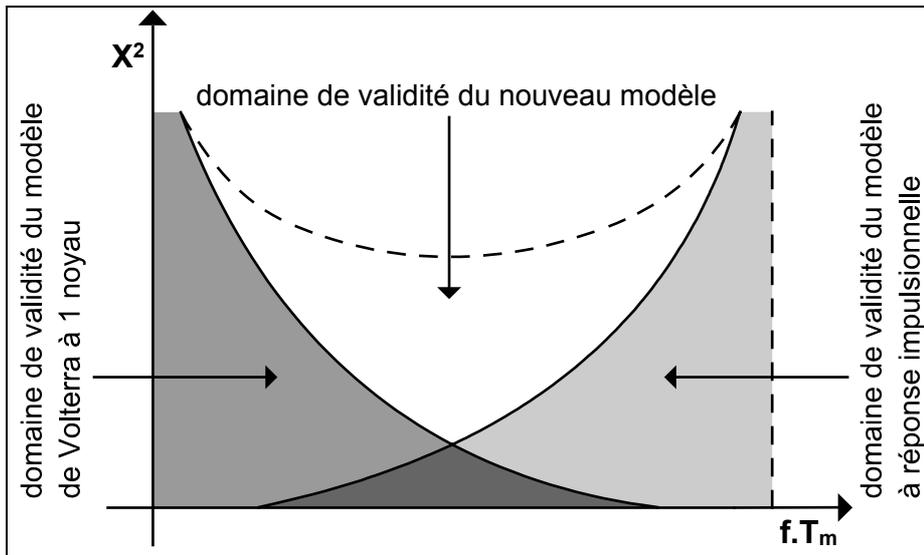


Figure III-11 : Illustration du domaine de validité du nouveau modèle proposé.

II. L'application à la modélisation de circuits CAO.

II.1. Amplificateur LNA.

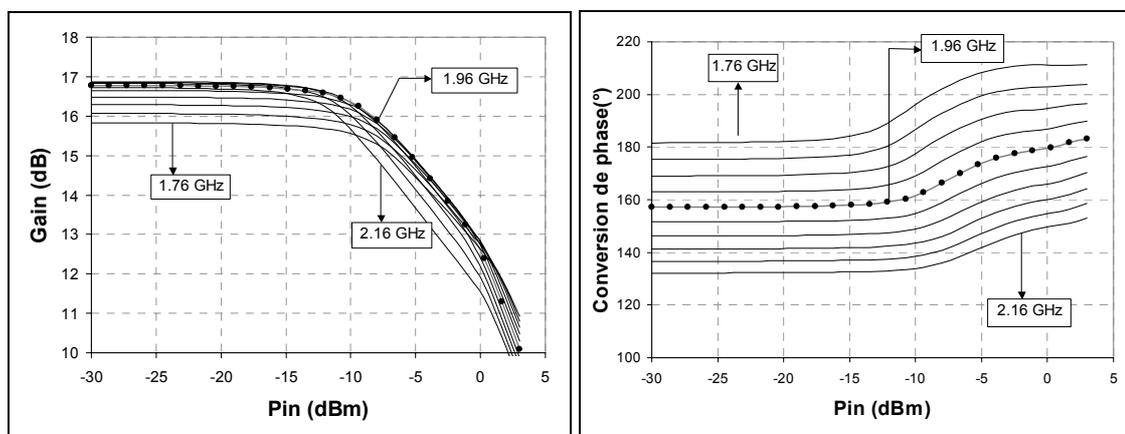
Nous avons dans un premier temps appliqué le principe de modélisation, décrit dans la partie I de ce chapitre, à un amplificateur LNA (Low Noise Amplifier) de technologie BiCMOS fonctionnant en bande L possédant une boucle de contrôle de gain. Les boucles de contrôle de gain sont particulièrement génératrices d'effets de mémoire BF.

II.1.1. L'identification des modèles.

L'extraction des caractéristiques nécessaires à l'élaboration de notre modèle a été réalisée avec le logiciel d'analyse RF « Golden Gate ».

Caractérisation CW.

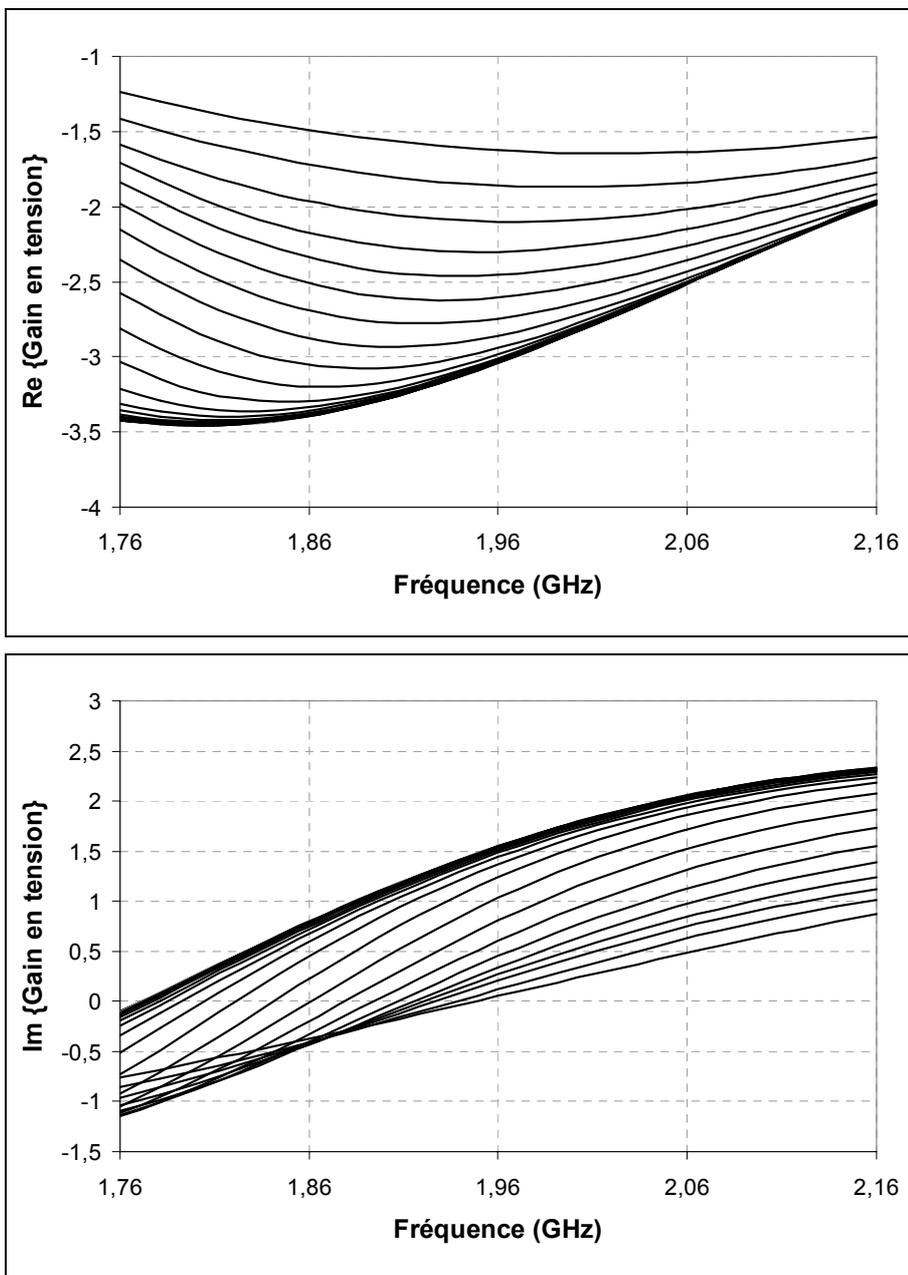
Sur les figures suivantes nous présentons les caractéristiques CW de l'amplificateur obtenues à l'aide de la méthode de l'équilibrage harmonique.



Figures III-12 : Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur LNA.

Sur ces courbes on observe des variations de gain de 1dB maximum sur une bande de 400 MHz. Pour l'identification de notre modèle HF nous caractériserons l'amplificateur jusqu'à 0 dBm de puissance disponible (soit 4 dB de compression à la fréquence fondamentale $F_0=1,96$ GHz). Les variations du gain en tension (rapport $\tilde{Y}(\Omega) \setminus \tilde{X}(\Omega)$) en fonction de la fréquence et de la puissance injectée sur la raie RF représentent le noyau $\tilde{H}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ à mémoire courte du nouveau modèle proposé.

Les figures III-13 illustrent les variations du noyau à mémoire courte sur une bande de 400 MHz autour d'une fréquence F_0 qui constitue la fréquence d'enveloppe de référence.

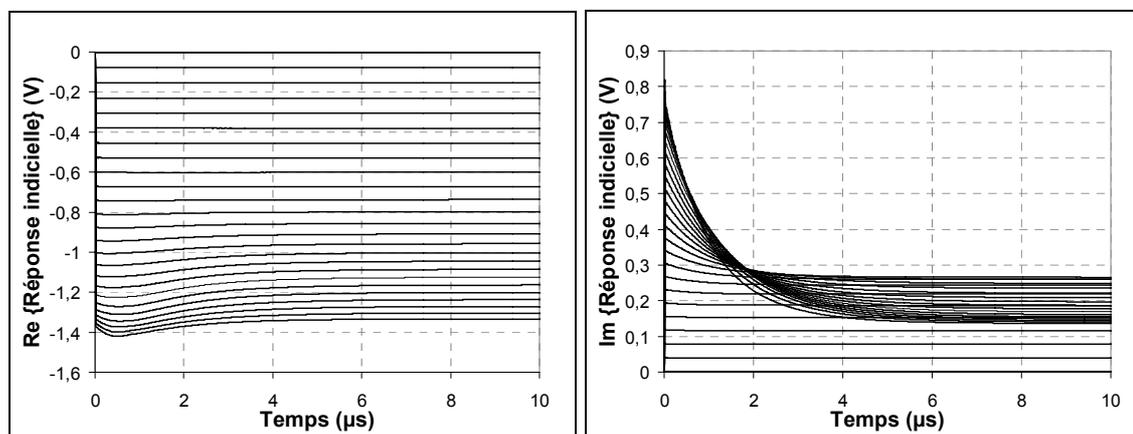


Figures III-13 : Partie réelle et imaginaire du noyau à mémoire courte.

Les pentes observées sur ces courbes sont significatives des effets de mémoire courte présents dans la bande de caractérisation.

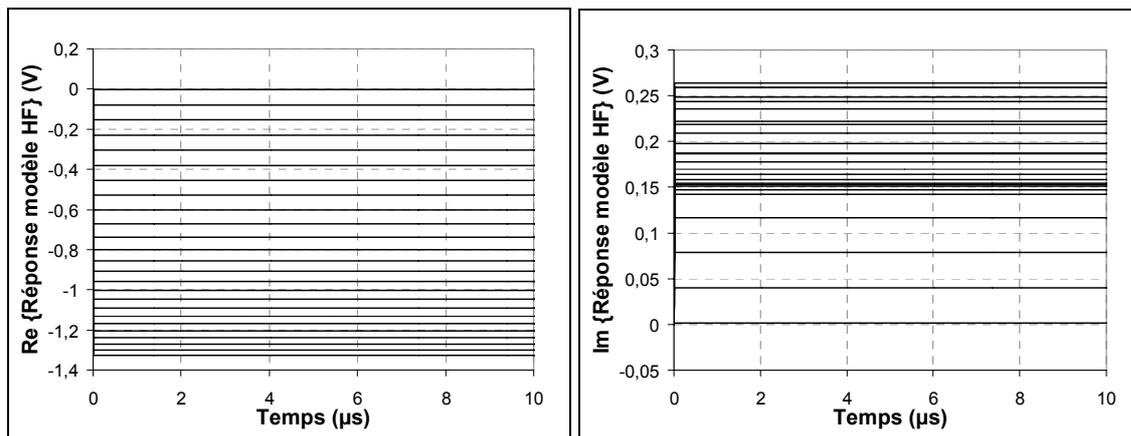
Caractérisation indicielle.

Nous présentons figure III-14, les résultats de l'extraction de la réponse indicielle du circuit (en partie réelle et imaginaire) réalisée en utilisant la méthode du transitoire d'enveloppe [III-6][III-7] pour des niveaux de puissance identiques à ceux utilisés lors de la caractérisation CW.



Figures III-14 : Réponse indicielle obtenue par simulation.

Ces caractéristiques permettent de mettre en évidence le régime transitoire de l'amplificateur sur une durée de $10 \mu\text{s}$. Il convient ici de noter deux zones distinctes de fonctionnement. Une première zone comprise entre 0 et 10 ns avec des variations temporelles rapides qui sont les conséquences des constantes de temps courtes du circuit. Une seconde zone avec des variations plus lentes est significative des constantes de temps longues de la mémoire BF. L'échelon est un signal riche d'informations [III-10]. Il convient tout particulièrement pour obtenir un ordre de grandeur de la durée de mémoire non linéaire des dispositifs à modéliser. Comme décrit précédemment nous allons utiliser les données provenant de cette analyse pour déterminer le noyau à mémoire longue de notre modèle. Pour cela une seconde analyse est réalisée grâce à un simulateur système (Hptolemy de agilent). La figure suivante présente les résultats de réponse indicielle obtenus par simulation système du noyau HF uniquement.



Figures III-15 : Réponse indicielle du modèle HF obtenue par simulation système.

On constate sur ces caractéristiques que seules des constantes de temps courtes sont présentes dans la réponse du modèle HF. On remarque aussi que le régime établi du signal est identique à celui obtenu par simulation de niveau circuit avec le transitoire d'enveloppe.

La seconde étape consiste alors à déterminer la réponse du noyau BF du nouveau modèle qui doit venir moduler les réponses obtenues figure III-15 afin d'obtenir les caractéristiques de la réponse indicielle du circuit à modéliser (figure III-14). Pour cela une simple division des deux réponses préalablement enregistrées (celle du circuit et celle du modèle HF) suffit à obtenir l'extraction de la réponse indicielle correspondant à notre modèle BF (voie basse du modèle complet).

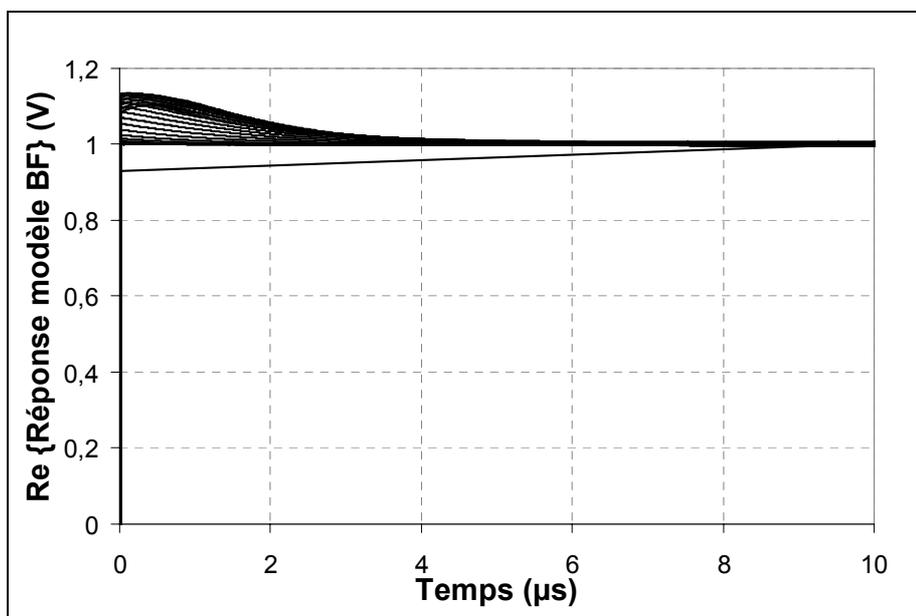
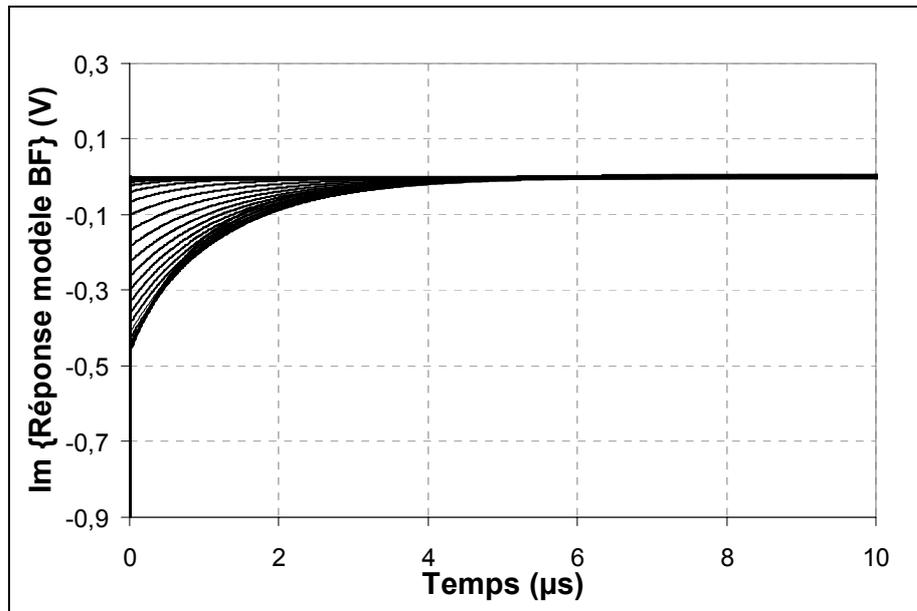


Figure III-16 : Partie réelle de la réponse indicielle théorique du modèle BF.



Figures III-17 : Partie imaginaire de la réponse indicelle théorique du modèle BF.

La réponse indicelle correspondant au signal de modulation BF va servir à l'élaboration du noyau à mémoire longue de notre nouveau modèle. On constate que l'on a bien dans ces caractéristiques l'influence des constantes de temps longues déjà visualisées sur la réponse du circuit. Nous allons maintenant tester le modèle de l'amplificateur extrait avec cette nouvelle technique de modélisation.

II.1.2. La comparaison modèles et simulation circuit.

Ces comparaisons vont être menées suivant deux axes. Le premier axe consiste à tester et à comparer les figures de mérites classiques (C/I_3 , puissance en mode CW) obtenues par simulation circuit, par le calcul de la réponse du nouveau modèle mais aussi par le calcul du modèle de Volterra (modèle HF seul)[III-7][III-8] et de la réponse impulsionnelle statique [III-10]. Le deuxième axe de test va concerner des signaux davantage applicatifs comme les modulations 16-QAM, QPSK et GMSK.

Critères classiques de conception.

Nous présentons figure III-18 la puissance de sortie en fonction de la fréquence dans le cas d'une excitation monoporteuse.

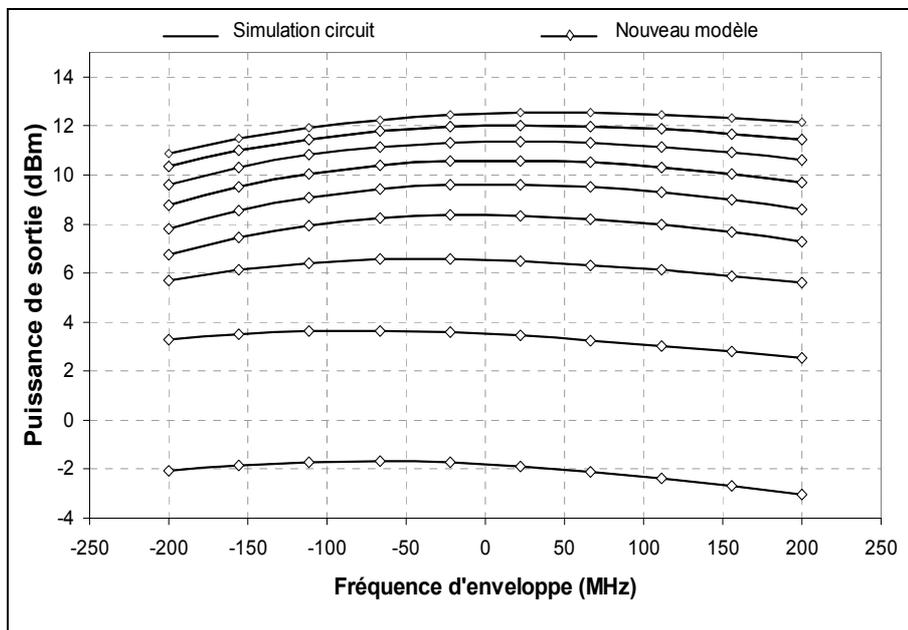
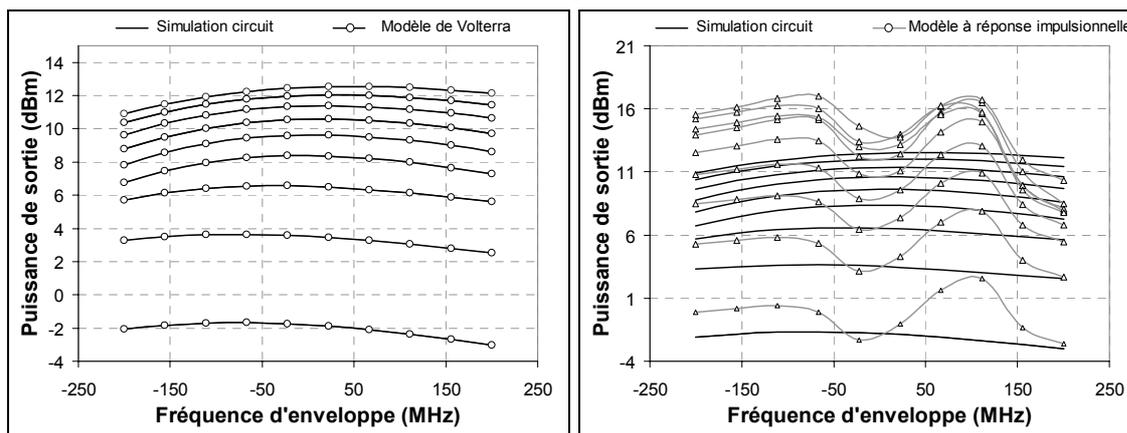


Figure III-18 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence.

Le modèle à séries de Volterra « modulées » reproduit parfaitement les dispersions HF qu'elles soient en zone linéaire ou en zone de saturation. Il est alors intéressant de comparer ces performances à celles du modèle de Volterra et de la réponse impulsionnelle statique comme indiqué figures III-19.



Figures III-19 : Puissance de sortie simulée par le modèle de Volterra et par réponse Impulsionnelle.

Le modèle HF de Volterra prédit logiquement les dispersions linéaires et non linéaires hautes fréquences. Mais on constate que le modèle à réponse impulsionnelle statique éprouve logiquement des difficultés à prédire le comportement haute fréquence avec des erreurs atteignant rapidement 5 dB, car la dépendance par rapport à la fréquence instantanée a été négligée. Sur la figure III-20 sont présentés les résultats de C/I_3 obtenus en fonction de la fréquence de battement dans le cas d'un signal biporteuse.

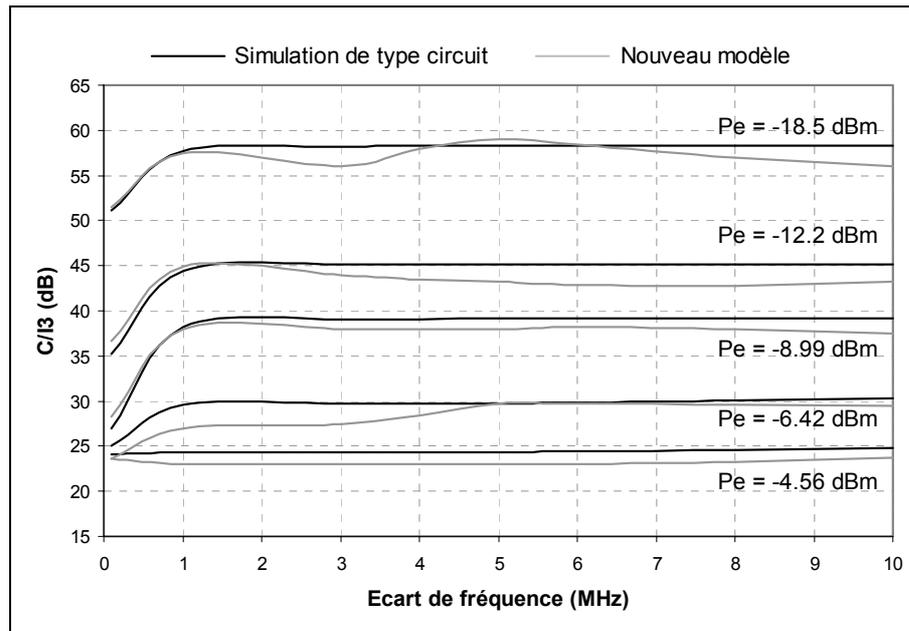
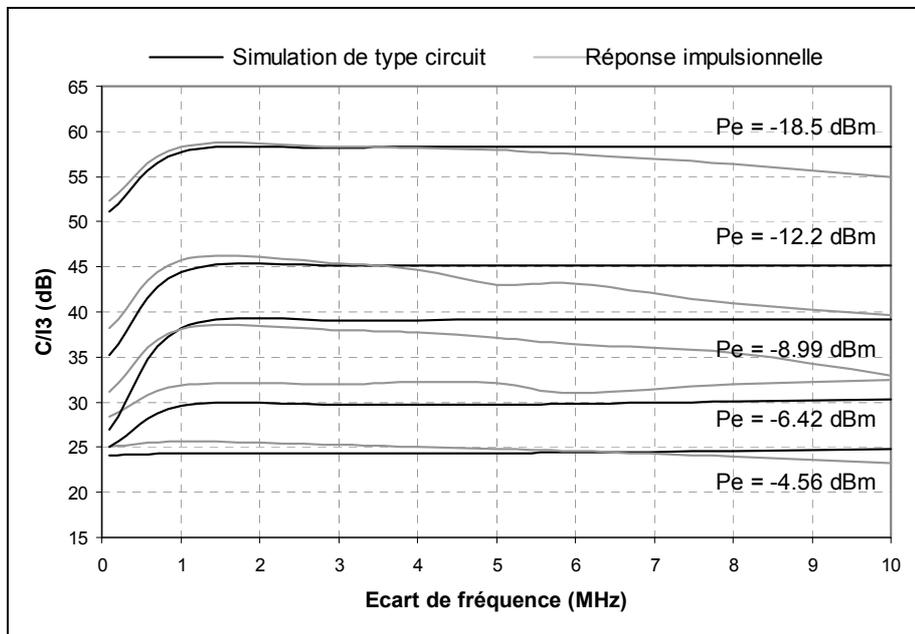
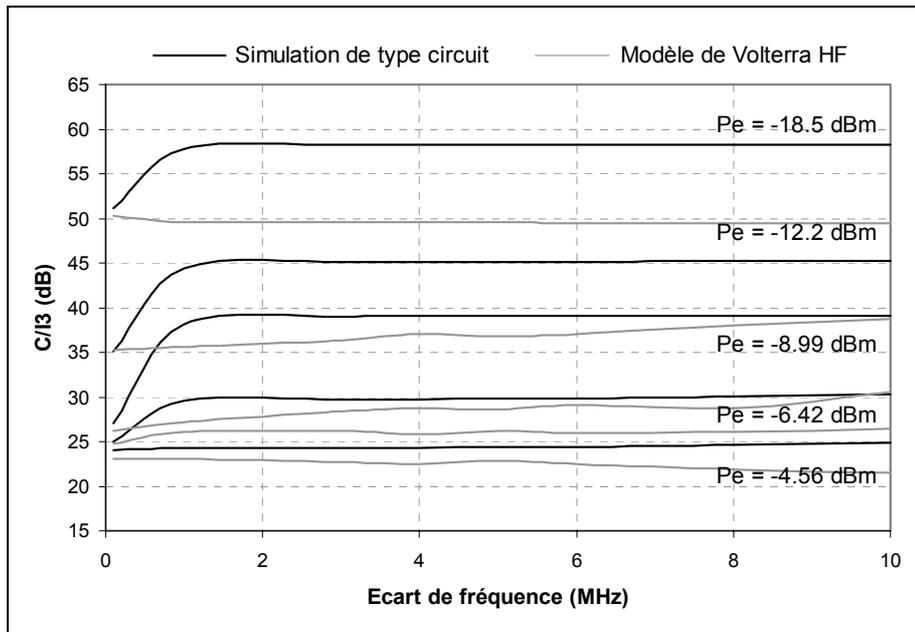


Figure III-20 : C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence.

On note que le modèle reproduit bien les variations en basse fréquence apparaissant sur le C/I_3 . Néanmoins si les allures générales sont bonnes on note des erreurs peuvent atteindre jusqu'à 2 dB. En comparant ces résultats à ceux obtenus par le modèle de Volterra et celui par réponse impulsionnelle, le nouveau modèle semble tout de même apporter un léger mieux sur la bande considérée. En effet, les résultats obtenus par la réponse impulsionnelle se dégradent très rapidement lorsque l'on considère des écarts de fréquence supérieurs à 4 MHz. Les erreurs obtenues par le modèle de HF sont très importantes compte tenu des effets BF prépondérants sur cette bande d'analyse relativement étroite.



Figures III-21 : Prédiction de C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence par le modèle de Volterra et le modèle à réponse impulsionnelle.

Critères liés à des signaux modulés d'applications.

Nous allons compléter cette analyse et tester le modèle à séries de Volterra « modulées » dans le cas d'application plus réalistes utilisant des signaux de modulation numérique couramment utilisés [III-14]. La figure III-22 représente la prédiction d'ACPR dans le cas d'une modulation 16-QAM pour un débit de 2 MB/s. Sur la figure III-23 sont présentés les résultats obtenus en augmentant le débit de la 16-QAM jusqu'à 40 MB/s de manière à stimuler plus largement la mémoire HF du dispositif.

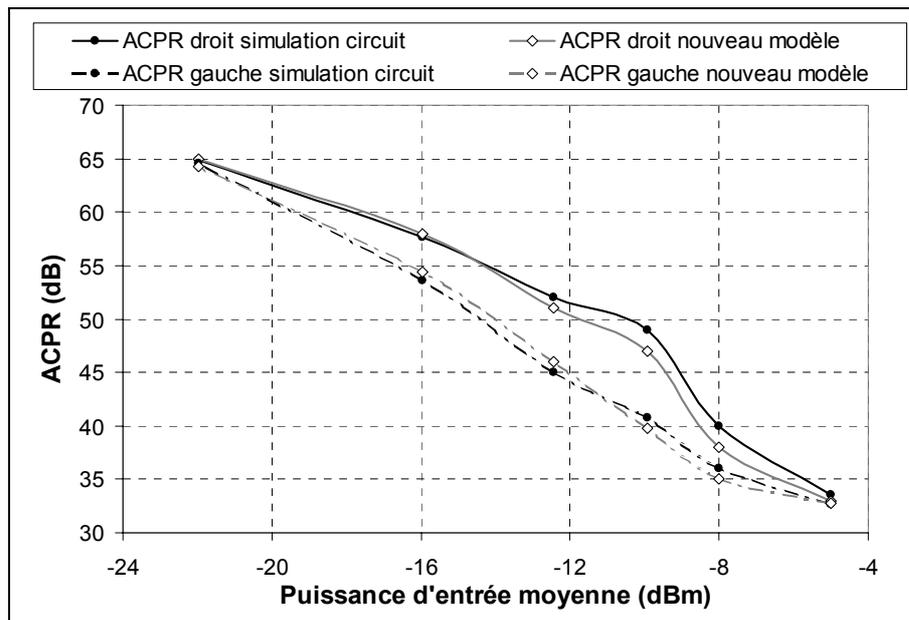
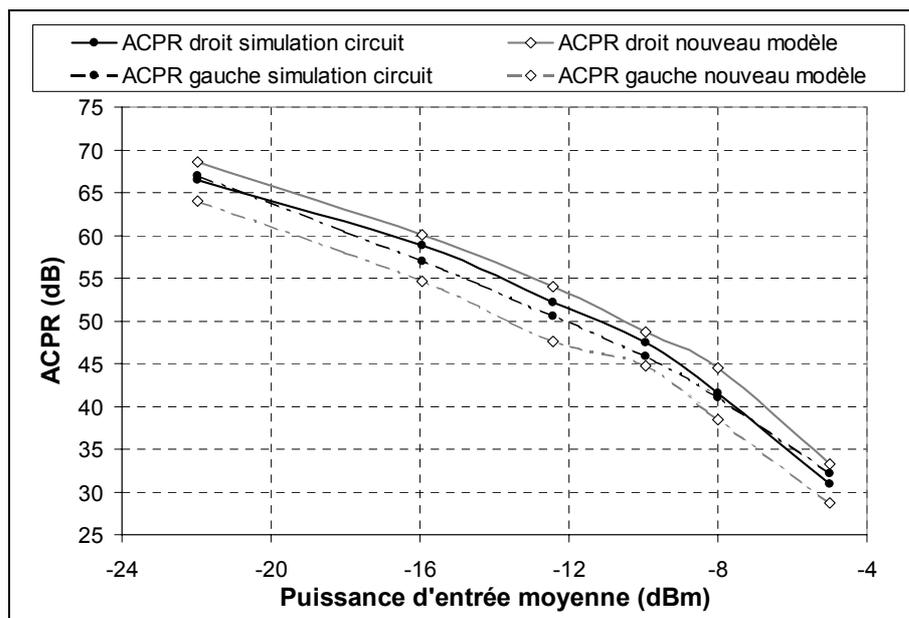
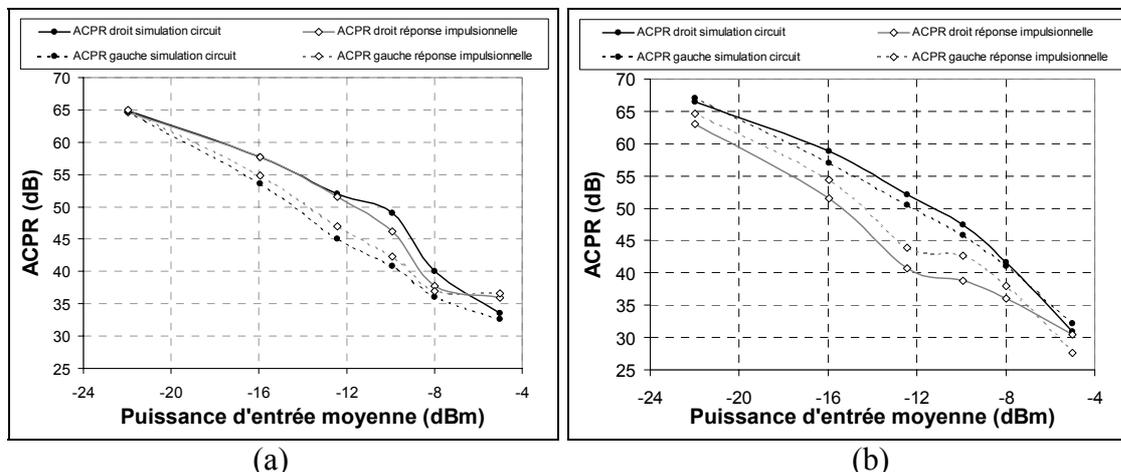


Figure III-22 : ACPR en fonction de la puissance moyenne pour une 16 QAM de débit 2 MB/s.



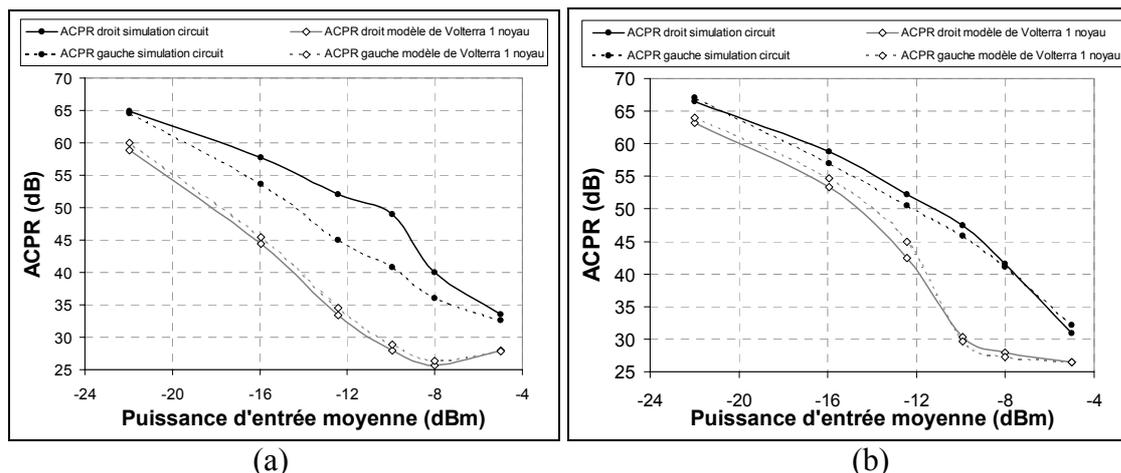
Figures III-23 : ACPR en fonction de la puissance moyenne pour une 16 QAM de débit 40 MB/s.

Les prédictions d'ACPR sont bonnes dans des conditions de stimulation de la mémoire longue (cas d'une bande spectrale de 2 MB/s) ou de mémoire courte et longue (débit de 40 MB/s). Comme précédemment, nous allons confronter ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle de Volterra et le modèle à réponse impulsionnelle statique.



Figures III-24 : ACPR d'une 16-QAM simulé par le modèle à réponse impulsionnelle (a) débit 2MB/s, (b) débit 40MB/s.

Les résultats obtenus par le modèle à réponse impulsionnelle statique sont bons pour un débit de 2 MB/s mais se dégradent rapidement lorsque l'on augmente le rythme de la modulation (erreur maximale proche de 5 dB). Cela était les résultats déjà publiés par le passé sur les bonnes performances de ce modèle pour les applications à bande étroite.



Figures III-25 : ACPR d'une 16-QAM simulé par le modèle de Volterra un noyau (a) débit 2 MB/s, (b) débit 40 MB/s.

Les figures III-25 démontrent que le modèle de Volterra dédié à la prise en compte des effets HF ne permet pas d'obtenir de bons résultats sur les prédictions d'ACPR dans le cas de signaux modulés en amplitude stimulant la mémoire BF du dispositif modélisé. Deux autres exemples de courbes d'ACPR sont présentés dans le cas d'une modulation QPSK pour des débits identiques.

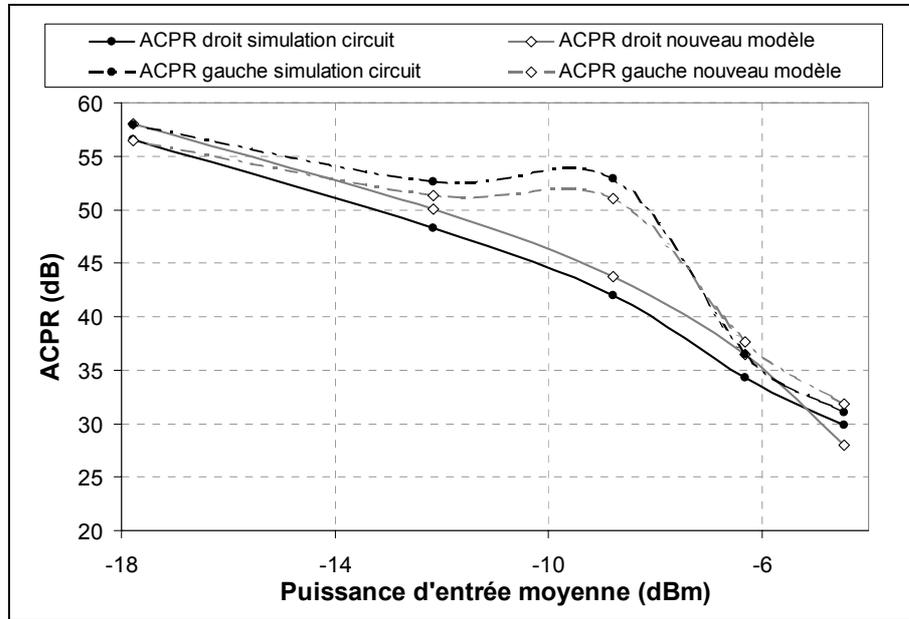


Figure III-26 : ACPR d'une QPSK de débit 2 MB/s.

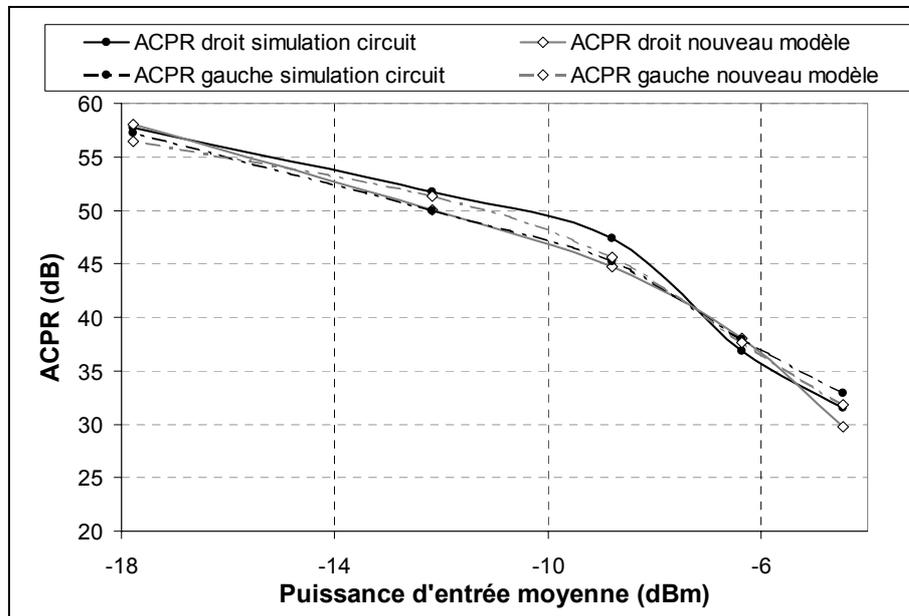


Figure III-27 : ACPR d'une QPSK de débit 40 MB/s.

Ces résultats confirment les bonnes capacités du nouveau modèle à prédire les remontées spectrales provenant du bruit d'intermodulation et ce quel que soit le type des effets de mémoire stimulés.

Nous avons estimé ci-dessus les performances de la nouvelle technique de modélisation pour ce qui est des prédictions des spectres aux accès du dispositif. Une autre méthode d'analyse consiste désormais à vérifier la concordance des enveloppes temporelles des signaux calculées par le modèle et celles obtenues par la méthode du transitoire d'enveloppe.

Cette étude est indispensable pour vérifier l'apport du modèle à séries de Volterra « modulées » sur les prédictions des facteurs de mérite des systèmes de télécommunication. Les figures III-28 et III-29 présentent les enveloppes temporelles correspondantes aux modulations 16-QAM pour les débits de 2 MB/s et 40 MB/s correspondant aux courbes d'ACPR présentées figures III-26 et III-27.

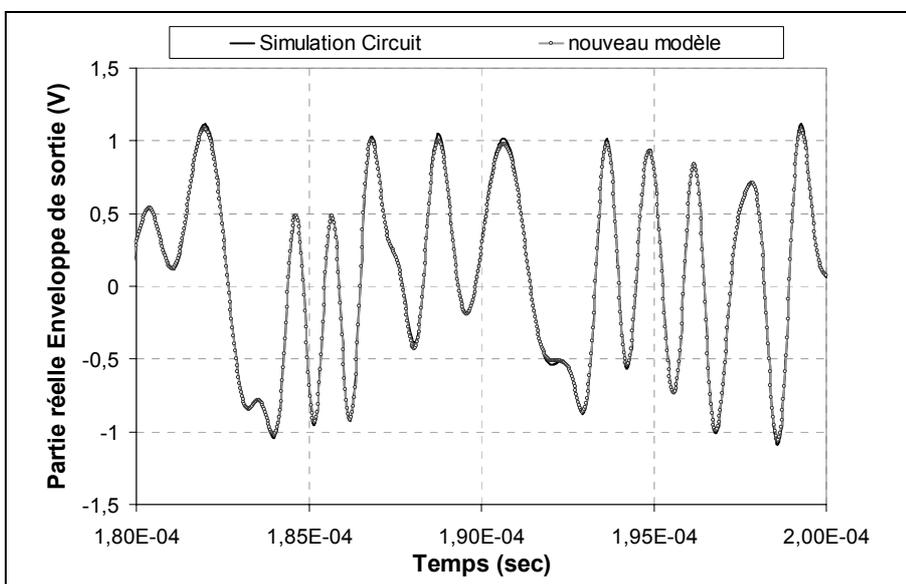


Figure III-28 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2 MB/s.

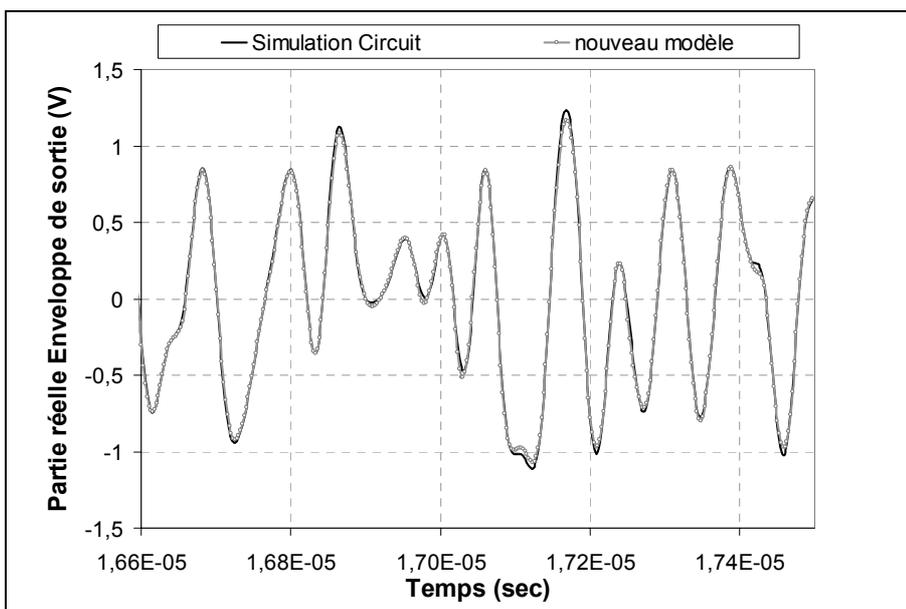


Figure III-29 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MB/s.

Nous noterons les excellentes performances du modèles concernant la prédiction des distorsions d'enveloppes pour une puissance moyenne d'entrée de -5 dBm. Il convient alors de tester les résultats obtenus en terme d'enveloppe temporelle par le modèle à réponse impulsionnelle et par le modèle de Volterra pour ce type d'application.

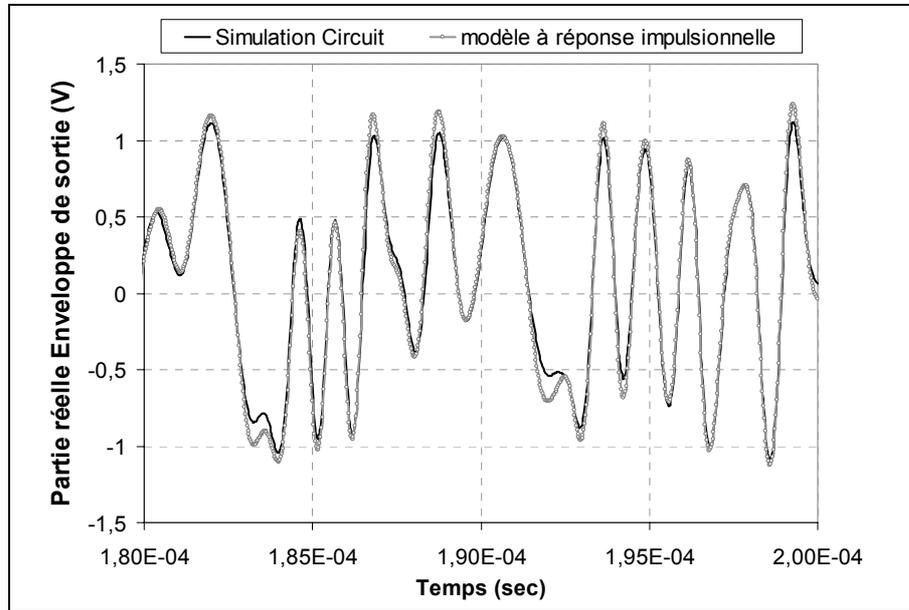


Figure III- 30 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2 MB/s simulée par le modèle à réponse impulsionnelle statique.

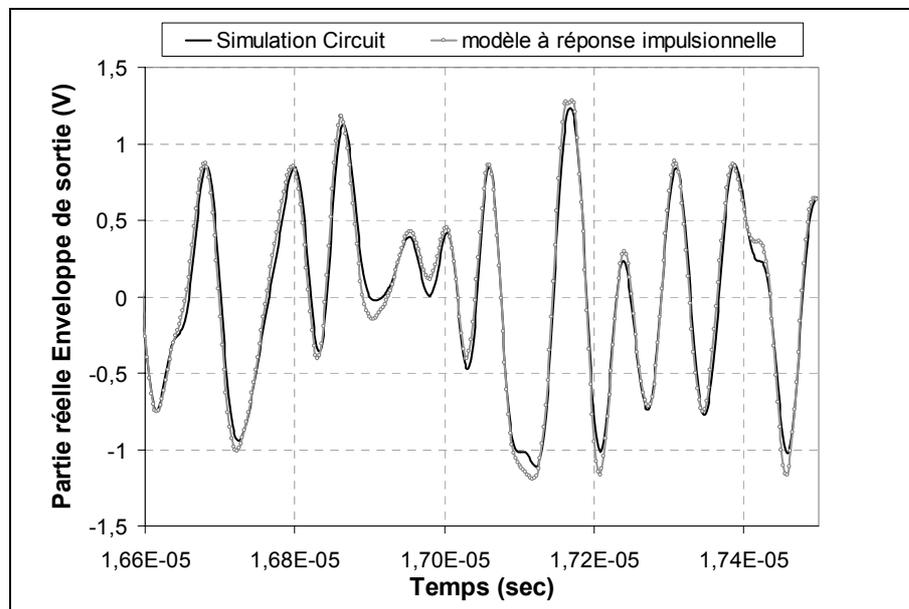


Figure III-31 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MB/s simulée par le modèle à réponse impulsionnelle statique.

Comparées aux résultats atteints par le nouveau modèle, les formes d'ondes temporelles obtenues par le modèle à réponse impulsionnelle sont nettement plus éloignées de celles fournies par simulation circuit.

Nous présentons sur la figure suivante les capacités de prédiction d'enveloppe temporelle autorisées par le modèle de Volterra HF.

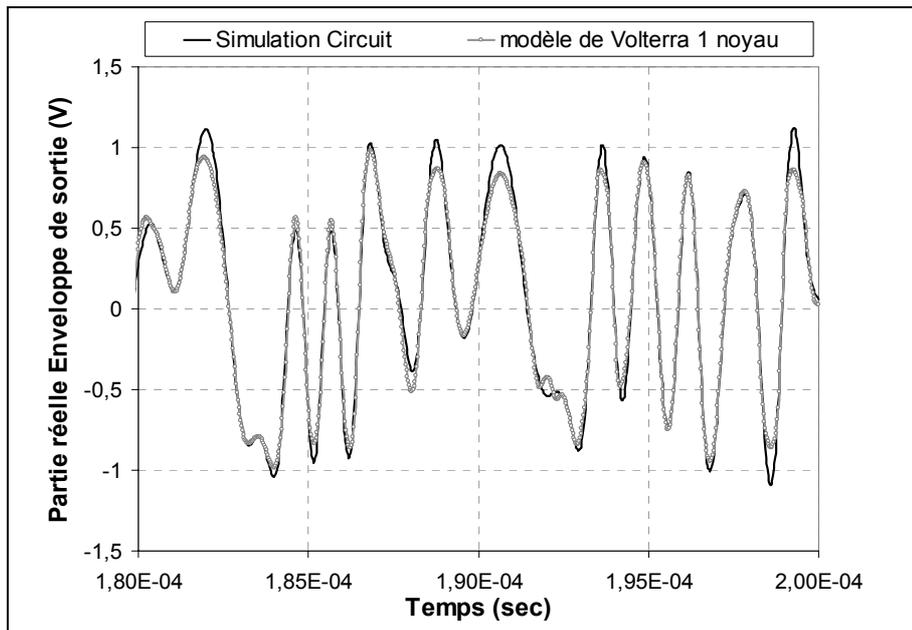
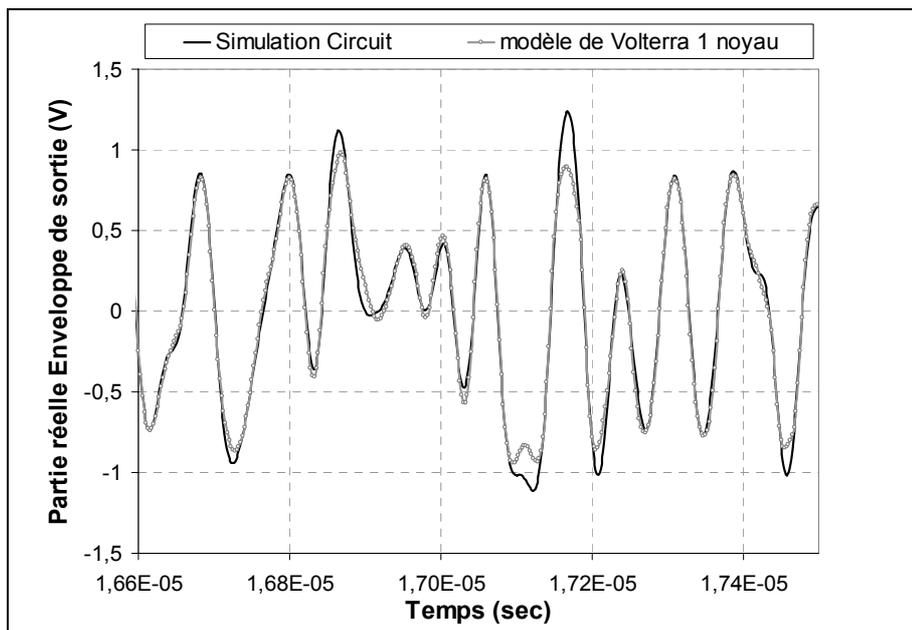


Figure III-32 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2 MB/s simulée par le modèle de Volterra à un noyau.



Figures III-33 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MB/s simulée par le modèle de Volterra à un noyau.

L'observation de ces résultats conduit à la conclusion que le nouveau modèle présente d'excellentes capacités de prédiction en termes de distorsions temporelles d'enveloppes. Les figures précédentes attestent de la supériorité du modèle proposé comparé au modèle de Volterra HF et au modèle à réponse impulsionnelle statique.

Afin de quantifier de façon numérique le taux d'erreur obtenu par chacun des modèles aux instants de décisions concernant l'information, nous avons choisi d'effectuer un test d'EVM.

Le test d'EVM classique déjà présenté dans le chapitre I est un critère d'évaluation des erreurs vectorielles introduites par un élément dispersif non linéaire par rapport à une constellation idéale prise en entrée du dispositif. La figure suivante présente les résultats d'EVM obtenus pour une modulation 16-QAM de débit égale à 2 MB/s.

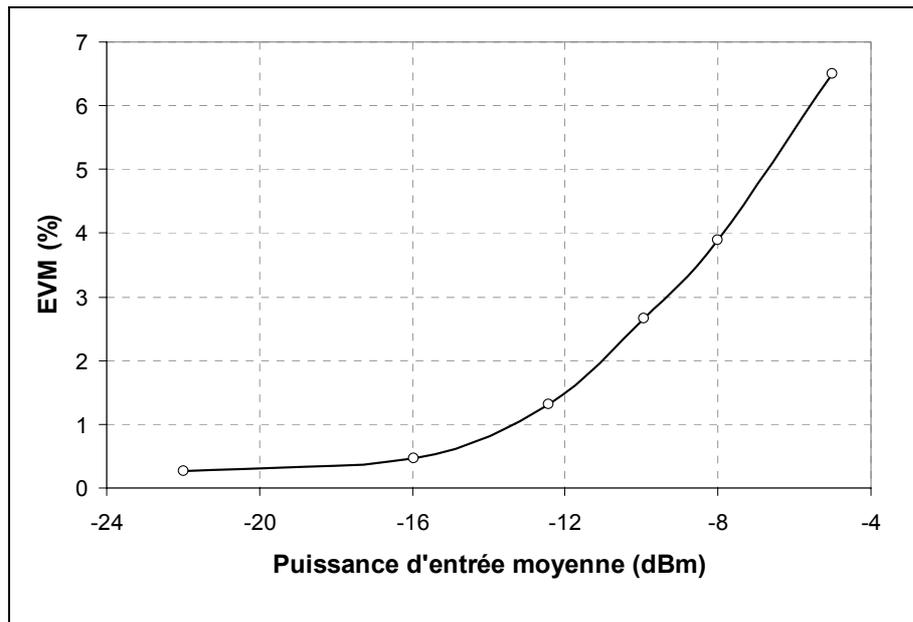


Figure III-34 : Courbe d'EVM de l'amplificateur simulé.

Pour mieux apprécier la fidélité du modèle, il est intéressant de calculer l'Erreur de Quadrature Moyenne (EQM) commise par le modèle. Ainsi nous quantifierons l'erreur commise par le modèle par rapport au signal réellement présent à la sortie du dispositif. La figure III-35 et III-36 présente les caractéristiques d'EQM calculés pour chaque modèle sur une trame de 8192 points avec 10 points par symbole.

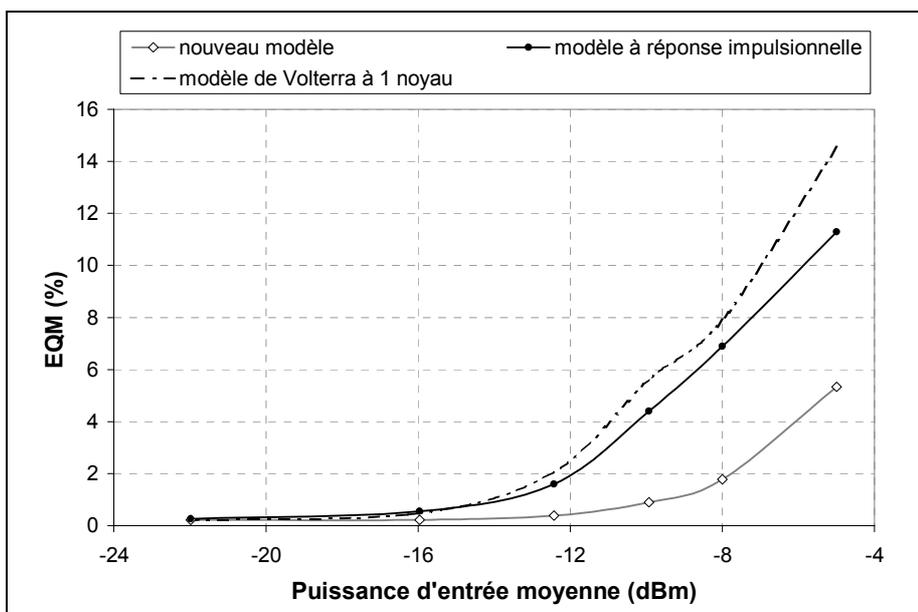


Figure III-35 : Comparaison des erreurs quadratiques moyennes pour une 16-QAM de débit 2 MB/s.

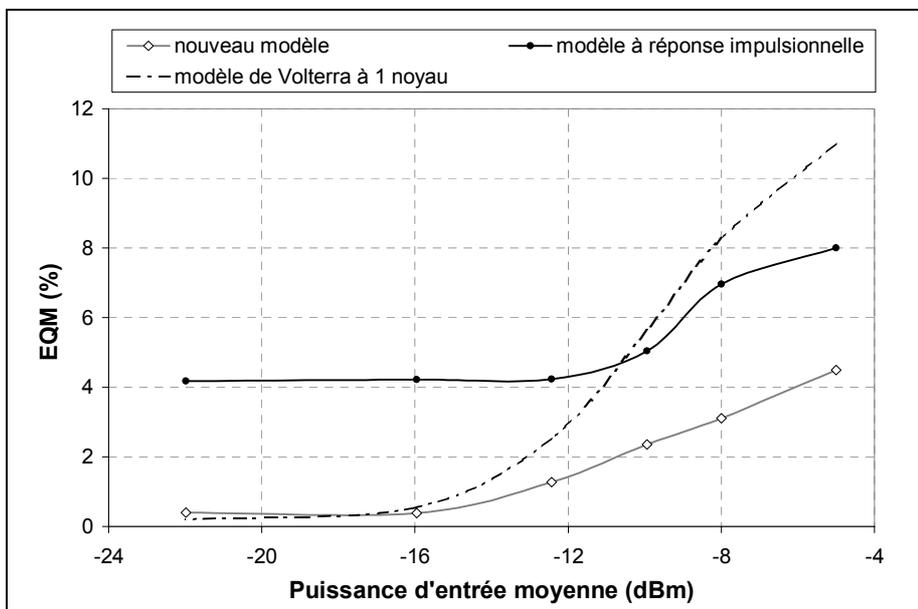


Figure III-36 : Comparaison des erreurs quadratiques moyennes pour une 16-QAM de débit 40 MB/s.

Les résultats supérieurs (moins d'erreurs) obtenus par le nouveau modèle confirment ceux observés précédemment sur les fenêtres d'ondes temporelles et valident la méthode de modélisation proposée dans le cas d'application numérique modulée à enveloppe et à débit variables.

Dans les systèmes de communications actuels il existe aussi de nombreuses modulations numériques à enveloppe constante qui peuvent posséder des bandes de modulation importantes. Ainsi nous allons tester et confronter les résultats obtenus en forme d'onde temporelle pour un signal GMSK de débit binaire égal à 110 MB/s.

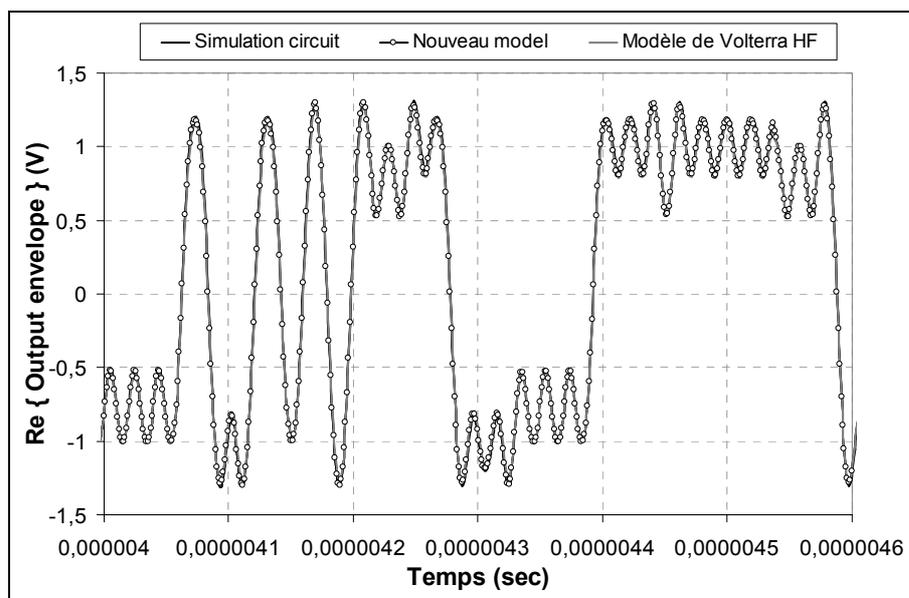


Figure III-37 : Enveloppes temporelles simulées pour une GMSK de débit 110 MB/s.

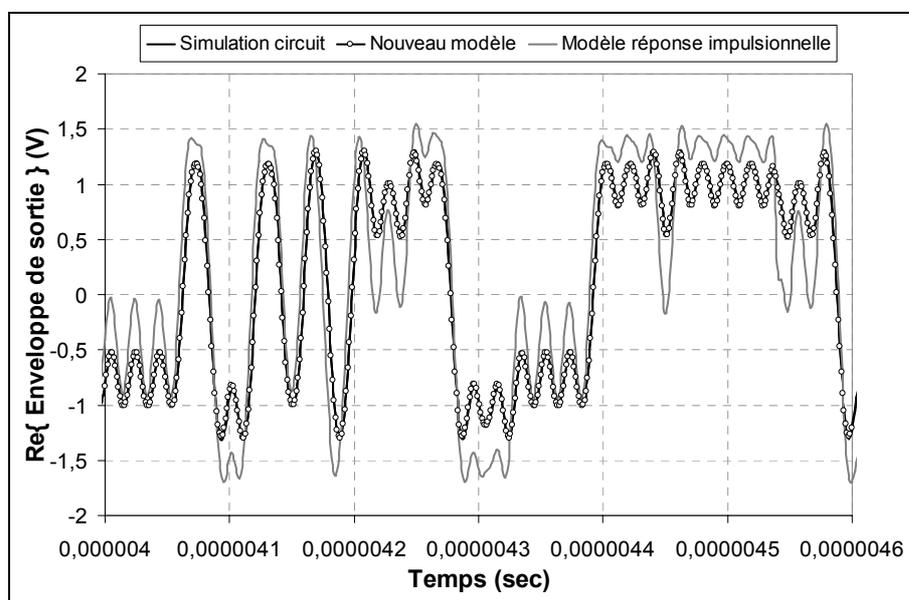


Figure III-38 : GMSK de 110 MB/s simulée par le modèle à réponse impulsionnelle.

Face à ce type de signal il apparaît que le modèle de Volterra HF et le modèle à séries de Volterra « modulées » fournissent une réponse très proche de la solution obtenue par simulation circuit. En revanche, le modèle à réponse impulsionnelle commet d'importantes erreurs de prédiction.

Un autre type d'application paraît particulièrement bien configuré pour être prédit par ce modèle, il s'agit des applications RADAR où le signal est composé d'une succession d'échelons d'Heavyside modulés en fréquence par une onde CW dont la fréquence varie entre le début et la fin de chaque échelon.

La figure suivante présente les résultats obtenus, par la nouvelle méthode d'une part et par les modèles de Volterra HF et la réponse impulsionnelle d'autre part, pour un « Chirp » dont la modulation en fréquence varie de 1 MHz à 100 MHz sur la durée haute de chaque échelon d'Heavyside.

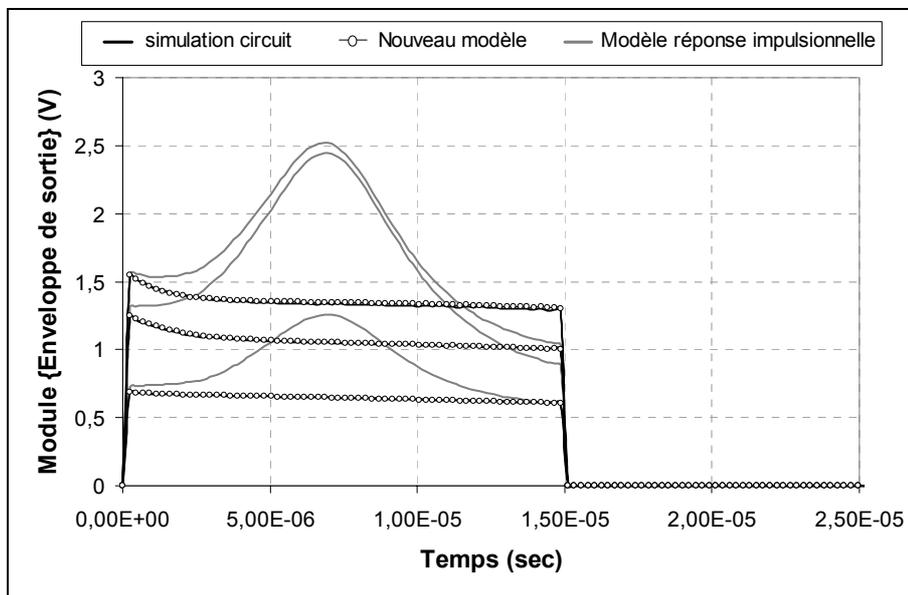
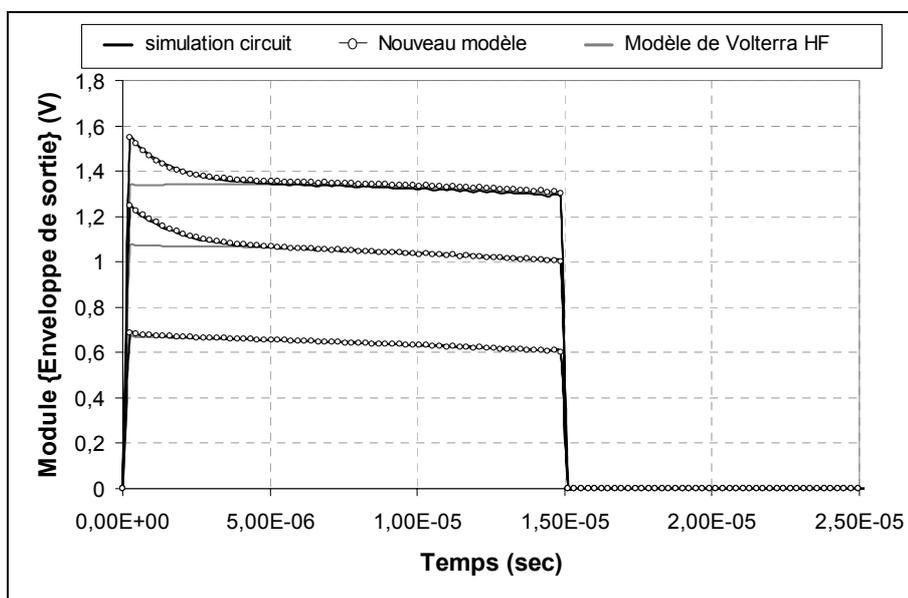


Figure III-39 : Comparaison du Chirp simulé par le nouveau modèle et le modèle à réponse impulsionnelle.



Figures III-40 : Comparaison Chirp simulé par le nouveau modèle et le modèle de Volterra un noyau.

Nous observons sur cette figure que le nouveau modèle prend correctement en compte le transitoire long du signal. En conclusion, le nouveau modèle proposé a démontré de très bonnes qualités de versatilité. Il est important et primordial qu'un tel modèle assure une bonne prédiction des allures temporelles afin d'obtenir une bonne précision concernant les critères utilisés dans les performances des systèmes (Taux d'erreur binaire, diagramme de l'œil, EVM, etc.).

De plus, il est particulièrement efficace pour la simulation d'application RADAR nécessitant l'utilisation de « Chirp ». Afin de valider la technique de modélisation proposée nous allons réaliser la même approche sur un amplificateur de topologie et de technologie différentes.

II.2. Amplificateur HBT.

Le modèle dit par séries de Volterra « modulées » va ensuite être testé sur un étage amplificateur de puissance composé de quatre transistors de technologie HBT fonctionnant en bande S ayant servi à la description des phénomènes de mémoire du chapitre I. Sa topologie est rappelée dans la figure suivante :

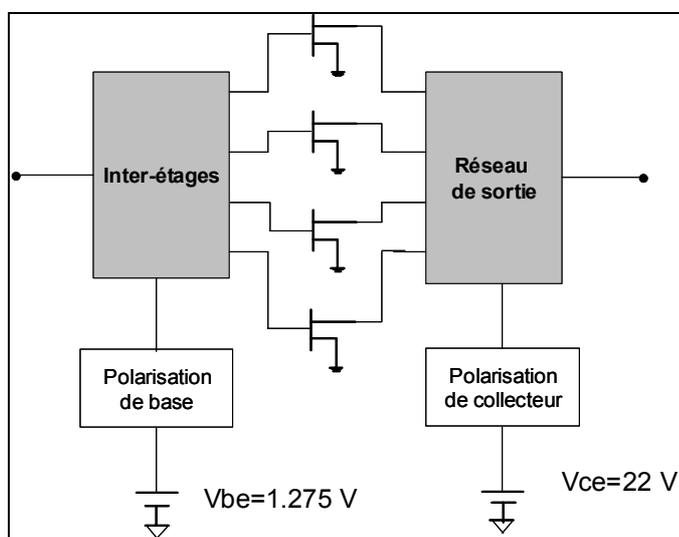


Figure III-41 : Topologie de l'amplificateur HBT simulé.

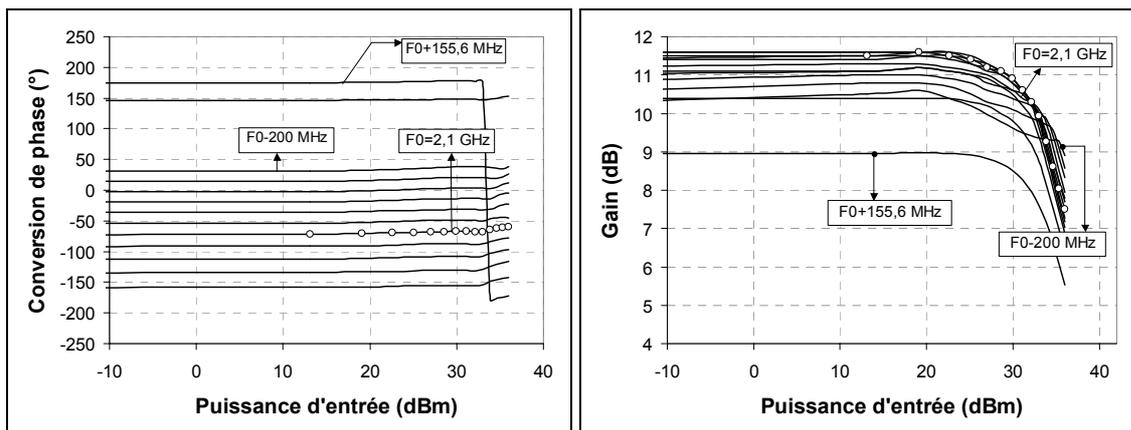
Cet amplificateur possède donc une barrette de quatre transistors possédant chacun un circuit RC équivalent thermique générant des effets de mémoire BF.

II.2.1. Identification des modèles.

L'extraction du modèle a été réalisée avec le logiciel d'analyse RF « ADS-2002 ». Comme dans le cas précédent les modèles sont testés et comparés aux simulations circuit en utilisant la partie DSP (Digital Signal Processing) disponible sous ADS (Hptolemy).

Caractérisation CW.

L'extraction de notre modèle se fera autour d'une fréquence de référence de 2,1 GHz. Nous présentons figure III-42 les résultats obtenus en CW sur une bande de 400 MHz. Nous avons caractérisé l'amplificateur jusqu'à une excursion maximale de 4 dB de compression de gain (à la fréquence centrale de 2,1 GHz). Nous pouvons observer des variations de gain allant jusqu'à 2,5 dB entre le bord de bande et la fréquence centrale qui est prise comme fréquence de référence pour notre modélisation.



Figures III-42 : Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur HBT.

Les figures III-43 et III-44 illustrent les variations du noyau du modèle à mémoire courte en fonction de la fréquence et sont paramétrées par la puissance disponible sur 50 Ohm de la raie à F_0 .

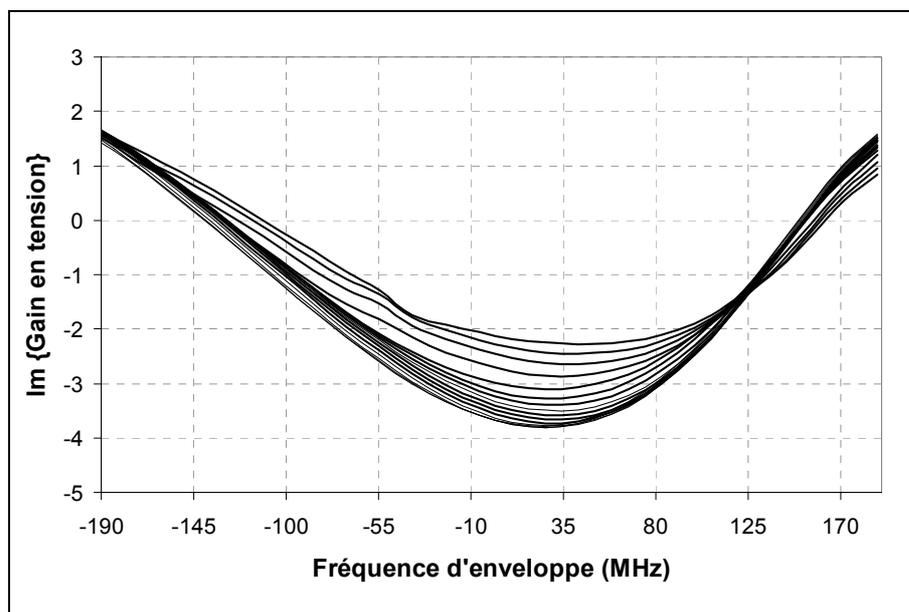


Figure III-43 : Partie imaginaire du noyau à mémoire courte.

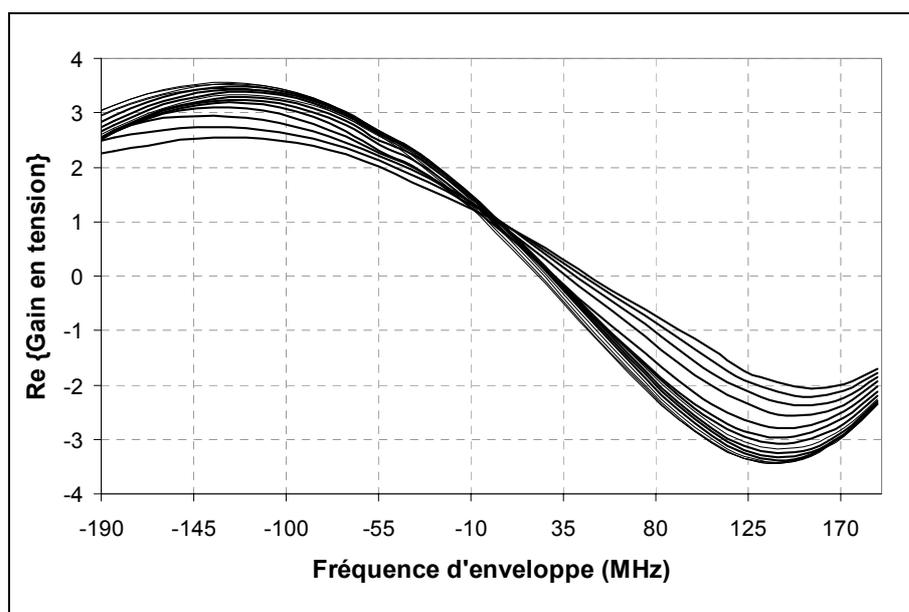


Figure III-44 : Partie réelle du noyau à mémoire courte.

Caractérisation indicielle.

Nous présentons sur les figures suivantes l'allure de la réponse indicielle obtenue en sortie de l'amplificateur pour des puissances identiques à celles utilisées lors de l'analyse CW précédente.

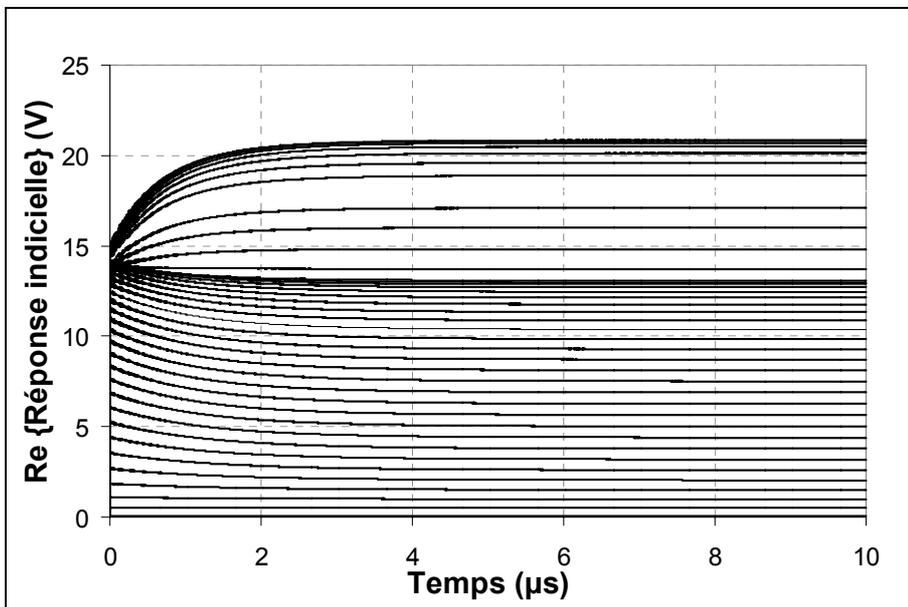


Figure III-45 : Partie réelle de la réponse indicielle obtenue par simulation.

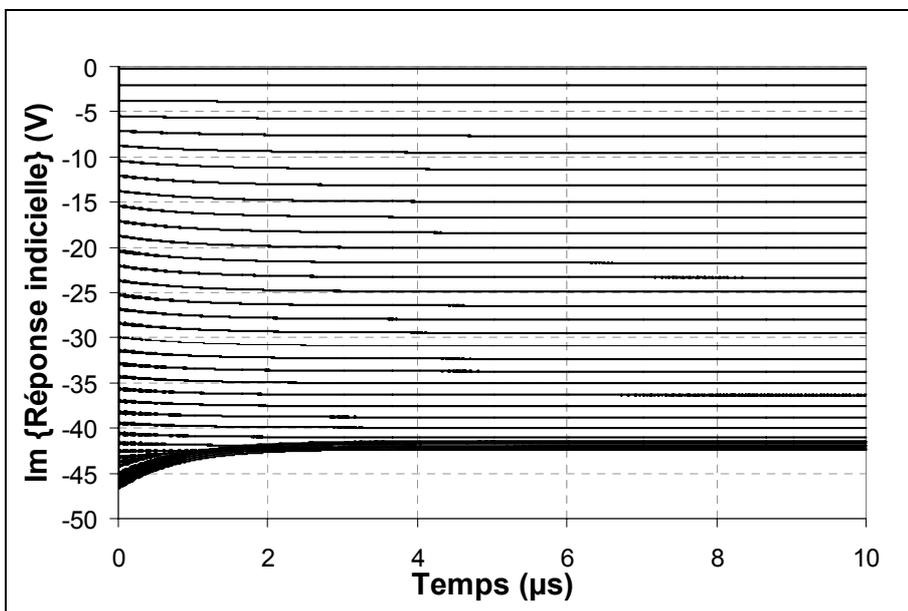


Figure III-46 : Partie imaginaire de la réponse indicielle obtenue par simulation.

Sur les figures III-47 et III-48 sont représentées l'allure de la réponse indicielle du noyau BF de notre modèle en parties réelle et imaginaire.

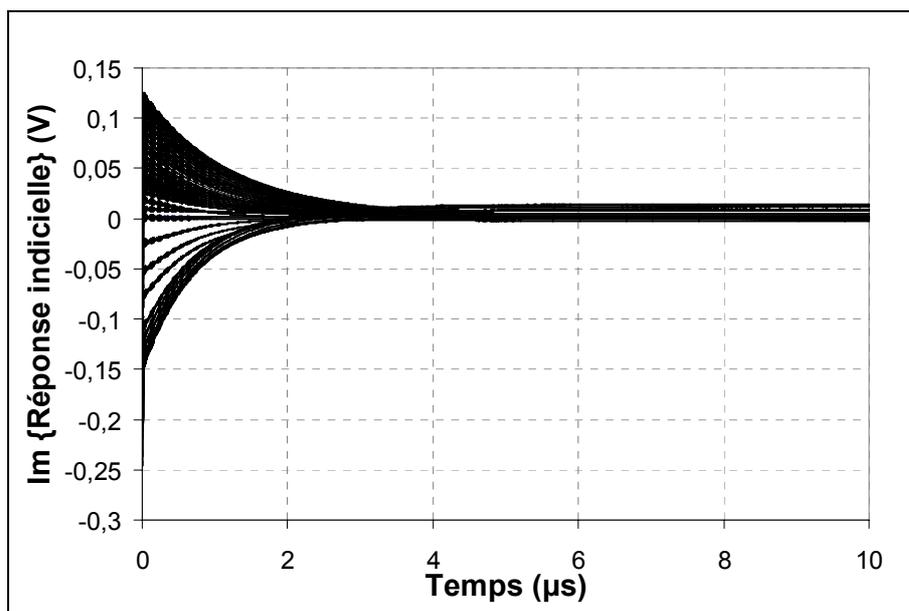


Figure III-47 : Partie imaginaire de la réponse indicielle théorique du modèle BF.

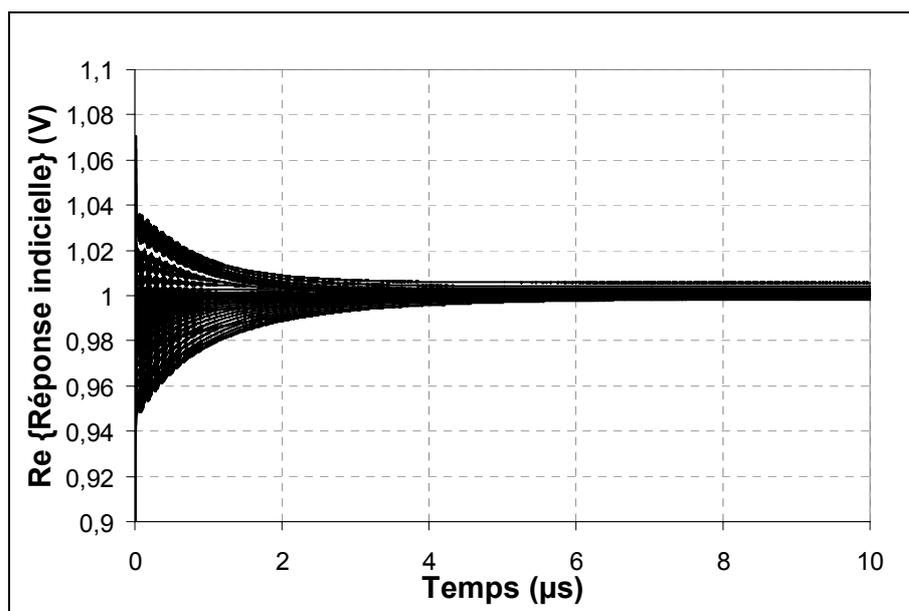


Figure III-48 : Partie réelle de la réponse indicielle théorique du modèle BF.

On constate sur cette réponse la présence de transitoires longs jusqu'à 10 μs due aux effets thermiques modélisés dans cette conception.

II.2.2. La comparaison modèle et simulation circuit.

Critères classiques de conception.

Le modèle ainsi extrait a ensuite été testé dans les mêmes conditions que précédemment, à savoir pour un signal monoporteuse et un signal biporteuse. Les résultats sont montrés sur les figures III-49 et III-50, sur lesquelles sont représentés respectivement la puissance de sortie (signal monoporteuse) et le C/I_3 .

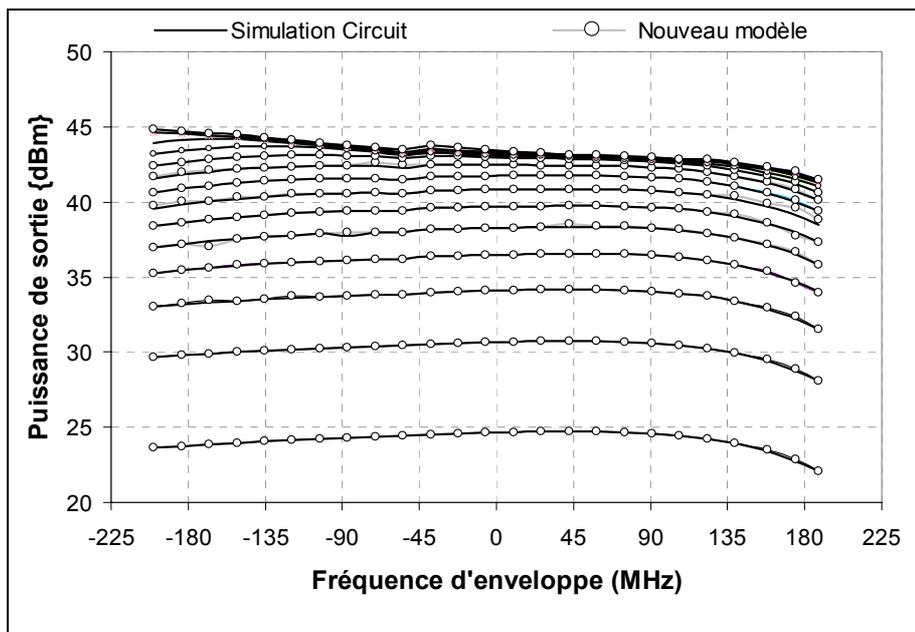


Figure III-49: Puissance de sortie en fonction de la fréquence.

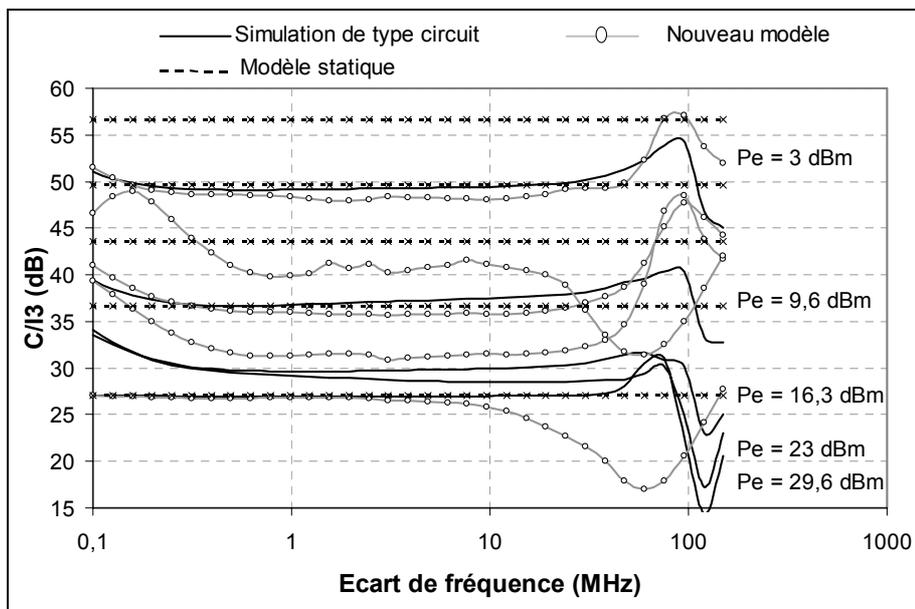


Figure III-50 : C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence.

Les dispersions HF sont correctement modélisées en application CW comme illustré figure III-49, mais les variations de C/I_3 calculées par notre modèle sont très chaotiques et différentes de celles obtenues comme solutions de l'analyse par simulateur circuit. L'élément d'explication concernant les résultats de C/I_3 est vraisemblablement la mauvaise précision des simulations en transitoires d'enveloppes sur ADS lorsque le circuit contient de nombreux éléments distribués.

Critères liés à des signaux modulés d'application.

Nous allons maintenant tester notre modèle pour une application 16-QAM pour deux débits particuliers de 1 MB/s et de 130 MB/s. En effet, compte tenu de l'étude présentée chapitre I ces deux débits correspondent à deux fréquences de résonance importantes concernant le critère du C/I_3 .

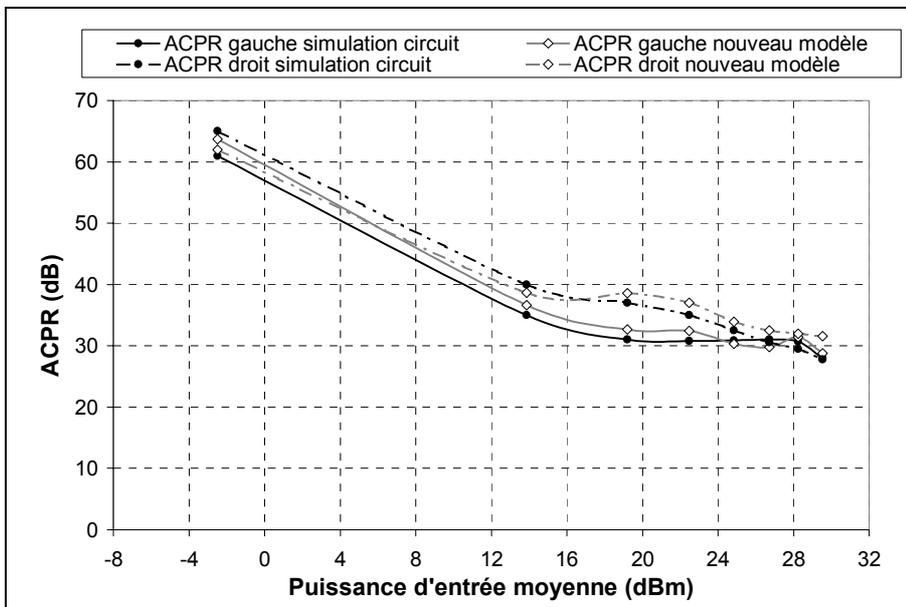


Figure III-51 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 1 MB/s par simulation du modèle à séries de Volterra « modulées ».

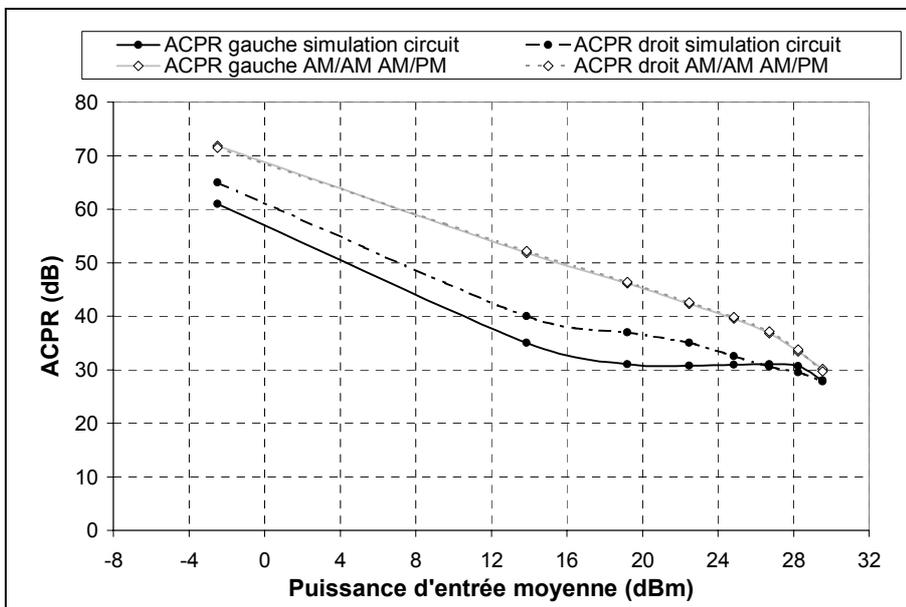


Figure III-52 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 1 MB/s par simulation statique.

On observe sur les figures ci-dessus un comportement en ACPR bien prédit par notre modèle pour un débit de 1 MB/s. En augmentant le débit jusqu'à 130 MB/s les variations d'ACPR obtenues par le modèle sont très proches de celles de la solution calculée par le transitoire d'enveloppe. On notera aussi les différences importantes existant entre le modèle statique et les résultats obtenus par simulation circuit.

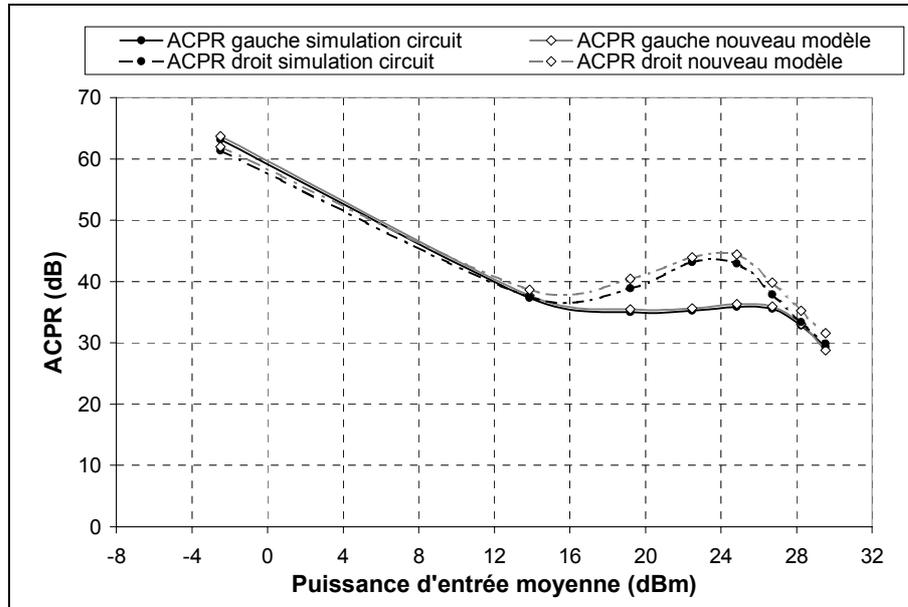
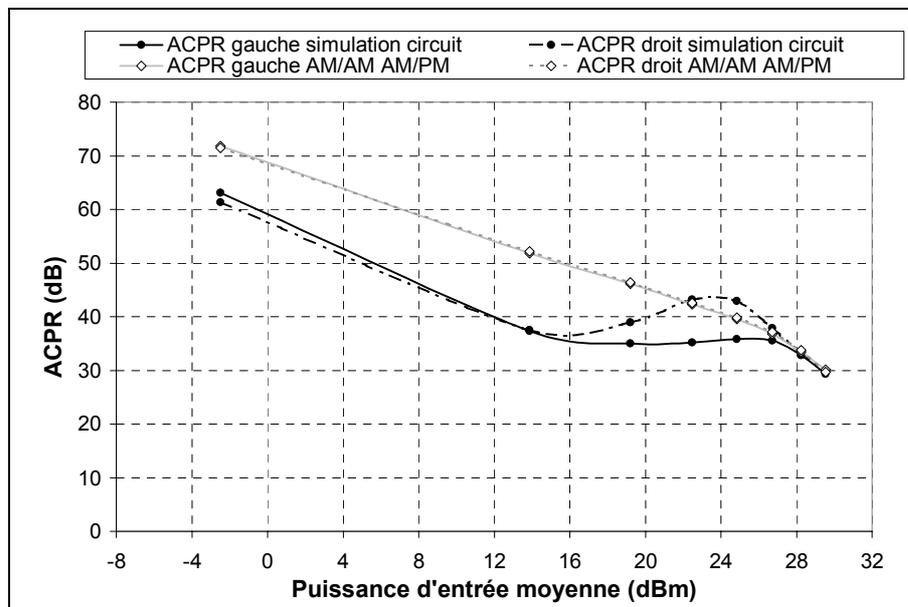


Figure III-53 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 130 MB/s par simulation du modèle à séries de Volterra « modulées ».



Figures III-54 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 130 MB/s par simulation statique.

Nous allons comparer les résultats obtenus par le modèle à séries de Volterra « modulées » à ceux obtenus par simulation circuit en ce qui concerne la prédiction des distorsions d'enveloppe temporelles. Comme précédemment, nous tracerons pour évaluer la pertinence de notre modèle les résultats d'EQM obtenus pour différent niveau de puissance.

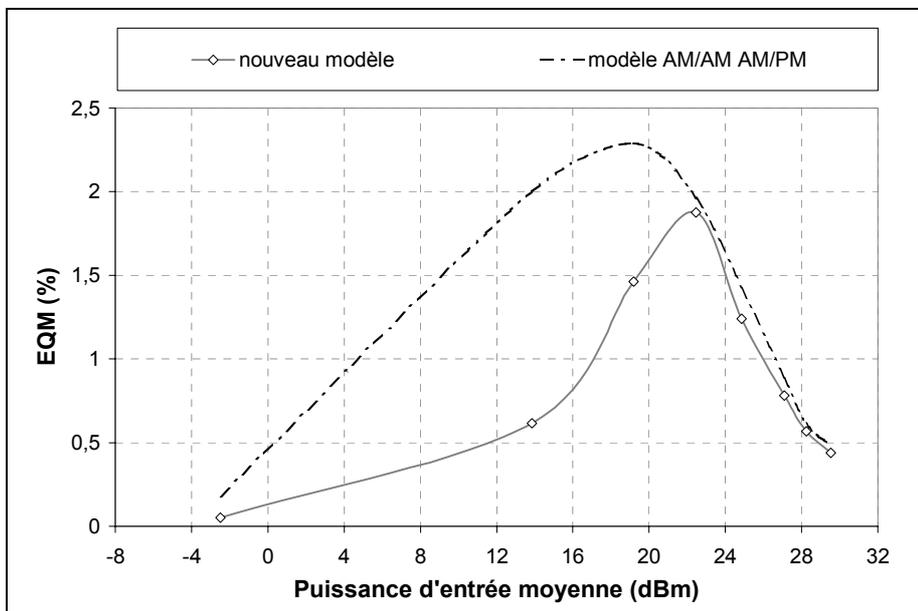


Figure III-55 : Courbes d'EQM pour une 16-QAM de débit 1MB/s.

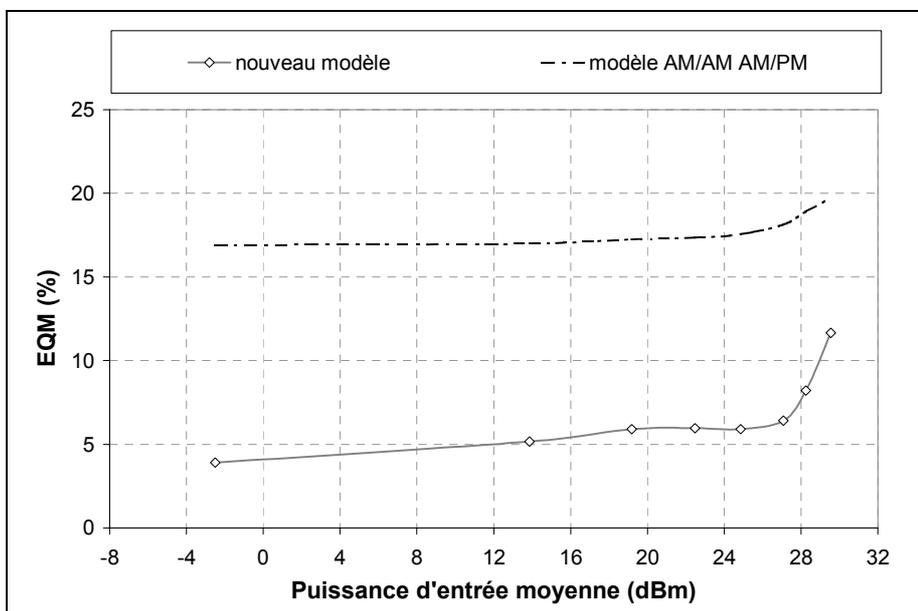


Figure III-56 : Courbes d'EQM pour une 16-QAM de débit 130 MB/s.

Les résultats obtenus sont meilleurs que les résultats statiques. On remarque tout de même que les écarts sont nettement plus faibles que précédemment et à fort niveau pour une 16-QAM de débit 1 MB/s les performances obtenues par notre modèle sont proches de celles du statique (AM/AM AM/PM).

Ceci provient d'effets de mémoire peu marqués sur les formes d'ondes des modulations complexes à forte puissance. Les valeurs d'EQM élevées à fort débit même pour de faibles puissances, dans le cas statique, s'explique par la non prise en compte du TPG de l'amplificateur.

Nous allons à nouveau tester ce modèle pour la prédiction des distorsions HF intervenant dans le cas d'application à enveloppe constante. Sur la figure III-57 est représentée la forme temporelle d'enveloppe obtenue par le nouveau modèle et par la réponse statique pour une modulation GMSK de débit 200 MB/s.

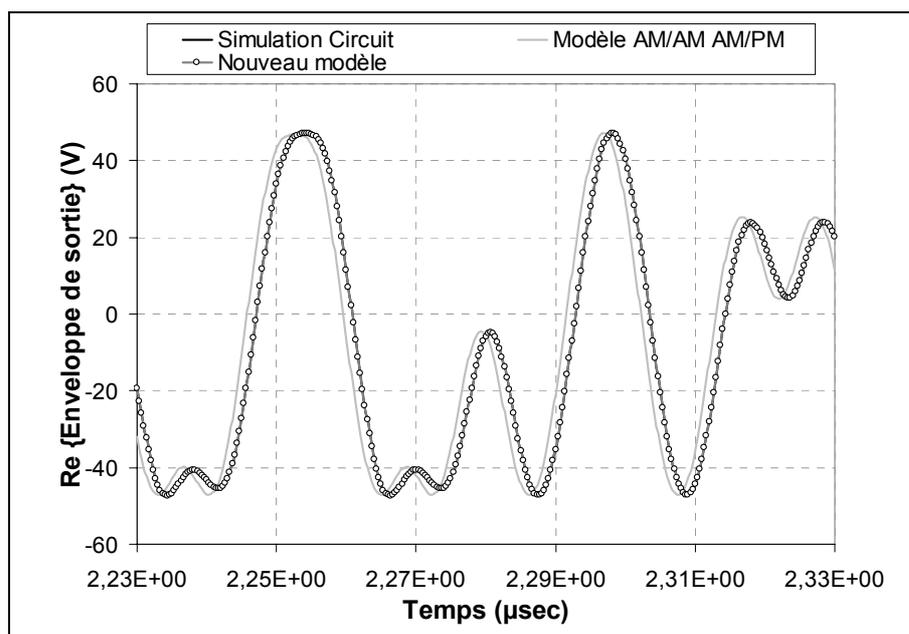


Figure III-57 : Enveloppe temporelle d'un signal GMSK simulé.

On observe le bon comportement du modèle dynamique pour la prédiction des distorsions dues à la mémoire courte uniquement.

Les différents éléments de cette deuxième étude confortent les potentialités de la nouvelle méthodologie de modélisation proposée. En effet, malgré des résultats très moyens en termes de prévision de C/I_3 , le modèle à séries de Volterra « modulées » reste très performant pour la prédiction des distorsions intervenant dans le cas de modulations complexes type 16-QAM et GMSK stimulant plus ou moins les deux types de mémoire. Afin de valider notre modèle l'étape suivante sera de tenter une modélisation à partir d'une base expérimentale de mesures. Nous avons choisi, pour ce faire, une caractérisation temporelle d'enveloppe basée sur la génération et l'acquisition numérique en bande de base des enveloppes de modulation des signaux micro-ondes.

III. L'application en mesures.

Nous présentons dans cette partie un banc de mesure d'enveloppes complexes développé à l'IRCOM avec le soutien du CNES [III-16][III-17][III-18]. Nous décrivons, entre autres, les principes de mesure et de calibrage du banc puis nous exposerons des résultats de modélisation obtenus à partir d'une base de données expérimentales acquises à partir de mesures d'un amplificateur LLA (Low Level Amplifier) fonctionnant en bande L.

III.1. La présentation du banc d'enveloppes temporelles.

Le banc de caractérisation d'enveloppe temporelle présent à l'IRCOM est basé sur l'utilisation d'un modulateur I/Q et de mélangeurs permettant la translation en fréquence du domaine bande de base (MHz) au domaine RF (GHz) et inversement. Les enveloppes complexes sont générées en bande de base par un générateur de fonctions arbitraires AWG (Tektronix AWG 2021) possédant une fréquence d'échantillonnage 250 MHz et une quantification sur 12 bits. Les enveloppes complexes de sortie une fois translatées en bande de base sont enregistrées à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage (Tektronix TDS 754 D). Le TDS utilisé possède un taux de numérisation maximale de 1 GS/s réparti sur quatre voies d'acquisition possibles ainsi qu'une quantification sur 8 bits. Cette quantification assure en théorie une dynamique de mesure de 48 dB mais il est possible de l'augmenter légèrement en réalisant l'acquisition de plusieurs périodes du signal et en effectuant un moyennage externe. La structure du banc possède aussi une boucle de réjection d'OL pour la génération du signal HF de test. Cette boucle est composée d'un atténuateur variable et d'un déphaseur qui permettent de supprimer la composante à la fréquence d'OL présente à la sortie du modulateur I/Q (fuite d'OL).

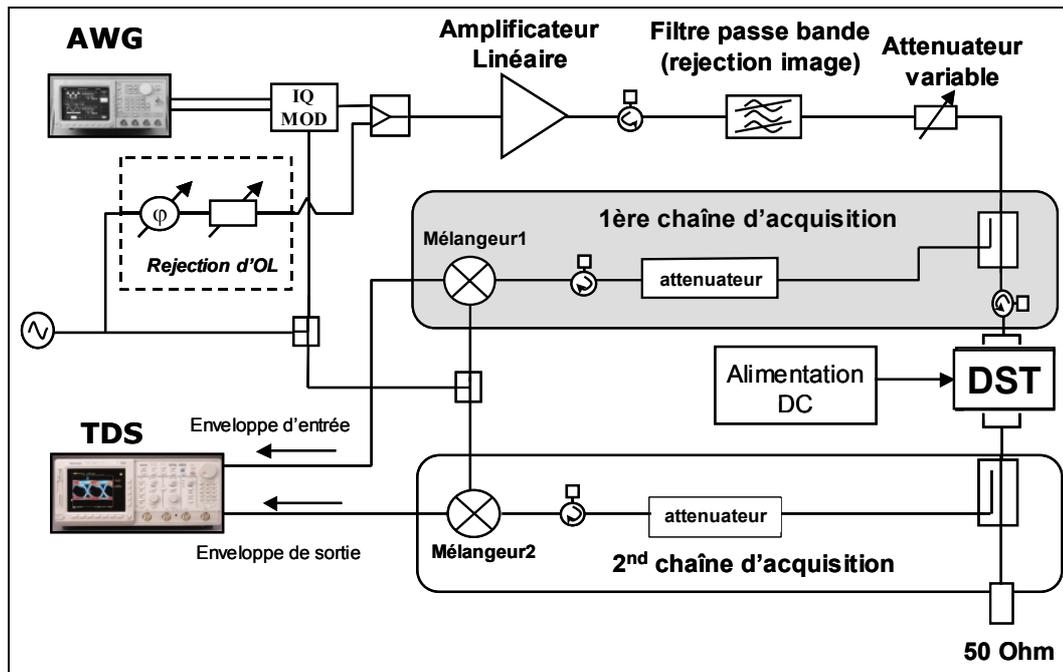


Figure III-58 : Structure du banc de caractérisation d'enveloppes temporelles de l'IRCOM.

Comme indiqué dans le schéma ci-dessus l'acquisition des signaux d'entrée et de sortie du DST se fait par l'intermédiaire de deux chaînes d'acquisition parallèles. Chaque chaîne utilise un mélangeur pour assurer la translation du domaine fréquentiel RF vers les basses fréquences (bande de base). La connaissance des enveloppes dans les plans d'accès du dispositif à caractériser nécessite de corriger les distorsions subies par le signal après avoir traversé les chaînes de réception.

La procédure de correction des enveloppes consiste à caractériser la fonction de transfert linéaire de la chaîne d'acquisition entre l'entrée RF et la sortie bande de base. La fonction de transfert correspondant aux translations RF/bande de base est une relation unilatérale car chaque chaîne est adaptée sur 50 Ohm. Les coefficients K_e et K_s représentent, respectivement, les amplitudes des fonctions de transfert des chaînes d'acquisition d'entrée et de sortie. Les coefficients φ_e et φ_s représentent les déphasages respectifs des fonctions de transfert des voies d'entrée et de sortie. Ces coefficients sont obtenus pour un niveau de puissance et une fréquence d'oscillateur fixe (F_{OL}). Les fonctions de transfert ainsi définies et caractérisées permettent de connaître les enveloppes complexes des signaux présents aux accès du dispositif. L'identification de ces coefficients et donc la caractérisation de chaque chaîne de réception est réalisée à l'aide d'un signal monoporteuse (CW) dont on fait varier la fréquence F_{RF} dans la bande utile de modulation F_{RF} comme indiqué sur la figure III-59.

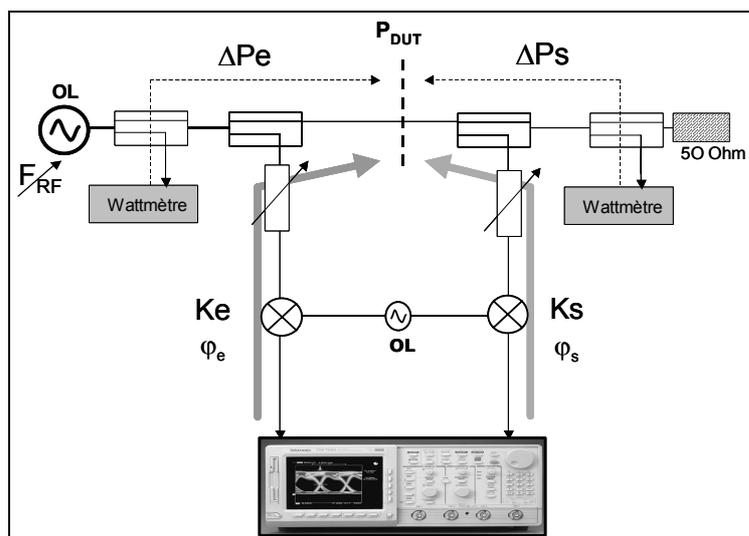


Figure III-59 : Structure retenue pour le calibrage des chaînes de réception.

L'enveloppe complexe dans le plan RF nommée P_{DUT} dans le schéma est de la forme :

$$\tilde{X}(t) = A.e^{j(\Omega.t + \varphi_{RF})} \quad \text{(III-19)}$$

$\Omega = 2.\pi.(F_{RF} - F_{OL})$ représente le décalage entre la fréquence d'OL et la fréquence d'enveloppe correspondant à la bande de modulation sondée. Sur l'oscilloscope, les deux canaux utilisés de manière synchronisée vont contenir les formes d'ondes BF associées à la chaîne d'entrée et de sortie :

Chaîne d'entrée :

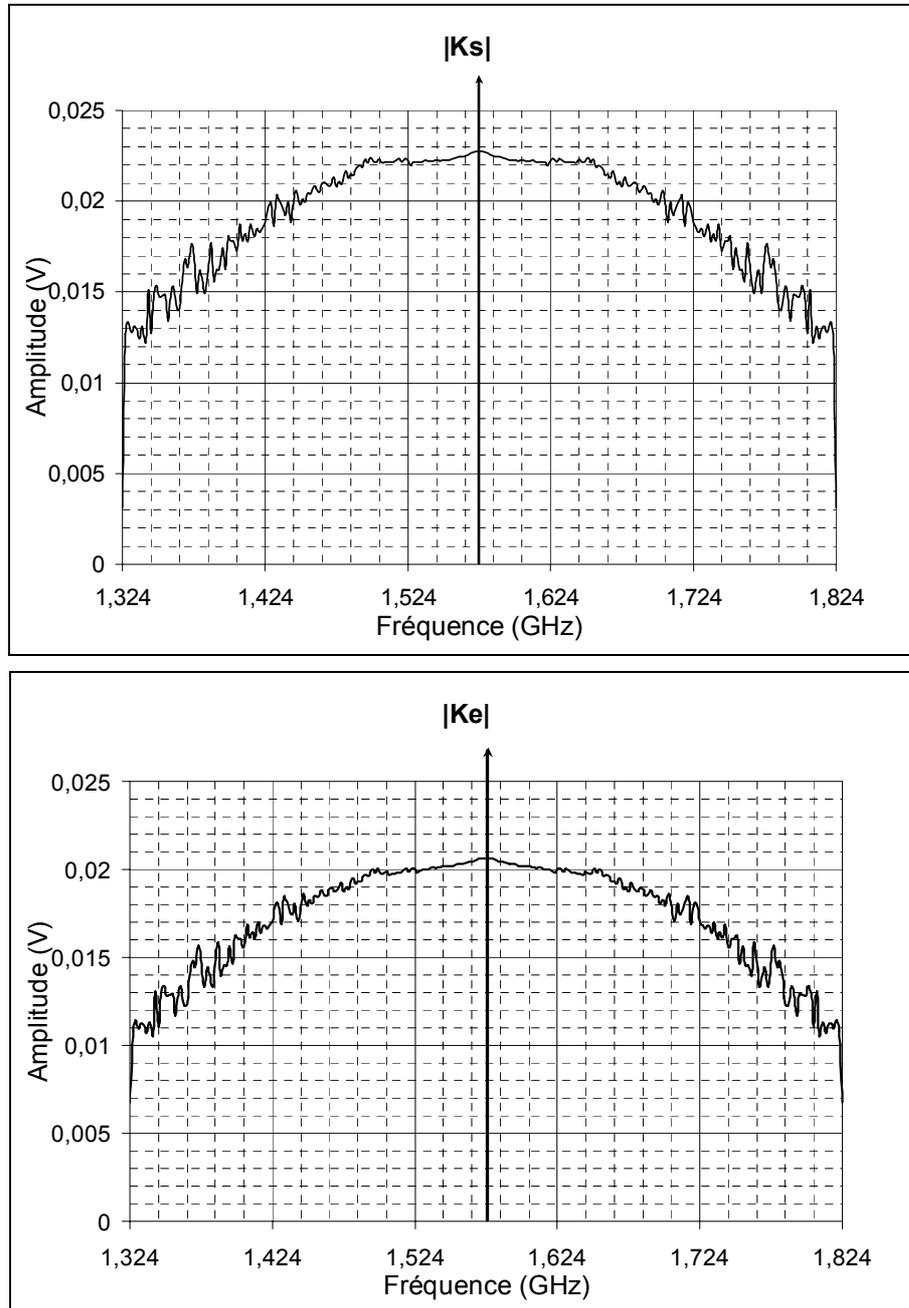
$$\tilde{X}_e(t) = K_e.A.e^{j(\Omega.t + \varphi_{RF} + \varphi_e)} \quad \text{(III-20)}$$

Chaîne de sortie :

$$\tilde{Y}_s(t) = K_s.A.e^{j(\Omega.t + \varphi_{RF} + \varphi_s)} \quad \text{(III-21)}$$

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 la sortie φ_s comme étant la phase de référence. On enregistre alors les signaux issus des 2 mélangeurs au TDS. En analysant ces signaux, et en connaissant parfaitement l'amplitude du signal RF entrant dans le plan du DUT (mesure au wattmètre), on peut déterminer les caractéristiques de conversions entrée/sortie à la fréquence d'enveloppe Ω . Les conversions d'entrée et de sortie tiennent compte des coefficients correcteurs des mélangeurs ainsi que des éléments passifs entre les mélangeurs et le plan du DUT.

La présence d'atténuateurs variables permettant de rester dans la zone linéaire de chaque mélangeur rend nécessaire la définition d'un jeu de coefficients $K_s(\Omega)$, $K_e(\Omega)$ et $\varphi_s - \varphi_e = \Delta\varphi(\Omega)$ pour chacune des positions de ces derniers. A titre d'exemple, nous présentons les coefficients correcteurs du banc pour une atténuation nulle en entrée et en sortie.



Figures III-60 : Coefficients de pertes K_e et K_s des voie d'acquisition entrée/sortie.

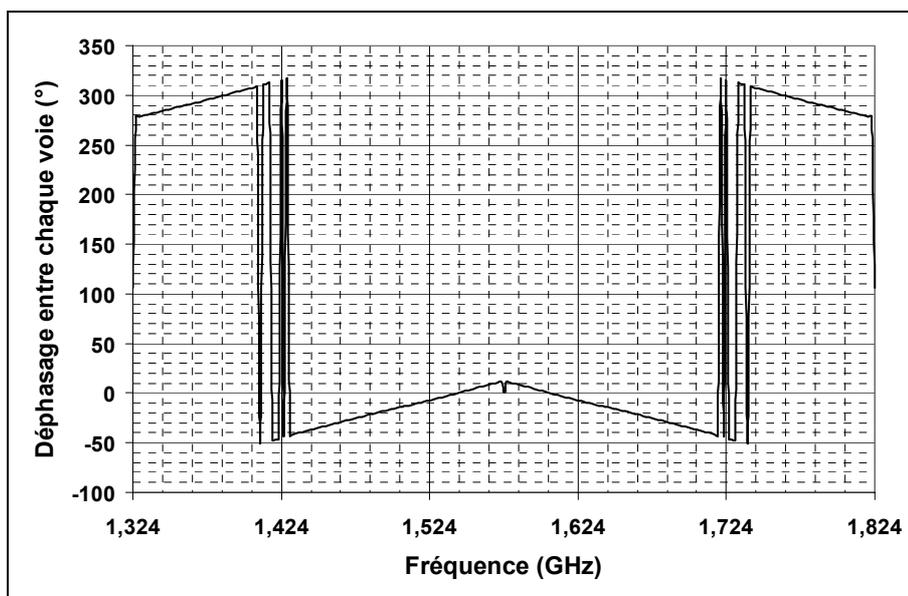


Figure III-61 : Déphasage entre chaque voie de mesure.

Les relations menant, pour une position d'atténuateur donnée, aux enveloppes complexes $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ présentes dans les plans de référence d'entrée et de sortie sont alors illustrées dans la figure suivante :

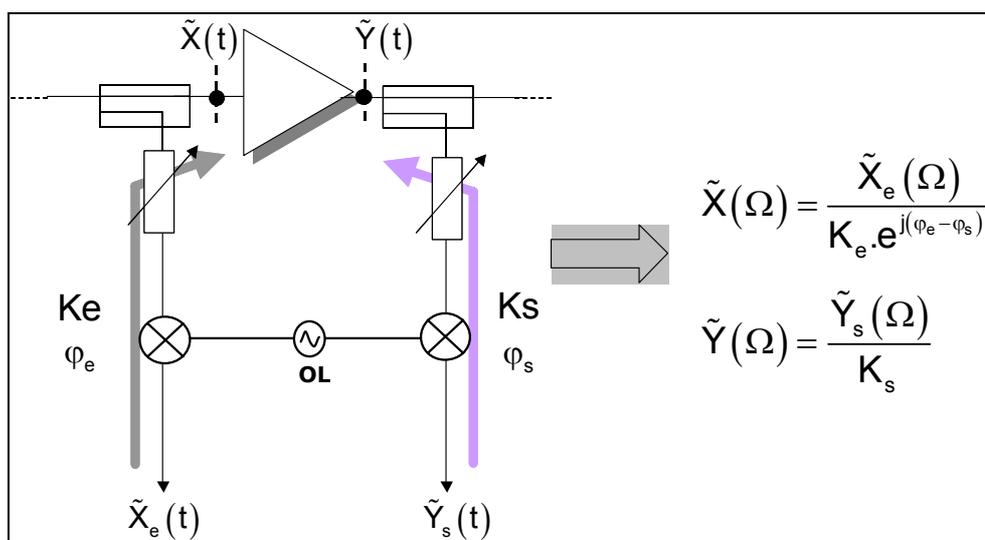


Figure III-62 : Calcul des enveloppes aux accès du dispositif.

Le banc mis en oeuvre à l'IRCOM fonctionne pour les bandes de fréquences S et L (1-4 GHz). Un banc fonctionnant sur le même principe et permettant des caractérisations en bande K et Ka a été développé au CNES. Des transpositions de fréquences sont réalisées à l'aide de mélangeurs supplémentaires.

III.2. L'application à la mesure d'un amplificateur LLA en Bande L.

Nous avons caractérisé expérimentalement un amplificateur HFET bande L (1,6 GHz) réalisé par Alcatel Space Industrie et sur lequel des travaux de thèse ont déjà été réalisés[III-7].

III.2.1. La topologie de l'amplificateur à modéliser.

La structure de l'amplificateur est composée de deux étages comprenant des Transistors HFET de 1200 μm de développement de grille, polarisés en classe AB. Sa puissance nominale de sortie est de 350 mW.

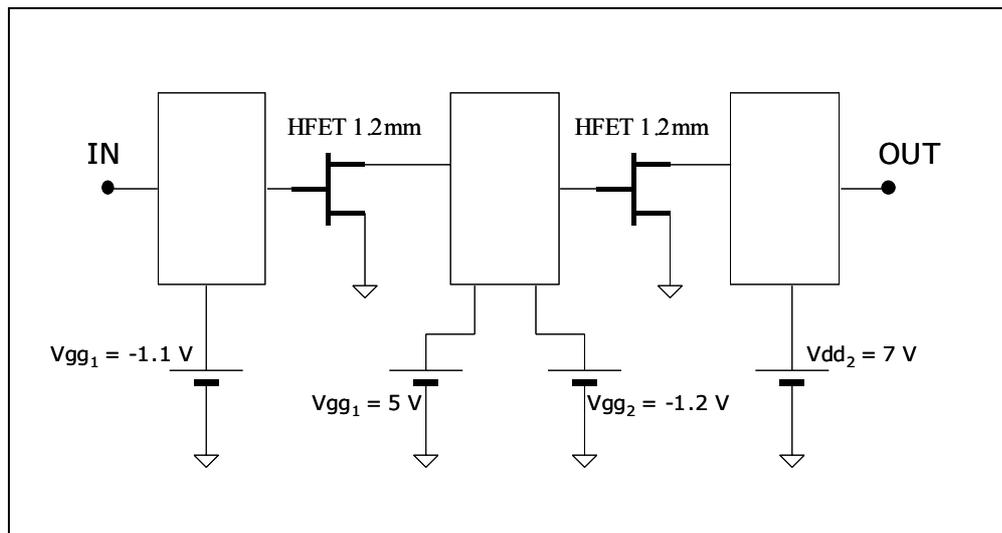


Figure III-63 : Topologie de l'amplificateur mesuré.

III.2.2. L'identification des modèles.

L'extraction de notre modèle a été réalisée comme précédemment en deux étapes. Une première étape consiste en une caractérisation CW multi-fréquence et multi-niveaux. Une fois cette caractérisation réalisée, le modèle à mémoire courte a été extrait et implémenté dans un simulateur système. Une deuxième caractérisation avec un échelon d'Heavyside comme signal d'excitation et de test a été réalisée. La génération, l'acquisition numérique des signaux et le contrôle des différents instruments sont réalisés à l'aide de programmes développés sous le logiciel « Scilab ».

Caractérisation CW.

Afin de réaliser cette première caractérisation nous avons placé le banc dans la configuration voisine de celle utilisée lors de l'étalonnage. En revanche la puissance et la fréquence du signal monofréquence CW à l'entrée de l'amplificateur à modéliser varient:

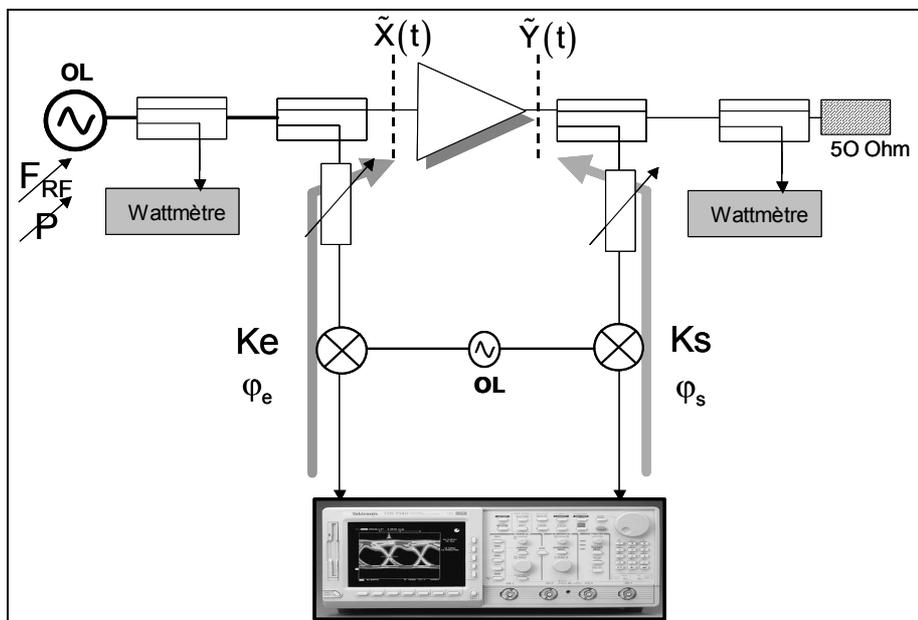
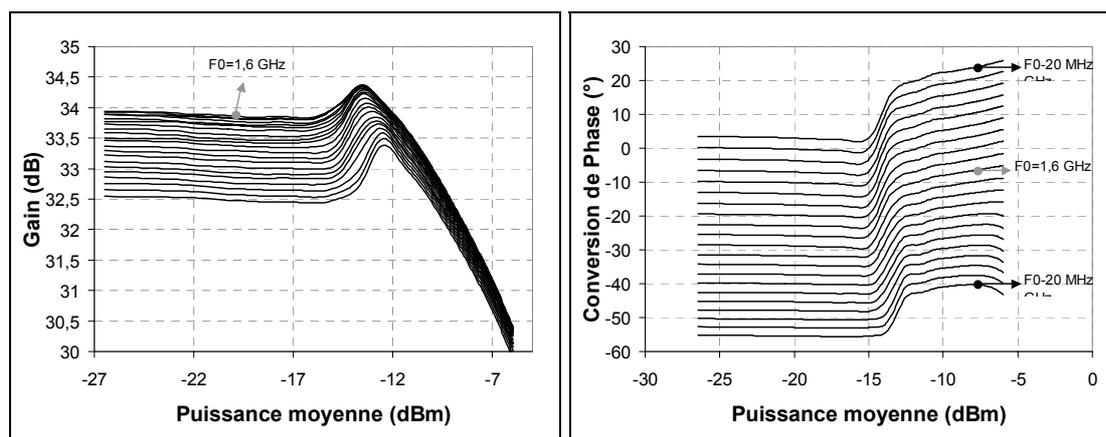


Figure III-64 : Méthode d'extraction du noyau HF par mesures temporelles.

La caractérisation est réalisée sur une bande de 40 MHz autour de 1,6 GHz. La caractérisation est réalisée pour un fonctionnement de l'amplificateur allant jusqu'à 4 dB de compression :



Figures III-65 : Caractéristiques CW de l'amplificateur.

Le gain en puissance ($G_p = 20 * \log(\tilde{Y}(t)/\tilde{X}(t))$) en fonction de la fréquence varie jusqu'à 1,5 dB sur la bande observée. A partir de ces données expérimentales une première étape de modélisation est réalisée et conduit à l'extraction du noyau à mémoire courte du modèle. Ces résultats concernant les variations de la mémoire courte de ce modèle sont représentés sur la figure suivante.

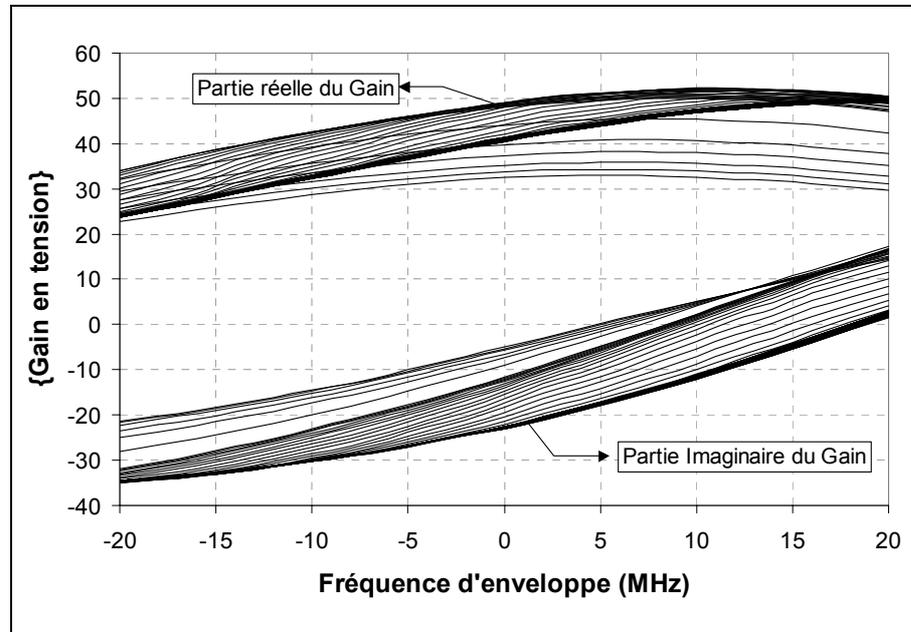


Figure III-66 : Noyau à mémoire courte du modèle.

Caractérisation indicielle.

La seconde étape consiste à générer un échelon d'Heavyside de manière logicielle sous Scilab et de mettre en forme ce signal pour l'envoyer à l'AWG. Le modulateur du banc n'est pas idéal il possède une fuite d'OL vers la voie RF. Afin d'éviter qu'elle ne soit trop importante une configuration en bande latérale unique a été adoptée avec un décalage du spectre à 25 MHz de l'OL. La figure suivante est une illustration de principe de la caractérisation indicielle (seule la voie d'acquisition de sortie est représentée ici):

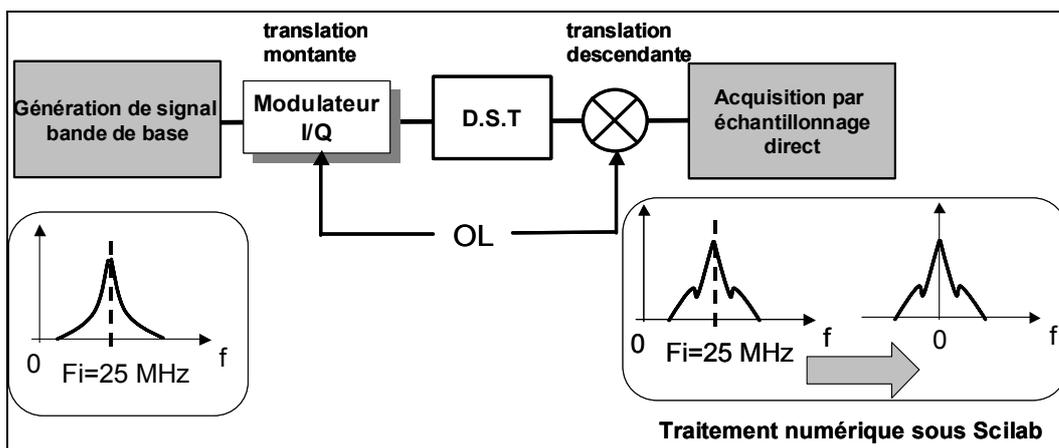


Figure III-67 : Schéma de principe de la caractérisation indicielle réalisée.

Le calibrage des deux voies d'acquisition a été réalisé autour d'une fréquence d'oscillateur local de 1,575 GHz compte tenu du problème de fuite d'OL. Les corrections des signaux acquis à l'oscilloscope tiennent compte du décalage d'OL et sont donc appliquées aux fréquences situées autour de 1,6 GHz.

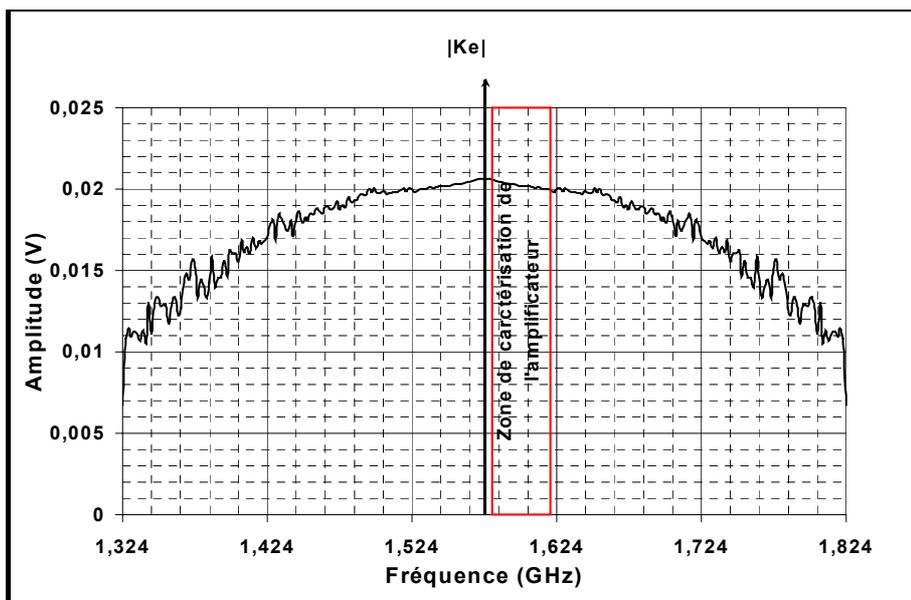


Figure III-68 : Zone de correction du coefficient K_e utilisée pour les enveloppes d'entrée.

Les résultats obtenus expérimentalement constituent une base de données supplémentaire pour extraire le modèle à mémoire longue (voie basse du modèle). Nous avons respectivement tracé sur les figures III-69 et III-70 le module des réponses indicelles obtenues par mesures du dispositif et celui de la réponse théorique du modèle à mémoire longue.

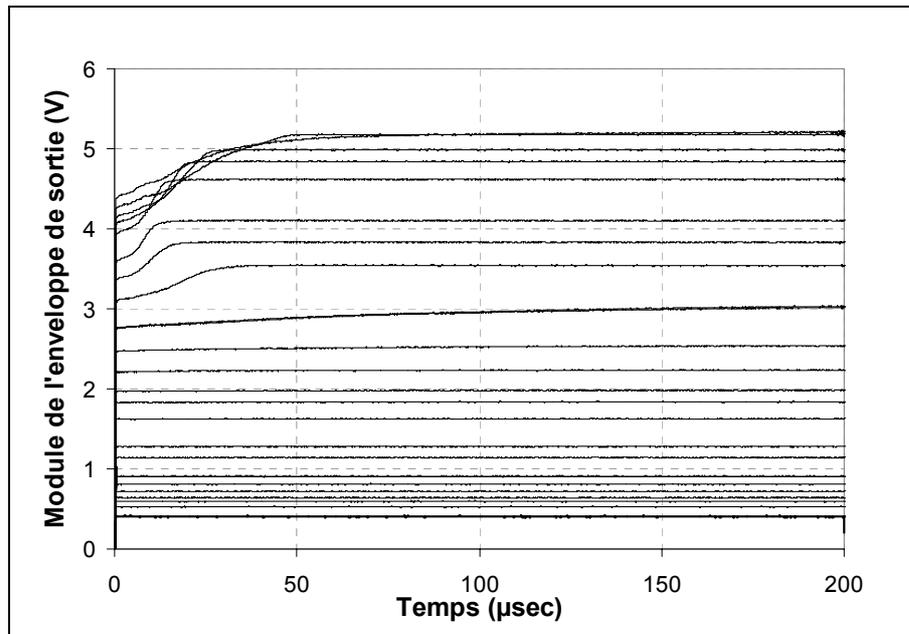


Figure III-69 : Module de la réponse indicielle du dispositif.

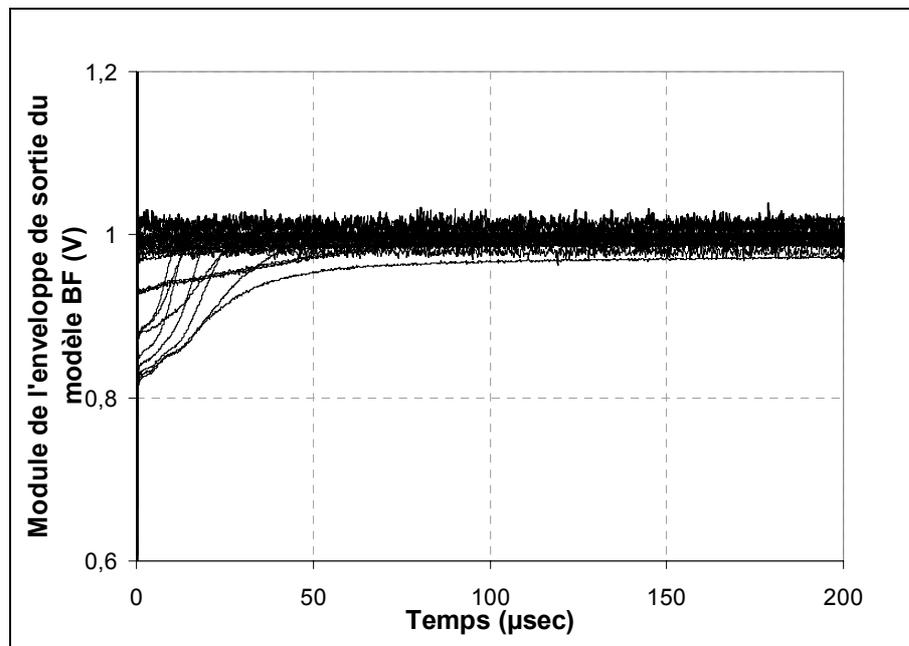


Figure III-70 : Module de la réponse indicielle théorique du modèle BF.

Une bonne concordance peut être observée entre les constantes de temps longues enregistrées sur le signal de sortie et celles théoriquement présentes dans notre modèle BF. Les figures III-71 et III-72 représentent respectivement les variations de phase mesurées et celles correspondantes à la voie basse du modèle en tenant compte des éventuels problèmes de dérive de phase d'OL [III-10].

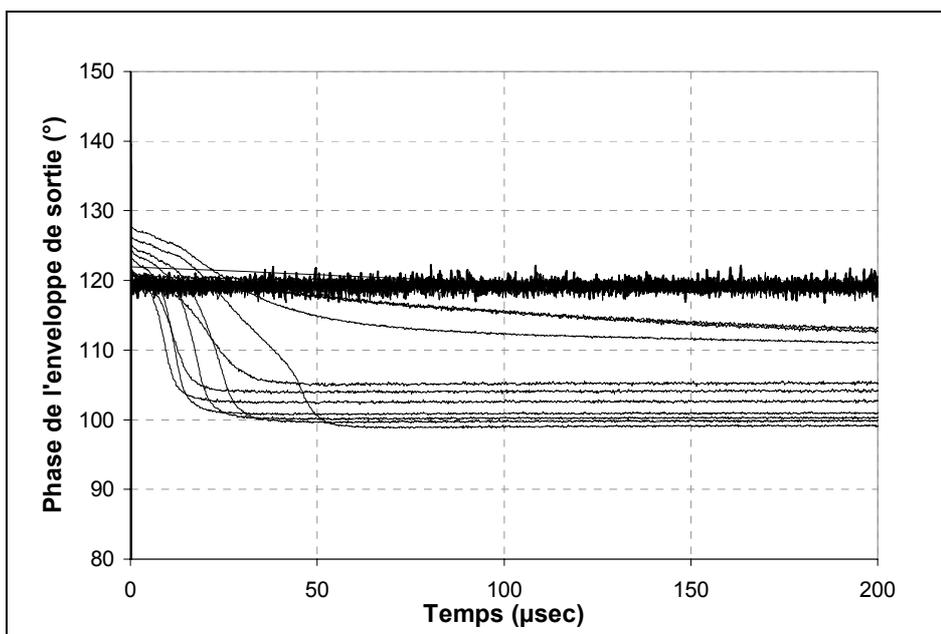


Figure III-71 : Phase de la réponse indicielle du dispositif.

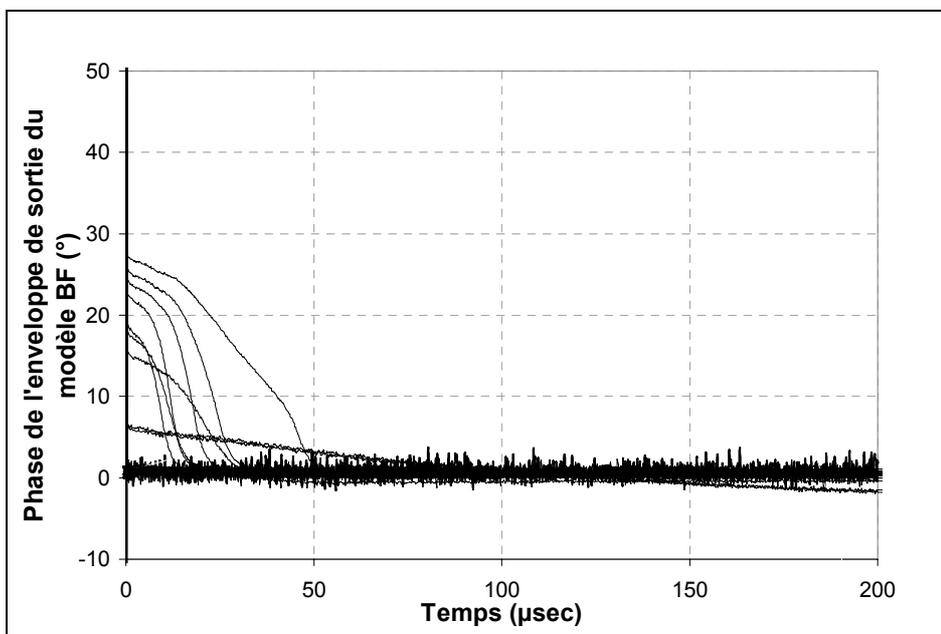


Figure III-72 : Phase de la réponse indicielle théorique du modèle BF.

Cette caractérisation en module et phase met en évidence des problèmes de bruit à faible niveau sur les caractéristiques théoriques du modèle BF. Une première étape consiste à éliminer à l'aide de splines tout ou partie du bruit sur les caractéristiques faibles niveaux de la réponse indicielle.

La validation du modèle a été réalisée par la comparaison de données expérimentales et simulées obtenues à partir de signaux de test applicatifs. Ces signaux doivent permettre une évaluation qualitative des capacités des modèles. Les signaux de test choisis sont les suivants : un signal biporteuse et une modulation numérique type 16-QAM à deux débits différents (1MB/s et 10 MB/s).

III.2.3. La comparaison entre les résultats expérimentaux et simulés.

Afin de tester les potentialités du modèle complet concernant la prédiction des effets de mémoire basse fréquence, une comparaison entre les résultats obtenus à partir de signaux de test de type biporteuse a été réalisée. La figure suivante montre une comparaison des valeurs de C/I_3 obtenues expérimentalement et par simulation pour des écarts de fréquences allant de 10 KHz à 5 MHz.

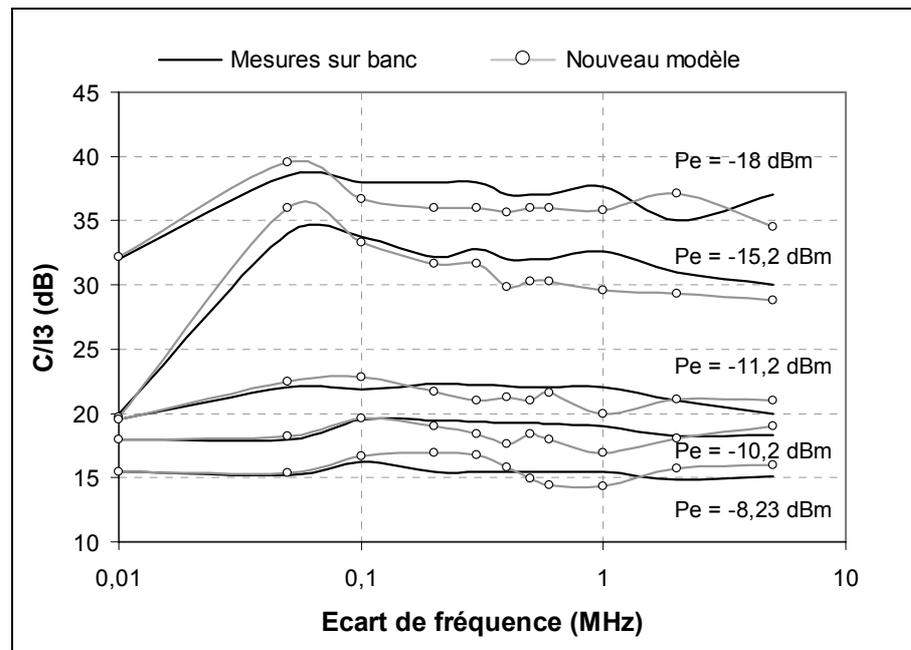


Figure III-73 : C/I_3 , en fonction de l'écart de fréquence.

Les caractéristiques de C/I_3 font apparaître une influence des effets BF pour des fréquences comprises entre 10 KHz et 500 KHz. Ces variations dans le cas de transistors HFET sont probablement dues aux effets de pièges dans le substrat.

Le nouveau modèle reproduit relativement bien ces caractéristiques avec une erreur moyenne de 1 à 2 dB. La différence entre les résultats expérimentaux et simulés peut s'expliquer par deux raisons principales. La première concerne le problème de bruit de mesure dans la caractérisation indicielle. En effet, le traitement de données sous Scilab prévoit des techniques de « débruitage » reposant sur le tri fréquentiel des composantes à conserver. Nous avons effectué un « débruitage » par splines afin d'améliorer l'allure du réseau de courbes correspondant à la réponse théorique du modèle BF mais cela n'a pas suffi à obtenir un signal sans oscillation notamment sur les faibles niveaux.

La deuxième raison peut s'expliquer par le problème de dynamique de mesure de l'oscilloscope. En effet le principal inconvénient de la mesure d'échelon provient du caractère infini de son spectre et de la difficulté à avoir une mesure précise des composantes situées en dessous de 40 dB de la raie maximale.

La seconde comparaison est fondée sur l'utilisation d'un signal de test de type modulation numérique 16-QAM. Dans un premier test le débit binaire est fixé à 1 MB/s pour une puissance moyenne de -14 dBm. La figure suivante donne la forme d'onde temporelle obtenue par mesure et par le nouveau modèle ainsi que le modèle sans mémoire AM/AM et AM/PM.

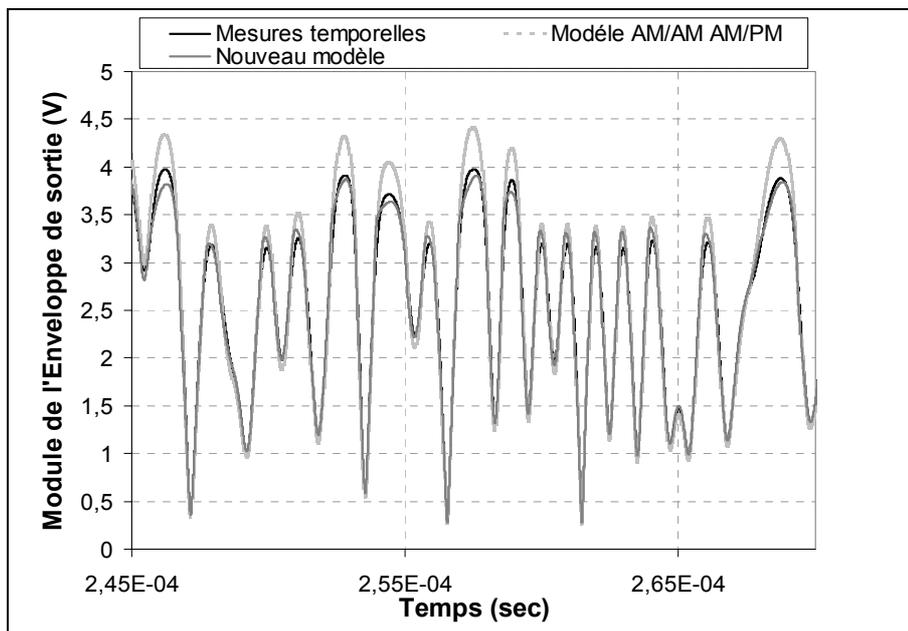


Figure III-74 : Module d'une 16-QAM de débit 1 MB/s.

Les résultats expérimentaux et ceux issus de la simulation sont parfaitement corrélés. Cette excellente correspondance ne se retrouve pas dans la comparaison entre les résultats expérimentaux et les résultats issus de la simulation avec le modèle sans mémoire. Le nouveau modèle constitue donc une avancée très intéressante dans la représentation des effets de mémoire HF et BF d'un dispositif non linéaire à mémoire. Afin de quantifier cet apport nous allons tracer, pour différentes puissances, l'EQM calculée en considérant comme signal de référence celui obtenu expérimentalement en sortie de l'amplificateur.

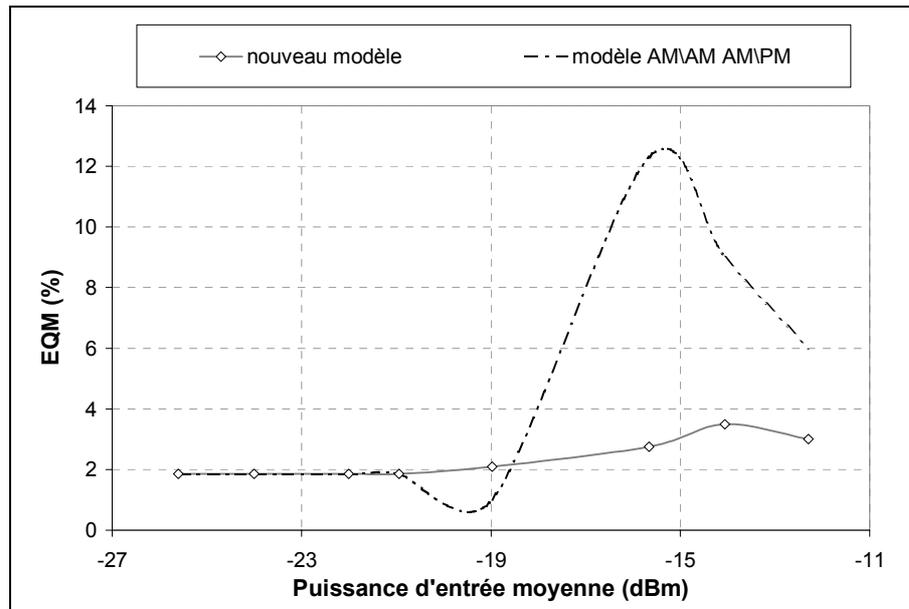


Figure III-75 : EQM obtenue pour un 16-QAM de 1MB/s.

Nous noterons l'apport important du modèle notamment pour les puissances situées entre -17 et -14 dBm. Afin de tester ce modèle pour un débit supérieur stimulant moins la mémoire basse fréquence de l'amplificateur nous allons réaliser un test de 16-QAM à un débit binaire de 10 MB/s. La figure suivante illustre les résultats :

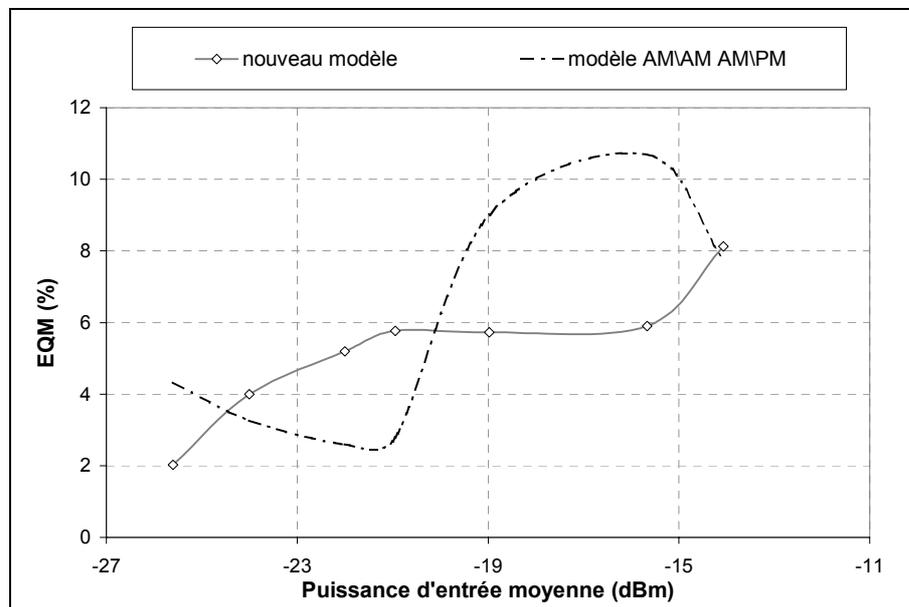


Figure III-76 : EQM obtenue pour un 16-QAM de 10 MB/s.

Les performances du nouveau modèle sont moins probantes pour ce débit même si pour des puissances moyennes de -17 dBm on a une chute de quatre points par rapport aux erreurs commises par le modèle sans mémoire.

Les résultats de modélisation sur cet amplificateur HFET ont montrés les capacités de prédiction des phénomènes non linéaires dynamiques du modèle à série de Volterra « modulées ». Les réponses du dispositifs sont correctement reproduites par le modèle avec notamment une bonne capacité à reproduire les phénomènes de mémoire longue. Il conviendra pour la suite d'augmenter la dynamique du banc ainsi que de développer de nouvelles fonctions de « débruitage » afin d'améliorer les mesures bas niveau dédiés à l'extraction du modèle.

Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons présenté un modèle original basé sur une topologie de type phénoménologique mais s'appuyant sur la rigueur du formalisme des séries de Volterra. Le point fort de ce modèle réside dans sa capacité à conserver les atouts des modèles de Volterra modifiés dédiés à la prise en compte d'un seul type de mémoire et à étendre leurs capacités grâce à une identification du couplage HF-BF réalisés au centre de la bande fréquentielle d'analyse.

La topologie de ce modèle permet une séparation des effets statiques, de mémoire HF et de mémoire BF existant dans le circuit. Chaque effet étant ensuite décrit de façon analytique grâce à des séries de Volterra modifiées, tronquées au premier ordre permettant de bénéficier d'une relative simplicité d'extraction (analytique en l'occurrence) et d'écriture tout en conservant une précision acceptable.

Nous avons donc pu constater tout au long de ce chapitre que le nouveau modèle pouvait être facilement extrait à partir d'une base de données provenant de simulations ou de mesures temporelles d'enveloppes. Les mesures réalisées sur le banc de caractérisation d'enveloppe temporelles ont permis de mettre en évidence les aptitudes performantes à modéliser les effets dynamiques non linéaires des amplificateurs de puissance.

Bibliographie.

[III-1] W. Bösch, G. Gatti

« *Measurement and Simulation of Memory Effects in Predistortion Linearizers.* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 37, n°12, pp. 1885-1890, December 1989.

[III-2] Ke Lu, P. M. McIntosh, C. M. Snowden, R. D. Pollard

« *Low-frequency Dispersion and its Influence on the Intermodulation Performance of AlGaAs/GaAsHBTs.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1173-1176, 1996.

[III-3] N. Le Gallou, J.-M. Nébus, E. Ngoya, H. Buret

« *Analysis of Low-frequency Memory and Influence on Solid State HPA Intermodulation Characteristics.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 979-982, Phoenix, May 2001.

[II-4] J. Pedro, N. Carvalho, P. Lavrador

« *Modeling Nonlinear Behavior of Band-pass Memoryless and Dynamic Systems* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia, June 2003.

[III-5] F. Filicori, G. Vanini, V.A. Monaco

« *A Nonlinear Integral Model of Electron Devices.* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n°7, pp. 1456-1465, July 1992.

[III-6] D. Mirri, F. Filicori, G. Iuculano, G. Pasini

« *A Non-linear Dynamic Model for Performance Analysis of Large Signal Amplifiers in Communication Systems.* », Proceedings of the 16th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC, pp. 93-197, 1999.

[III-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° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[III-8] E. Ngoya, N. le Gallou, J.-M. Nébus, H. Buret, P. Reig

« *Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wideband Nonlinear Circuits.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 79-82, 2000.

[III-9] C. Dominique

« *Modélisation dynamique des modules actifs à balayage électronique par séries de Volterra et intégration de ces modèles par une simulation de type système.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Paris IV, Septembre 2002.

[III-10] A. Soury

« *Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications* », Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, n° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[III-11] E. Ngoya, R. Larchevêque

« *Envelope transient Analysis : a New Method for the Transient and Steady State Analysis of Microwave Communication Circuits and Systems.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1365-1368, 1996.

[III-12] C.J. Clark, G. Chrisikos, M.S. Mulha, A.A. Moulthrop, P. Silva

« *Time Domain Envelope Measurement Technique with Application to Wideband Power Amplifier Modeling.* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°12, pp. 2531-2540, December 1998.

[III-13] P. Vael, Y. Rolain, C. Gaquiere, H. Gerard

« *Calibrated Linear and Nonlinear Pulsed RF Measurements on an Amplifier.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, 2001.

[III-14] A. Leke, J. Stevenson Kenney

« *Behavioral Modeling of Narrowband Microwave power Amplifiers with Applications in Simulating Spectral Regrowth.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1385-1388, 1996.

[III-15] T. Reveyrand, D. Barataud, J.-M. Nébus and al.

« *A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers.* », 55th ARFTG Conference Digest, IMS 2000, pp. 22-26, Boston, USA, June 2000.

[III-16] T. Reveyrand, C. Maziere, J.-M. Nébus and al.

« *A Calibrated Time Domain Envelope Measurement System for the Behavioral Modeling of Power Amplifiers.* », European Microwave Week, GAAS 2002, pp. 237-240, Milano, September 2002.

[III-17] T. Reveyrand

« *Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance – Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 15-2002, Avril 2002.

[III-18] A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre, J. Sombrin

« *A New Satellite Repeater Amplifier Characterization System for Large Bandwidth NPR and Modulated Signals Measurements.* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 2245-2248, Seattle, June 2002.

Table des illustrations.

Figure III-1: Mécanisme des effets de mémoire.	133
Figure III-2 : Modèle bouclé proposé par Pedro.	133
Figure III-3 : Topologie bouclée générale.	134
Figure III-4 : Topologie du modèle à séries de Volterra « modulées ».	135
Figure III-5 : Principe de l'extraction du modèle de Volterra à deux noyaux.	136
Figure III-6 : Méthode d'identification de la mémoire courte.	137
Figure III-7 : Méthode d'extraction de la réponse impulsionnelle « statique ».	139
Figure III-8 : Formalisme mathématique du modèle à séries de Volterra « modulées ».	140
Figure III-9 : Identification du noyau à mémoire courte.	141
Figure III-10 : Identification du noyau à mémoire longue.	142
Figure III-11 : Illustration du domaine de validité du nouveau modèle proposé.	144
Figures III-12 : Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur LNA.	145
Figures III-13 : Partie réelle et imaginaire du noyau à mémoire courte.	146
Figures III-14 : Réponse indicielle obtenue par simulation.	147
Figures III-15 : Réponse indicielle du modèle HF obtenue par simulation système.	148
Figure III-16 : Partie réelle de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	148
Figures III-17 : Partie imaginaire de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	149
Figure III-18 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence.	150
Figures III-19 : Puissance de sortie simulée par le modèle de Volterra et part réponse Impulsionnelle... ..	150
Figure III-20 : C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence.	151
Figures III-21 : Prédiction de C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence par le modèle de Volterra et le modèle à réponse impulsionnelle.	152
Figure III-22 : ACPR en fonction de la puissance moyenne pour une 16 QAM de débit 2 MHz.	153
Figures III-23 : ACPR en fonction de la puissance moyenne pour une 16 QAM de débit 40 MHz.	153
Figures III-24 : ACPR d'une 16-QAM simulé par le modèle à réponse Impulsionnelle (a) débit 2MHz, (b) débit 40MHz.	154
Figures III-25 : ACPR d'une 16-QAM simulé par le modèle de Volterra un noyau (a) débit 2MHz, (b) débit 40MHz.	154
Figure III-26 : ACPR d'une QPSK de débit 2MHz.	155
Figure III-27 : ACPR d'une QPSK de débit 40MHz.	155
Figure III-28 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2MHz.	156
Figure III-29 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MHz.	156
Figure III-30 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2MHz simulée par le modèle à réponse impulsionnelle statique.	157
Figure III-31 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MHz simulée par le modèle à réponse impulsionnelle statique.	157
Figure III-32 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 2MHz simulée par le modèle de Volterra à un noyau.	158

Figures III-33 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM de débit 40 MHz simulée par le modèle de Volterra à un noyau.....	158
Figure III-34 : Courbe d'EVM de l'amplificateur simulé.	159
Figure III-35 : Comparaison des erreurs quadratiques moyennes pour une 16-QAM de débit 2 MHz.....	160
Figure III-36 : Comparaison des erreurs quadratiques moyennes pour une 16-QAM de débit 40 MHz... ..	160
Figure III-37 : Enveloppes temporelles simulées pour une GMSK de débit 110 MHz.....	161
Figure III-38 : GMSK de 110 MHz simulée par le modèle à réponse impulsionnelle.	161
Figure III-39 : Comparaison du Chirp simulé par le nouveau modèle et le modèle à réponse impulsionnelle.....	162
Figures III-40 : Comparaison Chirp simulé par le nouveau modèle et le modèle de Volterra un noyau... ..	162
Figure III-41 : Topologie de l'amplificateur HBT simulé.....	163
Figures III-42 : Caractéristique CW en puissance et déphasage de l'amplificateur HBT.	164
Figure III-43 : Partie imaginaire du noyau à mémoire courte.	165
Figure III-44 : Partie réelle du noyau à mémoire courte.	165
Figure III-45 : Partie réelle de la réponse indicielle obtenue par simulation.	166
Figure III-46 : Partie imaginaire de la réponse indicielle obtenue par simulation.	166
Figure III-47 : Partie imaginaire de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	167
Figure III-48 : Partie réelle de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	167
Figure III-49 : Puissance de sortie en fonction de la fréquence.	168
Figure III-50 : C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence.	168
Figure III-51 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 1 MHz par simulation du modèle à séries de Volterra « modulées ».	170
Figure III-52 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 1 MHz par simulation statique.	170
Figure III-53 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 130 MHz par simulation du modèle à séries de Volterra « modulées ».	171
Figures III-54 : Courbes d'ACPR pour une 16-QAM de débit 130 MHz par simulation statique.....	171
Figure III-55 : Courbes d'EQM pour une 16-QAM de débit 1MHz.....	172
Figure III-56 : Courbes d'EQM pour une 16-QAM de débit 130 MHz.....	172
Figure III-57 : Enveloppe temporelle d'un signal GMSK simulé.	173
Figure III-58 : Structure du banc de caractérisation d'enveloppes temporelles de l'IRCOM.	175
Figure III-59 : Structure retenue pour le calibrage des chaînes de réception.....	176
Figures III-60 : Coefficients de pertes K_e et K_s des voies d'acquisition entrée/sortie.....	177
Figure III-61 : Déphasage entre chaque voie de mesure.	178
Figure III-62 : Calcul des enveloppes aux accès du dispositif.....	178
Figure III-63 : Topologie de l'amplificateur mesuré.	179
Figure III-64 : Méthode d'extraction du noyau HF par mesures temporelles.....	180
Figures III-65 : Caractéristiques CW de l'amplificateur.	180
Figure III-66 : Noyau à mémoire courte du modèle.	181
Figure III-67 : Schéma de principe de la caractérisation indicielle réalisée.....	182
Figure III-68 : Zone de correction du coefficient K_e utilisée pour les enveloppes d'entrée.	182

Figure III-69 : Module de la réponse indicielle du dispositif.	183
Figure III-70 : Module de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	183
Figure III-71 : Phase de la réponse indicielle du dispositif.	184
Figure III-72 : Phase de la réponse indicielle théorique du modèle BF.	184
Figure III-73 : C/I_3 en fonction de l'écart de fréquence.	185
Figure III-74 : Module d'une 16-QAM de débit 1 MHz.	186
Figure III-75 : EQM obtenue pour un 16-QAM de 1MHz.	187
Figure III-76 : EQM obtenue pour un 16-QAM de 10 MHz.	187
Figure A-77 : Représentation de l'implémentation numérique du modèle HF.	iii
Figure A-78 : Représentation de l'implémentation numérique du modèle BF.	v

Conclusion et perspectives.

Le travail présenté porte sur l'étude des potentialités d'un modèle comportemental capable de prendre en compte les effets dispersifs non linéaires à long et court terme présents dans les dispositifs amplificateurs à l'état solide. L'objectif de cette technique de modélisation est d'offrir aux concepteurs de systèmes un modèle capable de transcrire la dépendance d'un dispositif à la dynamique du signal d'excitation qu'elle soit lente ou rapide. Dans un premier chapitre, nous nous sommes appuyés sur des résultats de simulation circuit afin de réaliser l'étude et l'analyse de l'impact des effets dispersifs non linéaires sur les figures de mérites classiques utilisées dans les dispositifs amplificateurs de puissance. Une description des origines des effets de mémoire a ensuite été présentée afin d'en permettre une meilleure compréhension.

L'étude des différentes méthodes de modélisation comportementale publiées à ce jour a fait l'objet du développement du chapitre II. Plusieurs voies de modélisation ont ainsi été explorées avec des problèmes récurrents souvent liés à des méthodes d'optimisation entraînant un manque de versatilité des modèles comportementaux développés. Parmi les approches les plus rigoureuses nous avons noté les travaux récemment développés sur la base de ceux réalisés par V. Volterra. Le développement en série de Volterra classique donne lieu à des modèles de topologie complexe nécessitant une phase d'optimisation pour déterminer les noyaux d'ordre élevé. Néanmoins une modification astucieuse de l'expression mathématique de la série peut conduire à des modèles dits « à séries de Volterra dynamiques » permettant une troncation au premier ordre et donc une topologie plus simple à mettre en oeuvre. Cependant dans sa forme la plus aboutie dite de modèle à réponse impulsionnelle non linéaire, elle conduit à une procédure d'extraction très coûteuse. L'objet de ce travail a consisté à reformuler le modèle de Volterra modifié (réponse impulsionnelle non linéaire) de façon à simplifier considérablement la procédure d'extraction tout en améliorant la capacité du modèle à capturer simultanément les effets de mémoire à long et à court terme. Ainsi nous avons abouti à la structure dite de série de Volterra « modulées » qui, comme son nom l'indique, est basée sur une structure de modulation issue d'une description de type phénoménologique.

On a ainsi décomposé le couplage des effets de mémoire à court et long terme en une voie haute (mémoire à court terme) dont la sortie est modulée par une voie basse (mémoire à long terme) suivant la dynamique du signal d'entrée.

Les tests obtenus sur deux types d'amplificateurs de topologie, de technologie et de fonctionnalités différentes (amplificateur LNA et amplificateur de puissance de technologie HBT) nous ont permis une première validation de l'approche proposée. La relative simplicité d'extraction de ce modèle nous a alors permis d'étendre l'identification de notre modèle au domaine expérimental par mesure d'enveloppes temporelles. Pour cela nous avons présenté le banc de mesure d'enveloppe développé à l'IRCOM. Nous avons ainsi réalisés quelques tests sur un amplificateur HFET LLA bande L. Les résultats obtenus vont dans le même sens que ceux réalisés par la simulation circuit et démontrent ainsi les bonnes dispositions du modèle à séries de Volterra « modulées » pour mener à bien une tâche de modélisation de sous système RF que ce soit par voie de mesures ou de simulations.

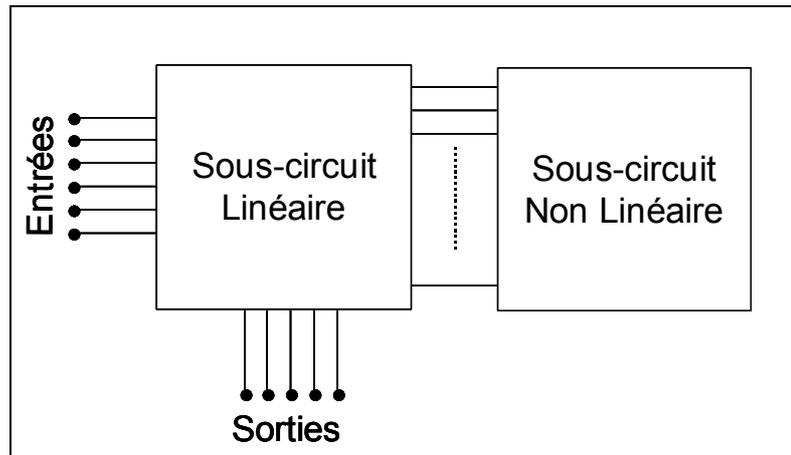
Perspectives liées à ce travail

Une première perspective serait de mener encore plus loin l'étude des potentialités du modèle en approfondissant les tests de validation par des simulations de perte de corrélation qui permettraient de valider notre modèle pour des applications de radionavigation.

Une seconde perspective serait de travailler sur la possibilité d'extraire la voie basse du modèle en utilisant un autre signal que l'échelon d'Heavyside qui, s'il demeure un bon signal test, reste délicat à manipuler notamment en mesures. En effet, la nature infinie de son spectre implique naturellement des phénomènes de Gibbs après filtrage et traitement numérique des données (débruitage...). Ainsi une méthode développée avec un signal biporteuse qui lui aussi permet identifier avec précision les résonance BF semble prometteuse.

Une troisième perspective serait de changer de méthodologie de modélisation comportementale en continuant à « blanchir » le modèle boîte noire. Donner une topologie phénoménologique au modèle a permis d'augmenter les capacités des modèles originels, il est cohérent de penser que plus on parviendra à se rapprocher de la topologie véritable du dispositif à modéliser plus les résultats seront précis.

Les techniques de réduction d'ordre des modèles [1] sont ainsi une bonne voie de recherche si on travaille sur des conceptions CAO de sous système.



Synoptique du principe de la réduction d'ordre de modèle.

L'utilisation des techniques de réduction d'ordre est récente et demande encore un travail important notamment concernant les méthodes d'automatisation pour déterminer le sous circuit linéaire et leurs applications à des circuit fonctionnant en régime fortement non linéaire. Néanmoins il est possible que les travaux de modélisation « boîte noire » et ceux de réduction d'ordre puissent se compléter. En effet, si l'obtention du réseau linéaire est relativement bien maîtrisé à l'aide d'approximation de Paddé (fonctions rationnelles), il serait intéressant d'utiliser les modèles basés sur les séries de Volterra dynamiques pour modéliser le sous ensemble non linéaire dynamique présenté dans la figure ci-dessus. Ainsi cette méthodologie de modélisation reste davantage en contact avec la physique et parvient à se donner une topologie « image » du système originale, ce qui devrait permettre de mieux localiser et donc modéliser la dynamique du système.

Concernant les travaux de modélisation boîte noire menés par mesures, nous avons vu que le banc de mesure d'enveloppe temporelle était un outil particulièrement bien approprié mais encore évolutif. En effet, des méthodes de « débruitage » logiciel ainsi qu'une topologie basée sur quatre mélangeurs permettant de remonter aux quatre ondes de puissance aux accès du dispositifs sont en cours de réalisation à l'IRCOM. La connaissance des quatre ondes de puissance avec une bonne dynamique de mesure devrait permettre d'extraire des modèles bilatéraux à mémoire.

Bibliographie

[1] F. J. Casas Reinares

« *Techniques de réduction d'ordre des modèles de circuits haute fréquence faiblement non linéaire.* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, Novembre 2003.

**Annexe : Implémentation numérique
des modèles.**

L'implémentation numérique de modèle est un des points critiques de la modélisation système. En effet, un modèle comportemental se doit idéalement d'être numériquement précis, rapide et robuste. Le modèle à séries de Volterra «modulées» tout comme les modèles de Volterra ou les modèles à réponse impulsionnelle repose théoriquement sur un calcul d'intégrale de convolution. Une première méthode serait alors de considérer les méthodes d'intégration classique. Nous citerons parmi les plus connues les méthodes dérivées des formules de Newton-Côtes (méthodes par rectangles, par triangles...)[A-2]. Néanmoins le temps de calcul de ces intégrales peut rapidement poser problème. En effet, si l'intervalle d'intégration est grand devant la dynamique du signal le coût de calcul devient très long et rend ce type de méthode quasiment inutilisable.

Traiter ces équations dans le domaine fréquentiel pourrait être envisagé mais ceci nécessite une connaissance préalable du signal simulé afin d'en connaître la période exacte de manière à identifier le signal et son spectre ($\hat{X}(t)$ et $\hat{X}(\Omega)$). Cette méthode est donc inutilisable dans le cas de signaux possédant un nombre important d'échantillons, ce qui est pourtant le cas pour le calcul de bon nombre de figures de mérite (ACP, évaluation du taux d'erreur binaire...). Afin d'éliminer la notion d'intégrale de convolution, une méthode utilisable, pour ne pas pénaliser le temps de calcul et pour utiliser une implémentation de modèle sous la forme d'un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR) ou infinie (IIR), est d'utiliser une formulation d'équation différentielle non linéaire.

Implémentation du modèle HF (modèle de Volterra un noyau).

Considérons en premier lieu l'expression du modèle HF :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ &= \text{TF}^{-1} \{ \tilde{Y}(\Omega) \} \\ &= \text{TF}^{-1} \{ \tilde{H}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \} \end{aligned} \quad (\text{A-1})$$

Afin de formuler ce modèle sous la forme d'une équation différentielle non linéaire, on choisit d'écrire le noyau modèle $\tilde{H}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ sous la forme d'une fonction rationnelle (approximation de Paddé) :

$$\tilde{H}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) = \frac{\sum_{p=0}^P \alpha_p [|\tilde{X}(t)|] \cdot (j\Omega)^p}{1 + \sum_{q=1}^Q \beta_q [|\tilde{X}(t)|] \cdot (j\Omega)^q} \quad (\text{A-2})$$

Il est important de noter que dans cette expression les coefficients $\alpha[|\tilde{X}(t)|]$ et $\beta[|\tilde{X}(t)|]$ sont des non linéarités statiques. En considérant la relation suivante :

$$\frac{d^p Z(t)}{dt^p} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} (j\Omega)^p \cdot Z(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (\text{A-3})$$

On peut alors développer l'équation (A-2) de la manière suivante :

$$\sum_{p=0}^P \alpha_p (|\tilde{X}|) \cdot (j\Omega)^p \tilde{X}(\Omega) = \left(1 + \sum_{q=1}^Q \beta_q (|\tilde{X}|) \cdot (j\Omega)^q \right) \cdot \tilde{Y}(\Omega) \quad (\text{A-4})$$

Soit compte tenu de la relation (A-4), on peut repasser dans le domaine temporel par transformée de Fourier inverse et écrire la relation :

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{p=0}^P \alpha_p (|\tilde{X}|) \cdot \frac{d^p \tilde{X}(t)}{dt^p} - \sum_{q=1}^Q \beta_q (|\tilde{X}|) \cdot \frac{d^q \tilde{Y}(t)}{dt^q} \quad (\text{A-5})$$

Le coût de calcul de la relation précédente est alors P+1+Q fois celui du modèle sans mémoire. L'expression précédente pose néanmoins des problèmes de stabilité numérique. La forme générale d'une telle quantité est, en effet, potentiellement instable, il faut donc réaliser préalablement une analyse des pôles et zéros de la fonction approximée par cette fonction rationnelle. Une fois les pôles stables de la fonction localisés, le modèle peut ensuite se mettre sous la forme d'une décomposition en éléments simples classique.

Si on considère n le degré du numérateur et $n+1$ le degré du dénominateur de la fonction rationnelle d'origine, on a alors la possibilité d'écrire le modèle sous la forme suivante :

$$H(|\hat{X}|, \Omega) = \sum_{k=0}^n \frac{\alpha_k(|\hat{X}|)}{j\Omega - p_k} \quad (\text{A-6})$$

Soit :

$$H(|\tilde{X}|, \Omega) = \sum_{k=0}^n H_k(|\tilde{X}|, \Omega) \quad (\text{A-7})$$

On décline notre modèle sous la forme d'une somme de filtres non linéaires récursifs d'ordre 1 ce qui permet de n'utiliser au final que la sortie, l'entrée et la dérivée de la sortie pour chaque filtre. Si on regarde de plus près chaque filtre élémentaire pour un niveau X fixé, on peut écrire la sortie de la branche i :

$$\tilde{Y}_i(\Omega) = H_i(|\tilde{X}|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) = \alpha(|\tilde{X}|) \cdot \frac{\tilde{X}(\Omega)}{j\Omega - p_i} \quad (\text{A-8})$$

Ce qui sous la forme d'équation différentielle non linéaire devient :

$$\tilde{Y}_i(t) = \alpha(|\tilde{X}|) \cdot \tilde{Y}_p(t) \quad (\text{A-9})$$

avec $\tilde{Y}_p(t)$ solution de l'équation différentielle d'ordre 1 suivante :

$$\frac{d\tilde{Y}_p(t)}{dt} - p_i \cdot \tilde{Y}_p(t) = \tilde{X}(t) \quad (\text{A-10})$$

Ce qui limite les problèmes de stabilité dus à la méthode d'intégration comme cela peut être le cas dans l'utilisation d'une équation différentielle d'ordre élevé. Une représentation du modèle HF ainsi implémenté devient alors :

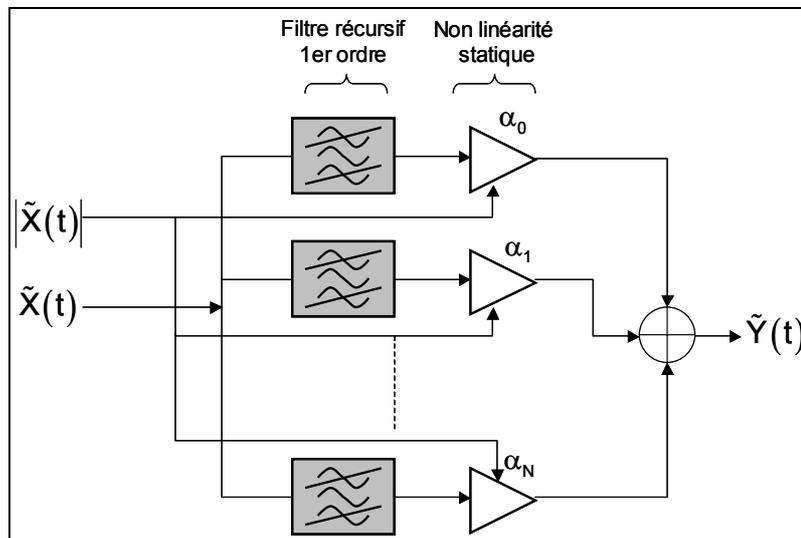


Figure A-77 : Représentation de l'implémentation numérique du modèle HF.

Implémentation du modèle BF (modèle à réponse Impulsionnelle statique).

Considérons l'expression du modèle BF (voie basse) du nouveau modèle.

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{T_m} \tilde{h}\{|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau\} \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad (\text{A-11})$$

Une méthode pour transformer l'intégrale de convolution sous la forme d'une équation différentielle est de décomposer la fonction $\tilde{h}\{ \}$ en fonction polynomiale de $|\tilde{X}(t)|$ [III-9], comme ci-dessous :

$$\tilde{h}\{|\tilde{X}(t)|, \tau\} = \sum_{k=0}^N \tilde{C}_k(\tau) \cdot |\tilde{X}(t)|^k \quad (\text{A-12})$$

Cette décomposition permet de dissocier les deux variables de la fonction. On peut alors considérer la décomposition précédente et réécrire l'expression du modèle :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{T_m} \sum_{k=0}^N \tilde{C}_k(\tau) \cdot |\tilde{X}(t-\tau)|^k \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad (\text{A-13})$$

De manière générale, on peut alors reformuler la sortie du modèle comme suit :

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{k=0}^N \int_0^{T_m} \tilde{C}_k(\tau) \cdot \tilde{f}_k(|\tilde{X}(t-\tau)|) \cdot d\tau \quad (\text{A-14})$$

Cette expression est la somme de produits de convolution linéaire entre les fonctions $\tilde{C}_k(t)$ et des fonctions dépendant du signal d'entrée $\tilde{f}_k()$. Il est donc possible d'exprimer la réponse dans le domaine fréquentiel.

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{k=0}^N \text{TF}^{-1}\{\tilde{H}_k(\Omega) \cdot \tilde{F}_k(\Omega)\} = \sum_{k=0}^N \tilde{Y}_k(t) \quad (\text{A-15})$$

Dans la relation précédente, $\tilde{H}_k()$ correspond à la transformée de Fourier du coefficient d'ordre k de la décomposition de la réponse impulsionnelle non linéaire et $\tilde{F}_k()$ à la transformée de Fourier de la fonction $\tilde{f}_k()$. L'idée est comme précédemment de décomposer les caractéristiques $\tilde{H}_k()$ en fonction rationnelle de la fréquence Ω , on obtient :

$$\tilde{H}_k(\Omega) = \frac{\sum_{p=0}^P \alpha_p \cdot (j\Omega)^p}{1 + \sum_{q=1}^Q \beta_q \cdot (j\Omega)^q} \quad (\text{A-16})$$

A partir de (A-15), on peut finalement écrire :

$$\tilde{Y}(t) = \sum_{k=0}^N \tilde{Y}_k(t) \quad (\text{A-17})$$

avec :

$$\tilde{Y}_k(t) = \sum_{p=0}^P \alpha_{kp} \cdot \frac{d^p \tilde{f}_k(t)}{dt^p} - \sum_{q=1}^Q \beta_{kq} \cdot \frac{d^q \tilde{Y}_k(t)}{dt^q} \quad (\text{A-18})$$

Comme la forme de cette expression est potentiellement instable, il est aussi souhaitable d'en faire une analyse en pôle-zéro afin d'en assurer la stabilité. Comme pour la méthode d'implémentation présentée pour la modèle de Volterra à un noyau, chaque sortie $\tilde{Y}_k(t)$ peut être écrite sous la forme d'une somme de non linéarité et de filtres récurrents du premier ordre :

$$\tilde{Y}_k(t) = \sum_{j=0}^J \tilde{Y}_{k,j}(t) \quad (\text{A-19})$$

et sous forme d'équation différentielle, on obtient pour chaque branche élémentaire du modèle :

$$\frac{d\tilde{Y}_{k,j}(t)}{dt} - p_i \cdot \tilde{Y}_{k,j}(t) = \lambda_{kj} \cdot \tilde{f}_k(t) \quad (\text{A-20})$$

L'équation précédente peut alors se représenter sous la forme :

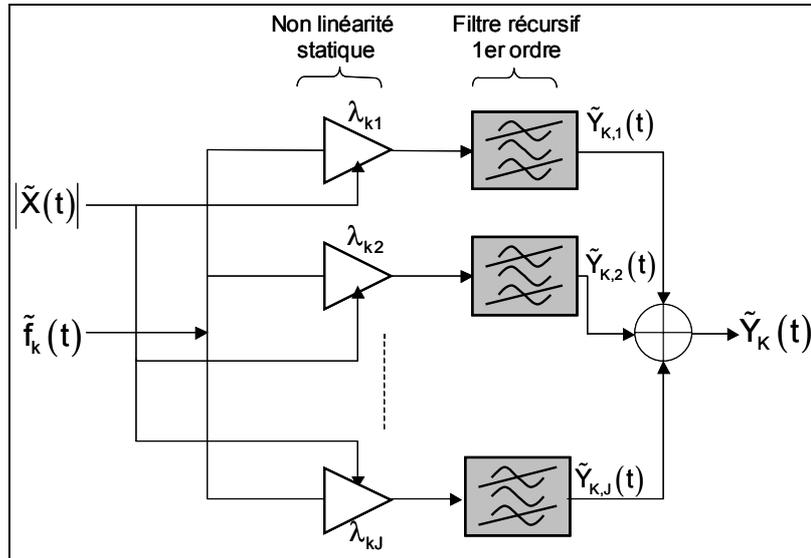


Figure A-78 : Représentation de l'implémentation numérique du modèle BF.

Ces techniques d'implémentation ont été utilisées pour une implémentation des modèles proposés dans ces travaux de thèse dans le simulateur système HPTOLEMY disponible sous le logiciel d'analyse RF « ADS ».

Bibliographie

[A-1] A. Soury

« *Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications* », Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, n° d'ordre 55-2001, Novembre 2001.

[A-2] J.-P. Nougier

« *Méthodes de calcul numérique.* », 3^{ème} édition, Masson, Paris, 1990.

COMMUNICATIONS DANS LES CONGRES INTERNATIONAUX.

C.Maziere, A.Soury, E.Ngoya, J.M.Nebus

« *A behavioral Model of solid State Power Amplifiers taking into Account both long Term and short Term Memory Effects* », International Workshop on Electronics and System Analysis, Bilbao, Octobre 2004.

C. Maziere, T. Reveyrand, S. Mons, D. Barataud, J.M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin

« *A novel behaviorial Model Of Power Amplifier based on a dynamic Envelope Gain Approach for the System Level Simulation and Design* », IEEE MTT-S Digest, vol. 2, pp. 769-772, Philadelphia, June 2003.

T. Reveyrand, C. Maziere, D. Barataud, J.M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, F. Gizard, L. Lapierre

« *A novel calibrated Time Domain Envelope Measurement Setup for the NPR Characterization and the behavioral Modeling of Power Amplifiers* », Microwave Technology and Technique Workshop, ESTEC, Noordwijk, October 2002.

T. Reveyrand, C. Maziere, J.M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin

« *A novel calibrated Time Domain Envelope Measurement System for the behavioral Modeling of Power Amplifiers* », European Microwave Week, GAAS 2002, pp. 237-240, Milano, September 2002. (**GAAS 2002 Best Paper Award**).

COMMUNICATIONS DANS LES CONGRES NATIONAUX.

C. Maziere, T. Reveyrand, S. Mons, D. Barataud, J.M. Nébus, R. Quéré, A. Mallet, L. Lapierre, J. Sombrin

« *Nouvelle méthode de modélisation d'amplificateurs de puissance par gain complexe dynamique pour la simulation système* », 13eme Journées Nationales Micro-ondes (JNM),5A-5, Lille, Mai 2003.

Résumé.

Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs.

Ce travail concerne la technique de modélisation comportementale adoptée pour les amplificateurs des terminaisons RF des systèmes de communication. L'objectif de la méthode de modélisation proposée est de caractériser et d'intégrer efficacement les effets de mémoire non linéaires des amplificateurs de puissance à l'état solide. Le modèle proposé consiste à combiner sous la forme d'une modulation deux fonction de transfert équivalentes passe bas dérivées des séries de Volterra dynamiques. Les potentialités du modèle sont ensuite évaluées par comparaison entre des simulations circuit et des simulations système. Dans le souci de valider le nouveau modèle de Volterra à partir de données expérimentales, une modélisation d'amplificateur grâce un banc de mesure d'enveloppe temporelle est présentée.

Mots clefs :

Mémoire non linéaire	Mémoire à long terme
Amplificateurs de puissance	Mémoire à court terme
Séries de Volterra à noyaux dynamiques	Caractérisation dans le domaine temporel
Simulation système	Réponse impulsionnelle non linéaire

Abstract.

Behavioral modeling of power amplifier with memory for large band application used in telecommunication and RADAR systems.

This work deals with a behavioral modeling technique for amplifier used in RF front ends of communication systems. The aim of the proposed modeling approach is to characterize and integrate efficiently the long and short term non linear memory effects which are present in solid state amplifier. The proposed model consists on a combination in a modulation form of two low pass equivalent transfer function derived from dynamic Volterra series. The potentiality of the model are evaluated by a comparison between system level and circuit level simulations. In order to validate the new Volterra model by experimental way, an amplifier modeling by using time domain envelope set up is presented.

Keywords :

Nonlinear memory	Long term memory
Power amplifier	Short term memory
Dynamic kernels Volterra series	Time-domain characterization
System level simulation	Nonlinear impulse response