

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES - TECHNOLOGIE - SANTE

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

XLIM – DEPARTEMENT C²S²

Thèse n°6-2008

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et
Optoélectronique**

Spécialité : "Communications Optiques et Microondes"

Présentée et soutenue par

Zhour MADINI-ZOUINE

Le 14 Mars 2008

***Caractérisation et Modélisation des Dynamiques Non
Linéaires dans les Dispositifs pour Systèmes de
Télécommunications :
Cas de la PLL et de l'Amplificateur de Puissance***

Thèse dirigée par Edouard NGOYA

Jury :

Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Martine VILLEGAS	Professeur à l'ESIEE à l'Université de Marne La Vallée	Rapporteur
Ydes WANG	Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes	Rapporteur
Nicolas LE GALLOU	Ingénieur à ESA-ESTEC au Pays-bas	Examineur
Sébastien MONS	Chargé de recherche CNRS à l'Université de Limoges	Examineur
Edouard NGOYA	Directeur de recherche à l'Université de Limoges	Examineur
Arnaud SOURY	Ingénieur à AGILENT Technologie à Massy	Examineur
François TORRES	Chargé de recherche CNRS à l'Université de Limoges	Invité

A la mémoire de Fouzou,

A Padidi,

A ma maman, Nouzha Berrada,

A Younes,

A tous ceux qui me sont très chers...

Remerciements

Cette thèse est le fruit de trois ans et demi passés à l'Institut de Recherche XLIM de l'université de Limoges au sein du département C^2S^2 « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes-Fréquences ».

Je tiens donc à remercier Messieurs, Pierre GUILLON, Professeur à l'Université de Limoges, Alain BARTHELEMY, Directeur de recherche au CNRS, et Dominique CROS, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueillie au sein de leur Laboratoire, ainsi que Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir accueillie au sein de son département C^2S^2 .

Je tiens à exprimer mes plus sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur Edouard NGOYA, Directeur de recherche CNRS, pour avoir encadré mon travail depuis le D.E.A et pendant ces années de thèse, pour ses avis compétents, ainsi que pour la grande confiance qu'il m'a constamment accordé. Je lui dois de m'avoir soutenu jusqu'au bout. Pour tout cela, ses compétences techniques dont il a su me faire bénéficier, son soutien financier en fin de thèse et particulièrement pour ses qualités humaines, un grand merci.

J'exprime toute ma gratitude à Madame Martine VILLEGAS, Professeur à l'ESIEE à l'Université de Marne La Vallée et Monsieur Yide WANG, Professeur à l'Ecole Polytechnique de Nantes de m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de cette thèse et pour la rapidité avec laquelle ils ont lu mon manuscrit. J'éprouve un profond respect pour leur travail et leur parcours. Le regard critique, juste et avisé qu'ils ont porté sur mes travaux ne peut que m'encourager à être encore plus perspicace et engagée dans mes recherches.

Merci également à Monsieur Jean-Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir participé et présidé le jury de ma soutenance de thèse. Ce fut un réel plaisir d'assister à ses cours d'électronique.

J'adresse mes remerciements également à Monsieur Nicolas LEGALLOU, Ingénieur à ESA-ESTEC, et à Monsieur François TORRES, Chargé de recherche CNRS, pour avoir accepté le rôle et le devoir de juger ce travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement Monsieur Arnaud Soury, Ingénieur à AGILENT Technologie, pour son implication dès mon stage de DEA dans mon apprentissage de la recherche, son intuition et ses nombreux conseils. C'est grâce à lui que je me suis lancée dans le calcul des « fameuses » séries de Volterra et je suis heureuse qu'il ait accepté de faire partie de mon jury de thèse.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Sébastien MONS, Chargé de recherche CNRS, d'avoir accepté de juger ce travail, pour ses encouragements, son aide et sa disponibilité chaque fois que j'en ai eu besoin. Ses commentaires et ses questions m'ont permis de clarifier ma présentation orale et m'ont donné de nouvelles pistes de réflexion.

J'exprime une reconnaissance particulière à Abderrazak BENNADJI. Les nombreuses choses que j'ai apprises à son contact ont facilité le déroulement de ma thèse tant d'un point de vue pratique qu'au moment de la rédaction. Je le remercie également pour sa disponibilité, son aide, son soutien ainsi que ses nombreux conseils amicaux et avisés tout au long de cette thèse.

J'exprime aussi mes sincères remerciements à Monsieur Serge VERDEYME, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir soutenue durant ma Licence et ma Maitrise, tant sur le plan scientifique qu'humain.

Je remercie bien évidemment tous les membres du département C^2S^2 qui m'ont exprimé beaucoup de gentillesse et de sympathie. Un grand merci pour l'accueil chaleureux. Par ailleurs, merci énormément à Marie-Claude, pour son aide, son efficacité, sa disponibilité, son efficacité et sa convivialité. Je remercie de tout mon cœur mes collègues thésard qui ont su créer une ambiance très amicale et détendue et plus particulièrement mes collègues de bureau François-Xavier, Audrey et Tibault.

Et j'en viens à ma famille et mes amis. Nouzha, mon adorable mère, comment pourrais-je assez te remercier en quelques lignes ? Tour à tour chef, amie, maman, papa, merci pour t'être sacrifiée pour que je grandisse et prospère. Tu m'as guidée sur le chemin de la vie du mieux que tu as pu. Merci de trimer sans relâche, malgré les péripéties de la santé et de la vie, à mon bien-être. Enfin ! Merci simplement d'être ma mère. Saches que je te suis et je te serai toujours très reconnaissante.

Mes plus grands remerciements vont bien évidemment à Younes, mon tendre époux, pour sa grande patience, sa compréhension, son écoute, son soutien, mais surtout pour donner du goût à ma vie par son amour dévoué et sa tendresse. Tu étais toujours présent et tu continues de l'être pour faire mon bonheur.

Ma reconnaissance va également à mon grand-père. Une grande pensée va à mon père Ahmed, mon oncle Salaheddine et ma tante Fouzia qui auraient été si fiers de moi. Merci également à mes sœurs et cousines Siham, Kaoutar et Meriem. Un coucou tout particulier à Hassana wé Hssina, Simomo et Omar. Merci de remplir ma vie de joie et de bonheur. Je vous souhaite beaucoup de bonheur. Tami, ton énergie débordante, ton optimisme et tous nos bla-bla me manquent ! Dommage que tu sois si loin ! Merci aussi à mon oncle Anouar que j'estime tant. Zoulikha, Souad, Majida, Bahija et Rabiaa, vous êtes mes tantes adorables. Merci pour vos preuves d'amour constantes. Ā toi Abdelhak, un merci du fond du cœur pour ton aide. Merci à mes cousins et frères Fayçal, Naoufal, Simohamed et Alae pour les bons moments qu'on a passé ensemble. Je m'en voudrais d'oublier de remercier ma deuxième famille, plus particulièrement Lala et Sidi, pour tout l'amour qu'ils me portent.

MINO, mes quatre proches amies au-delà du réel. Des moments de grande joie mais aussi des moments plus difficiles me reviennent en mémoire... nous avons partagé tant de choses... Puisse le futur n'être rempli que de bons événements et de joies partagées ! Maha, Hind, Meriem et Sanae, que c'est bons d'avoir des amies comme vous.

Enfin j'exprime ma reconnaissance pour tous les autres membres de ma famille, mes amis et à tous ceux qui m'ont soutenue, encouragé et donné l'envie de mener à terme ce travail. Merci à tous ceux qui sont venus me soutenir le jour de ma soutenance, et tous ceux qui en auraient besoin et que j'aurais, par mégarde, oubliés.

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	<u>1</u>
CHAPITRE I	5
<u>PRESENTATION DES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS</u>	
<u>RADIOFREQUENCES ET MICRO-ONDES</u>	<u>5</u>
I. Introduction	7
II. Système d'émission-réception radiofréquences	7
II.1. Description générale d'un système émetteur-récepteur complet	7
II.2. La transposition de fréquence	9
II.2.1. Le mélangeur	9
II.2.2. L'oscillateur	10
II.3. Le filtrage	11
II.4. La génération de fréquence	11
II.4.1. Boucle à Verrouillage de Phase	11
II.5. L'amplification faible bruit et de puissance	12
II.5.1. L'amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier)	12
II.5.2. L'amplificateur de puissance	12
III. Modulations numériques des signaux à enveloppe complexe	13
III.1. Formalisme d'enveloppe complexe en bande de base	13
III.2. Les modulations numériques	16
IV. Techniques de simulation des circuits et systèmes	18
IV.1. Classification des méthodes de simulation	18
IV.2. La simulation temporelle	22
IV.3. La simulation tempo-fréquentielle	23
IV.3.1. Equilibrage harmonique	23
IV.3.2. Transitoire d'enveloppe	26

IV.4. La modélisation comportementale	28
V. Conclusion	30
Bibliographie	32
CHAPITRE II	39

MODELISATION COMPORTEMENTALE DES SYNTHETISEURS DE FREQUENCE **39**

I. Introduction	41
II. Analyse et Théorie	41
II.1. Classification des boucles à verrouillage de phase	44
II.2. Fonctionnement linéaire d'une PLL	45
II.3. Description des blocs	46
II.3.1. Comparateur de phase ou détecteur de phase	46
II.3.2. Filtre de boucle	47
II.3.3. Oscillateur contrôlé en tension (VCO)	48
II.4. Fonction de transfert de la boucle	50
II.5. Tracking - Acquisition : Verrouillage – Déverrouillage	53
II.5.1. Tracking : Processus de verrouillage	53
II.5.2. Acquisition	53
III. Modélisation et simulation comportementales	56
III.1. Modélisation des différents éléments constitutifs du synthétiseur à rapport de division entier	57
III.1.1. Détecteur de phase/fréquence	58
III.1.1.1. Le circuit comparateur de phase/fréquence	59
III.1.1.2. Le circuit pompe de charge	60
III.1.2. Le filtre de boucle	61
III.1.3. L'Oscillateur Contrôlé en Tension (VCO)	63
III.1.4. Le diviseur de fréquence	64
III.2. Simulation du synthétiseur du fréquence	64

IV. Conclusion	74
Bibliographie	75
CHAPITRE III	79

MODELISATION COMPORTEMENTALE DES PHENOMENES NON

LINEAIRES DANS LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE **79**

I. Introduction	81
II. Description de modèle comportemental ou boîte noire	82
III. Caractérisation des amplificateurs de puissance	85
III.1. Analyse du comportement non linéaire des amplificateurs	85
III.1.1. Caractérisation monoporteuse	85
III.1.2. Caractérisation biporteuse	86
III.1.3. Caractérisation en présence d'un signal à enveloppe variable	89
III.1.3.1. L'ACPR	89
III.1.3.2. Le NPR	90
III.1.3.3. L'EVM	91
III.2. Analyse des effets dispersifs dans les amplificateurs	93
III.2.1. Les effets mémoires haute fréquence	94
III.2.2. Les effets mémoires basse fréquence	95
IV. Modèles comportementaux dynamiques d'amplificateurs	98
IV.1. Rappel sur les séries de Volterra classiques	98
IV.2. Séries de Volterra dynamiques	99
IV.3. Séries de Volterra modifiées	100
IV.3.1. Formalisme d'enveloppe complexe	102
IV.3.2. Forme tempo-fréquentielle	103
IV.3.3. Principe d'identification des noyaux de Volterra	105
IV.4. Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire	106
IV.4.1. Description mathématique du modèle	107
IV.4.2. Principe d'identification de la réponse impulsionnelle	108

IV.5. Modèle à séries de Volterra « modulées »	109
IV.5.1. Description mathématique du couplage	109
IV.5.2. Principe d'identification des noyaux du modèle	111
V. Conclusion	113
Bibliographie	115
CHAPITRE IV	121

MODELISATION ET IDENTIFICATION DES EFFETS MEMOIRES A LONG

TERME : MODELES A SERIES DE VOLTERRA MODULEES EXPLICITE ET IMPLICITE **121**

I. Introduction	123
II. Modèle à séries de Volterra modulées explicite	124
II.1. Topologie du modèle	124
II.2. Extraction et formulation mathématique des noyaux HF et BF	126
II.2.1. Phase I : Mémoire à court terme « HF »	127
II.2.2. Phase II : Mémoire à long terme « BF »	127
II.3. Implémentation numérique du modèle	136
II.4. Intégration du modèle modifié dans l'environnement système Simulink	138
II.5. Exemple d'application	139
II.5.1. Caractéristiques AM/AM AM/PM	140
II.5.2. Extraction des noyaux HF et BF	140
II.5.3. Validation du modèle par simulation système	145
II.6. Conclusion partielle I	154
III. Le modèle à séries de Volterra modulées « implicite »	155
III.1. Formulation mathématique des noyaux dynamiques	156
III.2. Implémentation numérique du modèle	159
III.3. Exemple d'application	159
III.3.1. Extraction des noyaux HF et BF	159
III.3.2. Validation du modèle par simulation système	161

III.3.3. Conclusion partielle II	167
IV. Conclusion	169
Bibliographie	170
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	<u>173</u>
<u>ANNEXES</u>	<u>177</u>
Annexe A Calcul des Pôles et des Zéros du Synthétiseur de fréquence	179
Annexe B Résolution Numérique de l'Equation Différentielle	187
Annexe C Formulation Numérique des Dynamiques HF et BF	191
<u>BIBLIOGRAPHIE PERSONNELLE</u>	<u>197</u>

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Les dernières années de notre ère ont vu le développement exponentiel des systèmes de télécommunication que ce soit dans les applications grand public (télécommunication par satellites, téléphonies mobiles, automobile avec les radars anticollisions), satellite ou radar. Cette croissance fulgurante a été possible grâce en partie à la maîtrise des techniques de conception qui ont permis de mettre en oeuvre de nouvelles architectures de circuits électroniques fiables, performants et intégrables à faible coût. En effet, la complexité de ces systèmes et les contraintes technologiques et économiques, notamment la demande de nouveaux services et l'apparition d'une compétition accrue entre les différents fournisseurs de service, ont stimulé le développement de nouvelles méthodologies d'élaboration et le déploiement des outils de caractérisation.

La conception efficace des systèmes de communication ne peut être accomplie sans une bonne connaissance de leurs performances. Dans ce contexte la conception assistée par ordinateur « CAO » a été et reste toujours l'outil privilégié pour étudier le comportement et assurer la validité des systèmes de communication en minimisant le nombre d'essais physiques. Du fait que toute réalisation technologique est extrêmement onéreuse, la sûreté de fonctionnement des dispositifs rend le recours à la simulation une nécessité absolue voire inéluctable. Ces systèmes font appel à un ensemble d'équipements très variés qui réalisent des opérations différentes. Par conséquent, il y a une nécessité permanente de recherches théoriques pour le développement de modèles non linéaires, précis, fiables et compatibles avec les outils de CAO actuellement disponibles. Pour cela, il est primordial que les modules soient placés dans les conditions les plus proches possibles de leurs utilisations futures, à savoir la prise en compte d'un nombre important de phénomènes physiques et la description fine des effets combinés des phénomènes siégeant dans les dispositifs. Ainsi, la prédiction fine des performances de ces systèmes nécessite d'une part des outils de caractérisation suffisamment simple pour être réalisable avec les outils de simulation et/ou de mesures physiques usuels, et d'autre part des modèles utilisant des concepts mathématiques

exploitables par les simulateurs usuels tout en conservant une efficacité numérique raisonnable.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les travaux présentés dans cette mémoire. Ces travaux ont pour objectif principal la caractérisation et la modélisation des dynamiques non linéaires dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications, en particulier le cas de la PLL et de l'amplificateur de puissance, pour répondre au besoin vital de permettre des simulations rapides en présence de signaux RF, tout en préservant une précision raisonnable.

Le manuscrit se décompose en 4 chapitres :

Le premier chapitre est consacré à une présentation générale de systèmes d'émission-réception radiofréquences, de leur fonctionnement et de la nature des signaux qui les parcourent, en particulier les signaux à modulation numérique complexe. Ceux-ci vont être utilisés tout le long de ce travail comme signaux de test et de validation. La deuxième partie de ce chapitre fait le point sur les concepts de base de la simulation et les différentes techniques existantes. Nous évoquons ensuite l'utilisation de la modélisation comportementale pour la simulation et la validation du fonctionnement de l'ensemble du sous-système de communication. Ce chapitre permet ainsi d'introduire le contexte général de cette thèse.

La PLL et l'amplificateur de puissance constituent deux des principaux éléments de base de toute chaîne d'émission-réception radiofréquence dont nous nous intéressons dans ce travail.

Le deuxième chapitre est dédié à l'étude et l'identification des points clés de la problématique d'une PLL à synthèse de fréquence au niveau comportemental. Nous nous intéresserons à l'étude des différents éléments et grandeurs le caractérisant afin d'appréhender les éléments nécessaires à sa modélisation.

Le troisième chapitre concerne le problème de la modélisation de l'amplificateur de puissance. Nous nous sommes attachés à rappeler les distorsions engendrées par les non linéarités et les phénomènes dispersifs de ce module et tenté de mettre en lumière les origines

physiques de ces différents phénomènes ainsi que leur impact sur les performances des amplificateurs. Nous avons pour terminer, réalisé une brève synthèse des principaux modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance développés au laboratoire XLIM depuis le début des années 2000.

Cette étude symbolique nous a conduit dans le quatrième, et dernier chapitre à proposer deux variantes de modèles, « *explicite* » et « *implicite* », dits modèles à séries de Volterra modulées, tenant compte simultanément des effets de mémoire HF et BF. Nous nous sommes attachés à mettre en place et à valider une méthode d'extraction pour les deux modèles, qui sont bien adaptés aux outils de CAO circuits actuels. De même, nous nous sommes attachés à étudier une implémentation efficace de ces modèles, dans les simulateurs système tels que Matlab/Simulink en utilisant des méthodes numériquement stables et rapides. Pour chaque modèle un exemple d'application est présenté dans l'objectif de valider et évaluer les potentialités des approches proposées.

En conclusion du manuscrit nous énonçons les principales contributions de la thèse et des perspectives associées à ce travail sont données.

CHAPITRE I

PRESENTATION DES SYSTEMES DE COMMUNICATIONS

RADIOFREQUENCES ET MICRO-ONDES

I. Introduction

L'analyse et la simulation précise des architectures RF et micro-ondes utilisées dans les émetteurs et récepteurs des systèmes de communications sont des points critiques pour le dimensionnement optimal de ces systèmes. Les systèmes actuels complets sont d'une complexité sans cesse croissante et composés d'une multitude de modules de natures totalement différentes, ce qui rend difficiles les tâches de synthèse et de validation du système global. Pour bien définir le contexte de l'étude, nous avons choisis dans ce premier chapitre d'aborder les aspects généraux pour la caractérisation et l'évaluation des performances des systèmes de communication. Nous débuterons par un bref descriptif des éléments constitutifs d'une structure générale de systèmes d'émission-réception radiofréquences, de leur rôle et leur fonctionnement. Nous poursuivrons par présenter le principe des modulations nécessaires à tout système de communication. Enfin, nous terminerons par une description des principales méthodes et outils de simulation permettant d'arriver à un dimensionnement le plus judicieux possible du système considéré. Le but de ce chapitre est d'introduire les notions de base du fonctionnement d'une chaîne de communication.

II. Système d'émission-réception radiofréquences

II.1. Description générale d'un système émetteur-récepteur complet

Les voies d'émission et de réception regroupent la plupart des fonctions électroniques de base utilisées dans le domaine de télécommunication telles que des mélangeurs, amplificateurs faible bruit, filtres, amplificateurs de puissance. Une représentation synoptique d'une unité de communication typique est donnée sur la Figure I-1. On distingue classiquement deux parties dans un système de télécommunication : une partie numérique (bande de base), correspondant à la génération et au traitement et codage de l'information et une partie analogique (RF), correspondant à la génération et au traitement de signaux hautes fréquences (modulation/démodulation, transposition de fréquence et transmission/réception). C'est sur ce dernier segment que porte notre analyse.

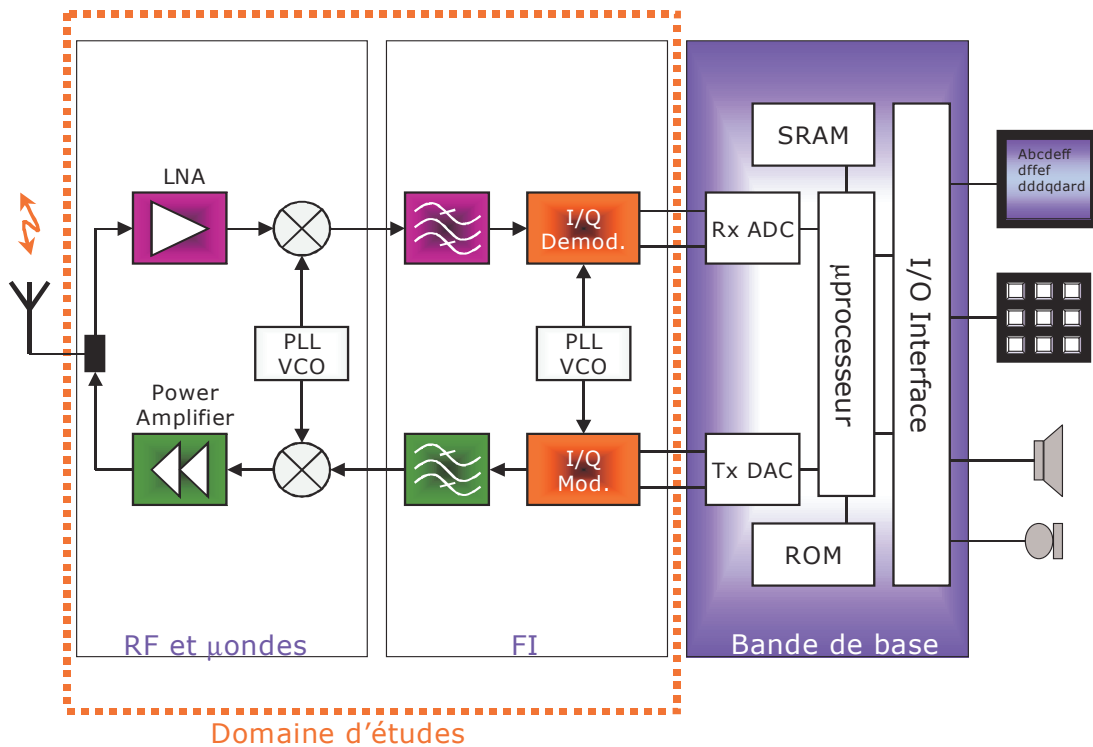


Figure I-1: Synoptique d'une unité de communication mobile

Aujourd'hui, dans les systèmes de communications radio modernes [I-1], qu'ils soient embarqués (téléphone, satellite) ou fixes (stations de base, réseaux hertziens), la partie numérique prend une place de plus en plus importante au dépend de la partie analogique, qui ne présente en apparence qu'une moindre complexité. Cette dernière prend en charge la transposition de fréquence du signal bande de base aux fréquence microondes (et inversement) afin de permettre sa transmission (réception) par voie hertzienne ou par fibre optique. Cette cellule réalise plusieurs fonctions principales [I-2] [I-3] qui sont :

- La génération des fréquences porteuses ou synthèse des fréquences ;
- La modulation / démodulation des porteuses par l'information en bande de base ;
- Le filtrage et le multiplexage/démultiplexage des canaux RF et hyperfréquence ;
- La transposition de fréquence en fréquence intermédiaire ou en bande de base ;
- L'amplification faible bruit et de puissance.

Les émetteurs et récepteurs peuvent être conçus de diverses manières [I-4] [I-5], mais on retrouve généralement les principaux composants dont les principales caractéristiques vont être détaillé successivement dans les paragraphes suivants.

II.2. La transposition de fréquence

Les éléments principaux intervenant dans la transposition de fréquence sont le mélangeur et l'oscillateur.

II.2.1. Le mélangeur

Le mélangeur [I-6][I-7] est un dispositif essentiel des systèmes de communications, puisqu'il permet d'effectuer les décalages de fréquence en émission en transposant le signal utile en hautes fréquences et en réception en abaissant la fréquence afin de démoduler le signal de façon efficace. Le signal d'entrée à la fréquence F_{RF} est transposé à la fréquence intermédiaire de sortie F_I (Figure I-2) grâce à un second signal d'entrée, appelé oscillateur local dont la fréquence F_{OL} est égale à la différence entre F_{RF} et F_I . Cette opération de mélange conduit à l'obtention d'une composante fréquentielle à la fréquence différence ($|F_{OL} - F_{RF}|$) mais également à la fréquence somme ($F_{OL} + F_{RF}$). Cette dernière peut aisément être éliminée par un filtrage de type passe-bas ou passe-bande. En général, les contraintes imposées au mélangeur sont fortes en terme de gain, de bruit, de linéarité et d'isolation. Le premier mélangeur de la chaîne de réception est critique car il détermine la linéarité de la chaîne.

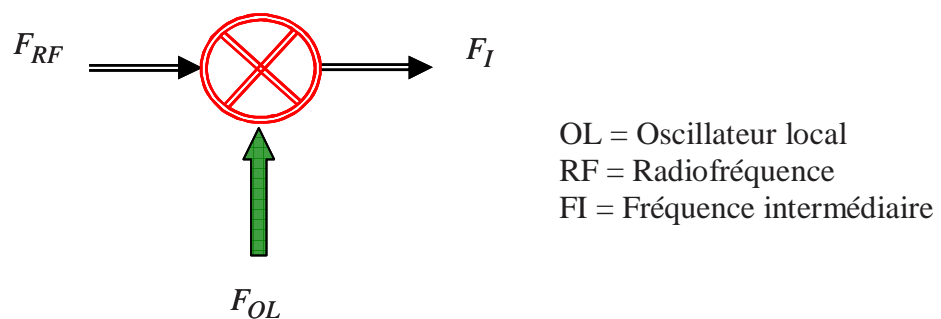


Figure I-2 : Schéma d'un mélangeur

II.2.2. L'oscillateur

Les oscillateurs [I-8][I-9] sont utilisés à tous les niveaux d'un système de communication. En particulier, on a souvent besoin d'un générateur de fréquence de référence pour la sélection du canal de transmission. Dans les circuits d'émission-réception, la pureté spectrale de l'oscillateur local est le premier paramètre limitatif de la qualité des liaisons puisque son bruit se superpose au signal utile. Comme indiqué précédemment, les oscillateurs interviennent souvent comme une des entrées des mélangeurs. De fait, la qualité d'un récepteur RF dépend grandement de la pureté spectrale de l'oscillateur local.

Il existe une grande variété d'oscillateurs : sinusoïdaux à fréquence fixe (oscillateur à quartz), à fréquence variable (oscillateur à réseau LC, oscillateur commandé en tension (VCO)), non sinusoïdaux (oscillateurs à relaxation)... [I-10]

Les caractéristiques principales d'un oscillateur sont :

- Le type de l'oscillateur : Hartley, Colpitts, Clapp, Vackar, Seiler ou autre ;
 - La fréquence d'oscillation ;
 - La plage de fréquence d'accord : elle est définie pour un oscillateur contrôlé en tension et correspond à la bande passante de l'oscillateur. Si l'oscillateur est variable en fréquence, cette variation peut s'exprimer en pourcentage de la fréquence centrale ;
 - La linéarité de l'accord de l'oscillateur : on recherche une variation linéaire de la fréquence d'oscillation avec la tension appliquée à l'élément d'accord ;
 - La puissance du signal d'oscillation (de sortie) ;
 - La distorsion d'amplitude (réjection d'harmonique n) : elle correspond à l'écart de puissance entre le fondamental et l'harmonique n ;
 - La distorsion de phase ou bruit de phase, ou pureté spectrale : c'est un des principaux défauts qu'un oscillateur peut présenter. Il apparaît une variation de phase du signal sur un cycle, ce qui génère du bruit ;
 - Le pushing : sensibilité de l'oscillateur à des variations de tensions d'alimentation ;
 - La stabilité en température.
-

II.3. Le filtrage

Dans une chaîne de communication, des filtres sont omniprésents, qu'ils soient analogiques (passifs, actifs) ou numériques. Suivant l'architecture retenue, leur fonction et leur place dans le système de communication, les filtres sont utilisés pour sélectionner une bande de fréquence spécifique et atténuer les fréquences indésirables en dehors de bande. Ils peuvent aussi servir à moduler la forme d'un signal dans le but de réduire la bande de fréquence occupée. Les contraintes de filtrage en terme de fréquence centrale, de sélectivité et de pertes d'insertion déterminent les possibilités d'intégration.

II.4. La génération de fréquence

Nous nous limiterons à la présentation de la génération de fréquence la plus utilisée dans les systèmes de communication actuels, la synthèse par Boucle à Verrouillage de Phase (ou PLL : Phase Locked Loop).

II.4.1. Boucle à Verrouillage de Phase

Il s'agit du bloc concerné par une partie des travaux de cette thèse. Les boucles à verrouillage de phase sont des systèmes à contre-réaction où les variables d'état sont la phase d'un signal électrique et ses dérivées [I-11] [I-12] [I-13]. La fonction de la PLL consiste à synchroniser en phase et en amplitude deux signaux sur une plage de fréquence précise, ce qui n'est pas possible à l'aide d'oscillateurs classiques. L'idée basique est de comparer et de réajuster la fréquence d'oscillation issue d'un VCO (f_{VCO}) par rapport à une fréquence de référence (f_{ref}) beaucoup plus stable (oscillateur à quartz). Le principe de fonctionnement d'une PLL est illustré ci-dessous :

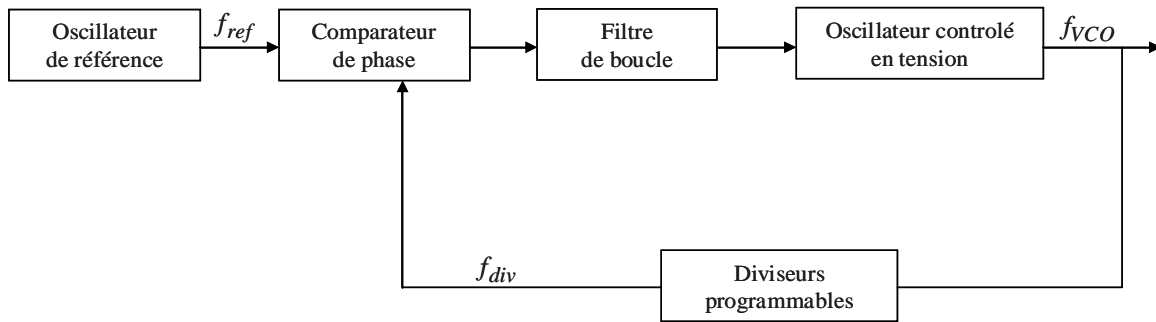


Figure I-3 : Synoptique d'une PLL

Les PLLs ont des applications diverses dans les systèmes de communications, parmi lesquelles on peut citer la démodulation de fréquence [I-12][I-14], la récupération de porteuse [I-15][I-16] et la synthèse de fréquence [I-17][I-18][I-19]. Cette dernière fait souvent partie des dispositifs tels que les émetteurs et récepteurs des systèmes de transmission. Les contraintes sur les blocs de la PLL sont différentes en fonction du type d'utilisation. Le principe de fonctionnement d'une PLL pour la synthèse de fréquence ainsi que la description succincte des éléments la constituant seront abordés plus en détail chapitre 2.

II.5. L'amplification faible bruit et de puissance

II.5.1. L'amplificateur faible bruit (LNA : Low Noise Amplifier)

L'amplification faible bruit est une fonction primordiale de toute chaîne de réception. En effet, ses caractéristiques en bruit, gain et linéarité conditionnent très fortement la performance en bruit de toute la chaîne. Ces trois caractéristiques influent sur la gamme de puissance des signaux que peut traiter la voie de réception.

II.5.2. L'amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance est un élément clé des systèmes de communication. Son impact sur la chaîne de transmission est le plus critique car il en affecte notablement les performances globales en terme de consommation et d'intégrité du signal. Un des problème-clés de l'amplificateur est la distorsion non linéaire présentée par celui-ci. L'étude de ces phénomènes ainsi que leur modélisation font l'objet principal de ce mémoire.

Après avoir présenté les différents composants les plus couramment rencontrés dans le segment analogique des systèmes de communication, nous allons à présent nous intéresser aux signaux qui les parcourent, en particulier les signaux à modulation numérique complexe. L'utilisation de ce type de signaux est justifiée par la capacité de ces derniers à contenir une importante quantité d'information sans consommer des ressources physiques considérables, comme la largeur de bande ou la puissance.

III. Modulations numériques des signaux à enveloppe complexe

Dans un système émetteur-récepteur, l'information à transmettre (voix numérisée, données numériques...) est un signal en bande de base. La modulation permet de transformer ce dernier en signal RF avec une efficacité spectrale importante pour une transmission efficace. Elle consiste à modifier dans le temps les trois caractéristiques de base de la porteuse, à savoir l'amplitude, la phase ou la fréquence. On parle alors de modulation d'amplitude (M-ASK), de phase (M-PSK), de fréquence (M-FSK) ou de modulations mixte (Amplitude et Phase, M-QAM), où M représente le nombre d'états du signal modulant.

III.1. Formalisme d'enveloppe complexe en bande de base

Un signal RF modulé s'écrit sous la forme suivante [I-20] :

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad \text{Eq. I-1}$$

où $A(t)$ représente la variation instantanée de l'enveloppe du signal (amplitude), $\varphi(t)$ la variation de phase instantanée et $\omega_0 = 2\pi f_0$ représente la pulsation de la porteuse située au centre de la bande du signal. Analytiquement, l'écriture complexe de $x(t)$ est la suivante :

$$x(t) = \Re\{A(t)e^{j\varphi(t)}e^{j\omega_0 t}\} = \Re\{\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t}\} \quad \text{Eq. I-2}$$

où $\tilde{x}(t)$ représente l'enveloppe complexe du signal, appelée aussi signal bande de base, dont la variation est lente par rapport à la fréquence porteuse f_0 . Toute l'information utile est

contenue dans ce signal. Une décomposition de type bande de base se définit par une opération de translation de spectre du signal analytique $x(t)$ de façon que la fréquence centrale f_0 se retrouve en zéro. La Figure I-4 illustre les représentations spectrales du signal $X(\omega)$ et de son enveloppe complexe $\tilde{X}(\Omega)$ ($\Omega = \omega - \omega_0$).

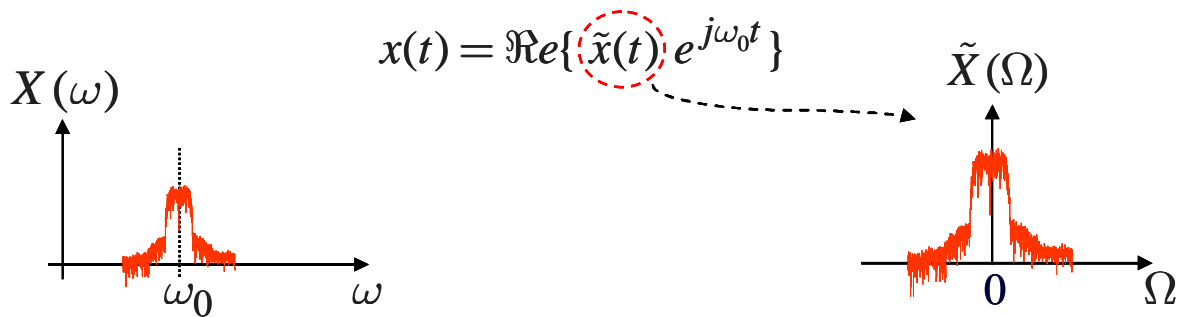


Figure I-4: Description en bande de base du signal

L'intérêt majeur de cette abstraction réside dans la réduction du nombre de points d'échantillonnage sans perdre l'information. En effet, la fréquence d'échantillonnage Fe doit simplement vérifier la relation $Fe \geq BW$ (BW étant la bande passante du dispositif) au lieu de $Fe \geq 2(f_0 + BW/2)$, ce qui offre sur le signal réel des avantages non négligeables sur les temps de calcul et de simulation. Le signal $\tilde{x}(t)$ est un signal complexe, il s'exprime alors de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\tilde{x}(t) &= A(t) e^{j\varphi(t)} \\ &= \underbrace{A(t) \cos(\varphi(t))}_{I(t)} + j \underbrace{A(t) \sin(\varphi(t))}_{Q(t)}\end{aligned}\tag{Eq. I-3}$$

Les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe sont souvent appelées composantes IQ qui présentent la particularité d'être en quadrature dans le plan complexe. Ceci peut être représenté dans le plan complexe, nommé aussi diagramme de constellation de phase [I-21], Figure I-5.

Nous pouvons remarquer que les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont respectivement les parties réelle et imaginaire de l'enveloppe complexe, et que les signaux $A(t)$ et $\varphi(t)$ sont respectivement le module et la phase de l'enveloppe complexe qui contiennent toute l'information.

Les formules de transformation sont les suivantes :

$$\begin{aligned} I(t) &= A(t) \cos(\varphi(t)) \\ Q(t) &= A(t) \sin(\varphi(t)) \end{aligned} \quad \text{Eq. I-4}$$

$$\begin{aligned} A(t) &= \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \\ \varphi(t) &= \tan^{-1} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) = \arg[I(t) + jQ(t)] \end{aligned} \quad \text{Eq. I-5}$$

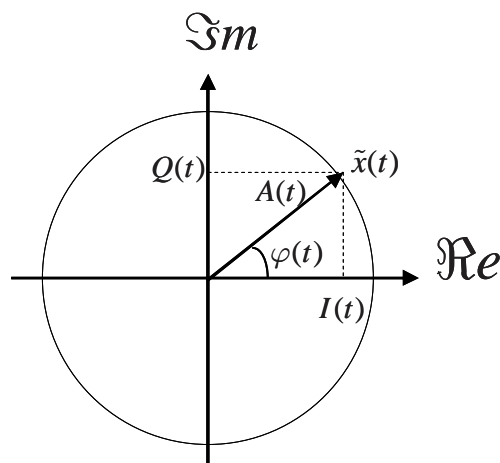


Figure I-5: Représentation graphique de l'enveloppe complexe

Le signal réel $x(t)$ s'exprime en fonction de $I(t)$ et $Q(t)$ de la façon suivante :

$$x(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad \text{Eq. I-6}$$

III.2. Les modulations numériques

En télécommunications, les modulations numériques couramment rencontrées (QPSK, 16QAM, BPSK, etc), sont très utilisées dans les phases de l'évaluation des performances et de la vérification des facteurs de mérite que sont généralement l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et l'EVM (Error Vector Magnitude).

A titre d'exemple, nous présentons brièvement le principe de modulation numérique en amplitude et en phase 16-QAM (16-Ary Quadrature Amplitude Modulation), qui nous servira en particulier de signal de validation des modèles d'amplificateur.

Les modulations QAM sont des modulations par sauts d'amplitude ou de phase ou d'amplitude et de phase combinées. Dans la modulation 16-QAM, les 16 états sont formés à partir de 4 combinaisons des bits sur la voie I et 4 combinaisons sur la voie Q. Ainsi les variations de l'amplitude et de la phase du signal modulé, permettent les transitions entre ces 16 états. La Figure I-6 représente le synoptique d'un modulateur M-QAM d'amplitude et de phase combinées incluant un amplificateur non linéaire et les trames I et Q des signaux en entrée et en sortie.

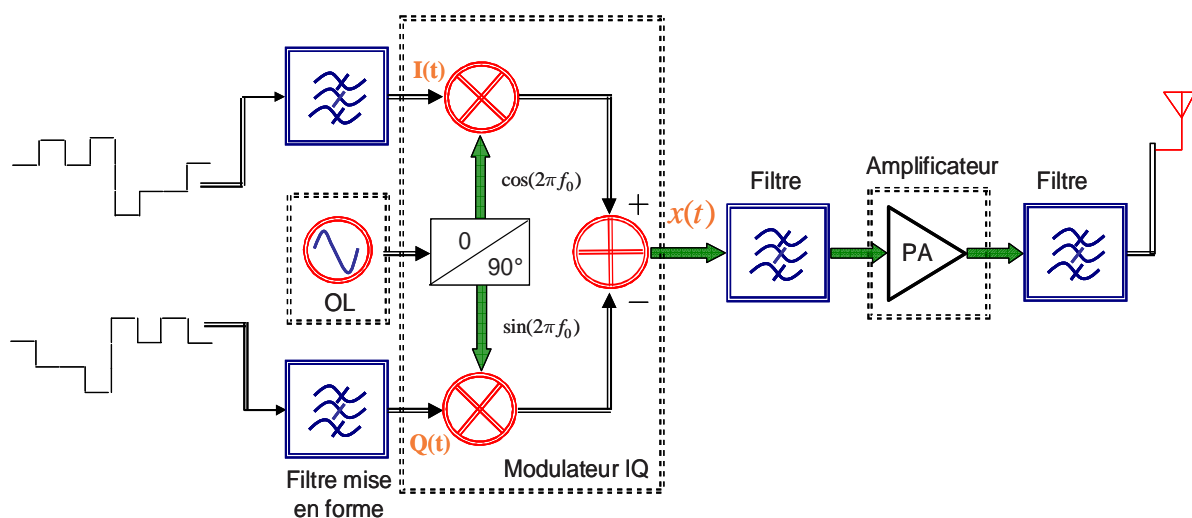


Figure I-6: Schéma de principe d'un modulateur M-QAM

On peut décomposer le processus de modulation en deux étapes :

- La modulation par une porteuse RF;
- Le filtrage (typiquement cosinus redressé avec un facteur d'atténuation de 0.22).

- La modulation:

Le signal $x(t)$ modulé M-QAM est obtenu en combinant linéairement deux modulations d'amplitude en quadrature : le signal $I(t)$ modulant la porteuse $\cos(2\pi f_0)$, et le signal $Q(t)$ modulant la porteuse en quadrature $\sin(2\pi f_0)$. Les composantes $I(t)$ et $Q(t)$ peuvent prendre plusieurs états et varient au rythme des débits de données à transmettre comme le montre l'exemple suivant d'un signal modulé 16-QAM (Figure I-7). La porteuse est modulée par les signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

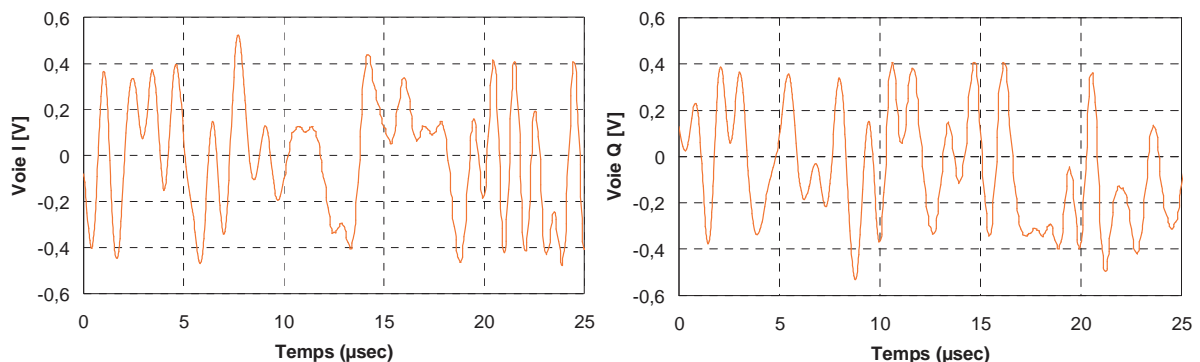


Figure I-7 : Variation temporelle des voies I et Q pour une modulation 16-QAM de débit 2 MB/s

- le Filtrage :

Le filtrage permet de réduire significativement la largeur de bande de transmission sans perdre le contenu des données numériques. Pour cela, il atténue les composantes fréquentielles indésirables telles que les remontées d'oscillateurs locaux, le plancher de bruit et les produits d'intermodulation qui viennent dégrader la qualité de la liaison. Il adoucit les transitions rapides d'amplitude, de phase ou de fréquence du signal d'entrée. Pour ce type de

modulation, le filtrage consiste à appliquer indépendamment le filtre sur chacune des composantes I et Q du signal modulé.

IV. Techniques de simulation des circuits et systèmes

Face à la complexité des systèmes de communication et leur coût de réalisation important, la simulation a été et reste toujours l'outil privilégié pour en évaluer les performances et en étudier le comportement sans la nécessité d'une implémentation physique au préalable. Ces systèmes font appel à un ensemble d'équipements très variés qui réalisent des opérations différentes. La conception de chaque partie des équipements demande l'utilisation d'outils de simulation différents selon la description de sa topologie et les fonctionnalités de ses composants. Ainsi, il existe des techniques de simulations [I-22] adaptées aux circuits fonctionnant en régime linéaire, en régime non linéaire ainsi qu'aux circuits fonctionnant en bande de base. Une expérience de simulation réussie dépend, en partie, de la sélection adéquate de l'outil utilisé. De ce fait, et pour des raisons de compétitivité, elle doit être la plus rapide et la plus fiable possible. Cette partie présente les concepts de base de la simulation et les différentes techniques existantes.

IV.1. Classification des méthodes de simulation

Il existe aujourd'hui un nombre important de logiciels proposant des techniques d'analyse adaptées à des simulations *circuits* et *systèmes*, selon le niveau hiérarchique de conception [I-23] et permettant de rendre compte des performances d'éléments utiles à la conception de la chaîne globale décrits précédemment. Cette méthodologie hiérarchique met en balance finesse de description et complexité des signaux véhiculés. On peut ainsi faire apparaître trois niveaux de simulation (*système – circuit – composant*), comme illustré ci-dessous :

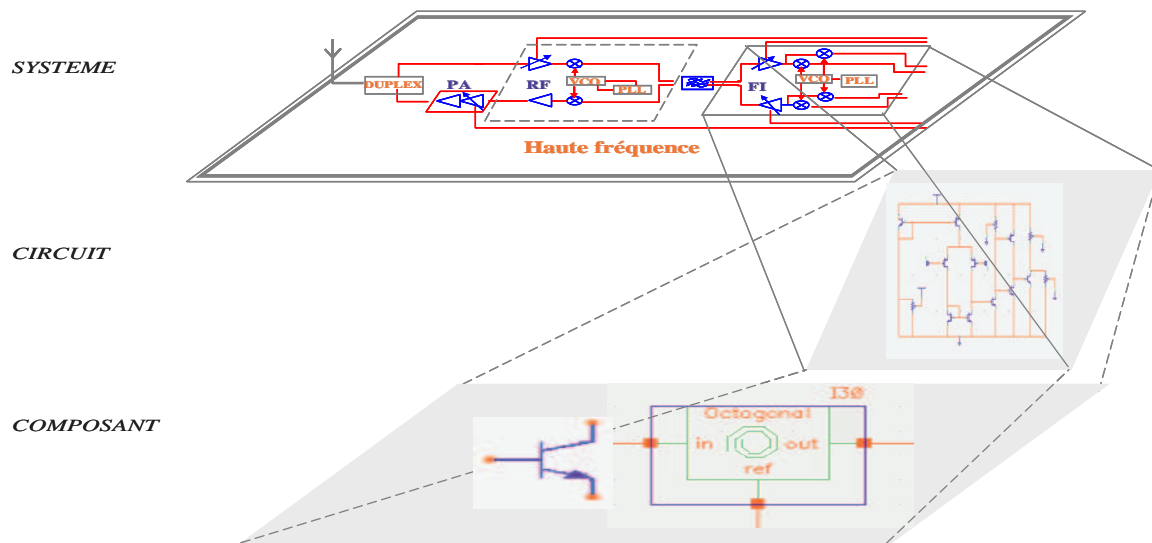


Figure I-8 : Décomposition hiérarchique de simulation

Cette méthodologie consiste à décomposer le problème de conception d'un système complexe en une suite de problèmes élémentaire, plus facile à appréhender. Le but visé est d'obtenir au premier coup un circuit répondant aux spécifications, permettant ainsi d'éliminer les erreurs de choix architecturaux dès les premières phases de la conception. Le Tableau I-1 décrit l'aspect structurel pour chaque niveau d'abstraction.

Niveau d'abstraction	Représentation comportementale	Représentation structurelle
Système	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Fonctions de transfert ➤ Schémas-blocs $H(s)$, $H(z)$ ➤ Domaine fréquentiel ➤ Domaine temporel ➤ Domaine Analogique/Digital 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Convertisseurs A/D, D/A, PLL, Filtres, Sommateur, Intégrateur, Multiplieur
Circuit	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Macro-modèles 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Composants actifs intégrables (MOS, BJT) ➤ Éléments passifs R, L, C ➤ Sources contrôlées
Composant	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modèles de composants 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Layout des composants : propriétés physiques ou géométriques, interactions électromagnétiques, effets d'échauffement

Tableau I-1 : Classification hiérarchique des systèmes de communication

Ainsi le plus bas niveau concerne les « **composants** » dont les simulateurs décrivent les propriétés physiques et géométriques en faisant appel aux équations de transport des charges et des particules au sein des semi-conducteurs. Un élément du niveau supérieur « **circuit** » est défini comme une interconnexion de composants et est représenté par un macro-modèle (ou sous-bloc) dont on peut décrire les phénomènes en faisant appel à des expressions mathématiques ou à des schémas équivalents.

Afin de rendre compte et concevoir le comportement non linéaire des fonctions pour ce niveau hiérarchique, les formalismes de simulation utilisés dits « simulateur *circuit* » sont les suivants :

- L'analyse DC : Elle détermine le comportement en régime statique du système ;
- L'analyse AC linéaire : Elle permet d'effectuer une analyse fréquentielle bas niveau en incluant éventuellement des conversions de fréquence. Elle est basée sur le calcul des paramètres de transfert comme le gain en tension, le gain en courant, les transimpédances et transadmittance;
- La simulation des paramètres S : C'est un cas particulier de l'analyse AC linéaire. Son fonctionnement repose sur l'utilisation des paramètres de transfert pour déterminer des rapports d'onde aux accès du système pour un point de fonctionnement linéarisé (petit signal) autour du point de polarisation ;
- La simulation temporelle (transitoire) : Elle permet la détermination de l'évolution temporelle des signaux du système ;
- La simulation en équilibrage harmonique (HB) : Elle détermine le régime établi dans le domaine fréquentiel ;
- La simulation d'enveloppe : Elle détermine le régime transitoire des enveloppes des signaux.

Enfin, le niveau « **système** » est analysé par des simulateurs de type « système » permettant l'assemblage de blocs de modèles issus de la simulation circuit (analogiques et numériques), donnant ainsi naissance à une structure complexe.

Au cours de nos travaux, nous nous sommes intéressés, de manière plus générale, aux techniques de simulation pouvant être utilisées pour la simulation de dispositifs non linéaires excités par des porteuses multi tons ou modulées. Nous allons maintenant donner les caractéristiques essentielles de ces techniques, en mettant l'accent sur leurs points forts et leurs limitations.

IV.2. La simulation temporelle

La simulation temporelle prend en compte tous les niveaux de décomposition du système et en permet l'analyse pour tout type d'excitation (périodique, impulsionnelle, aléatoire, etc). Toutefois elle est surtout destinée à l'analyse de circuit à transitoire rapide.

Son principe repose sur la décomposition d'un circuit électronique en éléments, lui associer un modèle d'équations mathématiques puis à calculer numériquement sa réponse à une excitation spécifique [I-24]. Il s'agit de décrire chaque élément constituant le circuit à l'aide de composants de base (résistance, capacité, inductance, sources, éléments semi-conducteur,...). A partir du schéma équivalent ainsi obtenu, la résolution du système s'obtient de proche en proche d'une part en appliquant les contraintes de connexions imposées par les loi de Kirchhof [I-25] et, d'autre part, en résolvant numériquement les équations du circuit électrique par discrétisation de l'axe des temps. Le fonctionnement du circuit peut ainsi être formalisé par un système d'EDA (Equations Différentielles Algébriques) ordinaires, linéaires ou non linéaires, de dimension N, de la forme :

$$f(x(t),t) = \frac{d}{dt}q(x(t)) + i(x(t)) + u(t) = 0 \quad \text{Eq. I-7}$$

Où $x: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^N$ est le vecteur des tensions et courants de branches, $q: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^N$, $i: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^N$ et $u: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}^N$ sont respectivement les équivalents « nodal modifié » des charges et des flux des éléments réactifs, des courants convectifs et des générateurs d'excitation. Cette équation fait apparaître des dérivés des charges et flux $\frac{d}{dt}q(x(t))$ dont le calcul approché est réalisé à l'aide des formules LMS (Linear Multistep) telles que la formule d'Euler, du Trapèze ou de Gear Schiman [I-26][I-27]. En appliquant ces approximations, le système d'équations différentielles est ainsi transformé en système d'équations algébriques que l'on résout à l'aide des méthodes de résolution itératives telles que Newton, Newton-Raphson [I-28],... En d'autres termes le circuit dynamique, qu'il soit linéaire ou non linéaire, est transformé en un circuit purement « résistif ».

Cette méthode devient rapidement très complexe à mettre en œuvre lorsque le système comporte plusieurs éléments interconnectés entre eux, ou lorsque le nombre d'équations traduisant le comportement du circuit augmente. Dans ce cas, le principe de cette méthode se trouve mis en défaut pour des raisons de temps de calcul, de problème de convergence et de solutions instables et de volume de mémoire nécessaire au stockage des instants.

Cette méthode n'est pas bien appropriée pour l'analyse de systèmes excités par des signaux modulés dont la porteuse et l'enveloppe ont des constantes de temps très différentes, mais elle est efficace pour l'étude de la bande de base et pour connaître le régime transitoire du système. La méthode transitoire est inefficace dans les étages RF où les signaux sont typiquement composés d'une porteuse haute fréquence et d'une modulation lente, de même que dans des circuits contenant des éléments à forte sélectivité ou des dispositifs de contrôle automatique de gain. C'est de ce constat que sont nées les méthodes de différences finies et de shooting [I-29][I-30] permettant de calculer directement le régime permanent sans passer par le régime transitoire. Cependant, celles-ci présentent d'autres limitations non négligeables dans le cas des circuits microondes constitués des éléments distribués dispersifs (lignes de transmission). Pour remédier aux limitations de ces méthodes, les méthodes tempo-fréquentielle ont été conçues, dont la plus populaire est la méthode dite de l'Harmonique Balance ou équilibrage harmonique. Avec ce type d'analyse, le régime établi des dispositifs est calculé directement.

IV.3. La simulation tempo-fréquentielle

IV.3.1. Equilibrage harmonique

L'équilibrage harmonique [I-31][I-32] est la technique la plus adaptée au calcul du régime permanent des circuits non linéaires dans le domaine des fréquences micro-ondes (fréquence et puissance de fonctionnement). Cette technique est utilisée généralement pour prévoir la distorsion harmonique et la distorsion d'intermodulation des circuits RF (amplificateurs, mélangeurs...). Il s'agit d'une méthode tempo-fréquentielle qui se présente comme une solution intermédiaire entre la méthode temporelle et la méthode fréquentielle. De ce fait,

cette méthode est basée sur des signaux d'excitation périodiques ou quasi-périodiques, ce qui permet d'envisager une composition sur une base de fréquences qui facilitera ensuite le passage d'un domaine à l'autre. Le modèle électrique d'un circuit peut être décomposé en différents blocs regroupant :

- Les éléments linéaires ;
- Les sources non linéaires (diodes, transistors...) ;
- Les générateurs ;
- Les commandes des sources non linéaires.

L'idée de la méthode d'équilibrage harmonique est de décomposer le circuit à étudier en un sous-circuit linéaire qui ne comprendra que des éléments linéaires et un sous-circuit non linéaire qui ne comprendra que des éléments non linéaires. Les deux domaines sont ensuite raccordés par des techniques de transformations de Fourier très performantes de façon à minimiser les temps de calcul.

On peut alors représenter le système par le schéma de la Figure I-9 :

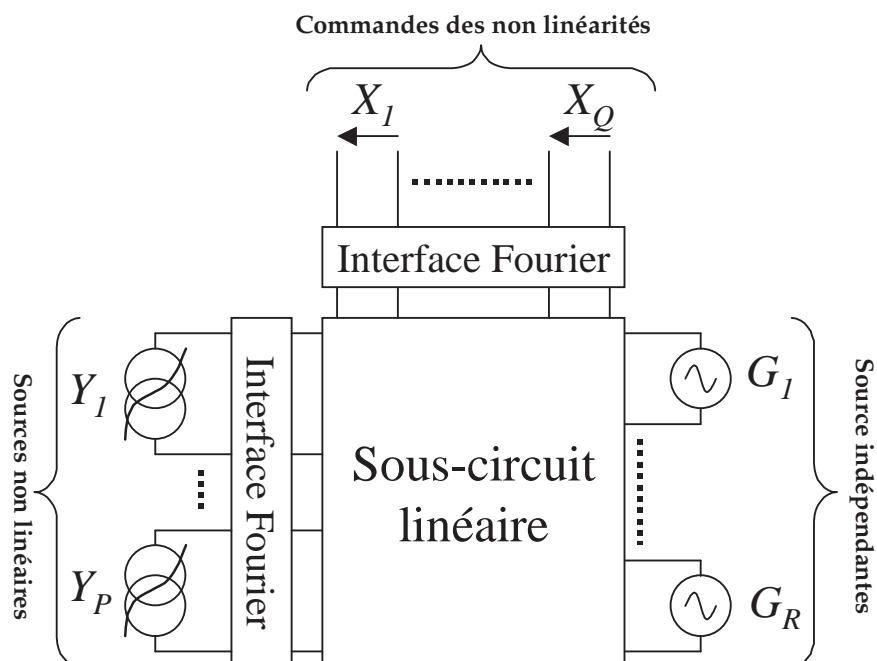


Figure I-9 : Synoptique d'équilibrage harmonique

Le vecteur G correspond aux sources externes (polarisation et sources alternatives), le vecteur Y aux sources non linéaires du modèle électrique équivalent (source de courant, tension, charge ou flux commandée entre deux nœuds) et X le vecteur des variables de commandes des sources non linéaires.

A partir de cette analyse, nous pouvons décrire le processus de l'équilibrage harmonique en plusieurs étapes :

- La décomposition du système en deux sous-circuits, un sous-circuit linéaire comprenant que des éléments linéaires et un sous-circuit non linéaire comprenant que des éléments non linéaires ;
- Le couplage des deux sous-circuits linéaire et non linéaire en utilisant une transformée de Fourier ;
- L'analyse et le traitement nodales et la mise en équation des tensions et courants de tous les nœuds du réseau à l'interface entre les deux parties (vérification des lois de Kirchoff, ajustement des conditions initiales si besoin à l'aide d'un processus itératif...) et la génération des matrices de transfert des non linéarités et des sources indépendantes;
- La résolution du système d'équations non linéaires à l'aide de méthodes numériques telles que Newton-Raphson ou Krylov [I-33].

De par cette décomposition, l'équation de l'équilibrage harmonique peut s'exprimer de la façon suivante :

$$F(\hat{X}_K) = \hat{X}_K - \hat{A}_K \cdot \hat{Y}_K(\hat{X}) - \hat{B}_K \cdot \hat{G}_K = 0 \quad \text{Eq. I-8}$$

où \hat{A}_K et \hat{B}_K sont respectivement les matrices de transfert des non linéarités vers les commandes et des sources indépendantes vers les commandes et K est l'indice de la composante fréquentielle que l'utilisateur définit en fixant le nombre de fréquences et l'ordre de multiplicité des produit d'intermodulation du signal d'entrée. Le choix de ce dernier résulte d'un compromis entre la rapidité de calcul et la précision de la solution souhaitée. Cependant

cette méthode est à proscrire lorsque le nombre de variables de commande est important et que l'on souhaite prendre en compte un nombre élevé de fréquences d'intermodulation.

D'un point de vue fréquentiel, dans la réalité les signaux issus des systèmes de communication ne pouvant être que des signaux à modulation complexe et numérique, cette méthode s'avère ainsi inadaptée pour l'évaluation des performances et on lui préfère la méthode du transitoire d'enveloppe [I-34][I-35][I-36].

IV.3.2. Transitoire d'enveloppe

Contrairement à la méthode d'intégration temporelle, la méthode du transitoire d'enveloppe permet de calculer plus efficacement le comportement transitoire à long terme de certains circuits RF (émetteurs, récepteurs, amplificateurs de puissance, PLLs...). Elle part du postulat que l'information utile est contenue dans l'enveloppe de dynamique lente transposée sur une porteuse ayant une dynamique rapide. Le principe de base de cette méthode consiste à combiner une méthode d'intégration temporelle pour l'analyse du comportement de l'enveloppe et la méthode d'équilibrage harmonique pour l'analyse autour des fréquences porteuses afin d'en déduire la réponse du système non linéaire. De façon générale, tout signal modulé peut s'écrire sous forme d'un ensemble d'enveloppes complexes autour de chaque harmonique de la porteuse, soit :

$$x(t) = \Re e \left(\sum_{k=0}^N \hat{X}_k(t) \cdot e^{j \cdot k \cdot \omega_0 \cdot t} \right) \quad \text{Eq. I-9}$$

Où k est le nombre d'harmonique choisi suivant la pulsation de la porteuse et $\tilde{X}_k(t)$ est l'enveloppe complexe de l'harmonique k à la fréquence ω_0 . Le principe de cette analyse consiste donc, à échantillonner l'enveloppe du signal modulé suivant la dynamique de l'enveloppe. Ensuite, chaque tronçon est analysé à l'aide de la méthode d'équilibrage harmonique.

Le résultat de l'analyse est un spectre composé des fréquences élémentaires d'analyse (fréquence porteuse et toutes ses harmoniques) dont l'amplitude et la phase varient au cours du temps. Deux types d'interprétations sont alors possibles :

- On peut connaître à un instant t_n l'amplitude et la phase de chaque composante du spectre.
- On peut également, pour une fréquence f_0 fixée, connaître la variation temporelle de l'amplitude et de la phase autour des différentes harmoniques $k.f_0$ et, par transformation de Fourier, obtenir l'occupation spectrale autour de f_0 .

Le principe est illustré par la Figure I-10 :

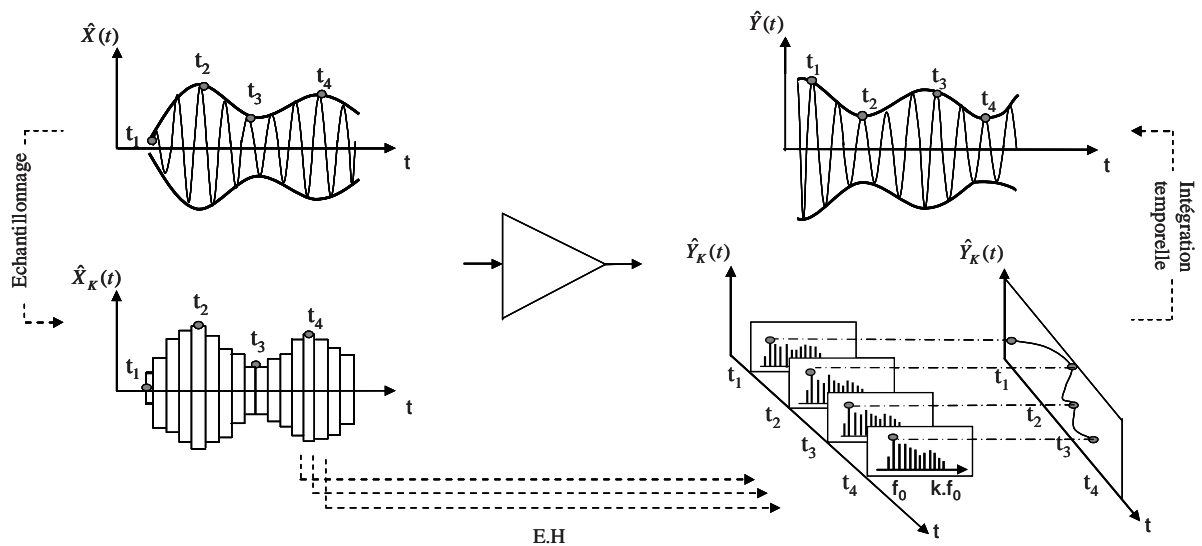


Figure I-10 : Illustration graphique du principe du transitoire d'enveloppe

Comme le montre l'illustration ci-dessus, l'enveloppe temporelle du signal de sortie est reconstituée pour chaque échantillon d'enveloppe par intégration temporelle. Cette technique permet alors de s'affranchir des limitations décrites précédemment en conciliant les avantages de l'équilibrage harmonique et de l'intégration temporelle.

Malgré les progrès considérables réalisés sur les techniques de simulation de type « circuit » (temps et garanties de précision raisonnables), les outils de simulation « système », ont connu un développement moindre, et restent encore aujourd'hui relativement sommaires. Ces limitations apparaissent essentiellement lors de la validation du fonctionnement de l'ensemble de sous-systèmes (émetteur, récepteur, transpondeur, etc.). En effet, la vitesse de simulation et la capacité de convergence des simulateurs système sont fortement conditionnées par le nombre de transistors qui est de plusieurs dizaines de milliers pour le segment HF et de centaines de milliers pour le segment BF. Cette limitation ne peut être résolue qu'en passant par l'élaboration des éléments à un niveau plus élevé que celui des transistors, sans perte significative d'information. La définition de cette représentation est l'objet de la modélisation système, aussi appelé modélisation comportementale » ou « modélisation boîte noire ».

IV.4. La modélisation comportementale

La modélisation comportementale consiste à décrire les relations macroscopiques entre les signaux entrées/sorties du sous-système, sous forme de relations mathématiques simples, sans aucune visibilité sur la dynamique interne, comme illustré par la Figure I-11 :

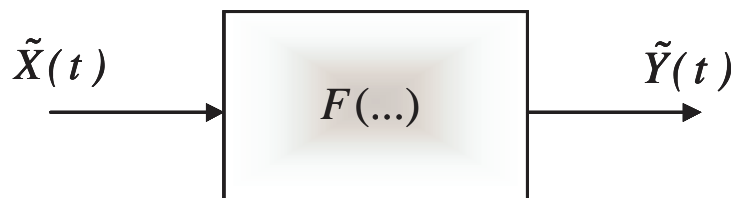


Figure I-11 : Schéma de principe d'un modèle comportementale

Elle désigne plutôt une représentation fonctionnelle de haut-niveau, par opposition à une représentation structurelle (niveau transistor), consistant à décomposer le système en un ensemble de blocs fonctionnels. Le schéma de chaque blocs, ou de seulement de quelques uns d'entre eux, peut alors être remplacé par une description uniquement fonctionnelle et plus abstraite.

Cette approche est indispensable pour la validation de systèmes complexes. Elle permet de réduire le temps de conception et de concevoir des circuits de plus grande qualité pour deux raisons essentielles :

- La simulation comportementale d'un circuit complexe est beaucoup plus rapide qu'une simulation effectuée avec une description transistors : le concepteur peut donc réaliser plus d'essais ;
- La description comportementale de chaque bloc doit conduire à une définition très précise de ses spécifications, ce qui permet d'éviter des erreurs de conception et d'obtenir un circuit optimal.

La difficulté se situe principalement dans l'absence d'une démarche systématique dans l'élaboration des modèles comportementaux. En effet, de nombreux phénomènes peuvent être pris en compte en plus de la fonction nominale : les éléments parasites d'entrée/sortie, les non linéarités, le bruit, la mémoire, les désadaptations, les couplages, ... En fait, le contenu des modèles comportementaux dépend surtout de la précision souhaitée et des outils d'analyse disponible. Cette dépendance a ouvert un champ de recherche très actif. Si le problème est relativement bien maîtrisé pour les blocs linéaires, celui-ci est loin de l'être pour ce qui concerne les blocs non linéaires (synthétiseur, amplificateurs, convertisseurs, etc...). Dans ce contexte, il apparaît clairement qu'une méthodologie des modèles non linéaires doit être défini pour faciliter le travail de modélisation des concepteurs. C'est une des contributions de cette thèse, où nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la modélisation comportementale des blocs d'amplificateurs de puissances et des synthétiseurs de fréquences présents dans les têtes d'émission/réception des systèmes de communication. Cette étude fera l'objet des deux chapitres suivants. Dans le premier chapitre, elle sera abordée par l'analyse des boucles à verrouillage de phase destinées à la synthèse de la fréquence afin d'en faciliter la compréhension et d'en évaluer les performances, et dans le chapitre suivant et pour la suite de cette mémoire nous nous concentrons sur la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance.

V. Conclusion

Ce premier chapitre a succinctement présenté le contexte lié à la simulation et la modélisation des systèmes de communication. On a tout d'abord énoncé les blocs fonctionnels les plus couramment rencontrés dans le segment analogique HF des systèmes de communication, leurs fonctions ainsi que la nature des signaux à modulation complexe qui les parcourent. Dans un second temps, nous avons dressé un état de l'art des différentes techniques disponibles pour la conception des systèmes de communication. Nous avons pu ainsi mettre en avant les différentes méthodes d'analyses tant au niveau circuit qu'au niveau système.

Le Tableau I-2 donne en résumé, pour les différentes méthodes de simulation circuit, une étude comparative, de leurs principaux avantages ainsi que leurs limitations en terme de rapidité et de fiabilité.

Outre que le développement des techniques de simulation de type « circuit », la recherche des méthodologies de modélisation pour une simulation de type « système » conditionne en grande partie la prévision des performances et la validation du fonctionnement complet des systèmes de communication.

Nous avons indiqué l'importance de la modélisation qualifiée de comportementale tant au niveau des méthodologies de conception hiérarchique, qu'au niveau de la simulation et du diagnostic des limitations. Elle permet la décomposition d'un problème complexe en une suite de problèmes élémentaires et tente d'appréhender un module à partir de caractérisations externes sans connaissance de sa structure interne ou de sa technologie (modèle boîte noire). Ainsi la simulation à partir des modèles comportementaux permet alors de valider l'architecture et de fixer des contraintes sur les caractéristiques des divers blocs fonctionnels constituant la globalité du système complexe.

Méthode	Avantages	Limitations
IT	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Analyse du régime transitoire rapide 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Etats établis et spectres peu précis = temps de simulation et mémoire prohibitifs. ➤ Difficultés pour les éléments distribués dispersifs.
EH	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Rapidité de calcul pour les problèmes faiblement non linéaires. ➤ Analyse des modèles fréquentiels. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Signaux comportant un grand nombre de fréquences porteuses. ➤ Explosion d'occupation mémoire dans l'analyse des mélangeurs ou des circuits de grande densité (circuits intégrés RF)
TE	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Simulation de système excité par des porteuses modulées (enveloppe lente transposée sur une porteuse rapide). ➤ Faible occupation mémoire. ➤ Conciliation des points forts de l'EH et l'intégration temporelle (IT) 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Modulation bande étroite

Tableau I-2: Comparaison des principales méthodes de simulation des circuits RF

L'application de cette méthodologie aux circuits mixtes analogiques-numériques (convertisseurs A/D et D/A, boucle à verrouillage de phase ou PLL) est assez récente et reste une tâche difficile. Son succès dépend d'une caractérisation parfaite du circuit. Dans ce but, nous tentons, dans le chapitre suivant, de décrire le fonctionnement d'une PLL de la façon la plus exacte possible en reposant sur la modélisation comportementale des éléments constituant. Les boucles à verrouillage de phase ont le quasi-monopole de la synthèse de fréquences dans les circuits radio-fréquences, de la génération de la porteuse à celle de l'horloge de la conversion des données.

BIBLIOGRAPHIE**[I-1] J. MITOLA**

"Software Radio Architecture"

A Wiley-Interscience Publication, ISBN 0-471-38492-5, USA, 2000

[I-2] E. LEE, D. MESSERSCHMITT

"Digital Communication"

Kluwer Academic Publishers, ISBN 0898382742, Boston, 1988

[I-3] J. DUPRAZ

"Théorie du signal et transmission de l'information"

Edition Eyrolles, Paris, 1989

[I-4] B. RAZAVI

"RF MicroElectronics"

Univrsty of California, Los Angeles, Prentice Hall, 1998

[I-5] B. MANAI

"Méthode de dimensionnement de récepteurs radiomobiles à conversion directe. Application au filtrage à sélection de canal UMTS par la technique de capacités commutées"

Thèse de doctorat de l'ENST, Paris, 2002

[I-6] S. A. MAAS

"Microwave Mixers"

Artech house Publishers, 2° ed., INC, Boston, 1993

[I-7] V. GEFFROY

"Conception de circuits intégrés radiofréquences sur technologie CMOS pour des applications sans fil grand public : Application aux mélangeurs"

Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, N° d'ordre : 2002-, pp. 22-27, octobre 2002

[I-8] D. O. PEDERSON, K. MAYARAM

"Analog Integrated Circuits for Communication: Principles, Simulation and Design"

Kluwer Academic Publishers, 1991

[I-9] B. RAZAVI

"RF MicroElectronics"

Univrsty of California, Los Angeles, Prentice Hall, 1998

[I-10] T. H. LEE

"The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits"

Cambridge University Press, New York, 1998

[I-11] F. M. GARDNER

"PhaseLock Techniques"

3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2005

[I-12] W. F. EGAN

"Phase-Lock Basics"

John Wiley, 1998

[I-13] M. CURTIN, P. O'BRIEN

"Phase_Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters-part I"

Analogue Dialogue, 33(3): 1-4, 1999

<http://www.analog.com/library/analogDialog/index.html>

-
- [I-14] M. H. IZADI, B. LEUNG**
"PLL-Based Frequency Discriminator Using the Loop Filter as an Estimator"
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 49, n° 11, November 2002, pp. 721-727
- [I-15] J. G. PROAKIS**
"Digital Communication"
Mc Graw Hill, 2001
- [I-16] B. SKLAR**
"Digital Communications – Fundamentals and applications"
Prentice Hall, 1988
- [I-17] Bernd-Ulrich H. KLEPSEK, M. SCROLZAND, E. GOTZ**
"A 10-GHz SiGe BICMOS Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer"
IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, n° 3, March 2002, pp. 328-335
- [I-18] W. F. EGAN**
"Frequency Synthesis by Phase Lock"
Wiley, 1999
- [I-19] Z. SZABO, G. KOLUMBAN**
"How to Avoid False Lock in SPLL Frequency Synthesizers"
IEEE Instrumentation and Measurement Conference Proceeding, 2001, pp. 738-743
- [I-20] S. HAYKIN**
"Communication Systems"
3rd Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2005
- [I-21] G. BAUDOIN**
"Radiocommunications numériques"
Dunod, 2002
-

[I-22] J. BANKS

"Introduction to simulation"

Proceedings of the 1999 Winter Simulation Conference, 1999, pp. 7-13

[I-23] D. GAJSKI, N. DUTT, C. WU, Y. LIN

"High-Level Synthesis, Introduction to Chip and System Design, Chapter 1"

Kluwer Academic Publishers, 1992

[I-24] J.P. NOUGRIER

"Méthodes de calcul numérique – Volume 1"

HERMES Science, 1999

[I-25] C. W. HO, A. E. RUEHLI

"The Modified Nodal Approach to Network Analysis"

IEEE trans. Circuits and Syst., vol. CAS-22, 1975, pp. 504-509

[I-26] J. VLACH, K. SINGHAL

"Computer Methods for Circuit Analysis and Design"

Nostrand Reinhold, 1983

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

"Computer Aided Analysis of Electronic Circuit: Algorithms and Computational Techniques"

Prentice hall-Englewood Cliffs, N.J., 1975

[I-28] E. NGOYA, J. ROUSSET

"Newton-Raphson Iteration Speed-UP Algorithm for the Solution of Nonlinear Circuit Equations in General-Purpose CAD Programs"

IEEE trans. On Computed-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol 16, n° 6, June 1997

[I-29] S. SKELBOE

"Computation of Periodic Steady State Response of Nonlinear Networks by Extrapolation Methods"

IEEE Transactions on circuits and Systems, vol. CAS-27, N° 3, March 1980, pp. 161-175

[I-30] T.J. APRILLE, T.N. TRICK

"Steady State Analysis of Nonlinear Circuits with Periodic Inputs"

Proceeding of the IEEE, vol. 60, n° 1, Jan 1972, pp. 108-114

[I-31] 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, February 1976, pp. 85-91

[I-32] E. NGOYA

"Contribution à la Création d'Outils de CAO des Circuits Non Linéaires Microondes"

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 36-88, Octobre 1988

[I-33] 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, November 1999, pp. 490-505

[I-34] E. NGOYA, J. SOMBRIN, J. ROUSSET

"Simulation des Circuits et Systèmes: Méthodes Actuelles et Tendances"

Séminaires Antennes Actives et MMIC, Arles (France), Avril 1994, pp. 171-176

[I-35] E. NGOYA, R. LARCHEVEQUE

"Envelop Transient Analysis: A new method for the transient and steady-state analysis of microwave communication circuits and systems"

IEEE MTT Symp., Dig. June 1996, p.1365-1368

[I-36] E. NGOYA, R. LARCHEVEQUE

"Simulation of microwave communication circuits and systems by Envelope and Compressed Transient methods "

Proceedings of the GAAS and associated CAD Workshop, Paris 1996, pp. 7A2-7A3

CHAPITRE II

***MODELISATION COMPORTEMENTALE DES
SYNTHETISEURS DE FREQUENCE***

I. Introduction

Historiquement, le principe de la boucle à verrouillage de phase, appelée plus communément PLL (en anglais Phase-Locked Loop), remonte aux années 1930 [II-1]. Il a été inventé par un ingénieur nommé Henri De Bellescize afin d'améliorer les conditions de réception de signaux radioélectriques.

Bien que cette invention fut d'une grande importance, en particulier dans le domaine des télécommunications et de la télédétection, les contraintes technologiques de l'époque (utilisation de composant à tubes : chères et volumineux) ont limité son développement, et il a fallu attendre l'avènement des circuits électroniques à semiconducteurs dans les années 1950 pour que le principe des asservissements de phase jouisse d'une expansion rapide dans beaucoup de domaines. Il existe diverses architectures de boucles à verrouillage de phase et le choix de la structure à adopter dépend aussi bien de l'application dans laquelle elle est impliquée ; telle que la démodulation de fréquence [II-2][II-3], la récupération de porteuse [II-4][II-5] ou la synthèse de fréquence [II-6][II-7][II-8] ; que de la nature analogique et/ou numérique des signaux qu'elle met en œuvre. Pour plus de détails sur les différents types de boucle à verrouillage de phase et leurs applications, on peut consulter les références suivantes [II-9][II-10].

Ce chapitre a pour vocation de décrire, modéliser et simuler une PLL à synthèse de fréquences au niveau comportemental. Nous présenterons, dans un premier temps, brièvement le rôle du synthétiseur de fréquence au sein de l'émetteur-récepteur ainsi que son principe de fonctionnement. Nous nous intéresserons à l'étude des différents éléments et grandeurs le caractérisant afin d'appréhender les éléments nécessaires à sa modélisation.

II. Analyse et Théorie

La PLL est un système à contre-réaction qui a pour but de synchroniser en phase et en fréquence deux signaux dont l'un est la référence et l'autre est issu d'un oscillateur local. Cette approche est très répandue dans la réalisation de synthétiseur de fréquence. Ce dernier représente un élément incontournable de l'émetteur-récepteur radiofréquence. Il est à l'heure

actuelle un élément critique de tout émetteur-récepteur synchronisé puisque ses performances propres conditionnent en grande partie les performances globales du système de communication. Sa conception reste toujours un challenge tant les contraintes qui lui sont imposées sont grandes.

Dans un émetteur-récepteur radiofréquence, la fréquence de l'oscillateur local doit être définie avec une précision importante. Dans la plupart des cas, cette fréquence doit pouvoir varier par pas relativement petits définissant l'écart de fréquence minimal généré par le synthétiseur et correspondant en général à la distance entre deux canaux adjacents. Cependant, les bornes supérieures et inférieures de chaque canal sont définies précisément et seule une erreur minime peut être tolérée. De plus, la limitation du spectre hertzien, l'augmentation des débits et l'émergence des émetteurs-récepteurs sont autant de facteurs imposant des contraintes de plus en plus sévères sur le synthétiseur. Le rôle du synthétiseur de fréquence au sein d'un émetteur-récepteur est rappelé sur la Figure II-1.

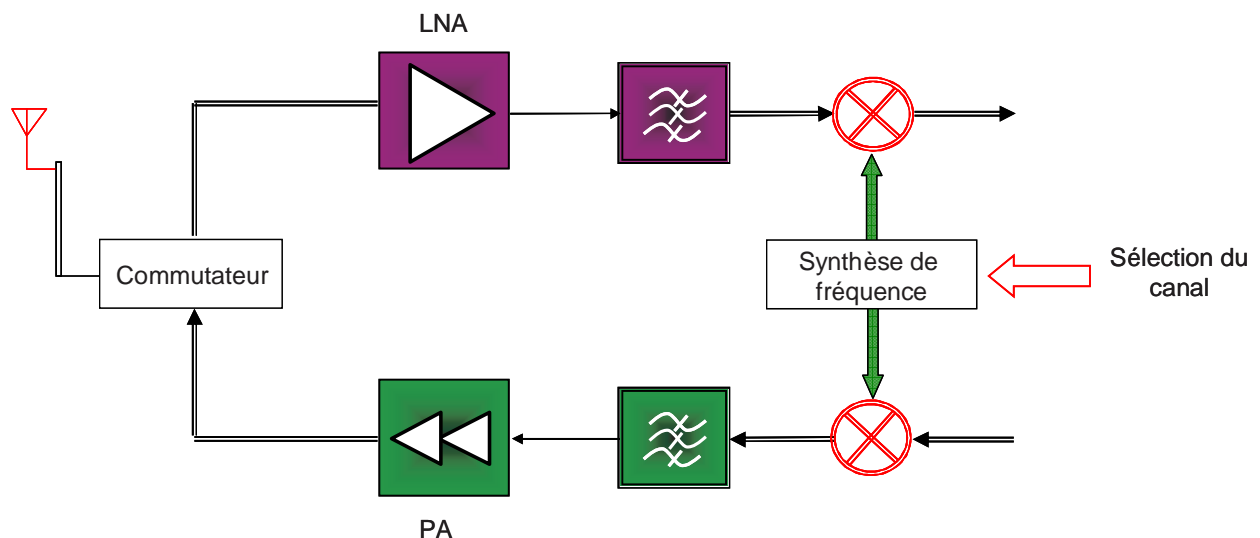


Figure II-1: Rôle du synthétiseur de fréquence au sein de l'émetteur-récepteur

Quelque soit l'application utilisant une PLL, il y existera toujours deux phases de fonctionnement distinctes auxquelles il faut consacrer davantage de l'attention. La première concerne le temps d'acquisition de fréquence, période où la boucle n'est pas accrochée à la phase de référence. La deuxième phase est le régime permanent où la phase de l'oscillateur

local (VCO) est asservie à la phase du signal d'entrée. Le temps d'acquisition est le temps nécessaire au système pour passer d'une fréquence à une autre. En effet, lorsque le traitement numérique en bande de base demande un changement de canal, la fréquence demandée met un certain temps à s'établir. Ce paramètre est particulièrement important dans les système de communication.

Comme le montre le schéma de la Figure II-2, une PLL élémentaire est constituée de trois éléments principaux : un Détecteur de Phase (PD) ou un Détecteur de Phase-Fréquence (PFD), un filtre passe-bas et un comparateur de phase, un filtre et un oscillateur contrôlé en tension (ou Voltage-Controlled Oscillator VCO).

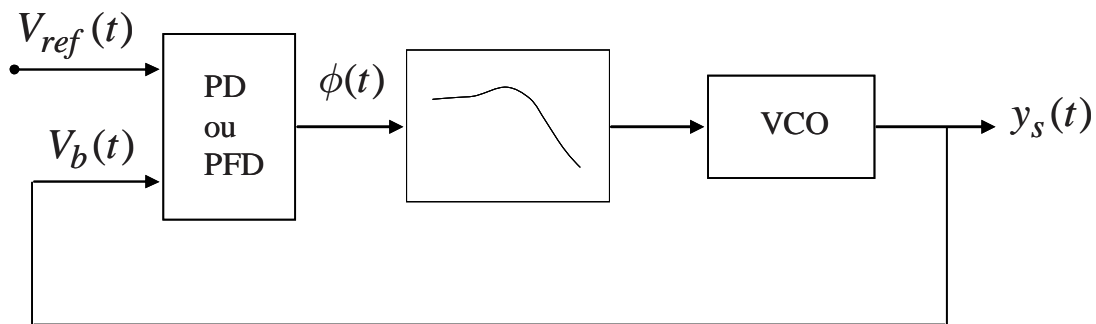


Figure II-2 : Schéma élémentaire d'une boucle à verrouillage de phase

Le VCO produit un signal $y_s(t)$, de fréquence f_s , qui sera comparé dans un comparateur de phase avec le signal d'entrée de référence stable $u_{ref}(t)$, ce dernier étant à la fréquence f_{ref} . La différence de phase de ces deux signaux $\phi(t)$ sera convertie à la sortie du comparateur en un signal d'erreur. Ce dernier sera ensuite filtré par le filtre de boucle généralement de type passe bas afin d'obtenir une valeur moyenne en tension basse fréquence. Celle-ci sera utilisée pour commander le VCO qui va délivrer un signal avec la fréquence correspondante présentant la même stabilité que la référence. Ce signal sera comparé de nouveau avec le signal de référence jusqu'à ce que la différence de phase devienne nulle. Notons que dans le cas où la PLL est utilisée pour la synthèse de fréquence, l'insertion d'un diviseur de fréquence dans la boucle de rétroaction est nécessaire [II-11] comme illustré sur la Figure II-3.

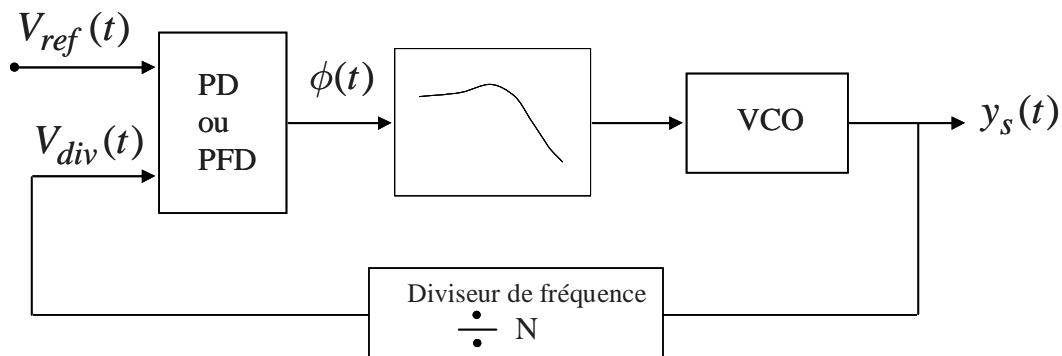


Figure II-3 : Schéma élémentaire d'un synthétiseur de fréquence

Dans ce cas, la boucle génère donc, à partir du signal de référence, un signal à une fréquence $f_s = N \cdot f_{ref}$. L'utilisation d'une telle référence permet donc, entre autre, d'augmenter la précision sur la fréquence synthétisée. Ainsi, en modifiant le rang de division N , le système peut être utilisé dans le but de synthétiser les différentes fréquences de canal à sélectionner. Deux principales techniques de synthèse sont utilisées : la synthèse entière pour laquelle la fréquence synthétisée f_s varie selon un multiple entier de la fréquence de référence ($N = 0, 1, 2, \dots, M$) et la synthèse fractionnaire pour laquelle f_s varie selon une fraction de f_{ref} ($N = M + \alpha$). Les avantages et les inconvénients de chaque technique sont présentés dans la référence [II-12].

II.1. Classification des boucles à verrouillage de phase

De la littérature concernant les PLLs se dégage un grand nombre d'appellations ne désignant parfois pas le même système. Globalement, une classification est utilisée implicitement distinguant les différents type des PLLs [II-9][II-10] selon :

- Le type de PD, pouvant être un détecteur échantillonneur, multiplieur, séquentiel ou logique ;
- Le type d'oscillateur, contrôlé par une commande numérique ou analogique.

Le type de filtre utilisé pouvant être déduit de la nature du PD et de l'oscillateur, celui-ci n'influence pas en général l'appellation de la PLL. Le tableau II-1 liste les différents types de la PLL les plus courantes ainsi que l'appellation issue de l'anglais.

Type de Détecteur de Phase	Type d'Oscillateur Contrôlé	
	Analogique (VCO)	Numérique (NVCO)
Echantillonneur	S-PLL Sampled PLL	DS-PLL Digital Sampled PLL
Multiplieur	A-PLL Analog PLL	D-PLL Digital PLL
Logique	XOR-PLL	XOR-DPLL
Séquentiel	CP-PLL Charge Pump PLL	CUDD-PLL Counting Up/Down Digital PLL

Tableau II-1 : Nomenclature des PLLs

Selon le détecteur de phase on distingue les PLLs analogiques dont le détecteur de phase et l'oscillateur sont analogiques et les PLLs semi-numérique dont le détecteur de phase est numérique et l'oscillateur analogique. La PLL analogique est la première et la plus étudiée des boucles à verrouillage de phase.

Dans les pages suivantes nous faisons une révision rapide sur les boucles à verrouillage de phase juste avant de décrire ses éléments principaux (VCO, détecteur de phase et filtre de boucle). Puis nous consacrons une section pour la description et la simulation d'un synthétiseur de fréquence à rapport de division entier de type 2 d'ordre III.

II.2. Fonctionnement linéaire d'une PLL

Une PLL est un système non linéaire qui dans une première approximation, peut être modélisée comme un système de contrôle linéaire de phase entre les signaux d'entrée et de sortie et ceci lorsque la PLL est dans un état de verrouillage. Cette simplicité d'analyse en fait une base de référence pour l'étude des autres types d'architecture. Le schéma bloc de la PLL (Figure II-2) peut alors être présenté par le système asservi présenté sur la Figure II-4.

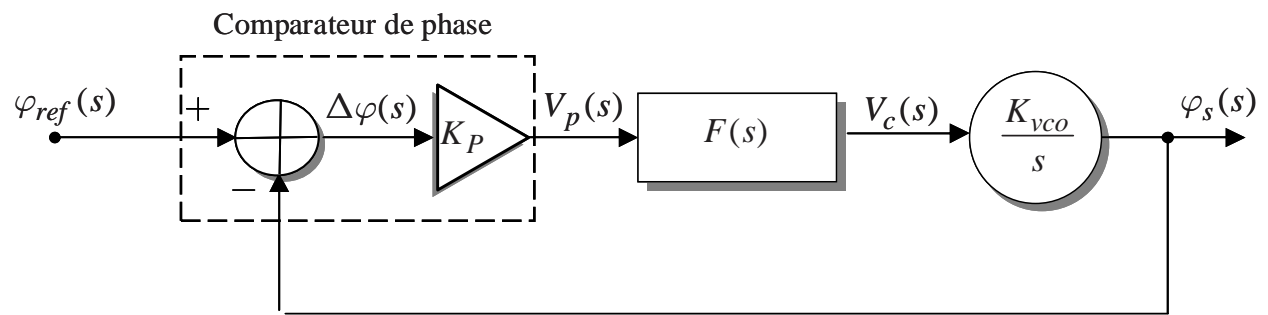


Figure II-4 : Modèle linéaire d'une PLL

A partir de ce modèle, nous allons d'abord présenter la fonction de transfert des éléments constituant la boucle [II-13]. Ensuite, le fonctionnement dynamique de l'ensemble de la boucle sera analysé [II-14][II-15].

II.3. Description des blocs

II.3.1. Comparateur de phase ou détecteur de phase

Le comparateur de phase a pour fonction de délivrer une tension V_P (Figure II-5) idéalement proportionnelle à l'erreur de phase $\Delta\varphi(s)$ entre la phase du signal de référence φ_{ref} et la phase du signal de sortie du VCO φ_s . À la sortie du comparateur de phase, le signal d'erreur de phase V_P s'exprime de la façon suivante :

$$V_P = K_P \cdot \Delta\varphi = K_P \cdot (\varphi_{ref} - \varphi_s) \quad \text{Eq. II-1}$$

où K_P est le gain du comparateur de phase exprimé en V/rad, représentant le rapport entre le changement de la tension de sortie dû à un changement de phase aux entrées.

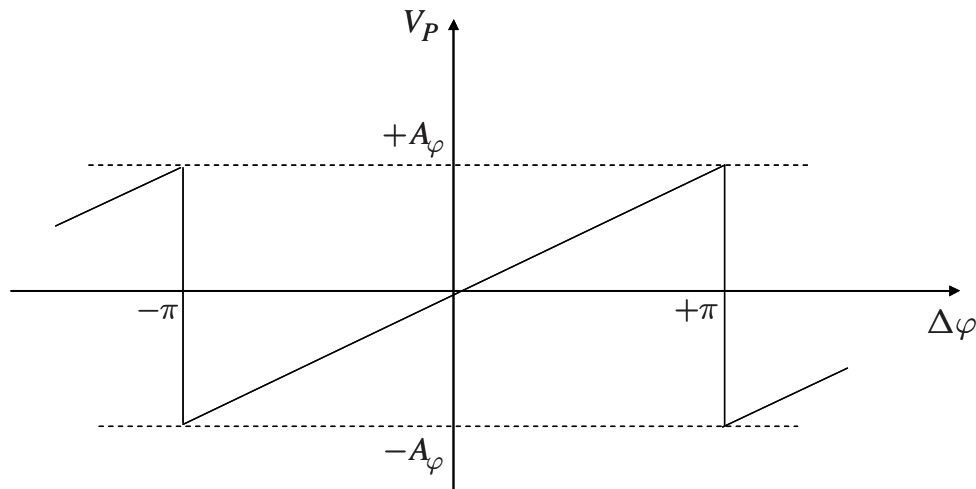


Figure II-5 : Comparateur de phase

Pour le cas illustré ci-dessus, nous avons :

$$K_P = \frac{A_\varphi}{\pi} \text{ V/rad} \quad \text{Eq. II-2}$$

II.3.2. Filtre de boucle

Cet élément joue un rôle très important en ce qui concerne la dynamique du système. Il a pour fonction de filtrer les perturbations et lisser la tension V_P transmise à l'oscillateur contrôlé en tension. Ses paramètres (fréquence de coupure f_c , pente, etc.) sont déterminants pour les caractères de l'asservissement : Stabilité [II-16], précision, temps de réponse et plages de capture et de verrouillage. Son architecture est donc choisie en fonction de ces paramètres mais aussi en fonction du bruit en bande souhaité. Plus les contraintes de bruit seront importantes, plus il sera nécessaire de concevoir un filtre sélectif d'ordre élevé. Il peut être actif ou passif, linéaire ou non linéaire. En effet, il moyenne le signal de sortie du comparateur de phase et le transforme en une tension continue qui servira à contrôler le VCO. Nous nous limitons aux filtres les plus simples à concevoir et à modéliser : les filtres linéaires passifs. Un des plus facile à réaliser est le filtre passif passe-bas du 1^{er} ordre (Figure II-6a) dont la fonction de transfert est définie par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad \text{Eq. II-3}$$



Figure II-6 : Exemple de filtres passe-bas de type passif

où $\tau = RC$: constante de temps.

Afin d'augmenter le degré de liberté de la boucle, un filtre passe-bas à avance/retard de phase (Lead-Lag en anglais) est couramment employé (Figure II-6b). Il contient cette fois un pôle et aussi un zéro dans sa fonction de transfert :

$$F(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + \tau_1 s} \quad \text{Eq. II-4}$$

où $\tau_1 = (R_1 + R_2).C$ et $\tau_2 = R_2.C$.

Il faut noter que de manière à améliorer les performances de la PLL lorsque la boucle est fermée, il est nécessaire d'augmenter l'ordre du filtre de boucle. Ce dernier peut rarement dépasser trois à cause de la stabilité ainsi que de sa réalisation qui sont difficiles à obtenir.

II.3.3. Oscillateur contrôlé en tension (VCO)

Les Oscillateurs Contrôlés en Tension ont pour fonction comme leur nom l'indique de transformer une tension appliquée sur l'entrée en un signal modulé en fréquence en sortie. Un VCO idéal fournit un signal périodique dont la fréquence ou pulsation ω_s est une fonction linéaire de la tension de commande V_c du VCO. Ceci sur une certaine plage de fréquence délimitée par les pulsations ω_{\min} et ω_{\max} (Figure II-7). La relation fréquence-tension du VCO s'exprime de la façon suivante:

$$\omega_s = \omega_0 + K_{vco}.V_c \quad \text{Eq. II-5}$$

Où ω_0 est la pulsation centrale correspondante à $V_c = 0$ qui définit la fréquence d'oscillation libre (Free-Running en anglais) du VCO et K_{vco} désigne la sensibilité du VCO : il s'agit de la pente de la variation de fréquence en fonction de la variation de la tension appliquée pour piloter le VCO et est exprimée en $rad/s/V$. Cette dernière est en général faible pour éviter des problèmes d'instabilité de la boucle.

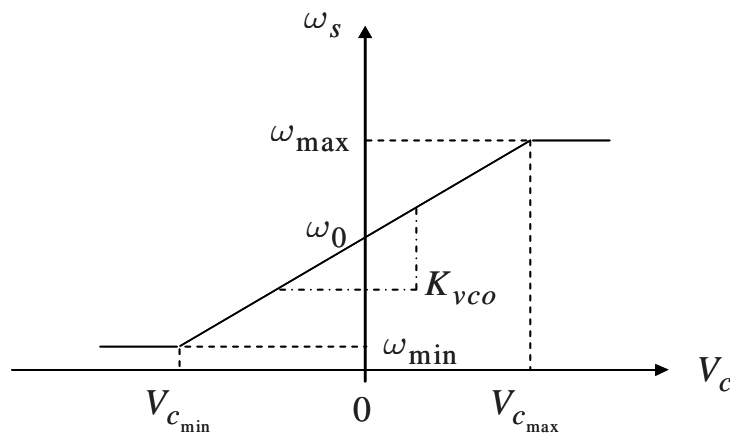


Figure II-7 : Caractéristique linéarisée du VCO avec saturation

La fréquence étant la dérivée de la phase, nous avons aussi :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} = K_{vco} \cdot V_c \quad \text{Eq. II-6}$$

En se plaçant dans le domaine de Laplace, la fonction de transfert du VCO se traduit par l'expression suivante :

$$L\left[\frac{d\varphi_s}{dt}\right] = s \cdot \varphi_s(s) = K_{vco} \cdot V_c(s) \quad \text{Eq. II-7}$$

Ce qui en résulte :

$$\varphi_s(s) = \frac{K_{vco} \cdot V_c(s)}{s} \quad \text{Eq. II-8}$$

Les différents type de VCO ainsi que les paramètres définissant leur comportement sont décrit en détail dans les références [II-17][II-18][II-19].

II.4. Fonction de transfert de la boucle

En tenant compte des fonctions de transfert des trois composants de la PLL ((Eq. II-1), (Eq. II-3) ou (Eq. II-4) et (Eq. II-8)), la fonction de transfert de la boucle ouverte est donnée par :

$$H_{BO}(s) = K_P \cdot F(s) \cdot \frac{K_{vco}}{s} = K_P \cdot K_{vco} \cdot \frac{1}{s(1 + s\tau)} \quad \text{Eq. II-9}$$

Pour un filtre passif comportant un pôle, le diagramme de Bode correspondant est représenté à la Figure II-8.

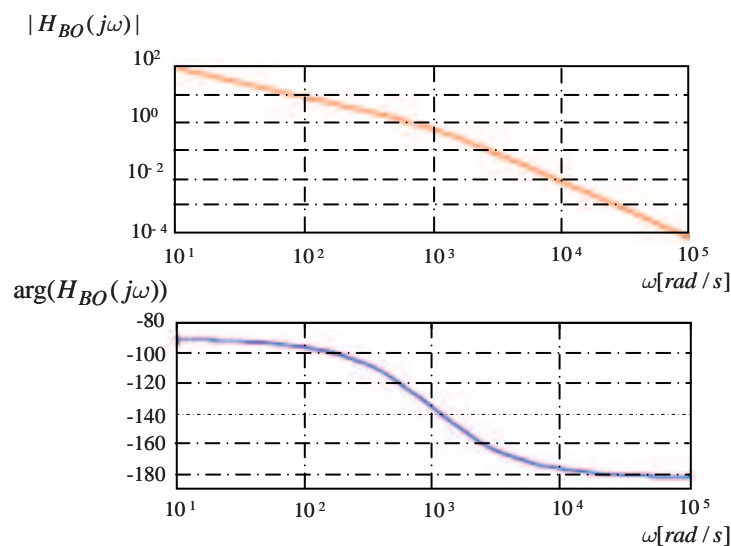


Figure II-8 : Diagramme de Bode pour un filtre du type I

On en déduit alors la fonction de transfert de la boucle fermée :

$$H(s) = \frac{\varphi_s(s)}{\varphi_{ref}(s)} = \frac{K_P K_{vco} F(s)}{s + K_P K_{vco} F(s)} \quad \text{Eq. II-10}$$

Avec le gain de la boucle :

$$K = K_P \cdot K_{vco} \quad \text{Eq. II-11}$$

Notion ordre-type de la boucle

Les fonctions de transfert en boucle ouverte (Eq. II-9) et en boucle fermée (Eq. II-10) sont des équations générales pour tout types de boucle. Le **Type** de la boucle est le nombre d'intégrateurs parfaits dans cette boucle, c'est-à-dire le nombre de pôles à zéro. Ainsi, nous avons besoin de la fonction de transfert en boucle ouverte pour déterminer le type de la boucle. En tenant compte de l'équation (Eq. II-9), la boucle est de type I. L'**Ordre** de la boucle quant à lui est déterminé par la fonction de transfert du filtre $F(s)$. En effet, la fonction de transfert de la boucle fermée $H(s)$ possède un pôle provenant du VCO et un autre du filtre, si celui-ci est du 1^{er} ordre, il s'agit donc d'un système linéaire du 2^{ème} ordre dont la forme générale est donnée par :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K_{vco}K_P}{s(\tau s + 1) + K_{vco}K_P} \quad \text{Eq. II-12}$$

$$\text{où } \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau}} = \sqrt{K\omega_{FB}} \text{ et } \xi = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{K\tau}} \quad \text{Eq. II-13}$$

ω_n est la pulsation naturelle définie par le gain de boucle et par la bande passante du filtre de boucle ($\omega_{FB} = 1/\tau = 1/RC$) et ξ est le coefficient d'amortissement qui conditionne la stabilité de la boucle.

Les équations (Eq. II-12) et (Eq. II-13), issues de la fonction de transfert du filtre avec un seul pôle (Eq. II-3), présente toutefois un inconvénient. En effet pour garder la stabilité du système, le coefficient d'amortissement ξ est fixé à une certaine valeur. Or ξ dépend à la fois de K et de τ . Si l'un de ces deux paramètres varie, l'autre doit aussi varier, ce qui crée parfois un compromis difficile. Une solution consiste à disposer d'un levier supplémentaire, utilisant ainsi un filtre avec un pôle et un zéro (Eq. II-4). La fonction de transfert de la boucle ouverte devient :

$$H_{BO}(s) = K_P \cdot F(s) \cdot \frac{K_{vco}}{s} = K_P \cdot K_{vco} \frac{1 + s\tau_2}{s(1 + s\tau_1)} \quad \text{Eq. II-14}$$

Le diagramme de Bode correspondant est illustré sur la figure suivante :

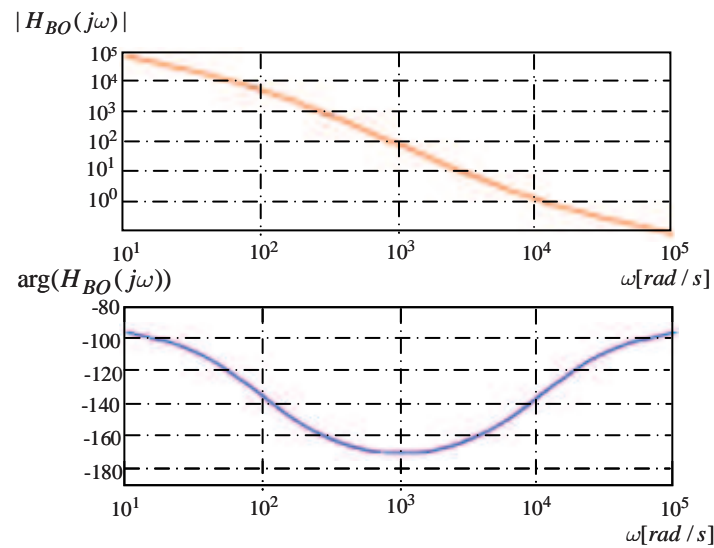


Figure II-9 : Diagramme de Bode pour un filtre du type II

La fonction de transfert de la boucle fermée devient :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2 (1 + \tau_2 s)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad \text{Eq. II-15}$$

$$\text{où } \omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} = \sqrt{K\omega_{FB}} \text{ et } \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{K\tau_1}} (K\tau_2 + 1) \quad \text{Eq. II-16}$$

Il faut noter que la fréquence de coupure ou la bande passante de la boucle (ω_{BW}), pour les deux fonctions de transfert (Eq. II-12) et (Eq. II-14), est définie par la pulsation naturelle (ω_n) :

$$\omega_{BW} = 2\xi\omega_n \quad \text{Eq. II-17}$$

De ce fait, ω_{BW} varie de la même manière que ω_n , et par conséquent que le gain de boucle K et la bande passante du filtre de boucle ω_{FB} .

II.5. Tracking - Acquisition : Verrouillage – Déverrouillage

Nous avons jusqu'à présent considéré le fonctionnement dynamique de la PLL comme linéaire, autrement dit nous avons fait l'hypothèse que la boucle était accrochée à la phase du signal de référence lorsque les perturbations ont été introduites. Ce raisonnement est valable lorsque l'erreur de phase $\Delta\varphi$ est suffisamment faible. Cependant, les conditions initiales ne sont jamais idéales et l'acquisition de la fréquence du signal ne peut être traitée en régime linéaire. Cela se produit lorsque la phase ou la fréquence du signal d'entrée subit un changement important de sorte que l'hypothèse du comparateur de phase n'est plus valable (l'erreur de phase dépasse l'intervalle $[-\pi, +\pi]$ (Figure II-5)).

II.5.1. Tracking : Processus de verrouillage

Au point de vue fréquentiel, l'erreur de phase $\Delta\varphi$ peut se traduire par la différence de fréquence $\Delta\omega$ entre le signal du VCO et le signal d'entrée. La plage de verrouillage « Tracking » est la plage de fréquence dans laquelle la boucle restera verrouillée. Autrement dit, c'est la plage dans laquelle on peut faire varier la fréquence du signal d'entrée de la boucle sans qu'il y ait décrochage de f_s par rapport à f_{ref} . La plage d'accord du VCO et la dynamique en tension des circuits qui le précèdent sont les éléments déterminants de ce processus. Celui-ci est linéaire tant que la PLL reste dans la limite de verrouillage. Cette limite est définie par la plage de maintien ou hold range ($\Delta\omega_H$).

II.5.2. Acquisition

A partir du moment où la différence de fréquence $\Delta\omega$ est au-delà de cette limite de maintien, la boucle se déverrouille. Le processus où la PLL se ramène de l'état déverrouillé à l'état de verrouillage est appelé « acquisition ». La boucle sera verrouillée si $\Delta\omega$ devient inférieur à la plage de capture ou Pull-in range ($\Delta\omega_{PI}$). Notons que cette plage est proportionnelle à la bande passante du filtre de boucle ($\Delta\omega_{FB}$). Dans ce qui suit, nous allons définir brièvement les différentes plages d'opération d'une PLL.

- La plage de maintien ou *hold range* ($\Delta\omega_H$) : c'est la plage de fréquence dans laquelle la PLL reste verrouillée. Autrement dit, si la phase du signal du VCO reste accroché à celle du signal de référence et l'on varie celle-ci, donc la phase du signal du VCO suivra cette tendance tant que la fréquence du VCO reste dans la plage de maintien.
- La plage de rattrapage ou *pull-out range* ($\Delta\omega_{PO}$) : c'est la plage limite de saut en fréquence dans laquelle la PLL se verrouille de nouveau, après avoir été déverrouillée à l'intérieur de cette plage.
- La plage de capture ou *pull-in range* ($\Delta\omega_{PI}$) : c'est la différence maximum de fréquence entre le signal de référence et le signal du VCO pour que la PLL se verrouille.
- La plage de verrouillage ou *lock range* ($\Delta\omega_L$) : c'est la plage de fréquence dans laquelle la PLL se verrouille sans que l'erreur de phase transitoire dépasse une erreur limite. Ce processus concerne donc l'acquisition de phase, lorsque la fréquence du VCO est très proche de celle du signal de référence.

La Figure II-10 illustre ces différents paramètres pour une boucle à verrouillage de phase :

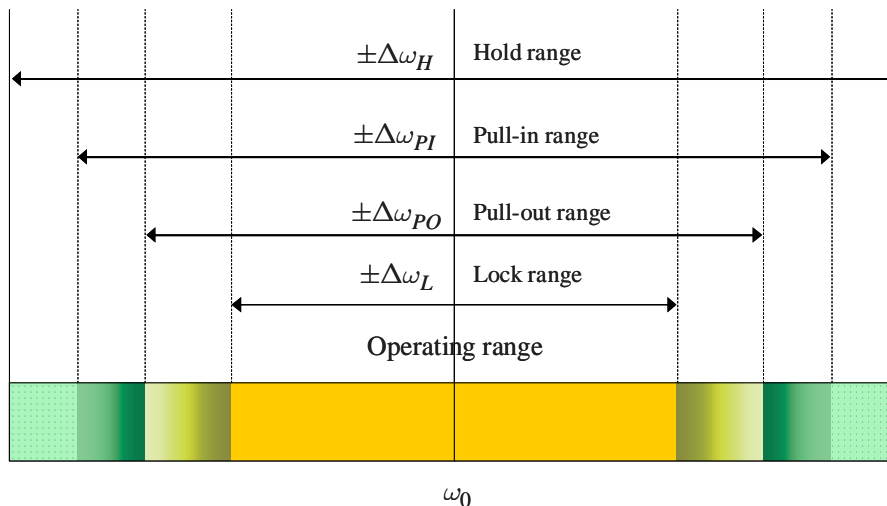


Figure II-10 : Sommaire des paramètres spécifiques aux processus « Tracking – Acquisition »

On peut remarquer que la plage de maintien est plus large que les autres paramètres. La relation entre ces quatre paramètres [II-14] est la suivante :

$$\Delta\omega_L < \Delta\omega_{PO} < \Delta\omega_{PI} < \Delta\omega_H \quad \text{Eq. II-18}$$

Nous venons de voir les principaux paramètres de la boucle à verrouillage de phase « analogique ». Lorsque la PLL analogique est intégrée sur une puce, celle-ci se trouve être la seule partie analogique du circuit. Cette partie devient coûteuse car elle empêche l'utilisation de certaines technologies à très basse tension utilisées en numérique et demande des efforts de conception qui doivent être renouvelés à chaque changement de technologie. C'est pourquoi ces circuits sont de moins en moins utilisés au profit de circuits numériques.

Alors que la théorie des PLLs analogiques est très développée, la théorie des PLLs numériques et semi-numériques est en constant développement. D'une manière générale les non linéarités des PLLs sont négligées et ont fait l'objet de relativement peu de travaux. Durant ces dernières années, plusieurs approches de modélisations comportementales au niveau système de PLL numérique destinée à la synthèse de fréquence (où synthétiseur de fréquence) ont été développées. Les plus récentes sont celles de Alper Demir [II-20], Michael Henderson Perrott [II-21], Manganaro [II-22]. Les modèles proposés dans ces références sont décrits en détail dans les travaux de thèse d'Alan Layec [II-23]. Ces approches ont servi de travail de base concernant l'analyse et la modélisation comportementale d'un synthétiseur de fréquence à rapport de division entier. La difficulté de l'analyse vient de la nature des variables mises en jeu dans les circuits, discrètes pour les circuits numériques de diviseurs de fréquence et du comparateur phase/fréquence, et continues pour les circuits analogiques du filtre de boucle et des oscillateurs. C'est dans l'optique de mieux maîtriser les modèles et de fournir des résultats d'analyse concernant ces types de PLL que s'inscrit la première partie de mes travaux de thèse.

III. Modélisation et simulation comportementales

La conception d'un synthétiseur de fréquence s'effectue selon le diagramme représenté en Figure II-11 [II-24].

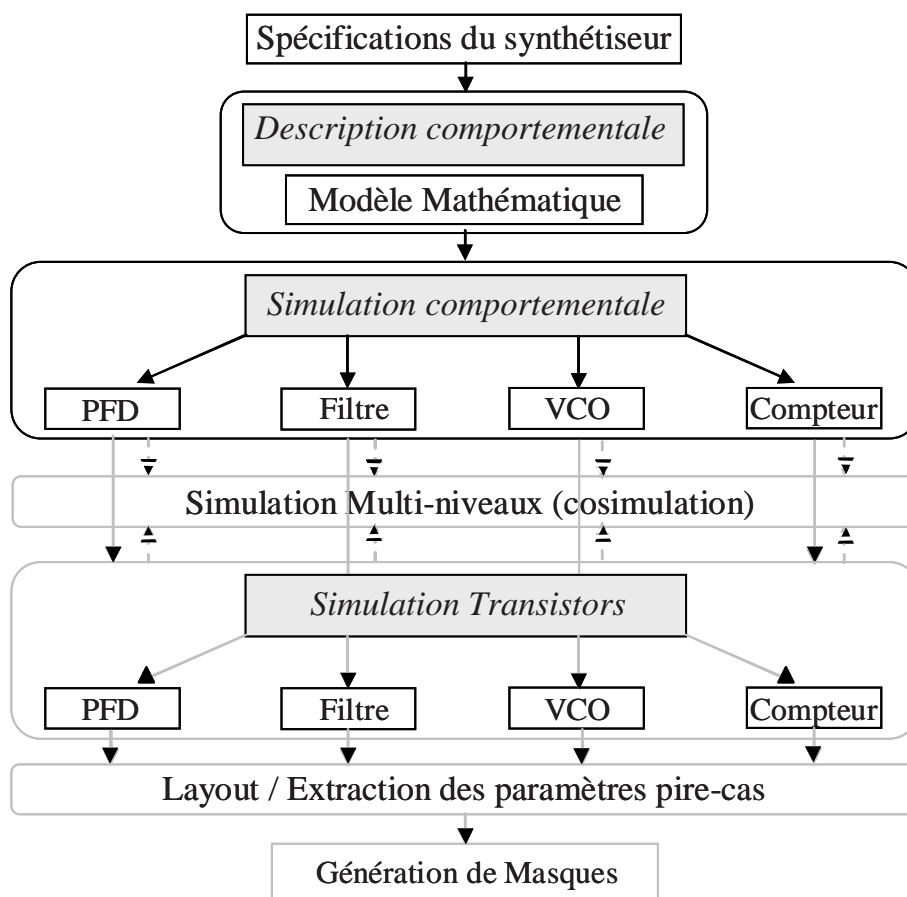


Figure II-11 : Flot de conception d'un synthétiseur de fréquence

Celle-ci débute par une description comportementale du système, sous forme mathématique ou algorithmique, qui sert de référence pour toute la conception. Ce modèle mathématique décrit la fonction de transfert de la boucle en utilisant la variable de phase. Il est réalisé sous la forme d'un schéma-bloc qui représente le schéma équivalent du système dans le domaine de phase. Par une analyse fréquentielle, cette représentation permet de dimensionner les divers coefficients de la boucle afin de satisfaire les critères de stabilité.

Le système est ensuite décomposé en un certain nombre de blocs fonctionnels comportementaux et génériques. La simulation comportementale permet de définir les spécifications de chaque sous-bloc, afin que l'architecture choisie ait des performances compatibles avec les spécifications du niveau supérieur. A ce niveau hiérarchique, on s'intéresse aux caractéristiques temporelles comme par exemple le temps de capture.

Après une telle étude fonctionnelle, la conception des schémas transistors de chaque bloc peut alors débiter. Dès qu'un bloc fonctionnel a été décrit de manière structurale, une simulation multi-niveau, dite aussi cosimulation, mettant en œuvre non plus le modèle comportemental mais l'architecture de ce bloc, peut être effectuée. Dans ce cas, un seul bloc ou plusieurs sont décrits au niveau transistor alors que les autres blocs sont encore représentés de manière comportementale. Cela permet de vérifier très rapidement le fonctionnement du schéma dans son environnement réel. Cette technique a fait l'objet des travaux de thèse de A. Bennadji [II-25] [II-26].

Mes travaux de recherche ont pour leur part concerné principalement la description et la simulation comportementales du synthétiseur de fréquence.

III.1. Modélisation des différents éléments constitutifs du synthétiseur à rapport de division entier

Il s'agit d'une boucle à verrouillage de phase numérique. Celle-ci est identique dans son principe à la PLL étudiée au paragraphe II-2, excepté le comparateur de phase qui comprend un comparateur de phase/fréquence trois états (PFD III) qui pilote un circuit de pompe de charge.

Ce dernier convertit les signaux logiques du PFD en signal de commande en courant i_{comp} . Celui-ci est intégré par un filtre de boucle qui fournit une tension continue $u_c(t)$ nécessaire à la commande du VCO. Les signaux d'entrée $V_{ref}(t)$ et du VCO $y_s(t)$, de fréquence respectivement f_{ref} et f_s , sont ramenés à la fréquence de comparaison à l'aide de diviseur

par N. Le schéma fonctionnel du système, tel que nous allons l'étudier, est décrit en Figure II-12.

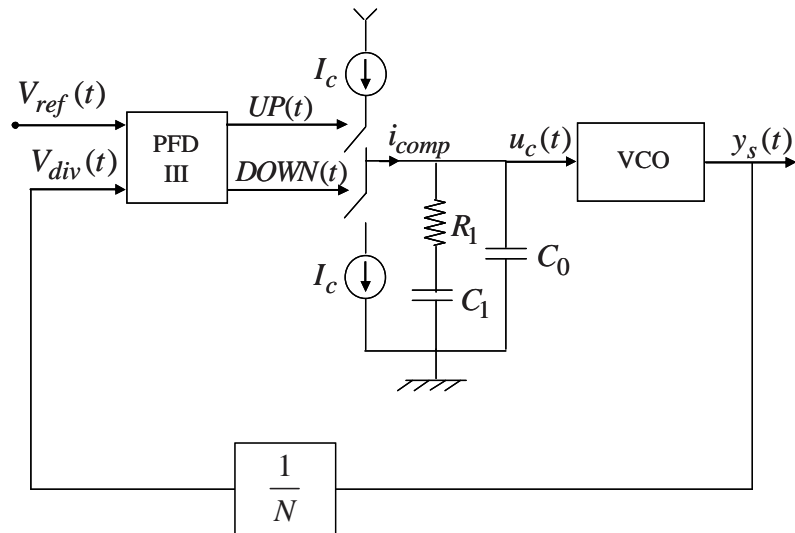


Figure II-12 : Schéma fonctionnel du synthétiseur de fréquence

III.1.1. Détecteur de phase/fréquence

Ce circuit comporte un circuit numérique, appelé comparateur de phase/fréquence trois états [II-27], qui délivre un signal proportionnel à l'erreur de phase entre les signaux de référence et du VCO et d'un circuit pompe de charge commandé par ce signal. Le schéma de principe de ce circuit est présenté sur la Figure II-13.

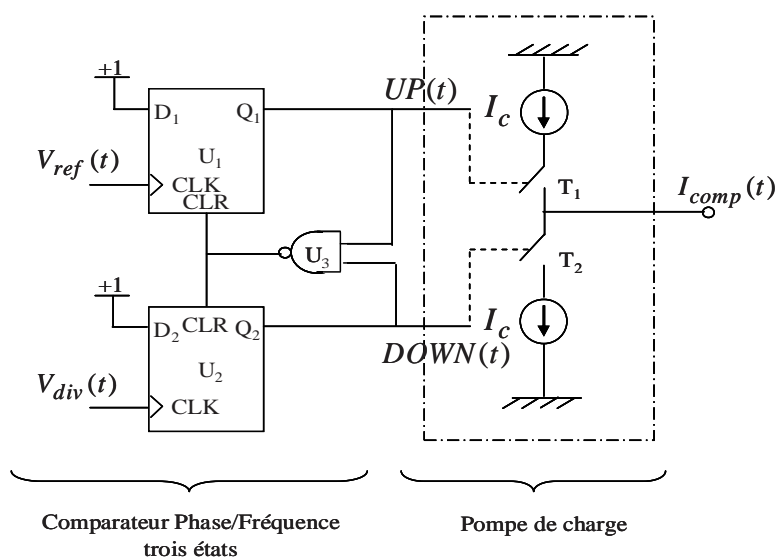


Figure II-13 : Topologie du PFD à trois états

III.1.1.1. Le circuit comparateur de phase/fréquence

Le circuit est constitué d'une porte logique « ET » et de deux bascules D (Figure II-14) réinitialisables, fonctionnant sur front montant, dont les entrées de données D sont connectées au niveau logique haut et les entrées d'horloge aux signaux à comparer (signal de référence et signal du VCO divisé).

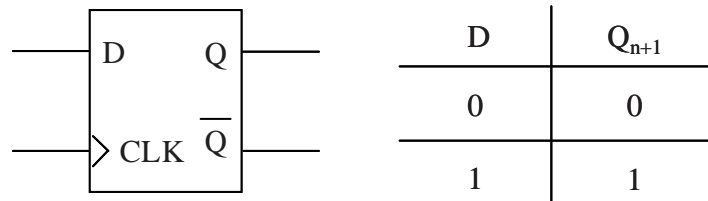


Figure II-14 : Bascule D

Le fonctionnement du PFD est décrit par une table d'états logiques, basée sur la détection des fronts montants des signaux à comparer et générant deux signaux numériques (UP(t) et DOWN (t)). Le diagramme d'état du PFD de type III est présenté dans la Figure II-15.

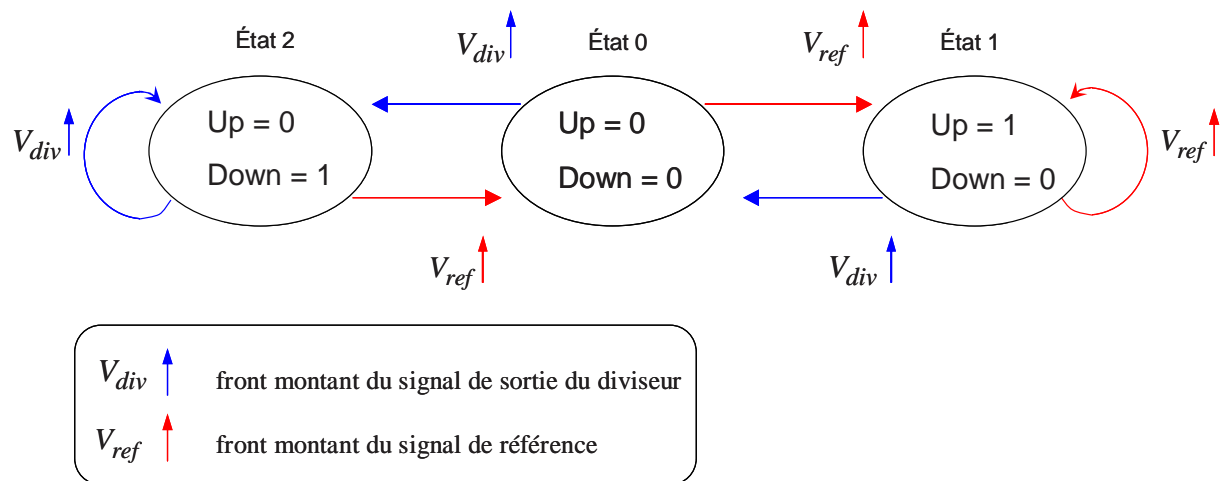


Figure II-15 : Diagramme d'états du comparateur phase/fréquence

Ainsi, lorsque la fréquence du signal de référence f_{ref} est supérieure à celle du VCO divisée f_{div} (f_s/N), le PFD génère une impulsion positive sur la sortie « UP », alors que la sortie « DOWN » reste à zéro. Inversement, lorsque f_{ref} est inférieure à f_{div} , l'impulsion positive

apparaît sur la sortie « DOWN » tandis que « UP » reste à zéro. Le dernier cas correspond à $f_{ref} = f_{div}$, le circuit génère alors des impulsions sur l'une des deux sorties « UP » et « DOWN » selon qu'il y a retard ou avance de phase, et dont la largeur est égale à l'écart de phase. Ainsi l'état des sorties « UP et DOWN » donnent l'information nécessaire au système sur la différence de phase et/ou de fréquence entre les deux signaux d'entrée.

On remarque que lorsque $UP = DOWN = 0$ (Figure II-13), une transition du signal de fréquence f_{ref} provoque la commutation de la bascule correspondante, forçant « UP » au niveau haut. Donc, toute nouvelle transition du signal de fréquence f_{ref} n'aura plus aucun effet sur le circuit. Puis, lorsque le signal de fréquence f_{div} passe au niveau haut (état logique (1,1)), la porte « ET » active le « CLR » (la remise à zéro) des deux bascules, ce qui signifie que les sorties « UP » et « DOWN » sont temporairement au niveau haut simultanément pendant une durée égale au temps de commutation de la porte logique « ET ».

III.1.1.2. Le circuit pompe de charge

Les sorties du PFD commandent deux commutateurs analogiques de courant constitutifs du bloc nommé pompe de charge de telle sorte que le courant i_{comp} à l'entrée du filtre passe-bas prend trois valeurs possibles $-I_c$, 0 et $+I_c$. Ils correspondent aux trois combinaisons autorisées des sorties « UP » et « DOWN ». La valeur du courant i_{comp} se note :

$$i_{comp}(t) = I_c(UP(t) - DOWN(t)) \quad \text{Eq. II-19}$$

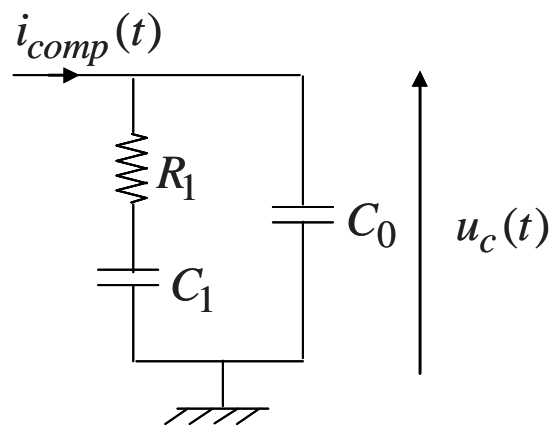
Ainsi, le circuit de pompe de charge fonctionne suivant trois états (Tableau II-2). Il résulte de ce fonctionnement que la sortie i_{comp} du circuit pompe de charge est constituée de séries d'impulsions en courant dont la répétition et la largeur dépendront de l'écart en phase et/ou en fréquence entre le signal de référence et le signal divisé.

UP	DOWN	i_{comp}	Etat	
0	0	0	Haute impédance	Conversion des charges
0	1	$- I_c$	Bas	Retrait de charges du filtre
1	0	$+ I_c$	Haut	Injection de charges dans le filtre
1	1	\times	Interdit	Etat interdit

Tableau II-2 : Fonctionnement des entrées/sorties du circuit de charge de pompe

III.1.2. Le filtre de boucle

Le filtre de boucle à pour fonction de filtrer la sortie du circuit pompe de charge afin d'éliminer les composantes haute fréquence sur la tension de contrôle du VCO. La sortie du filtre doit fournir une tension la plus stable possible. La Figure II-16 présente le filtre de boucle utilisé dans la conception et la simulation du synthétiseur de fréquence.

Figure II-16 : circuit passif du filtre de boucle du 2^{ème} ordre utilisé

C'est un filtre passif RC passe-bas du second ordre. L'utilisation d'un tel filtre évite l'injection dans la PLL de la contribution en bruit d'un amplificateur opérationnel au filtre actif.

Comme le montre la Figure II-17, la tension de sortie du filtre RC du premier ordre est très irrégulière car elle comporte des sauts en tension dûs au passage du courant constant dans la résistance. Le filtre du deuxième ordre est alors choisi parce qu'il amortit l'intégration directe de la tension en rajoutant une capacité C_0 qui a pour effet de lisser ces sauts de tension.

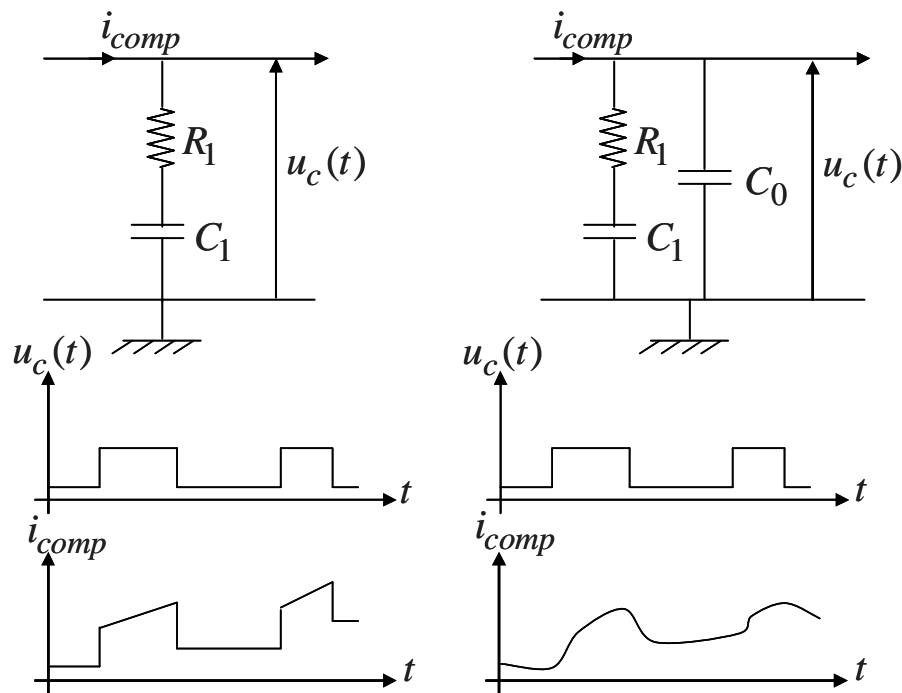


Figure II-17 : Présentation temporelle de la réponse du filtre du premier ordre à gauche et second ordre à droite

L'équation différentielle qui caractérise le circuit est donnée par l'expression suivante :

$$R_1 C_0 \frac{d^2 u_c(t)}{dt^2} + \left[1 + \frac{C_0}{C_1} \right] \frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{comp}(t) + R_1 \frac{di_{comp}(t)}{dt} \quad \text{Eq. II-20}$$

En négligeant les non-linéarités des composants, la fonction de transfert exprimant u_c en fonction de i_{comp} correspond à l'impédance du filtre. Cette impédance est entièrement linéaire et peut donc être exprimée avec la variable de LAPLACE p . La fonction de transfert du filtre du second ordre est la suivante :

$$\frac{u_c(p)}{i_{comp}(p)} = \frac{1}{p} \frac{R_1 C_1 p + 1}{R_1 C_1 C_0 p + (C_1 + C_0)} \quad \text{Eq. II-21}$$

III.1.3. L'Oscillateur Contrôlé en Tension (VCO)

L'expression de la tension en sortie de l'oscillateur s'exprime de manière simplifiée par :

$$y_s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_s(t)) \quad \text{Eq. II-22}$$

Avec ω_0 est la pulsation libre de l'oscillateur et $\varphi_s(t)$ est sa phase variable. Celle-ci est reliée à la tension de commande $u_c(t)$ par une relation non linéaire de type :

$$\frac{d\varphi_s(t)}{dt} = F_{NL}(u_c(t)) \quad \text{Eq. II-23}$$

La non-linéarité statique F_{NL} présente à l'entrée du VCO est caractérisée par la courbe tension/fréquence et s'exprime en rad/s/V. Elle est modélisée de manière statique par une fonction d'approximation continue [II-28] de type :

$$\frac{d\varphi_s(t)}{dt} = \alpha \tanh[\beta u_c(t)] \quad \text{Eq. II-24}$$

où α et β sont des paramètres qui permettent d'ajuster la caractéristique modélisée à la caractéristique mesurée.

On insérant l'équation (Eq. II-24) dans l'équation (Eq. II-22), on obtient :

$$y_s(t) = \cos \left(\omega_0 t + \int \alpha \tanh[\beta u_c(t)] dt \right) \quad \text{Eq. II-25}$$

Le modèle système du VCO s'illustre donc par la figure suivante :

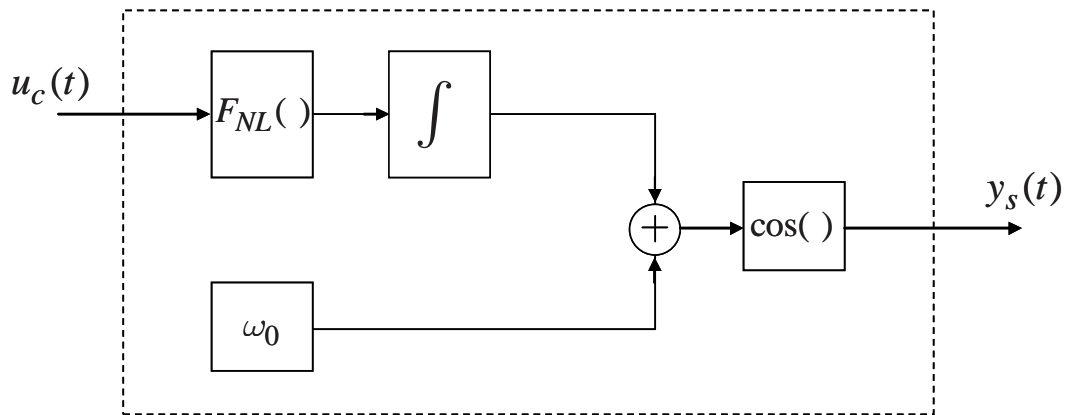


Figure II-18 : Modèle système du VCO

III.1.4. Le diviseur de fréquence

Les diviseurs de fréquence permettent d'adapter le signal de sortie à la fréquence souhaitée en le synchronisant sur le signal de référence. Dans notre cas, le rapport de division choisi est entier. Le diviseur de fréquence créé est basé sur des bascules D et des portes logiques « AND, XOR, OR...etc). L'action d'un tel type de diviseur permet d'obtenir des signaux de forme carrée en sortie, d'écalés de N période du signal d'entrée, selon le rapport de division désiré.

III.2. Simulation du synthétiseur de fréquence

Nous avons choisi de simuler le modèle de synthétiseur de fréquence avec le logiciel Matlab/Simulink de Mathworks [II-29]. Ce logiciel est bien adapté pour des modélisations, des simulations et des analyses de systèmes dynamiques. Simulink est un outil interactif à temps continu et à temps discret où les simulations peuvent être effectuées par la méthode de linéarisation successive tout en gardant le contrôle du pas de discrétisation et de la méthode numérique employée. Il permet de construire rapidement un schéma bloc, en reliant entre eux des modèles basiques prédéfinis, de simuler le comportement du système, d'évaluer ses performances et d'affiner la conception.

Nous allons étudier les résultats, obtenus après simulation, pour un synthétiseur de fréquence à rapport de division entier, de troisième ordre de type 2 [II-23].

L'étude a été effectuée à partir de données constructeur pour la conception du synthétiseur ADF4106 de chez Analog Device (Annexe 1). Ses caractéristiques optimales sont données par une fréquence de fonctionnement du PFD à $f_{ref} = 50 \text{ MHz}$ et d'un courant de sortie $I_c = 5 \text{ mA}$. Le rapport de division du diviseur de retour est fixé à $N = 52$ afin de synthétiser une fréquence porteuse

$$\begin{aligned} F_d &= f_{ref} * N = 50 * 10^6 * 52 \\ &= 2.6 \text{ GHz} \end{aligned} \quad \text{Eq. II-26}$$

La fréquence de coupure de la boucle et la marge de phase sont fixées respectivement à $f_n = \frac{f_{ref}}{180}$ et $M_\varphi = \frac{\pi}{4}$. La sensibilité locale du VCO est donnée pour $K_{vco} = 100.5 \text{ MHz}$.

Nous avons réalisé sous Simulink le modèle de la PLL à partir des équations théoriques des sous blocs. Le modèle général du synthétiseur de fréquence simulé est donnée Figure II-19 :

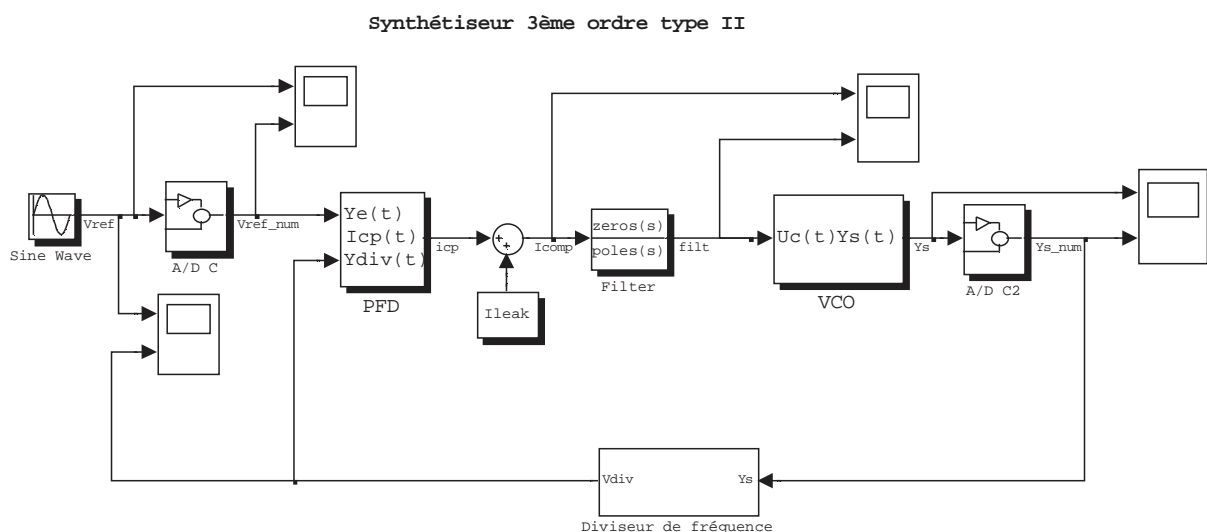


Figure II-19 : Modèle non-linéaire du synthétiseur de type 2 d'ordre III

Nous allons dans ce qui suit, décrire succinctement les éléments constitutifs de ce modèle :

➤ Oscillateur local

On applique à l'entrée de la boucle un signal sinusoïdal analogue de fréquence $f_{ref} = 50 \text{ MHz}$ que l'on numérise après, en utilisant un circuit convertisseur analogique numérique A/D. Celui-ci est modélisé par un switch. Le schéma bloc du circuit A/D ainsi qu'une illustration de son comportement temporel sont donnés à la Figure II-20 :

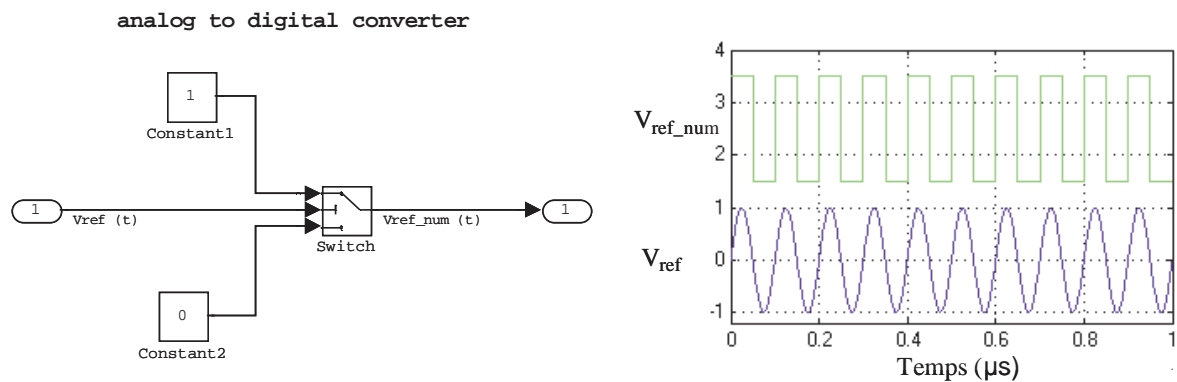


Figure II-20 : Modèle du convertisseur analogique numérique A/D

On y voit très bien l'aspect numérique du signal V_{ref_num} à la sortie du circuit.

➤ Modèle du détecteur de phase fréquence

Le schéma du détecteur de phase implémenté est le suivant :

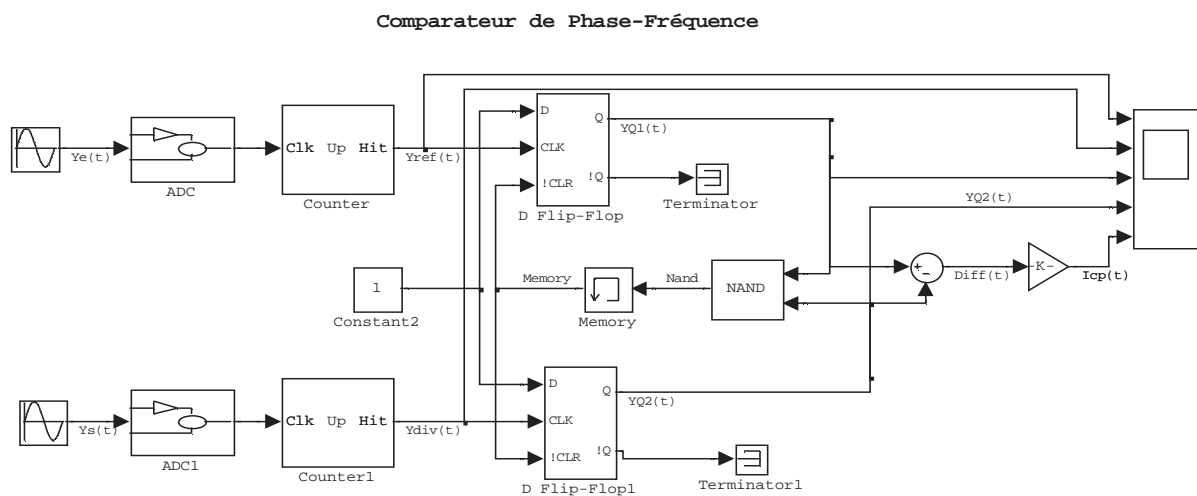


Figure II-21 : Modèle Simulink du PFD

Pour vérifier le synoptique de fonctionnement du PFD implémenté, on applique à l'entrée des bascules D des signaux définis de manière sinusoïdale par les expressions :

$$\begin{aligned} V_{ref}(t) &= \cos(\Theta_{ref}(t)) & \Theta_{ref}(t) &= \omega_{ref}t + \varphi_{ref}(t) \\ V_{div}(t) &= \cos(\Theta_{div}(t)) & \Theta_{div}(t) &= \omega_{div}t + \varphi_{div}(t) \end{aligned} \quad \text{avec} \quad \text{Eq. II-27}$$

Dans le cas précis où $\omega_{ref} = \omega_{div}$ et lorsque $\varphi_{div}(t) = 0$ et $\varphi_{ref}(t) = \pi$, les front en entrée de D₁ et de D₂ sont décalés.

Le rapport cyclique du signal de sortie quant à lui reste constant puisqu'il est proportionnel à la différence de phase $\phi_{ref}(t) - \phi_{div}(t)$. La largeur d'impulsion fournie par cycle T_{ref} est donnée par la relation suivante :

$$\Delta t_k = \frac{T_{ref}}{2\pi} (\varphi_{ref_k} - \varphi_{div_k}) \quad \text{Eq. II-28}$$

Ce temps correspond à la différence temporelle qui sépare deux instants de transition des signaux $V_{ref}(t)$ et $V_{div}(t)$. Le chronogramme suivant illustre le fonctionnement des impulsions du circuit de PFD.

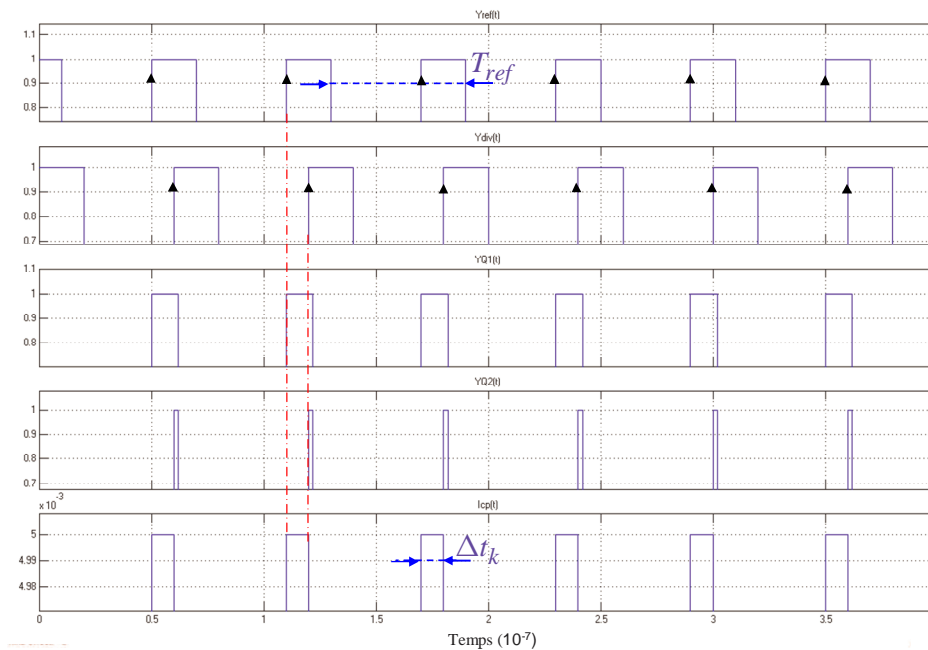


Figure II-22 : Chronogramme du fonctionnement du PFD

Comme on peut le vérifier, une erreur de déphasage constante entre le signal $V_{ref}(t)$ et le signal $V_{div}(t)$ entraîne une variation de rapport cyclique du signal de sortie constante.

➤ L'oscillateur contrôlé en tension (VCO)

Le VCO est modélisé à partir de son équation (2.23). Cette équation est implémentée à l'aide de blocs basiques selon la Figure II-23.

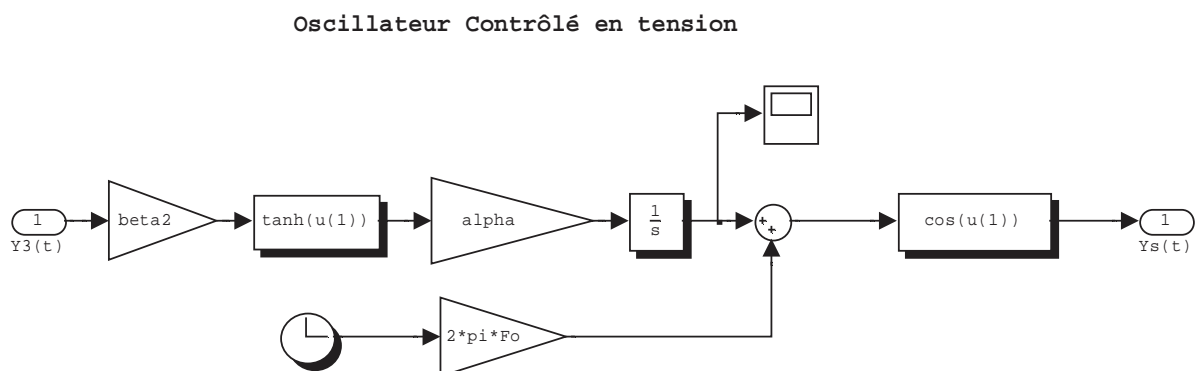


Figure II-23 : Modèle Simulink du VCO

L'avantage du modèle Simulink est qu'il permet d'obtenir un modèle non linéaire très facilement.

➤ Le diviseur de fréquence

Pour créer le diviseur de fréquence, il a été choisi de recourir à un compteur à l'aide de bascules D et de portes logiques, afin d'obtenir le facteur de division souhaité. Le modèle proposé est un diviseur de fréquence à rapport de division entier par $N=52$, utilisant un diviseur par 4 (deux bascules D) et un diviseur par 13 créé avec 4 bascules D. Une opération combinatoire décodant l'état des sorties des bascules D permet de générer le signal du VCO divisé par 52. Les Figures II-24 et II-25 illustrent les modèles Simulink des deux diviseurs implémentés.

La simulation du fonctionnement du diviseur par 52 est présentée Figure II-26.

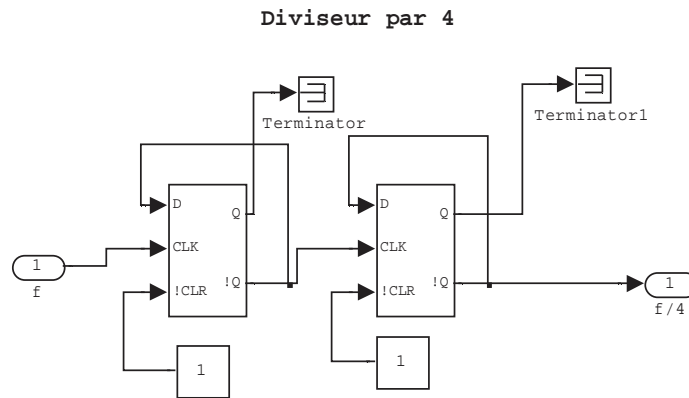


Figure II-24 : Modèle Simulink de diviseur par 4

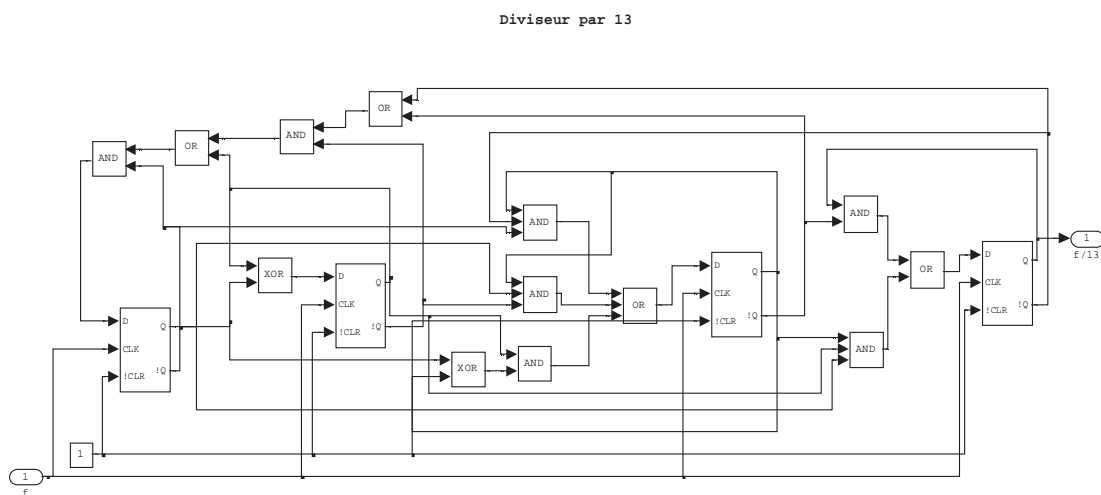


Figure II-25 : Modèle Simulink de diviseur par 13

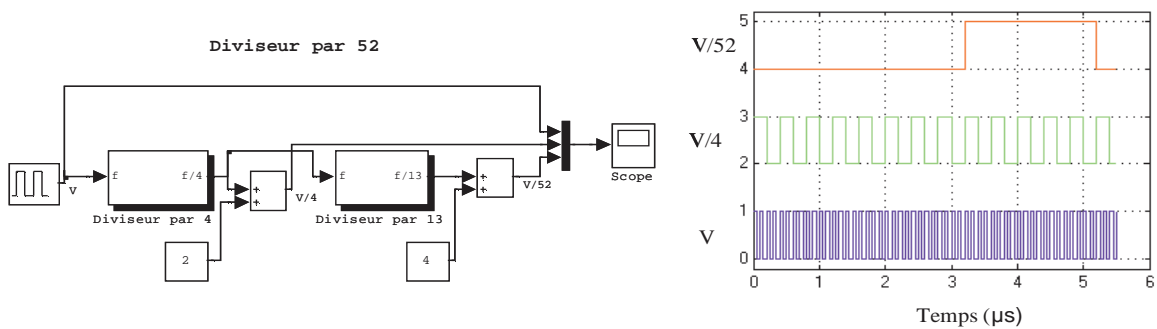


Figure II-26 : Réponse temporelle du diviseur par 52

✦ Le filtre de boucle

Le filtre utilisé est un filtre d'ordre deux. Sa fonction de transfert $Z_f(s)$ s'exprime de la façon suivante :

$$Z_f(s) = \frac{1}{s} \frac{(1 + s\tau_1)}{\tau(1 + s\tau_2)} \quad \text{Eq. II-29}$$

avec $\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau = C_1 + C_0$ et $\tau_2 = R_1 \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}$.

Le calcul des pôles et des zéros se fait à partir de la fonction de transfert de la boucle en boucle ouverte $A(j\omega)$, de la pulsation naturelle ω_n et de la marge de phase φ_M . La description des éléments constitutifs dans le domaine fréquentiel ainsi que l'évaluation des différents paramètres est fournie en annexe A.

Les principaux paramètres de simulation qui renseignent les différents modèles du synthétiseur de fréquence sont listés dans le Tableau II-3.

Paramètres	Variables	Valeurs	Unités
Fréquence de référence	f_{ref}	50	Mhz
Rapport de division	N	52	
Courant pompe de charge	I_c	5	mA
Sensibilité local	k_{vco}	100.5	MHz/V
Fréquence libre	f_0	2.045	GHz
Fréquence naturelle	f_n	$f_{ref} / 180$	rad
Marge de phase	φ_M	$\pi/4$	
Ordre du filtre		2	pF
Valeurs Composants	C_0	28.9	
	R_1	12.15	
	C_1	1.45	pF

Tableau II-3 : Tableau des paramètres simulés du synthétiseur de fréquence

Les simulations effectuées ont pour but de déterminer le comportement temporel du modèle de synthétiseur lors de son verrouillage en phase et en fréquence. Le modèle linéarisé de ce synthétiseur est déterminé par le tracé des diagrammes de Bode des fonctions de transfert en boucle ouverte $A(s)$ et en boucle fermée $B(s)$ données à la Figure II-27 (b) et (c).

Pour étudier la stabilité du système, le diagramme des lieux des racines dans le plan complexe (Root Locus) a été tracé à la Figure II-27 (a).

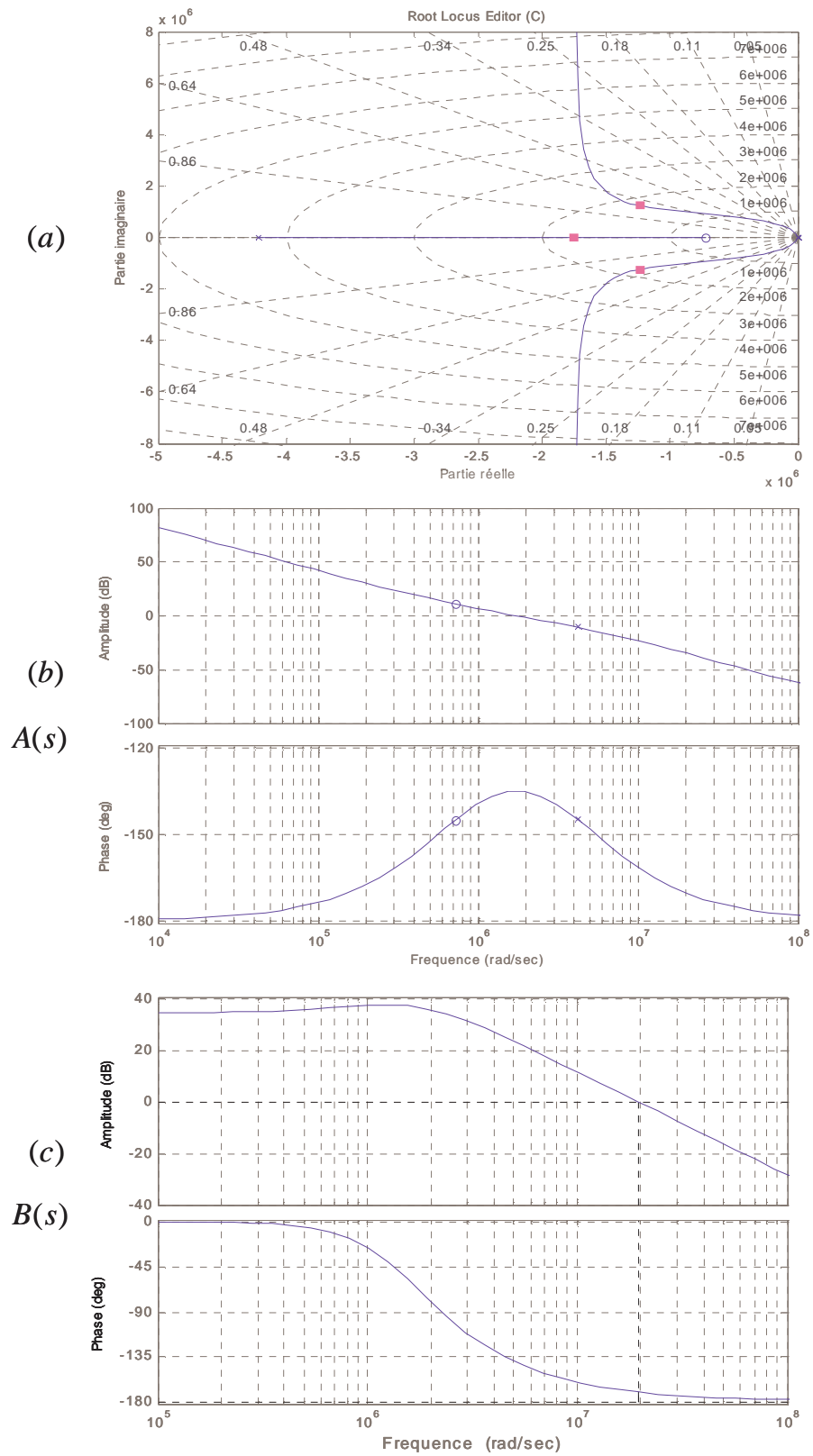


Figure II-27 : Stabilité (a) et fonctions de transfert du modèle linéaire (b) et (c)

Une fois les paramètres calculés, le modèle comportemental réalisé, il convient alors d'en étudier les caractéristiques temporelles.

Le comportement temporel du synthétiseur, et en particulier le temps de capture, est étudié par une simulation comportementale très rapide. Le Tableau II-4 présente les temps de calcul de la phase d'acquisition pour différentes valeurs de pas d'échantillonnage temporel.

Pas d'échantillonnage temporel	T_d	$T_d/2$
Temps de calcul	22 sec	47 sec

Tableau II-4 : Temps de calcul de la phase d'acquisition

La Figure II-28 présente les caractéristiques temporelles du courant $i_{comp}(t)$ à la sortie de la pompe de charge et de la tension de commande du VCO $u_c(t)$ lorsque le synthétiseur est en phase d'acquisition. Le temps de capture est de l'ordre de $0.12 \mu s$.

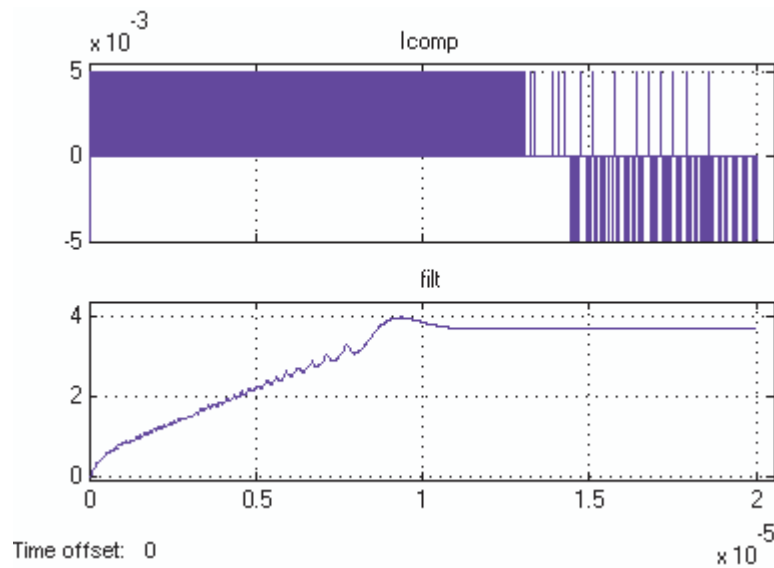


Figure II-28 : Acquisition du synthétiseur de fréquence

IV. Conclusion

Nous avons traité dans ce paragraphe des aspects de modélisation descendante de la PLL. Celle-ci permet de propager les spécifications de conception depuis le haut de la hiérarchie jusqu'au bas de l'échelle. Lorsque les blocs sont conçus au niveau transistor, la validation ou vérification du système fait appel à la seconde phase de modélisation qui est la modélisation ascendante. Cette dernière consiste à partir des descriptions de niveau transistor de mettre en place des modèles comportementaux suffisamment précis et rapides, des différents blocs de la PLL. Un des aspects principaux à prendre en compte dans ces modèles concerne le bruit généré par les composants de la PLL, qui vient se superposer au bruit du signal de référence.

La modélisation ascendante fine du bruit dans la PLL reste un sujet mathématique très difficile, on peut trouver un traitement intéressant de cette question dans les travaux de Demir [II-20]. Nous n'avons pas poursuivi ce travail au-delà, il y'a actuellement au laboratoire un autre travail de thèse mené par Bo Wang, qui est consacré à ce sujet particulier.

Nous allons dans le prochain chapitre nous intéresser au problème de la modélisation ascendante d'un autre équipement critique des systèmes de communication qui est l'amplificateur de puissance.

BIBLIOGRAPHIE**[II-1] H. D. BELLESCIZE**

"La Réception Synchrone"

L'Onde Electrique, Vol. 11, Juin 1932, pp. 230-240

[II-2] W. F. EGAN

"Phase-Lock Basics"

John Wiley, 1998

[II-3] M. H. IZADI, B. LEUNG

"PLL-Based Frequency Discriminator Using the Loop Filter as an Estimator"

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 49, n° 11, November 2002, pp. 721-727

[II-4] J. G. PROAKIS

"Digital Communication"

Mc Graw Hill, 2001

[II-5] B. SKLAR

"Digital Communications – Fundamentals and applications"

Prentice Hall, 1988

[II-6] Bernd-Ulrich H. KLEPSEK, M. SCROLZAND, E. GOTZ

"A 10-GHz SiGe BICMOS Phase-Locked Loop Frequency Synthesizer"

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, n° 3, March 2002, pp. 328-335

[II-7] W. F. EGAN

"Frequency Synthesis by Phase Lock"

Wiley, 1999

[II-8] Z. SZABO, G. KOLUMBAN

"How to Avoid False Lock in SPLL Frequency Synthesizers"

IEEE Instrumentation and Measurement Conference Proceeding, 2001, pp. 738-743

[II-9] D.R. STEPHENS

"Phase Locked Loops for Wireless Communications: Digital and Analog Implementation"

Kluwer Academic Publishers, 1998

[II-10] G. KOLUMBAN

"The encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, tome 16, chapitre Phase-Locked Loops"

Wiley & Sons, 1999, pp. 158-188

[II-11] N. ISHIHARA, Y. AKAZAWA

"A Monolithic 156 Mb/s Clock and Data Recovery PLL Circuit using the Sample-and-hold Technique"

IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 29, n° 12, 1994, pp. 1566-1571

[II-12] B. RAZAVI

"RF Microelectronics"

Prentice Hall Communications and Emerging Technologies Series, 1998

[II-13] B. RAZAVI

"Monolithic Phase-Locked Loops and Clock Recovery Circuits"

IEEE and Wiley Interscience Press, 1996

[II-14] R.E. BEST

"Phase-Locked Loops: Design, Simulation & Applications"

3rd edition, McGraw Hill, 1997

[II-15] F.M. GARDNER

"Phase-Lock Techniques"

2nd edition, John Wiley & Sons, 1979

[II-16] A. DEJEMOUAI, M. SAWAN

"Fast-Locking Low-Jitter Integrated CMOS Phase-Locked Loop"

The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 1, 2001, pp. 264-267

[II-17] A. DEJEMOUAI, M. SAWAN

"VCO Application Notes"

Universal Microwave Corporation

[II-18] A. DEJEMOUAI, M. SAWAN

"Glossary of VCO Terms"

<http://www.minicircuits.com/appnote/an95003.pdf>

[II-19] A. DEJEMOUAI, M. SAWAN

"Low-noise Design Techniques for Telecommunications"

<http://www.vlsi.wpi.edu/lownoise>

[II-20] A. DEMIR

"Analysis and simulation of noise in nonlinear electronic circuits and system "

Thèse de doctorat, University of California, Berkeley, 1997

[II-21] M.H. PERROTT

"Techniques for high data rate modulation and low power operation of fractional-n frequency synthesizers"

Thèse de doctorat, Massachusetts Institute of Technology (MIT), Cambridge, 1997

[II-22] G. MANGANARO, S.U. KWAK, S. CHO, A. PULICHERRY

"A behavioural modelling approach to the design of a low jitter clock source"

IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. 50, n° 11, November 2003, pp. 804-814

[II-23] A. LAYEC

"Développement de modèles de CAO pour la simulation système des systèmes de communication. Application aux communications chaotiques"

Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 5-2006, 2006

[II-24] J.P. MORIN, F. LEMERY, E. NERCESSIAN

"A Practical Approach to Top/Down Analog Circuit Design"

Proc. ESSCIRC'93, pp. 49-52, 1993

[II-25] A. BENNADJI

"Implémentation de modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance dans les environnements de simulation système et co-simulation circuit système"

Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 13-2006, 2006

[II-26] A. BENNADJI, A. SOURY, E. NGOYA, R. QUERE

"Implementation of behavioural models in system simulator and RF circuit/system co-simulation"

Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-wave Circuits (INMMC) Workshop, Aveiro, Portugal, Janvier 2006

[II-27] K. H. CHENG, T. H. YAO, S. Y. JIANG

"A Difference Detector PFD for Low Jitter PLL"

Electronics Circuits and Systems 2001- ICECS 2001- The 8th IEEE International Conference, vol. 1, pp. 43-46, September 2001

[II-28] S. SANCHO, A. SUAREZ, T. FERNANDEZ

"Nonlinear Dynamics of Microwave Synthesizers. Stability and Noise"

IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, n° 10, October 2001, pp. 1792-1803

[II-29] The Mathworks Inc

"Simulink: Dynamic System Simulation for MATLAB"

Using Simulink, User's Guide, version 6, 2000

CHAPITRE III

***MODELISATION COMPORTEMENTALE DES PHENOMENES
NON LINEAIRES DANS LES AMPLIFICATEURS DE
PUISSANCE***

I. Introduction

Le développement extraordinaire du marché des télécommunications au sens large se traduit à l'heure actuelle par la recherche de performances maximums à des coûts minimums tout en respectant les normes des standards de communication. L'évolution des recherches et l'industrialisation de nouveaux produits ont permis à un large public d'accéder à plusieurs nouveaux services. Plusieurs défis sont actuellement à relever dans ces domaines. Parmi ceux-ci figure l'intégration d'un maximum de fonctions au sein du système d'émission-réception, avec une attention particulière portée sur la consommation, la linéarité et la puissance de l'ensemble. L'un des éléments les plus critiques à concevoir dans une chaîne de communication est l'amplificateur de puissance. Les méthodes de caractérisation de tel module ne cessent parallèlement de s'améliorer dans le but d'offrir le maximum d'éléments, de choix et de décision aux concepteurs de circuits. Dans ces méthodes de caractérisation, il est primordial que le module soit placé dans les conditions les plus proches possibles de son utilisation future. Elles doivent donc prendre en compte un nombre important de phénomènes physiques et décrire les effets combinés de la puissance (phénomènes non linéaires) et de la fréquence (phénomènes de mémoire) du signal d'excitation. Pour atteindre cet objectif, les processus de caractérisation font appel à des procédés de mesures physiques et de plus en plus à des modèles non linéaires fournis par les fondeurs dans les outils CAO circuits. Les modèles qui en découlent sont des modèles dit comportemental ou « boîte noire » [III-1] qui ont pour objectif de permettre des simulations rapides en présence de signaux RF plus au moins complexes (CW mono et multiporteuses, modulations numériques QAM etc...) tout en préservant une précision raisonnable. Pour s'assurer de la fiabilité de ces modèles non linéaires, une évaluation des performances est réalisée par l'évaluation de figures spécifiques telle que le C/I, ACPR et l'EVM. Il est donc intéressant de rappeler d'une part le principe du modèle comportemental en s'appuyant sur le cas de l'amplificateur de puissance, et d'autre part, les distorsions qu'ils subissent du fait des non linéarités et des phénomènes dispersifs. Les principales figures de mérites utilisées seront présentées. Nous tenterons de mettre en lumière les origines physiques des différents phénomènes ainsi que leur impact sur les performances des amplificateurs, de façon à mieux appréhender leur modélisation. Puis pour

terminer nous donnerons une table symbolique des principaux modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance développés au laboratoire.

II. Description de modèle comportemental ou boîte noire

Comme on a pu le voir dans le premier chapitre, il existe plusieurs types de modélisation des effets dispersifs non linéaires :

- Modélisation « boîte blanche » ou modélisation composant, elle se base sur la description des phénomènes microscopiques par des lois de physique fondamentale, modélisées par des équations analytiques.
- Modélisation « boîte noire » ou modélisation système, elle aborde une description macroscopique sous un angle purement mathématique. C'est celle que nous avons adopté dans ce travail.
- Modélisation « boîte grise », elle réalise un panachage des deux approches précédentes. Une telle approche a été adoptée récemment dans les travaux de thèse de F.X. Estagerie [III-2]. Elle combine schémas électriques équivalents et expressions mathématiques lourdes.

Chacune des approches conduit à un type de modèle non linéaire différent. Le choix du type de modèle dépend du degré de connaissance des phénomènes à décrire ainsi que des équipements de mesures et des outils de CAO circuits disponibles pour sonder les dispositifs HF.

Les outils de simulation « système » même les plus évolués ne peuvent trouver d'intérêt que si ils sont accompagnés de méthodes de modélisation comportementale performantes et de modèles permettant de renseigner avec une bonne précision des phénomènes non linéaires présents dans les différents blocs fonctionnels. Dans ce chapitre nous nous intéressons au cas particulier de l'amplificateur de puissance.

Dans ce contexte, un amplificateur de puissance est vu comme un quadripôle non linéaire pouvant être décrit dans le domaine temporel grâce aux relations reliant les ondes de

puissances (a_i et b_i) ou les ondes de tension/courant (V_i et I_i) incidentes et réfléchies à ses accès (illustration ci-dessous).

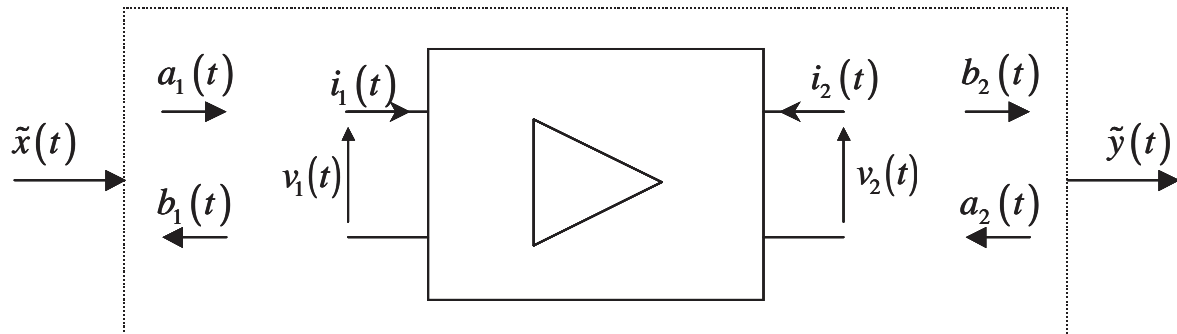


Figure III-1 : Schéma de principe d'un amplificateur

En notant $x(t)$ et $y(t)$ respectivement les vecteurs des ondes incidentes et réfléchies, ils se mettent facilement sous la forme d'une porteuse modulée de la façon suivante :

$$\begin{aligned} x(t) &= \Re\{\tilde{X}(t).e^{j\omega_0 t}\} \\ y(t) &= \Re\{\tilde{Y}(t).e^{j\omega_0 t}\} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-1}$$

Les variables $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ représentent respectivement les enveloppes complexes d'entrée et de sortie et ω_0 la fréquence porteuse centrale.

Les ondes de puissances aux accès de l'amplificateur sont définies sous forme de combinaison de ces courants et tensions à partir d'une impédance de référence Z_0 (souvent $Z_0 = 50\Omega$), comme ci dessous.

$$\begin{aligned} a_1(t) &= \frac{v_1(t) + z_0 \cdot i_1(t)}{2\sqrt{\Re(z_0)}} & b_1(t) &= \frac{v_1(t) - z_0 \cdot i_1(t)}{2\sqrt{\Re(z_0)}} \\ a_2(t) &= \frac{v_2(t) + z_0 \cdot i_2(t)}{2\sqrt{\Re(z_0)}} & b_2(t) &= \frac{v_2(t) - z_0 \cdot i_2(t)}{2\sqrt{\Re(z_0)}} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-2}$$

En toute généralité, l'interaction entrée/ sortie est bilatérale et s'exprime alors comme ci-après.

$$\begin{aligned} b_1(t) &= f_{NL_1}(a_1(t), a_2(t), t) \\ b_2(t) &= f_{NL_2}(a_1(t), a_2(t), t) \end{aligned} \quad \text{Eq. III-3}$$

Par la suite nous allons considérer que les ondes réfléchies au deux accès sont nulles, en négligeant les effets de désadaptation inter-étages. La relation entrée/sortie devient alors **unilatéral** (Figure III-2). Cette hypothèse est considérée tout au long de cette thèse. Cette approche simplifie efficacement la représentation et la description du dispositif à modéliser et reste réaliste pour grand nombre de systèmes. Le modèle boîte noire obtenu ignore les désadaptations, mais se focalise dans la restitution des effets mémoires du circuit. Dans ce cas de figure, les ondes de puissance $b_1(t)$ et $a_2(t)$ sont considérées nulles de telle sorte que les variables $x(t)$ et $y(t)$ peuvent être confondues avec les tensions entrée/sortie $v_1(t)$ et $v_2(t)$. Celles-ci s'expriment sous la forme de porteuse modulée :

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \Re\{\tilde{V}_1(t).e^{j\omega_0 t}\} \\ v_2(t) &= \Re\{\tilde{V}_2(t).e^{j\omega_0 t}\} \end{aligned} \quad \text{Eq. III-4}$$

Nous pouvons alors noter la relation entrée/sortie comme :

$$\tilde{Y}(t) = f_{NL}(\tilde{X}(t), t) \quad \text{Eq. III-5}$$

La modélisation consiste alors à identifier la caractéristique non linéaire et dynamique $f_{NL}(\alpha, t)$ indépendante du signal $\tilde{X}(t)$.

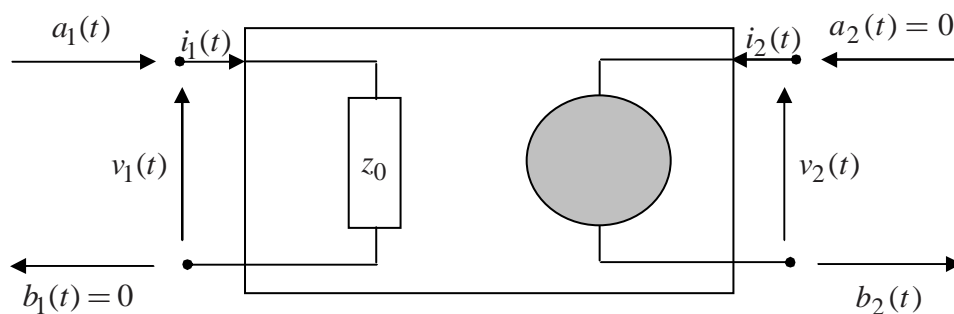


Figure III-2 : Schéma du modèle unilatérale

III. Caractérisation des amplificateurs de puissance

III.1. Analyse du comportement non linéaire des amplificateurs

Les non linéarités engendrées dans les amplificateurs de puissance font subir aux signaux d'origine un certain nombre de distorsions. Après avoir rappelé le principe de la modélisation comportementale (boîte noire) des amplificateurs de puissance, nous allons aborder dans ce paragraphe les différents critères permettant la caractérisation du comportement non linéaire de l'amplificateur et l'évaluation de leurs performances.

III.1.1. Caractérisation monoporteuse

L'analyse monoporteuse permet d'obtenir la réponse harmonique de l'amplificateur (courbes de rendement et de puissance) et de déterminer les caractéristiques AM/AM et AM/PM dans toute la bande de fonctionnement.

Les courbes de conversion AM/AM AM/PM sont mesurées à partir d'une excitation sinusoïdale. Ces caractéristiques mesurées à un point de fréquence donné (positionné au centre de la bande) et pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée, permettent de délimiter grossièrement les zones optimales de fonctionnement en matière de gain, rendement et linéarité.

A faible niveau, l'amplificateur a un comportement linéaire. Cependant, à mesure que l'on augmente le niveau, le signal de sortie subit des distorsions caractéristiques de ces conversions. Il peut alors intervenir des interactions entre les distorsions en fréquence et les distorsions en puissance. La Figure III-3 illustre les courbes de conversion AM/AM et AM/PM relevées sur un amplificateur LNA de technologie BiCMOS fonctionnant en bande L, à 1.96 GHz.

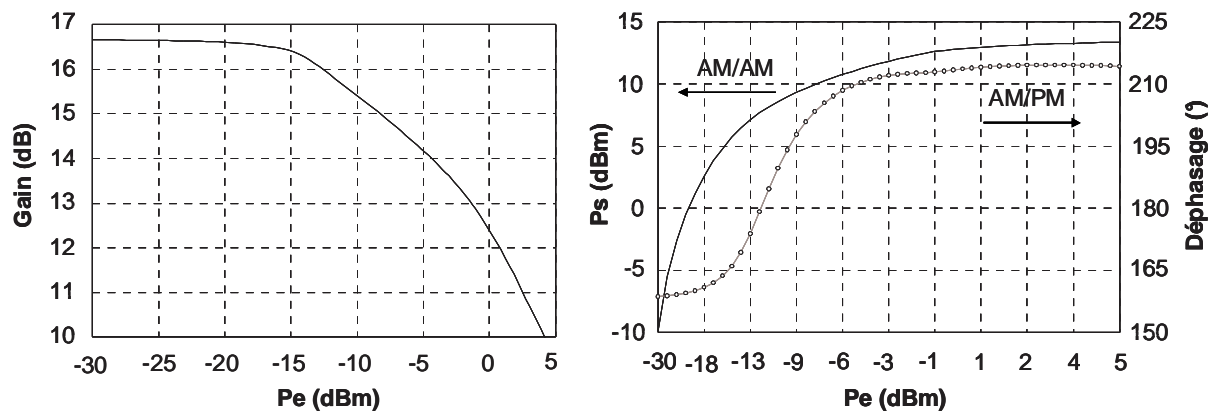


Figure III-3 : Caractérisation CW à la fréquence 1.96 GHz

A partir de cette figure, l'évolution de la puissance de sortie se distingue en trois zones de fonctionnement :

- Zone linéaire caractérisée par une évolution linéaire de la puissance de sortie par rapport à la puissance d'entrée (gain constant).
- Zone de compression de gain, caractérisée par une courbure progressive de la caractéristique de puissance accompagnant la génération de fréquences harmoniques.
- Zone de saturation caractérisée par saturation de puissance de sortie de l'amplificateur. Dans cette zone, la puissance de sortie devient quasiment constante rendant compte des limitations du dispositif à transformer la puissance continue en puissance alternative.

Les caractérisations AM/AM et AM/PM constituent les figures de mérite usuelles pour la caractérisation des amplificateurs. Cependant la diversité des applications fait que celles-ci deviennent insuffisantes pour une caractérisation complète des dispositifs, notamment du fait des signaux à enveloppe variable. Il est alors indispensable d'utiliser des figures de mérite à deux ou plusieurs porteuses.

III.1.2. Caractérisation biporteuse

La caractérisation biporteuse consiste à mesurer la réponse de l'amplificateur en présence de deux porteuses sinusoïdales non modulées.

Dans ce cas le signal d'entrée s'écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = A \cos(2\pi f_1 t) + A \cos(2\pi f_2 t) \quad \text{Eq. III-6}$$

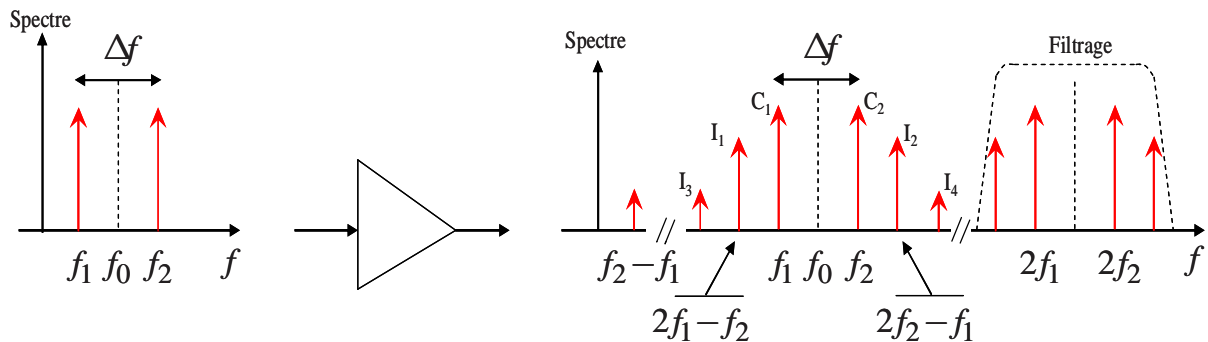


Figure III-4 : Distorsion harmonique et intermodulation d'un signal biporteuse

Il y'a alors non seulement la création de raies parasites aux fréquences harmoniques mais également la génération de raies d'intermodulation autour des fréquences utiles.

Les produits d'intermodulation correspondent à une combinaison linéaire des fréquences fondamentales. Ces raies sont beaucoup plus gênantes que les raies harmoniques, car situées à proximité des raies utiles et donc difficile à focaliser sans déterminer le signal utile. Selon leur ordre, elles peuvent créer des signaux parasites dans la bande du signal utile ou dans la bande adjacente. En théorie, il existe un nombre infini de raies d'intermodulation mais ne sont retenues seulement que celles dont l'énergie a un impact significatif sur le fonctionnement du système. En général, seules les raies d'intermodulation d'ordre 3, 5 et 7 sont considérées. On distingue alors :

- Les produits d'intermodulation du second ordre : $f_1 + f_2$ et $f_2 - f_1$;
- Les produits d'intermodulation du troisième ordre : $2f_1 + f_2$, $2f_1 - f_2$, $2f_2 + f_1$ et $2f_2 - f_1$;
- Les produits d'intermodulation du cinquième ordre : $3f_1 + 2f_2$, $3f_1 - 2f_2$, $3f_2 + 2f_1$ et $3f_2 - 2f_1$.

Les produits d'ordre impair ($2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1, 3f_1 - 2f_2$ et $3f_2 - 2f_1$) sont gênants car ils se trouvent dans la bande utile et la bande adjacente [III-1].

On définit alors les rapports de puissance des raies porteuses sur les produits d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) et d'ordre 5 (C/I_5) comme ci-dessous :

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

$$C/I_5(\text{dB}) = 10 \log \left(\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_3|^2 + |I_4|^2} \right) \quad \text{Eq. III-8}$$

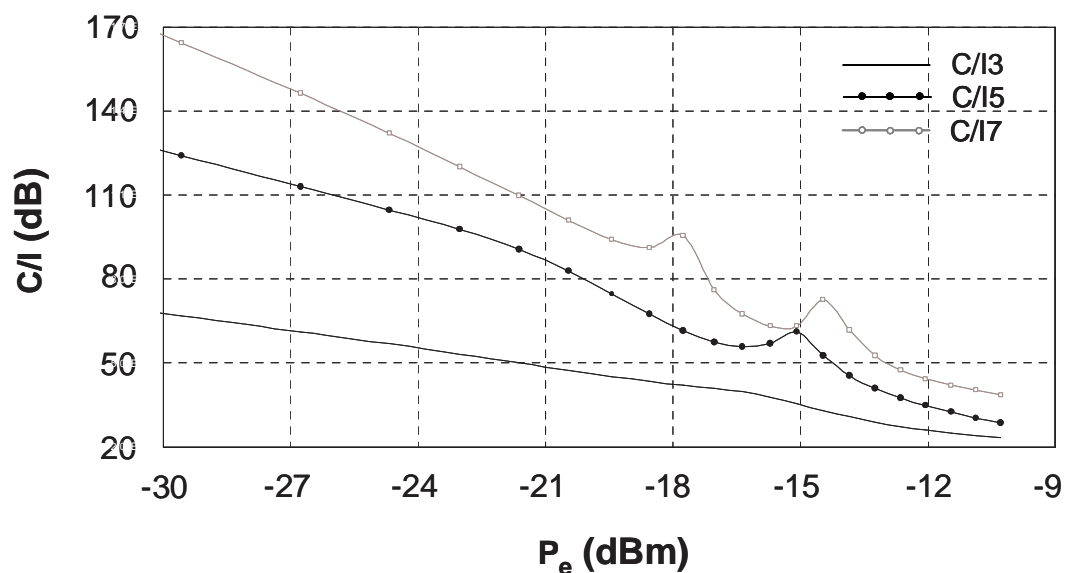


Figure III-5 : Comparaison de courbes de C/I pour une fréquence de battement de 10 MHz

Les rapports C/I sont fonctions de la puissance d'entrée, mais également fonction de l'écart entre les deux fréquences porteuses. Ils permettent donc de rendre compte des effets de dispersion de fréquence (mémoires).

Toutefois ces facteurs sont insuffisants pour caractériser de manière précise le comportement de l'amplificateur face à des signaux réels de communication RF que nous abordons ci-après.

III.1.3. Caractérisation en présence d'un signal à enveloppe variable

L'évaluation de la spécification de linéarité à partir de signaux simples (monoporteuse ou biporteuse) est une méthode simple à mettre en place. Cependant, cette méthode n'est pas suffisante dans le cas des circuits utilisés dans les systèmes de communication, notamment pour les amplificateurs de puissance. Pour s'approcher des conditions d'opérations réelles, il est nécessaire de soumettre ces derniers à des signaux modulés plus proches des signaux effectivement utilisés en télécommunication.

III.1.3.1. L'ACPR

Afin d'obtenir une grande efficacité en terme de puissance, les amplificateurs de puissances fonctionnent près de leur zones de saturation qui présentent de la distorsion non linéaire. Ils génèrent alors des composantes spectrales à l'extérieur de la bande de fréquence allouée (le canal principal), créant ainsi des interférences avec les canaux adjacents. L'ACPR est une grandeur quantifiant ces dégradations. Il s'agit d'une mesure du niveau en puissance dans le canal adjacent par rapport au canal principal [III-3][III-4][III-5][III-6]. Il est défini comme étant le rapport de la puissance moyenne contenue dans une bande fréquentielle BW_0 du canal principale à un offset f_0 de la fréquence centrale f_c du canal, et la puissance moyenne transmise dans les bandes fréquentielles BW_1 et BW_2 dans les canaux adjacents autour de la fréquence centrale f_c . La dégradation de l'ACPR à travers un amplificateur de puissance est illustrée sur la Figure III-6.

Son expression est la suivante :

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

Les bandes fréquentielles BW_0 , BW_1 et BW_2 ainsi que l'offset f_0 dépendent du standard de communication choisie.

On peut donc définir un ACPR droit, ainsi qu'un ACPR gauche.

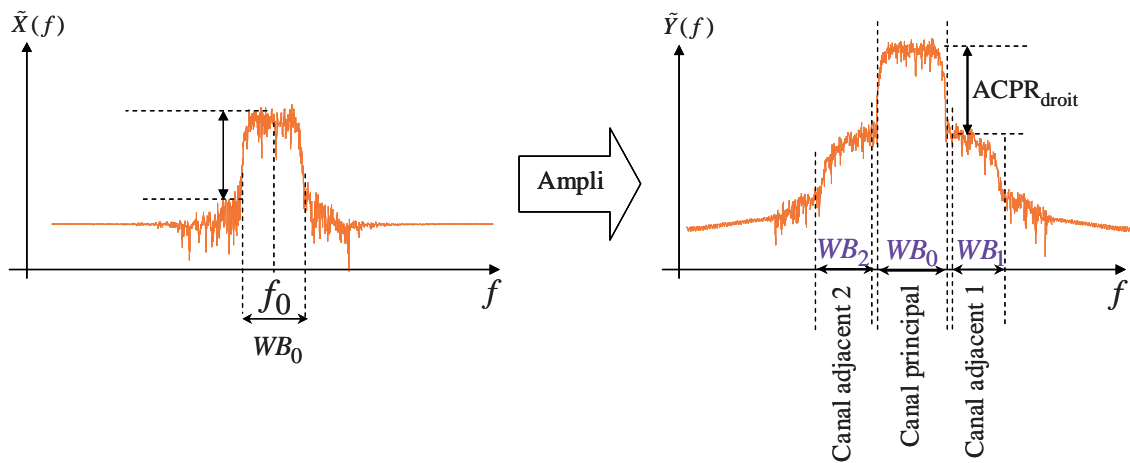


Figure III-6 : Dégradation de l'ACPR d'un signal à enveloppe complexe à la sortie d'un amplificateur de puissance

III.1.3.2. Le NPR

Dans le cas de l'amplification de multiples fréquences, la juxtaposition de nombreux signaux indépendants présente des propriétés statiques proches d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. Le comportement non linéaire de l'amplificateur peut donc être estimé à partir de ce type de signal. Le facteur permettant de mesurer la linéarité d'un système à l'aide d'un bruit blanc gaussien s'appelle le NPR (Noise Power Ratio) [III-7][III-8].

On applique à l'entrée d'un amplificateur de puissance un signal contenant de multiples porteuses équidistantes, d'amplitudes égales et de phases aléatoires dans le canal principale de façon à utiliser toute la largeur du canal. Les produits d'intermodulation retombent donc forcément sur des porteuses. Afin de détecter à la sortie une partie du bruit d'intermodulation, on réalise au préalable un trou étroit « notch » au centre de la bande du signal (Figure III-7). Quand ce signal est injecté dans un amplificateur, les produits d'intermodulation générés par la non linéarité remplissent le trou central.

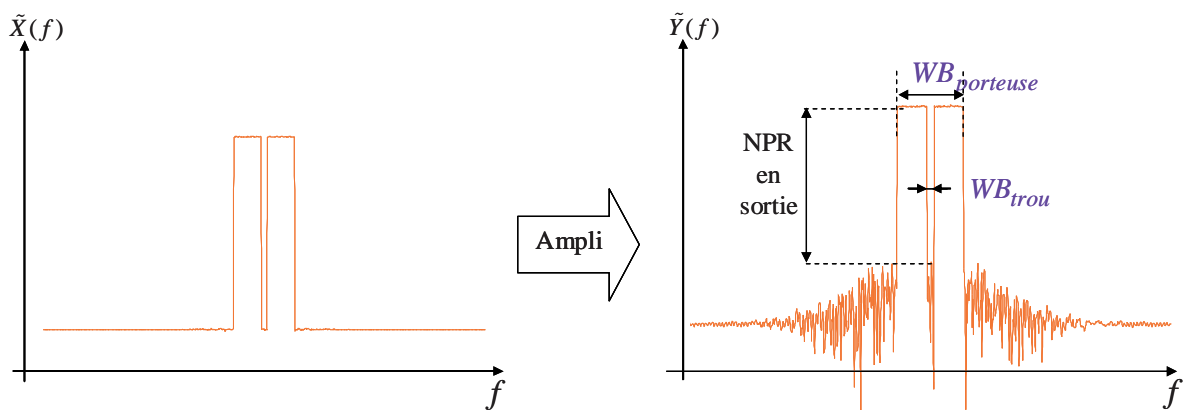


Figure III-7 : Dégradation du NPR à travers un amplificateur de puissance

Le NPR est défini comme étant le rapport entre la puissance moyenne utile dans le canal principal ($BW_{porteuses}$) et la puissance moyenne apparue au milieu du canal principal (BW_{trou}) générée par les non linéarités [III-9]. Il s'exprime de la façon suivante :

$$NPR (dB) = 10 \log \left(\frac{\int_{porteuses} P(f) df}{\int_{trou} P(f) df} \cdot \frac{BW_{trou}}{BW_{porteuses}} \right) \quad \text{Eq. III-10}$$

III.1.3.3. L'EVM

Dans le cas des modulations numériques, un autre critère de la qualité de transmission d'information est l'EVM (Error Vector Magnitude). Cette mesure représente les distorsions d'amplitude et de phase que peut apporter un amplificateur de puissance sur le diagramme de constellation I/Q réel par rapport à celui qui correspond au signal idéal [III-10][III-11]. La Figure III-8 illustre le principe de mesure d'EVM d'une modulation numérique.

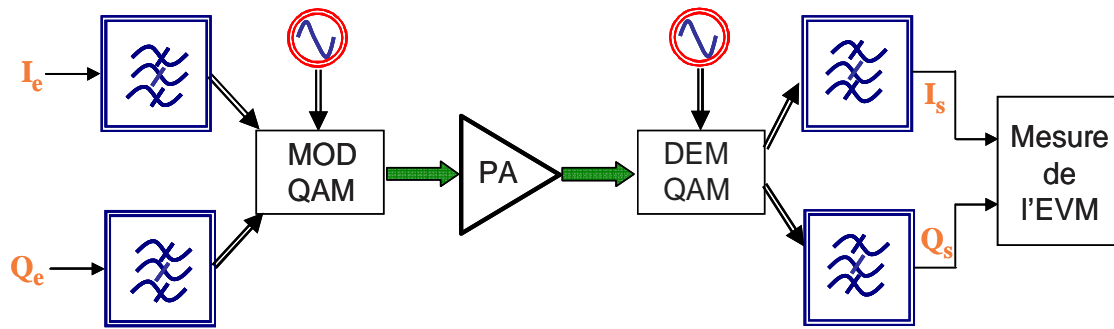


Figure III-8 : Représentation de la mesure d'EVM

La définition de cette grandeur pour un signal modulé est représentée par un diagramme de polaire (Figure III-9).

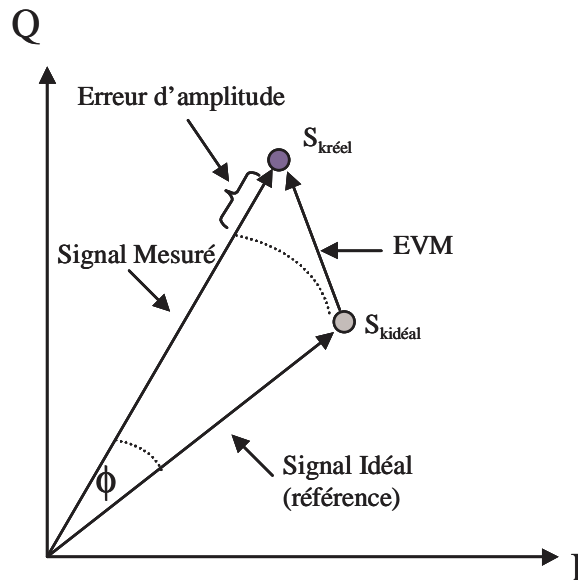


Figure III-9 : Principe de calcul de l'EVM

Elle est définie comme suit :

$$EVM = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N (|S_{kideal} - S_{kréel}|^2)}{\frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N S_{kideal}^2}} \cdot 100\% \quad \text{Eq. III-11}$$

avec :

S_{kideal} : Symbole idéal numéro K de la constellation.

$S_{kréel}$: Symbole réel associé à S_{kideal} .

N : Nombre de symboles nécessaire pour la modulation.

Après avoir présenté les différents paramètres couramment utilisés pour caractériser le comportement non linéaire de l'amplificateur, nous nous attachons dans la partie suivante à résumer les principaux phénomènes dispersifs présents au sein de l'amplificateur de puissance ainsi que leurs origines. Plus de détails peuvent être trouvés dans les références [[III-12][III-13].

III.2. Analyse des effets dispersifs dans les amplificateurs

Bien qu'indispensable, l'étude du comportement non linéaire instantané de l'amplificateur n'est pas suffisante. En effet, aux non linéarités instantanées des composants s'ajoutent des effets dispersifs ou effets de mémoire qui modifient la réponse du système en fonction de la fréquence des signaux d'excitation. Il est donc primordial de prendre en compte ces effets si on veut bien définir un modèle comportemental rendant compte du fonctionnement de l'amplificateur dans une situation réelle d'exploitation.

Ces effets proviennent d'origines diverses telles que les éléments réactifs, les boucles de rétroaction, ou des phénomènes électriques et électro-thermiques dus aux structures des composants semi-conducteurs. On distingue classiquement deux effets de mémoire, les effets de mémoire dits « haute fréquence » et ceux dits « basse fréquence ». La figure ci-dessous illustre les sources et la localisation de ces effets dans les circuits microondes et plus particulièrement dans les amplificateurs de puissance.

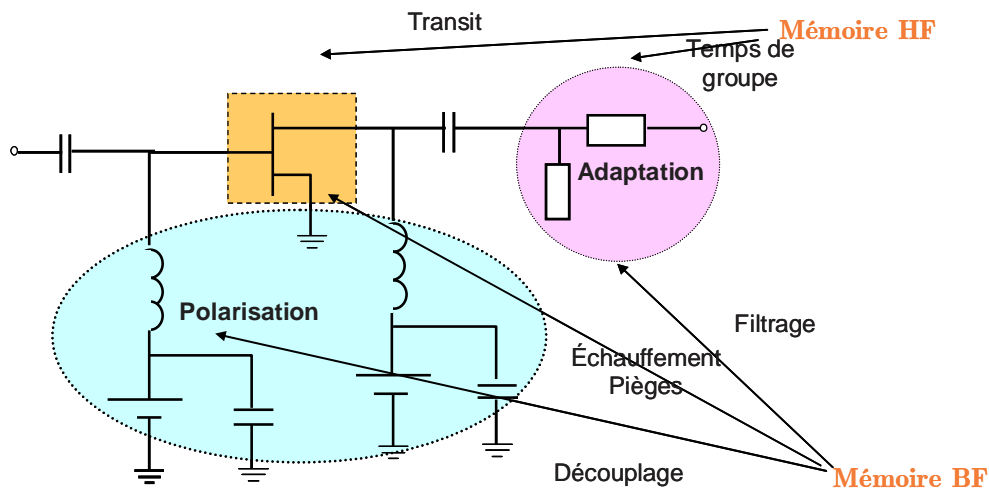


Figure III-10 : Représentation des sources et localisation des phénomènes dispersifs d'amplificateurs

III.2.1. Les effets mémoires haute fréquence

Les effets mémoire haute fréquence, également appelés « effets mémoires à court terme » sont en général des phénomènes dont les constantes de temps sont de l'ordre de grandeur de temps de la période de la porteuse HF. Ces constantes de temps très courtes résultent d'une part des défauts physiques des semi-conducteurs, et d'autre part des dispersions fréquentielles des transistors et des circuits hautes fréquences passifs qui l'entourent pour réaliser la fonction d'adaptation [III-14].

Ces effets mémoires HF peuvent être mis en évidence, en simulation ou en mesure, par une mesure purement monoporteuse avec balayage de puissance et de fréquence. Pour illustration, des caractéristiques AM/AM et AM/PM sont représentées sur la Figure III-11 pour un amplificateur bande C (5 GHz).

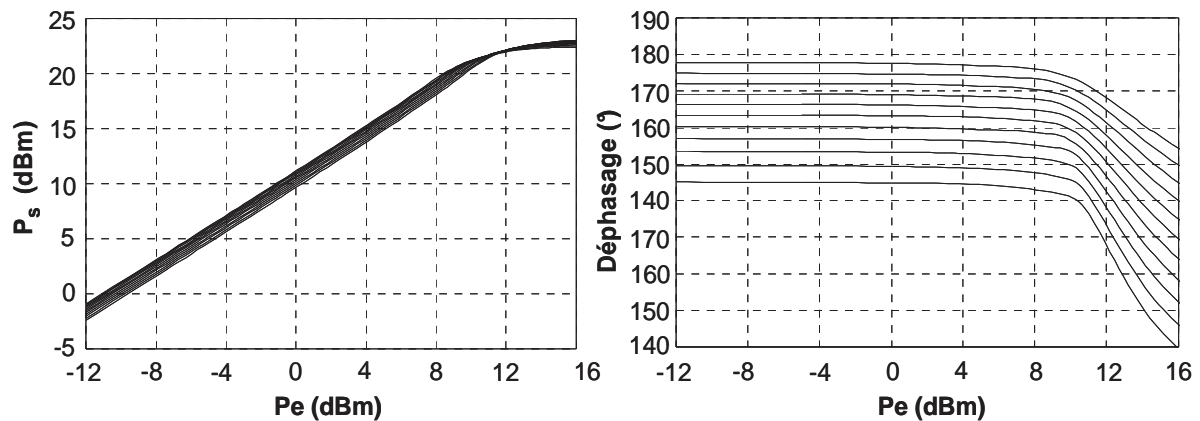


Figure III-11 : Caractéristiques AM/AM AM/PM pour plusieurs fréquences

Ces caractéristiques sont représentatives des aspects non linéaires hautes fréquences de l'amplificateur. On observe nettement la compression et la saturation ($P_{in} \geq 9 \text{ dBm}$), ainsi que la variation de la réponse de l'amplificateur en fonction de la puissance injectée. De même on observe une variation importante de la réponse en fonction de la fréquence du signal d'excitation. Celle-ci est une conséquence des effets de filtrage et des réseaux d'adaptation.

III.2.2. Les effets mémoires basse fréquence

Les effets mémoires basse fréquence, également appelés « effets mémoires à long terme » sont la conséquence de distorsion à des constantes de temps longues, c'est-à-dire de même ordre de grandeur que celles présentes dans le signal modulant. Ces distorsions proviennent de phénomènes purement électriques des couplages électro-thermique dans l'amplificateur. Les phénomènes électriques sont essentiellement les effets de pièges dans les transistors [III-15], ainsi que les contre-réactions dues aux circuits de polarisation [III-16]. Le couplage électro-thermique advient du fait de la modification des caractéristiques de jonction des semi-conducteurs en fonction de l'élévation de température, et de la puissance dissipée [III-17]. Pour illustration la Figure III-12 présente la variation temporelle de la température de jonction pour différentes valeurs de fréquence du signal modulant.

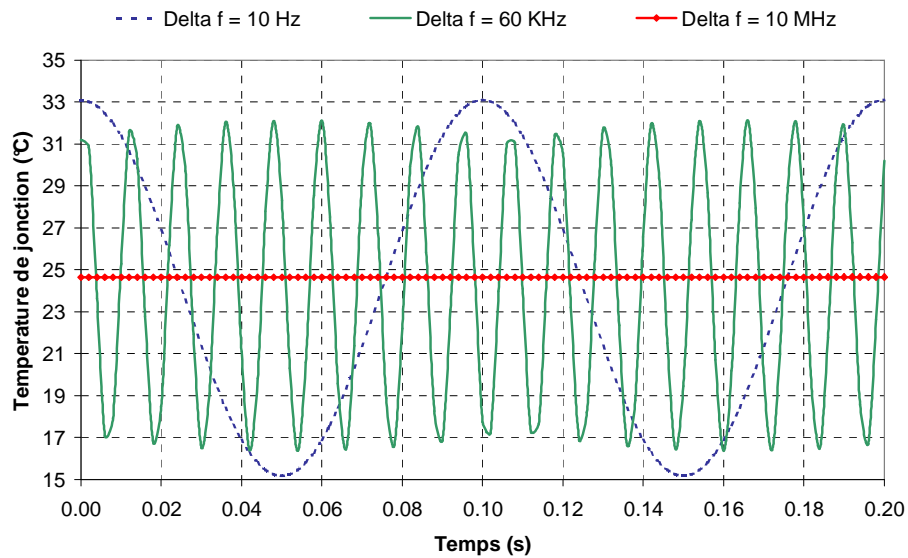


Figure III-12 : Variations temporelles de la température pour un signal biporteuse

Ces effets BF interviennent essentiellement lorsque le dispositif est soumis à un signal d'excitation à enveloppe variable. Ils sont néanmoins présents en fonctionnement purement monoporteuse, mais n'influencent pas directement la porteuse. C'est pourquoi, il est intéressant d'évaluer les performances de l'amplificateur en présence d'un signal biporteuse, composé de deux raies d'égale amplitude, l'une situé à la fréquence centrale f_0 et l'autre espacée d'une pulsation Ω .

Nous avons tracé, sur les Figures III-13 et III-14, respectivement le C/I_3 et la puissance de sortie pour différentes fréquences de battement et différentes puissances du signal d'entrée.

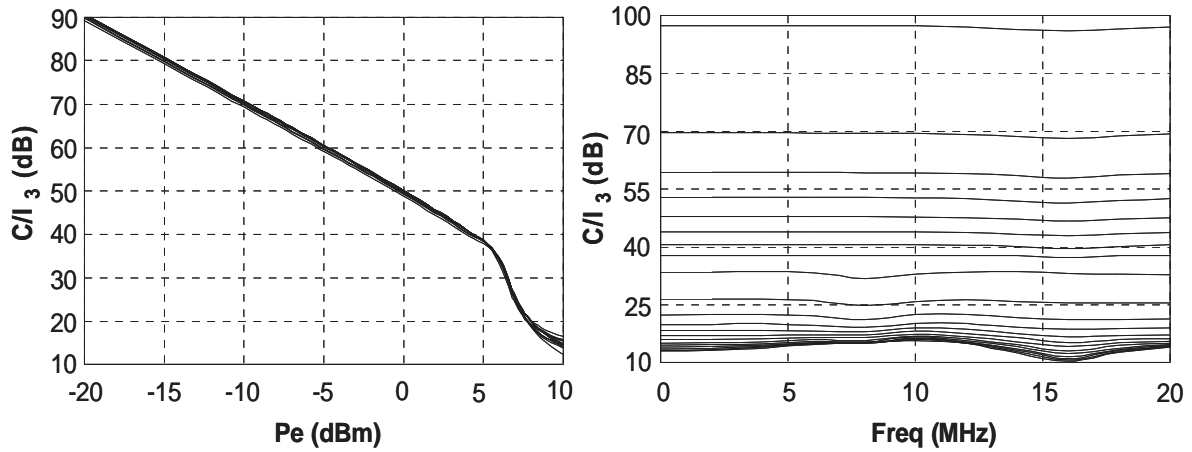


Figure III-13 : Caractéristique C/I_3 pour plusieurs puissances et plusieurs fréquences

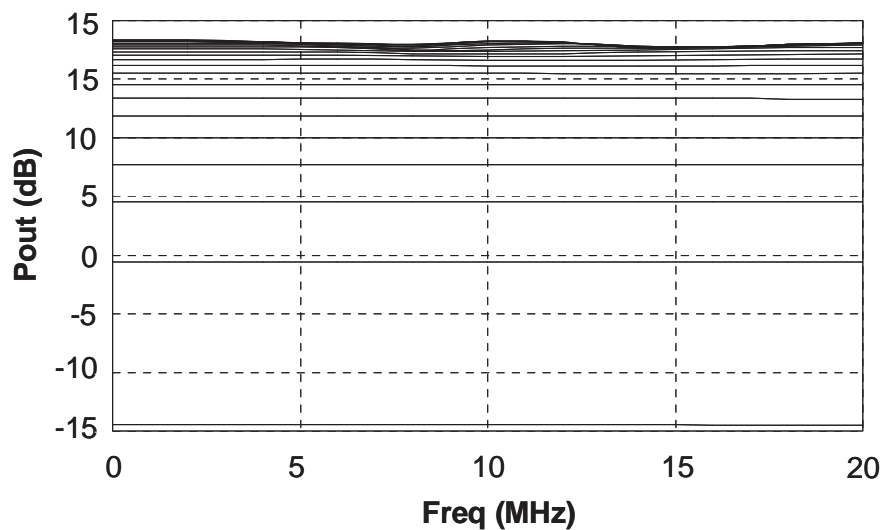


Figure III-14 : Puissance de sortie en fonction de l'écart fréquentiel

En conclusion, il apparaît donc que les amplificateurs de puissance sont le siège de phénomènes importants de non linéarité et de mémoire. Ces phénomènes sont fortement couplés entre eux, cela pose un problème très difficile de modélisation.

IV. Modèles comportementaux dynamiques d'amplificateurs

L'identification de la fonction non linéaire, représentative du comportement général du dispositif, s'effectue avec le développement des séries de Volterra à noyaux dynamiques. Celui-ci constitue une bonne approximation pour la prise en compte de la non linéarité du système et la mémoire qui lui est associée.

Les séries de Volterra, dues au mathématicien italien du même nom Vito Volterra [III-18], ont été présentées pour la première fois en 1887. Cependant, leur utilisation pour l'analyse des systèmes non linéaire a été, pour la première fois, effectuée par N. Wiener dans le but de caractériser la réponse d'un système non linéaire [III-19]. Après ce premier travail, Wiener s'est consacré à différents problèmes portant sur l'analyse et la synthèse des systèmes non linéaires. Plusieurs autres chercheurs ont poursuivi cet axe d'étude (voir [III-20][III-21] et les références qui y sont citées). Récemment plusieurs travaux ont été menés dans le but de développer des modèles basés sur le formalisme mathématique des séries de Volterra dynamiques [III-12][III-13][III-22]. Dans cette partie, nous allons dans un premier temps, rappeler brièvement le concept des séries de Volterra classiques. Ensuite, nous présenterons de manière simplifiée et surtout descriptive le concept des séries de Volterra dynamiques puis les décliner selon différents modèles publiés ces dernières années.

IV.1. Rappel sur les séries de Volterra classiques

Compte tenu des propriétés de linéarité, la réponse du circuit $y(t)$ à une excitation quelconque $x(t)$ peut être calculée à l'aide de l'intégrale de convolution suivante :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad \text{Eq. III-12}$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle du système. L'intérêt principal de ce type de séries est d'avoir introduit la notion de réponse impulsionnelle indépendante du signal d'excitation. Malheureusement, ce principe n'est pas valide pour un système non linéaire. Les séries de Volterra classiques permettent d'étudier ce formalisme à des circuits et systèmes non

linéaires. Celles-ci sont une extension à la fois de la réponse linéaire définie précédemment, représentant la mémoire du système, et du développement de Taylor de la fonction non linéaire à modéliser. La formulation résultante s'exprime de la manière suivante :

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

Eq. III-13

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t)$$

où $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ représente le noyau d'ordre n de la série de Volterra exprimé dans le domaine temporel. Comme on peut le remarquer, celui-ci est un invariant du système puisqu'il est indépendant du signal d'excitation.

Cependant, du fait de la difficulté d'identification des noyaux d'ordre élevé, leur champ d'application est limité aux dispositifs faiblement non linéaire ou pour des conditions d'excitation petit signaux. Elles ne sont donc pas adaptées pour les fortes non linéarités que nous avons observées sur l'amplificateur de puissance.

IV.2. Séries de Volterra dynamiques

Les séries de Volterra dynamiques tentent d'améliorer les propriétés de convergence des séries classiques pour pouvoir traiter des fortes non linéarités. Une étude détaillée de ce type de série ont été réalisé dans les travaux de thèse [III-12][III-13][III-22]. Nous allons, ci-dessous, simplement reprendre quelques éléments essentiels.

La principale idée est de reconsidérer un développement en série de Taylor, non plus autour de l'origine $[0,0,0,0\dots]$ (comme c'était le cas avec les séries de Volterra classiques), mais autour d'un point de fonctionnement du dispositif variable dans le temps $[x(t_0), x(t_0), x(t_0), \dots, x(t_0)]$ [III-23][III-24][III-25]. En effectuant ce changement de variable, on obtient alors la formulation suivante :

$$y(t) = f(x(t)) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n (x(t - \tau_k) - x(t)) \cdot d\tau_k \quad \text{Eq. III-14}$$

Cette équation représente une forme modifiée des séries de Volterra, dans laquelle les noyaux $h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ ne sont plus des invariants du système mais dépendent également du signal d'excitation $x(t)$. Il faut noter que la mémoire du dispositif est interprétée par la dépendance du signal de sortie à l'instant t mais aussi à tous les instants $t - \tau_k$ précédents comme illustré sur la Figure III-15. Dans ce cas $h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ est appelé noyau de Volterra dynamique d'ordre n . La prise en compte du signal d'excitation dans la détermination des noyaux permet de limiter le développement de Taylor à un ordre plus petit par rapport au modèle de Volterra classique pour une même précision de modélisation.

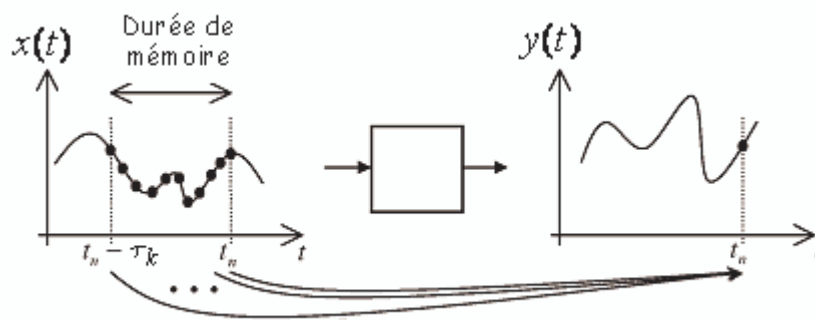


Figure III-15 : Illustration de la fonctionnelle décrivant le système à mémoire

IV.3. Séries de Volterra modifiées

En se plaçant dans le cas de figure de mémoire finie de durée maximale T_m , et d'un système causal ($h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n) = 0$ si $\tau_k < 0$), il est possible de réécrire la série sous la forme :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_0^{T_\infty} \dots \int_0^{T_\infty} h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n (x(t - \tau_k) - x(t)) \cdot d\tau_k \quad \text{Eq. III-15}$$

Cependant, si la durée de mémoire du dispositif T_m peut être considérée faible devant la rapidité du signal d'excitation $x(t)$, comme illustré par la Figure III-16, on peut construire une série modifiée qui peut se limiter au premier terme. Dans ces conditions, le produit

$\prod_{k=1}^n (x(t - \tau_k) - x(t))$ devient négligeable pour $n > 1$. Ainsi, la réponse $y(t)$ s'exprime de la

façon suivante :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \int_0^{T_m} h(x(t), \tau) \cdot (x(t - \tau) - x(t)) \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-16}$$

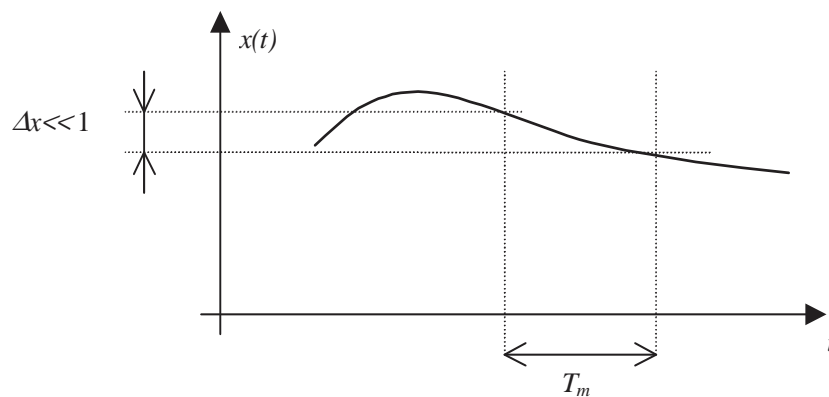


Figure III-16 : Illustration de l'hypothèse de mémoire courte

La série de Volterra dynamique tronquée au premier ordre constitue en fait une paramétrisation d'une réponse impulsionnelle de circuit linéaire par la puissance instantanée du signal d'entrée. Cela revient à appliquer une opération de convolution pour un système linéaire à mémoire autour d'un niveau donné. Cette modification suppose une variation linéaire de la mémoire à long terme ou une durée de mémoire courte devant les variations temporelles du signal d'entrée.

Contrairement aux séries de Volterra classiques, les séries de Volterra dynamiques tronquées au premier ordre offrent une souplesse d'identification avec les outils de simulation et de mesures usuels couramment utilisés dans les laboratoires et les industries.

IV.3.1. Formalisme d'enveloppe complexe

Pour une représentation efficace de ces modèles système, il est plus adéquat d'utiliser la notion d'enveloppe complexe dans l'expression des grandeurs entrée/sortie.

Ainsi, en considérant la forme complexe de l'équation (Eq. III-16) avec ces deux variables $\tilde{X}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ [III-26], et en se limitant uniquement au premier ordre de la série, on obtient l'équation constitutive du modèle de Volterra à noyau dynamique adapté à la simulation système :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*) + \int_0^{T_m} \tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau) \cdot (\tilde{X}(t-\tau) - \tilde{X}(t)) \cdot d\tau \\ + \int_0^{T_m} \tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau) \cdot (\tilde{X}(t-\tau)^* - \tilde{X}(t)^*) \cdot d\tau \end{aligned} \quad \text{Eq. III-17}$$

$\tilde{Y}_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*)$ désigne la caractéristique d'enveloppe statique du dispositif, ou autrement dit la réponse à une excitation monoporteuse (signal CW) à la fréquence centrale rendant compte des effets de saturation du dispositif. Elle correspond aux courbes AM/AM AM/PM du dispositif.

La partie dynamique du modèle est représenté par les deux termes $\tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, t)$ et $\tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, t)$ qui sont les noyaux dynamiques d'ordre 1, rendant compte respectivement de la mémoire HF et la mémoire BF. Le noyau $\tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, t)$ correspond au gain différentiel petit signal (gain paramétrique) du dispositif en présence du signal de pompe, il est donc sensible aux effets de mémoire HF. Alors que le noyau $\tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, t)$ correspond à son gain de conversion. Celui-ci est représentatif du phénomène d'intermodulation à l'origine des phénomènes des battements BF qui introduisent les effets de mémoire longue.

IV.3.2. Forme tempo-fréquentielle

Afin d'exploiter correctement et plus facilement d'un point de vue pratique la relation (Eq. III-17), on transforme les noyaux temporels dans le domaine fréquentiel de manière à obtenir des termes fréquentiels ou fonction de transfert des noyaux. Pour cela on réalise la transformée de Fourier en fonction de τ des noyaux dynamiques \tilde{h}_1^1 et \tilde{h}_1^2 .

Notons $\tilde{X}(\Omega)$, $\tilde{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \Omega)$ et $\tilde{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \Omega)$ respectivement les transformée de Fourier de $\tilde{X}(\tau)$, $\tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau)$ et $\tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau)$.

$$\begin{aligned}\tilde{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \Omega) &= TF(\tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_1^1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \\ \tilde{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \Omega) &= TF(\tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_1^2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-18} \\ \tilde{X}(\Omega) &= TF(\tilde{X}(\tau)) = \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{X}(\tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau\end{aligned}$$

En notant $\tilde{H}_0(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*)$ le gain statique de l'amplificateur, et en optant pour une description de la fonction avec l'enveloppe complexe d'entrée $\tilde{X}(t)$ et de sa conjuguée $\tilde{X}(t)^*$, l'équation générale du modèle de Volterra modifié tronqué au premier ordre se met sous une forme plus appropriée [III-12]:

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(t) &= \tilde{H}_0(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot d\Omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}(t)^*, -\Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega)^* \cdot d\Omega\end{aligned} \quad \text{Eq. III-19}$$

En tenant compte des considérations d'invariance temporelle du système, on obtient l'expression finale de la réponse du dispositif dans le domaine fréquentiel appliquée à la bande de modulation BW est :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j2\varphi_{\tilde{X}(t)}} \cdot \tilde{X}(\Omega)^* \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega \end{aligned} \quad \text{Eq. III-20}$$

Ce passage dans le domaine des fréquences (en bande de base) provoque une modification des bornes d'intégration. Dans le domaine temporel, l'intégration porte sur la durée maximale de mémoire T_{\max} du dispositif, alors que dans le domaine tempo-fréquentiel, l'intégration porte sur toute la bande passante de modélisation du dispositif BW . Cette forme finale fait apparaître une partie statique \tilde{H}_0 et une partie dynamique qui comprends deux fonctions de transfert \tilde{H}_1 et \tilde{H}_2 variables dans le temps et paramétrées uniquement par le niveau du signal d'entrée $|\tilde{X}(t)|$ (deux filtres dynamiques), ce qui traduit la mémoire du dispositif (Figure III-17).

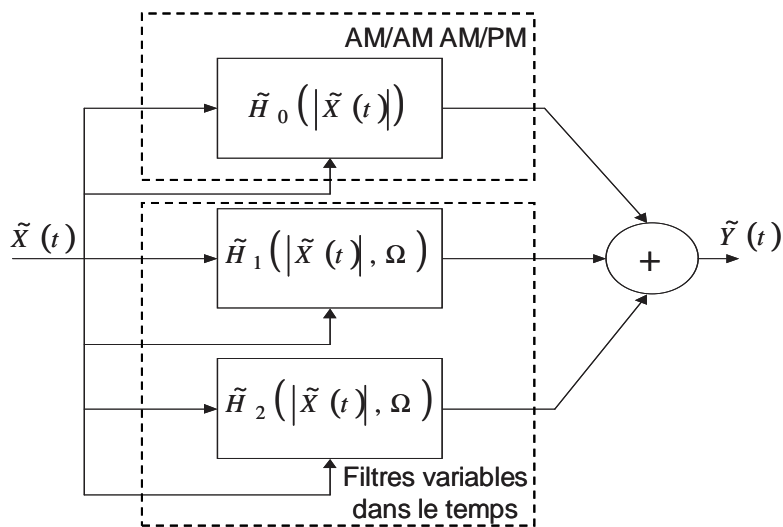


Figure III-17 : Modèle de Volterra dynamique d'ordre 1

IV.3.3. Principe d'identification des noyaux de Volterra

En observant l'équation (Eq. III-20), on remarque que la caractérisation des trois noyaux de Volterra dynamiques $\tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|)$, $\tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ et $\tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega)$ revient exactement à faire une mesure en amplitude et en phase de caractéristiques d'intermodulation. L'extraction du noyau statique $\tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|)$ se fait facilement à partir d'une porteuse non modulée de type $x(t) = \Re e \left\{ X_0 e^{j\omega_0 t} \right\}$ dont on fait varier la puissance, le principe est illustré Figure III-18.

Cela correspond aux courbes AM/AM AM/PM à la fréquence de référence.

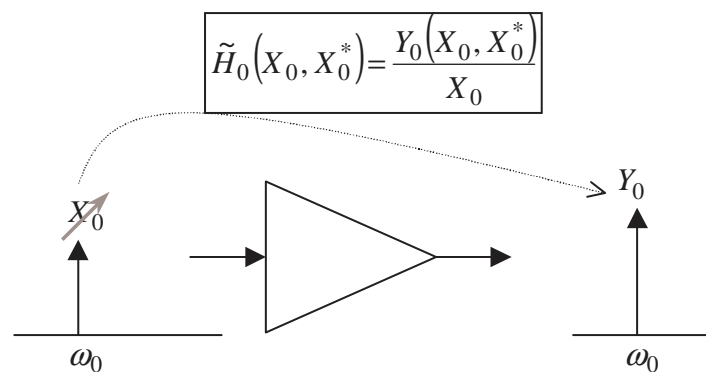


Figure III-18 : Principe d'extraction du noyau statique

L'extraction des deux noyaux dynamiques \tilde{H}_1 et \tilde{H}_2 se fait à partir d'un signal deux tons $x(t) = \Re e \left\{ X_0 e^{j\omega_0 t} + \delta X e^{j(\omega_0 + \Omega)t} \right\}$ où $\delta X \ll X_0$. Il s'agit d'un signal sinusoïdal de faible amplitude, autour de la porteuse (modulation de phase sinusoïdale) pour différents écarts de fréquence Ω et différents niveaux d'entrée du signal de pompe. Le principe d'extraction de la partie dynamique est illustré sur la Figure III-19.

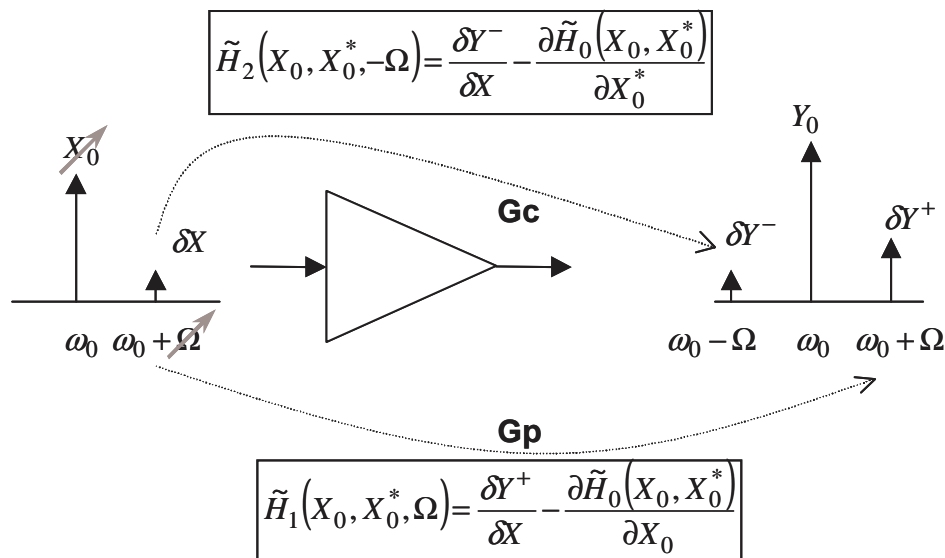


Figure III-19 : Principe d'extraction des noyaux dynamiques

L'extraction des trois noyaux est donc relativement aisée. Cela se fait à partir des simulateurs de type circuit commerciaux en équilibrage harmonique. Cependant, leur extraction à l'aide d'un analyseur de réseau standard par mesure physique pose une difficulté importante en ce qui concerne l'accès aux phases absolues des raies spectrales pour différentes fréquences. Les nouveaux dispositifs de mesures non linéaires tels que le LSNA (Large Signal Network Analyser) permettent peut être de résoudre ce problème [III-27][III-28].

IV.4. Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

Le fait de tronquer la série de Volterra à noyaux dynamique au premier ordre, limite la description des phénomènes de mémoire à long terme.

Bien que l'approche de modélisation comportementale, reposant sur le concept de séries de Volterra modifiées, offre une efficacité de description en termes de performances de dispositifs, elle éprouve des difficultés à prédire le comportement des circuits dont les effets de mémoire basse fréquence sont très non linéaires. Pour résoudre ce problème, l'alternative qui a été proposée a été le modèle à réponse impulsionnelle développé par A. Soury [III-13][III-29][III-30].

IV.4.1. Description mathématique du modèle

La démarche consiste à effectuer un développement plus général de l'expression de base des séries de Volterra. Il s'agit de remplacer le développement en série de puissance initial par un développement en séries de fonction arbitraires.

L'équation constitutive du modèle à réponse impulsionnelle, dans le cas des signaux à enveloppes complexes, s'exprime de la façon suivante :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{+\infty} \tilde{h}(\tilde{X}(t-\tau), \tilde{X}(t-\tau)^*, \tau) \cdot \tilde{X}(t-\tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-21}$$

Comme pour les séries de Volterra, en considérant les propriétés des systèmes invariants dans le temps, une forme plus adéquate de l'équation (Eq. III-21), ne manipulant que le module du signal d'entrée en paramètre, est obtenue :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{+\infty} \tilde{h}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \left. \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt} \right|, \tau) \cdot \tilde{X}(t-\tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-22}$$

dans laquelle les notations $|\tilde{X}(t)|$ et $\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt}$ désignent respectivement l'amplitude et la pulsation instantanées du signal, avec :

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

$$\text{Eq. III-23}$$

IV.4.2. Principe d'identification de la réponse impulsionnelle

L'extraction de la réponse impulsionnelle se fait soit par simulation en transitoire d'enveloppe, soit par mesures physiques sur banc d'enveloppe temporelle [III-31][III-32], en appliquant au dispositif un échelon d'Heavyside modulant la porteuse ω_0 $x(t) = \Re e \left\{ X_0 U(t) e^{j\omega_0 t} \right\}$. Il s'agit de mesurer la réponse indicielle du dispositif $y(t)$ pour des niveaux d'entrée variables afin de couvrir toute la plage de fonctionnement. Le principe de l'extraction est illustré ci-dessous :

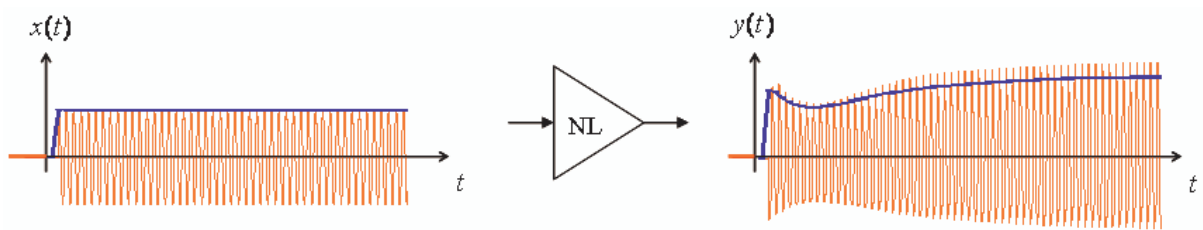


Figure III-20 : Principe d'extraction de la réponse impulsionnelle non linéaire

La réponse indicielle complexe du dispositif s'exprime de la façon suivante :

$$\tilde{Y}(X_0, t) = \int_0^{T_m} \tilde{h}(X_0, \tau) \cdot X_0 \cdot U(t - \tau) \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-24}$$

Compte tenue des propriétés de échelon d'Heavyside ($U(t - \tau) = 0$ pour $\tau > t$ et $U(t - \tau) = 1$ pour $\tau \leq t$), on peut réécrire la relation ainsi :

$$\tilde{Y}(X_0, t) = \int_0^t \tilde{h}(X_0, \tau) \cdot X_0 \cdot d\tau \quad \text{Eq. III-25}$$

L'expression analytique du noyau de la réponse impulsionnelle est déduite de l'équation (Eq. III-25) en effectuant la dérivée par rapport de l'enveloppe complexe de sortie :

$$\tilde{h}(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial \tilde{Y}(X_0, t)}{\partial t} \quad \text{Eq. III-26}$$

Un des points forts de cette approche réside dans sa capacité de prédire avec efficacité les phénomènes de mémoire longue présents dans les amplificateurs des systèmes de communications, tout en conservant une décomposition à l'ordre 1 des séries de Volterra.

IV.5. Modèle à séries de Volterra « modulées »

Si la modélisation des effets de mémoire haute fréquence et basse fréquence séparément semble aujourd'hui satisfaisante, il en est tout autrement sur la prise en compte efficace et conjointe des deux types de mémoire. Dans ce contexte, un travail intéressant a été présenté dans la thèse de C. Mazière [III-22] avec un modèle à séries de Volterra « modulées ». Ce type de modèle est basé sur la combinaison de deux séries de Volterra modifiées dédiée à la prise en compte des deux types de mémoire, le modèle développé par N. Le Gallou (mémoire HF) et celui développé par A. Soury (mémoire BF).

Nous allons faire une présentation quelque peu détaillée de ce modèle qui a constitué l'élément de départ de notre travail de thèse.

IV.5.1. Description mathématique du couplage

L'approche part du postulat que l'amplificateur à l'état solide peut être représenté par une structure bouclée simplifiée au premier ordre, sous la forme d'un produit de deux voies, schématisée Figure III-21. Ainsi, les deux voies du modèle participent simultanément à la réponse du modèle.

Pour des raisons déjà évoquées d'efficacité de modélisation des effets dispersifs non linéaires, impliqués par des constantes de temps disparates, l'architecture du modèle combine la réponse impulsionnelle non linéaire avec la série de Volterra à noyau dynamique.

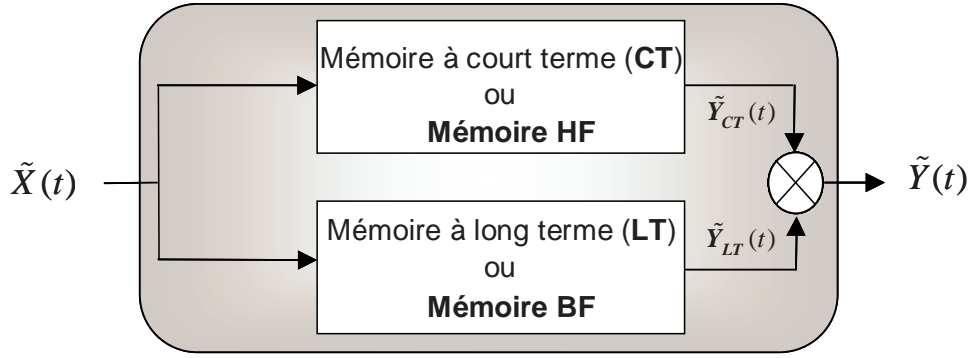


Figure III-21 : Topologie du modèle

Le modèle est constitué d'une Branche principale, qui correspond au modèle de Volterra à noyau dynamique, caractérisant les effets de mémoire non linéaire à court terme (développé par N. LeGallou) et d'une branche de retour, qui correspond au modèle à réponse impulsionnelle non linéaire, caractérisant les effets de mémoire à long terme (développé par A. Soury). Il s'agit donc d'exprimer de façon mathématique la réponse du modèle $\tilde{Y}(t)$.

Considérant $\tilde{X}(t)$, $\tilde{Y}_{CT}(t)$, $\tilde{Y}_{LT}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ les différents signaux représentés Figure III-21. En utilisant le formalisme des séries de Volterra reporté dans [III-12][III-13][III-22], il est possible de décrire respectivement les équations fondamentales de la réponse à court terme $\tilde{Y}_{CT}(t)$, la réponse à long terme $\tilde{Y}_{LT}(t)$ et la réponse du modèle $\tilde{Y}(t)$ de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}_{CT}(t) &= \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot d\Omega \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot d\Omega \\
 \tilde{Y}_{LT}(t) &= \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \\
 \tilde{Y}(t) &= \tilde{Y}_{CT}(t) \cdot \tilde{Y}_{LT}(t)
 \end{aligned}
 \tag{Eq. III-27}$$

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

L'utilisation du modèle de Volterra dit à un seul noyau [III-33], dans l'équation (Eq. III-27), vient du fait que nous désirons représenter uniquement les effets de mémoire à court terme. Dans ces conditions, le noyau $\tilde{H}_2(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ (Eq. III-20) représentant des effets de mémoire à long terme est ignoré. Pour caractériser uniquement les effets de mémoire à long terme dans l'équation (Eq. III-27), la dépendance par rapport à la fréquence instantanée est négligée. Ainsi, la réponse $\tilde{Y}_{LT}(t)$ dépend uniquement du module du signal d'excitation

IV.5.2. Principe d'identification des noyaux du modèle

L'identification des noyaux du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire se fait en deux phases. La première phase consiste en l'extraction du noyau à court terme $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ sur la bande utile du dispositif. Cela se fait en excitant l'amplificateur par un signal CW. Le principe de l'extraction est illustré sur la Figure III-22 :

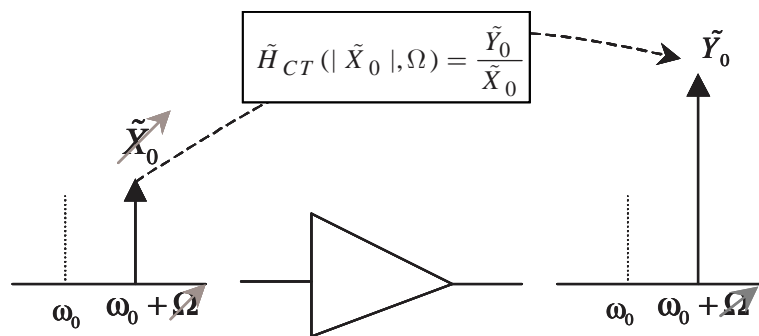


Figure III-22 : Principe d'identification du noyau à court terme

La deuxième phase consiste en l'extraction du noyau à long terme en se servant du modèle à mémoire courte issu de la caractérisation CW de la première phase. Cela se fait en appliquant à l'amplificateur un échelon d'Heavyside d'amplitude variable modulant une porteuse fixe à ω_0 , comme dans le cas du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire.

Le principe de l'extraction est illustré sur ci-dessous [III-22] :

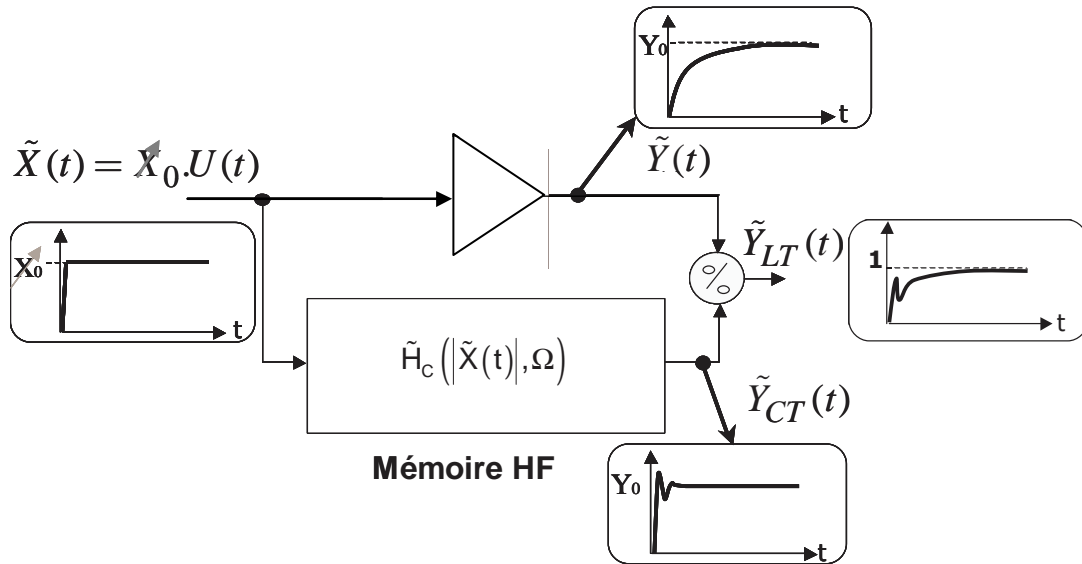


Figure III-23 : Principe d'identification du noyau à long terme

En observant cette illustration, on remarque que la réponse $\tilde{Y}_{LT}(t)$ est le rapport de la réponse du modèle $\tilde{Y}(t)$ et de la réponse $\tilde{Y}_{CT}(t)$.

V. Conclusion

Nous avons évoqué dans ce chapitre la problématique de modélisation comportementale des amplificateurs de puissance. Un aspect critique de la conception d'un système est l'évaluation de ses performances avant même sa réalisation. Pour cela les concepteurs ont recours à plusieurs critères ou facteurs de mérite spécifiques. Au début de ce chapitre, nous avons décrit les différents facteurs de mérite classiquement utilisés pour les spécifications des amplificateurs de puissance. Ensuite nous avons expliqué et analysé les différentes distorsions engendrées par un amplificateur de puissance non linéaire, ainsi que les différents phénomènes de mémoire non linéaires qui y sont présents. Ces effets sont divisés en deux ensembles en fonction de la dynamique de leurs origines physiques : la mémoire à court terme (HF) et la mémoire à long terme (BF) et ils sont fortement couplés. Au niveau système, ces effets mémoires sont des phénomènes dynamiques parasites pouvant dégrader lourdement les performances de l'amplificateur de puissance, et par conséquent, ont une influence directe sur les performances de la chaîne de communication. Enfin, nous avons présenté les différentes voies déjà envisagées et développées à XLIM, permettant la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance dans l'optique d'introduire les caractères dynamiques de ceux-ci. Ces modèles ont montré de bonnes aptitudes à reproduire le comportement de circuits à mémoire. Les modèles développés sont basés sur le formalisme des séries de Volterra. Un des avantages les plus importants de ces séries est la capacité à modéliser et à prendre en compte les plus fortes non linéarités, sous hypothèse de mémoire courte, avec un nombre limité de termes dans le développement. Si la modélisation séparée des effets de mémoire HF et BF présents dans les modules amplificateurs est aujourd'hui bien maîtrisée et s'est été très largement validée, la modélisation simultanée des deux types de mémoire demeure un point sensible. Dans ce contexte, un nouveau modèle gérant respectivement les mémoires haute et basse fréquence, a été récemment développé [III-22]. Les expériences menées sur ce modèle, dit « modèle à séries de Volterra modulées », ont montré des résultats très intéressants [III-34]. Les effets à court terme sont caractérisés par simulation grâce au transitoire d'enveloppe ou par mesures temporelles, par un échelon d'Heavyside de niveau variable modulant une porteuse fixe à la fréquence centrale de l'amplificateur.

La difficulté essentielle dans ce modèle réside dans son principe d'extraction. On notera aussi la difficulté de manipuler l'échelon d'Heaviside en mesures sur banc d'enveloppe temporelle, du fait de la nature infinie de son spectre. Nous allons dans ce travail étudier une nouvelle technique d'extraction, plus facile à mettre en œuvre dans les simulateurs de circuit pour pouvoir tirer le meilleur avantage de ce modèle. Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE**[III-1] S. HUNZIKER, W. BAECHTOLD**

"Simple Model for Fundamental Intermodulation Analysis of RF Amplifiers and Link"
Electronics Letters, vol. 32, n°19, September 1996

[III-2] F.X. ESTAGERIE, T. REVEYRAND

"From Circuit topology to Behavioural Model of Power Amplifier Dedicated to Radar Applications"
Electronics Letters, vol. 43, n°8, April 2007, pp. 477-479

[III-3] J.F. SEVIC, M.B. STEER, A.M.PAVIO

"Nonlinear Analysis Methods for Digital Wireless Communication Systems"
Int. J. Of Microwave Millimeter Wave Computer Aided Eng., May 1996, pp. 197-216

[III-4] 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 Theory and Techniques, vol. 47, n° 7, July 1999, pp. 1059-1069

[III-5] Seng-Won. CHEN, W. PANTON, R. GILMORE

"Effects of Nonlinear Distortion in CDMA Communications Systems"
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, n° 12, December 1996, pp. 2743-2750

[III-6] Chen-Po. LIANG, Je-Hong JONG, W.E. STARK

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

[III-7] J. LAJOINIE

"Contribution à la Conception Optimale en Terme de Linéarité et Consommation des Amplificateurs de Puissance en Fonctionnement Multiporteuse"

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 9-2000, 3 Février 2000

[III-8] N.B. CARVALHO, J.C. PEDRO

"Multi-tone Intermodulation Performance of 3rd Order Microwave Circuits"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 40, n°6, May 1999, pp. 982-989

[III-9] P.N. SAFIER, D.K. ABE, T.M. ANTONSEN

"Simulation of Noise Power Ratio with the Large Signal Code Christine"

IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, n° 8, January 2001, pp. 32-37

[III-10] K. VOELKER

"Apply Error Vector Measurement in Communications Designs"

Microwave and RF, December 1995, pp. 143-152

[III-11] R. HASSUN, M. FLAHERTY, R. MATRECI

"Effective Evaluation of Link Quality Using Error Vector Magnitude Techniques"

Wireless Communications Conference, Proceedings, August 1997, p. 89-94

[III-12] 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-13] A. SOURY

"Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications "

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 39-2002, Octobre 2002

[III-14] F. LAUNAY

"Nonlinear Amplifier Modeling Taking Into Account HF Memory Frequency"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, 2002, pp. 865-868

[III-15] J. VUOLEVI, T. RAHKONEN

"Distorsion in RF Power Amplifiers"

Norwood, Artech House Microwave library, 2003

[III-16] W. BÖSCH, G. GATTI

"Measurement and Simulation of memory Effects in Predistorsion Linearizers"

IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. 37, n°12, December 1989, pp. 1885-1890

[III-17] K. LU, P. M. McINTOSH, C. M. SNOWDEN

"Low Frequency Dispersion and its Influences on the Intermodulation Performances of AlGaAs/GaAs HBTs "

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, June 1996, pp. 1373-1376

[III-18] V. VOLTERRA

"Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations"

New York, Dover publications, Inc., 1959

[III-19] N. WIENER

"Nonlinear Problems in Random Theory"

New York, The technology Press, M.I.T and John Wiley & Sons, Inc., 1958

[III-20] M. SCHETZEN

"The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems"

Krieger Publishing Company, Florida, reprint edition 1989, originally published Wiley 1980

[III-21] S.A. BILLINGS

"Identification of Nonlinear Systems- A survey"

IEE Proceedings Part D, vol. 127, n° 6, 1980, pp. 272-285

[III-22] C. MAZIERE

"Modélisation Comportementale d'Amplificateurs à Mémoire pour des Applications à Large Bande Utilisées dans les Systèmes de Télécommunications et les Systèmes radars"

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 40-2004, Novembre 2004

[III-23] M. ASDENTE, M.C. PASCUSI, A.M. RICCA

"Modified Volterra Wiener Functional Method for Highly Non Linear Systems"

Alta Frequenza, vol. 45, n°12, Dec 1976, pp. 756-759

[III-24] F. FILICORI, V.A. MONACO & AL

"Mathematical Approach to Electron Device Modelling for Nonlinear Microwave Circuit Design : State of Art and Present Trends"

Invited paper, European Transactions on Telecommunications, vol. 1, n°6, Nov 1990, pp. 641-654

[III-25] F. FILICORI, G. VANINI, V.A. MONACO

"A Non Linear Integral Model of Electron Devices for HB Circuit Analysis"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 40, n°7, July 1992, pp. 1456-1465

[III-26] E. NGOYA, N. LE GALLOU, J.M. NEBUS

"Accurate RF and Microwave System Level Modeling of Wide Band Nonlinear Circuits"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 1, June 2000, pp. 79-82

[III-27] T. VAN DEN BROECK

"Calibrated Measurements of Nonlinearities in Narrowband Amplifiers Applied to Intermodulation and Cross modulation Compensation"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 3, May 1995, pp. 1155-1158

[III-28] M. EL YAAGOUBI, G. NEVEUX

"Accurate Phase Measurements of Broadband Multitone Signals Using a Specific Configuration of a Large Signal Network Analyzer"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2006, pp. 1448-1451

[III-29] 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

[III-30] A. SOURY, E. NGOYA, J.M. NEBUS

"A New Behavioral Model Taking into Account Nonlinear Memory Effects and Transient Behaviors in Wideband SSPAs"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, vol. 2, June 2002, pp. 853-856

[III-31] E. NGOYA, R. LARCHEVEQUE

"Envelop Transient Analysis: A new method for the transient and steady-state analysis of microwave communication circuits and systems"

IEEE MTT Symp., Dig. June 1996, p.1365-1368

[III-32] T. REVEYRAND, C. MAZIERE, J.M. NEBUS

"A Calibrated Time Domain Envelope Measurement System for the Behavioral Modeling of Power Amplifiers"

Proceedings of European Microwave-GaAs Conference, October 2002, p.237-240

[III-33] C. DOMINIQUE

"Modélisation Dynamique des Modules Actifs à Balayage Electronique 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-34] 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, October 2004, Bilbao

CHAPITRE IV

***MODELISATION ET IDENTIFICATION DES EFFETS
MEMOIRES A LONG TERME : MODELES A SERIES DE
VOLTERRA MODULEES EXPLICITE ET IMPLICITE***

I. Introduction

Comme nous l'avons précisé dans les chapitres précédents, de part le fait de la complexité accrue des systèmes et sous-système de télécommunication, leur conception requiert des outils d'analyse, de simulation et de modélisation sophistiqués et performants. Ainsi, la prédiction fine des performances de ces systèmes nécessite d'une part des outils de caractérisation suffisamment simples pour être réalisable avec les outils de simulation et/ou de mesures physiques usuels, et d'autre part des modèle utilisant des concepts mathématiques exploitables par les simulateurs usuels tout en conservant une efficacité numérique raisonnable. Le développement de ces outils de simulation et de modélisation constitue donc les lignes directrices de mon travail de thèse.

Dans les chapitres précédents, nous avons aussi vu l'importance que prenait la connaissance précise des effets de mémoire qui existent dans les circuits microondes et notamment dans les amplificateurs à l'état solide. Si la modélisation des effets de mémoire non linéaires séparément semble aujourd'hui bien maîtrisée, la précision des modèles intégrant simultanément les effets de mémoire HF et BF est encore insuffisante. Plusieurs travaux ont, par le passé, donné des résultats satisfaisants [IV-1][IV-2] [IV-3]. Le plus récent a abouti à des prises simultanées des deux types de mémoire et a montré des capacités intéressantes à reproduire les caractéristiques des amplificateurs. Cependant, de part son formalisme, ce modèle présente des limitations de plusieurs natures. On notera que l'utilisation de la méthode du transitoire d'enveloppe en simulation alourdit extrêmement l'extraction du modèle en termes de convergence et de coût de calcul important. On notera aussi la difficulté de manipuler l'échelon d'Heavyside en mesures RF et microondes sur banc d'enveloppe temporelle, du fait de la nature infinie de son spectre.

L'objectif de ce chapitre sera double : développer d'une part une nouvelle méthode d'extraction des effets de mémoire non linéaires BF, susceptible de reproduire efficacement les effets de mémoire à long terme dans les amplificateurs, et développer d'autre part un nouveau modèle dans le but de décrire avec efficacité le processus chronologique induisant les effets de mémoires. Dans un premier temps, la nouvelle méthode d'extraction sera appliquée à un modèle d'amplificateur utilisant une topologie analogue à celle présenté dans les travaux de C. Mazière

[IV-4], à la différence de l'introduction d'un terme de déphasage statique dans la mémoire long terme. Par la suite on appellera ce modèle « *modèle à séries de Volterra modulées - explicite* ».

Ensuite, nous développerons un modèle dit « *modèle à séries de Volterra modulées - implicite* » qui comporte une vraie boucle de rétroaction basse fréquence.

Ce chapitre s'intéresse donc à la construction et à la méthode d'extraction des modèles de Volterra modulés sous les deux formes : explicite et implicite évoqués ci-dessus. Nous allons dresser pour chacun des modèles les phases de caractérisation et de traitement de données permettant d'extraire les noyaux constitutifs. Nous présenterons également les approches numériques adoptées pour implémenter les modèles dans les simulateurs système tels que Matlab/Simulink. Nous présenterons ensuite les résultats obtenus par simulation de niveau système dans le cadre d'une étude des potentialités des deux modèles.

II. Modèle à séries de Volterra modulées explicite

II.1. Topologie du modèle

Le modèle que nous proposons ici est une extension directe de celui proposé dans les travaux de C. Mazière [IV-4]. La nouveauté provient de l'équation décrivant la branche caractérisant les effets de mémoire à long terme. Nous avons introduit dans cette branche un terme de déphasage statique permettant de prendre en compte un effet de propagation de la porteuse préalable à la génération du mémoire BF.

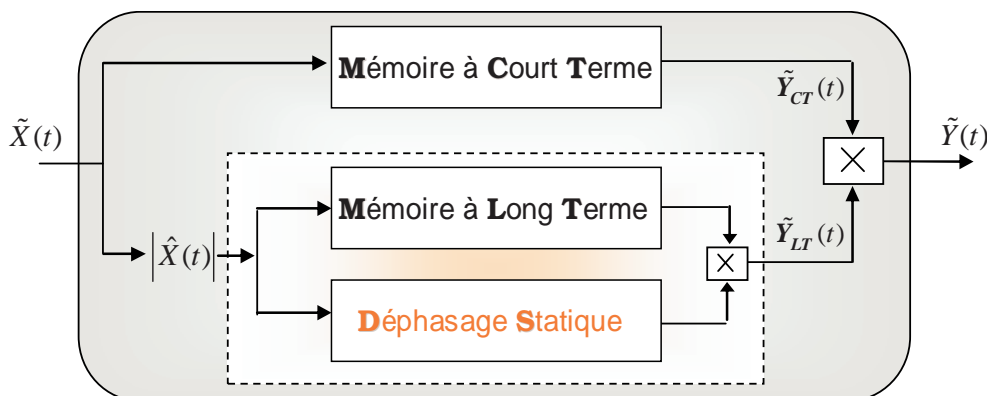


Figure IV-1 : Principe de la topologie modifiée

Considérons $\tilde{X}(t)$, $\tilde{Y}_{CT}(t)$, $\tilde{Y}_{LT}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$ les différents signaux représentés Figure IV-1 .

En utilisant le formalisme des séries de Volterra dynamiques reporté dans [IV-4] [IV-5] [IV-6], il est possible de décrire les équations fondamentales de ces signaux de la façon suivante :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(t) &= \tilde{Y}_{CT}(t) \cdot \tilde{Y}_{LT}(t) && \text{Eq. IV-1} \\ \tilde{Y}_{CT}(t) &= \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \\ \tilde{Y}_{LT}(t) &= 1 + e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}(t)|)} \int_0^{T_\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) |\tilde{X}(t-\tau)| d\tau\end{aligned}$$

La réponse $\tilde{Y}_{CT}(t)$ peut se mettre sous sa forme compacte :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_{CT}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega && \text{Eq. IV-2} \\ \text{avec } \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) &= \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \delta(0) + \hat{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)\end{aligned}$$

Cette expression fait apparaître deux termes : la réponse statique du modèle qui correspond aux caractéristiques de transfert AM/AM AM/PM $\tilde{Y}_{stat}(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t)$ ainsi qu'un terme qui traduit la mémoire court terme.

Comme précédemment (Figure III-21), le modèle s'exprime sous la forme d'une fonction à mémoire longue venant moduler lentement la sortie d'une fonction à mémoire courte et ceci suivant le niveau du signal d'entrée du système. Dans cette expression (Eq. IV-1), le terme $e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}(t)|)}$ représente le déphasage (statique vis-à-vis du comportement BF) introduit par la transition temporelle de l'enveloppe du signal d'entrée à travers les deux branches du modèle. En effet, compte tenu de l'aspect bouclé du système, le mécanisme des effets de mémoire haute fréquence et basse fréquence obéit à un processus chronologique. Le signal d'excitation traverse les cellules d'adaptation, générant ainsi des effets de mémoires hautes fréquences pour se présenter ensuite sur l'entrée de l'amplificateur. La non linéarité principale de celui-ci génère à ses accès de l'énergie en HF mais aussi en BF. Une partie de celle-ci traverse les

réseaux de polarisation, subissant ainsi un filtrage linéaire. Ensuite, le signal résultant vient moduler plus au moins le spectre HF et ainsi de suite. Ce principe est schématisé par la figure suivante.

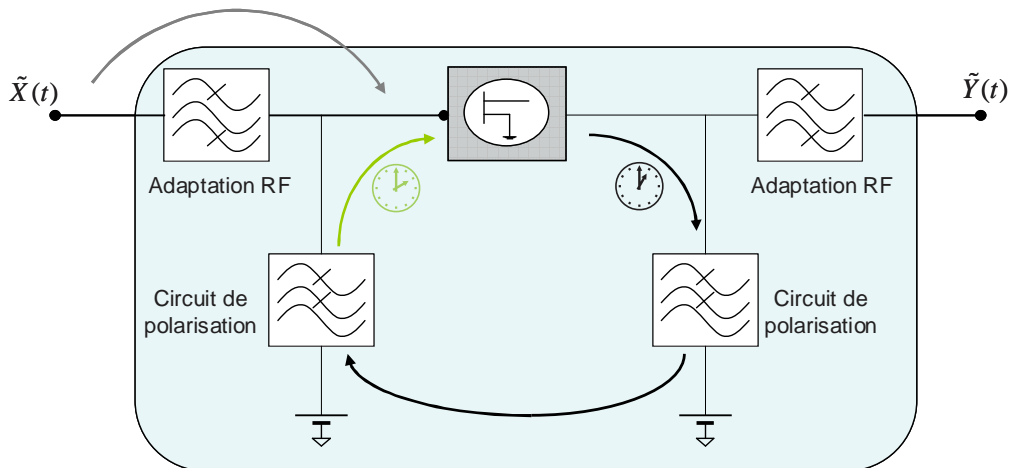


Figure IV-2 : Mécanisme des effets de mémoire

En observant les relations (Eq. IV-1), on remarque que la construction de ce modèle nécessite d'une part l'extraction de la mémoire à court terme, et d'autre part l'extraction de la mémoire à long terme, ainsi que l'identification du déphasage statique (SPS Static Phase Shift) de la voie BF.

Nous proposons dans ce travail d'étudier cette structure modifiée. La nouvelle procédure d'extraction de la mémoire à long terme et la construction du modèle boîte noire seront les principaux points abordés dans cette sous partie.

II.2. Extraction et formulation mathématique des noyaux HF et BF

Les noyaux $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ de la mémoire à court terme et $\tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ de la mémoire à long terme sont des fonctions non linéaires à deux variables, l'amplitude $|\tilde{X}(t)|$ et la pulsation Ω de l'enveloppe d'entrée. Leur extraction est relativement simple et se déroule en deux phases. La première consiste à identifier $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ dans la zone de fonctionnement en

puissance et en fréquence du modèle. La deuxième phase quand à elle, consiste à extraire $\tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ en se servant du modèle à court terme issu de la première phase.

II.2.1. Phase I : Mémoire à court terme « HF »

L'extraction de la mémoire à court terme est réalisée de la même manière que celle présentée dans [IV-4], en appliquant au dispositif un signal CW (sinusoïde pure) dont on fait varier la fréquence et le niveau dans la zone de fonctionnement de l'amplificateur. Le principe est rappelé sur la figure suivante :

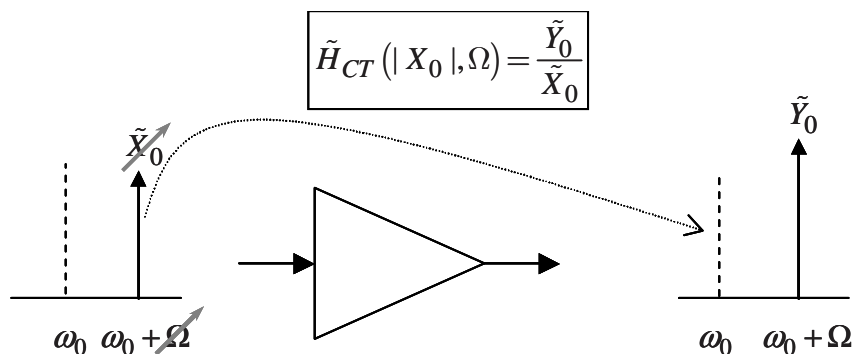


Figure IV-3 : Principe d'identification du noyau à court terme

II.2.2. Phase II : Mémoire à long terme « BF »

La 2^{ème} phase d'identification du modèle consiste à extraire la mémoire à long terme par équilibrage harmonique. À la différence de ce qui avait été présenté précédemment [IV-4], nous proposons de faire l'extraction à l'aide d'un signal biporteuse (ou deux tons), dont on fait varier la puissance et l'écart fréquentiel entre les composantes spectrales (fréquence de battement).

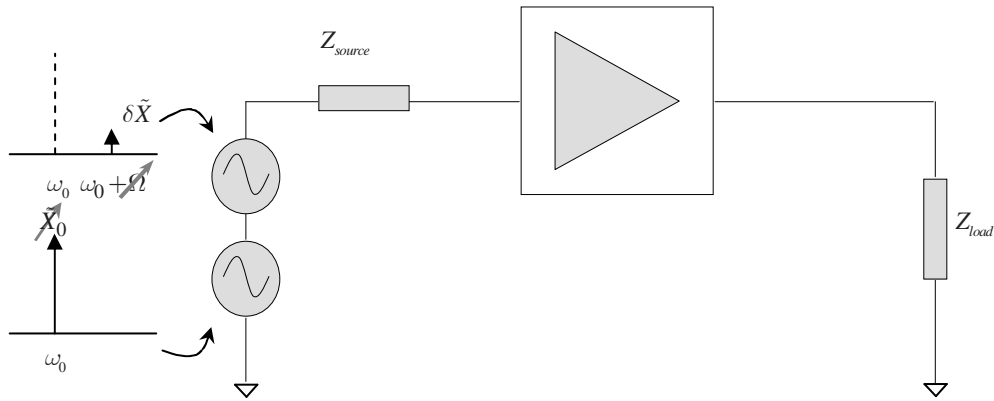


Figure IV-4 : Principe de mesure de la mémoire long terme

Ce signal est bien adapté pour la mise en évidence des effets de mémoire long terme. Celui-ci stimule, par génération de produit d'intermodulation basse fréquence, les effets à dynamique lente. Le signal est composé d'une raie de pompe à la pulsation centrale ω_0 qui permet de balayer la caractéristique non linéaire du dispositif et d'une raie parasite infinitésimale à la pulsation $\omega_0 + \Omega$ qui permet de sonder les dispersions de fréquence BF. Un tel signal s'écrit :

$$x(t) = \Re e(\tilde{X}(t).e^{j\omega_0 t}) \quad \text{Eq. IV-3}$$

$$\text{où } \tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 + \delta\tilde{X}.e^{j\Omega t}$$

$$\text{et } |\delta\tilde{X}| \ll 1$$

L'application d'un tel signal d'entrée conduit à travers la non linéarité de l'amplificateur, du modèle à mémoire courte et du modèle à mémoire lente, aux signaux de sortie composés de trois raies de la forme :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_0 + \delta\tilde{Y}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}^-.e^{-j\Omega t} \quad \text{Eq. IV-4}$$

$$\tilde{Y}_{CT}(t) = \tilde{Y}_{CT0} + \delta\tilde{Y}_{CT}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{CT}^-.e^{-j\Omega t}$$

$$\tilde{Y}_{LT}(t) = \tilde{Y}_{LT0} + \delta\tilde{Y}_{LT}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{LT}^-.e^{-j\Omega t}$$

La méthodologie d'identification biporteuse de la mémoire basse fréquence suit alors une approche graduelle où la première étape est d'identifier la réponse 2 tons $\tilde{Y}_{CT}(t)$ du modèle à

mémoire courte, celle-ci est possible grâce au noyau $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$ extrait dans la phase I. ensuite connaissant $\tilde{Y}(t)$, le signal à la sortie du dispositif, on déduit la réponse de la voie BF $\tilde{Y}_{LT}(t)$ en effectuant le rapport de $\tilde{Y}(t)$ sur $\tilde{Y}_{CT}(t)$. La figure suivante donne une illustration du principe ainsi décrit.

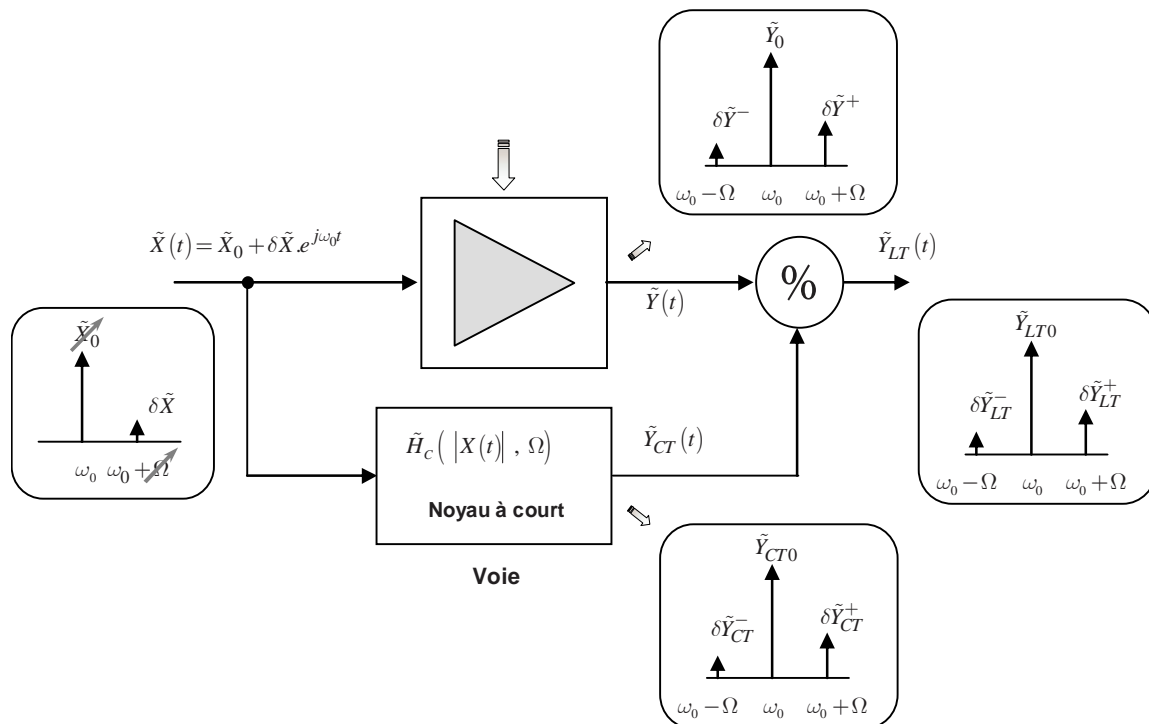


Figure IV-5 : Principe d'extraction du noyau à long terme (représentation spectrale)

L'intérêt de cette nouvelle méthode d'extraction réside dans le fait qu'elle nécessite uniquement des simulations d'équilibrage harmonique, contrairement à la méthode antérieure qui elle nécessite des simulations de transitoire d'enveloppe. L'extraction du modèle à partir d'outils de simulation est donc à la fois plus rapide et précise. Cependant il s'embles qu'il n'y ait pas encore d'outils de mesures physique microondes avec suffisamment de dynamique en amplitude et en écart de fréquence permettant de mesurer en amplitude et en phase des combinaisons de signaux biporteuses avec la précision nécessaire pour ce type de modèle. Nous nous sommes donc appesanti dans ce travail qu'à l'extraction du modèle d'amplificateur à partir de schéma de conception.

Nous allons maintenant décrire brièvement le traitement mathématique permettant de remonter au noyau $\tilde{H}_{LT}(\tilde{X}(t), \Omega)$ à partir de la mesure des termes $\tilde{Y}_{CT}(t)$, $\tilde{Y}_{LT}(t)$ et $\tilde{Y}(t)$.

- Expression analytique de la réponse court terme $\tilde{Y}_{CT}(t)$:

L'expression analytique de la réponse court terme $\tilde{Y}_{CT}(t)$ est obtenue en introduisant l'enveloppe complexe du signal d'excitation $\tilde{X}(t)$ en bande de base dans l'expression régissant le modèle court terme (Eq. IV-2). Pour cela appliquons le signal exprimé ci-dessous :

$$\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 + \delta\tilde{X}.e^{j\Omega t} \quad \text{avec } \delta\tilde{X} \ll 1 \quad \text{Eq. IV-5}$$

En calculant le module au carré et en négligeant les contributions du deuxième ordre trop faible, on obtient :

$$|\tilde{X}(t)|^2 = |\tilde{X}_0|^2 \cdot \left[1 + \frac{\delta\tilde{X}^*}{\tilde{X}_0^*} . e^{-j\Omega t} + \frac{\delta\tilde{X}}{\tilde{X}_0} . e^{j\Omega t} \right] \quad \text{Eq. IV-6}$$

Le module du signal d'excitation est alors le signal trois tons ci-dessous :

$$|\tilde{X}(t)| = |\tilde{X}_0| + \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0^*} . \delta\tilde{X}^* . e^{-j\Omega t} + \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0} . \delta\tilde{X} . e^{j\Omega t} \quad \text{Eq. IV-7}$$

Soit :

$$|\tilde{X}(t)| = |\tilde{X}_0| + \Delta\tilde{X}^* . e^{-j\Omega t} + \Delta\tilde{X} . e^{j\Omega t} \quad \text{Eq. IV-8}$$

$$\text{avec } \Delta\tilde{X}^* = \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0^*} . \delta\tilde{X}^* \quad \text{et} \quad \Delta\tilde{X} = \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0} . \delta\tilde{X} .$$

Appliquons ce signal au modèle court terme. L'enveloppe complexe de sortie $\tilde{Y}_{CT}(t)$ (Eq. IV-2) s'exprime de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{CT}(t) = & \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, 0) \cdot \tilde{X}_0 \\ & + \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \delta \tilde{X} \cdot e^{j\Omega t} \end{aligned} \quad \text{IV-9}$$

En effectuant un développement limité au premier ordre suivant $\delta \tilde{X}$ des deux noyaux et en négligeant les contributions du deuxième ordre, on peut réécrire la relation (Eq. IV-9) comme ce qui suit [IV-7].

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{CT}(t) = & \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0) \cdot \tilde{X}_0 \\ & + [\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0) + \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + \frac{1}{2} |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial |\tilde{X}_0|}] \cdot \delta \tilde{X} \cdot e^{j\Omega t} \\ & + [\frac{1}{2} |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial |\tilde{X}_0|}] \cdot \delta \tilde{X}^* \cdot e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-10}$$

La relation (Eq. IV-10) fait intervenir les contributions de la mémoire court terme aux différentes raies fréquentielles. La comparaison de cette expression avec le signal (Eq. IV-4) permet de conclure que :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{CT}(t) = & \tilde{Y}_{CT_0} + \delta \tilde{Y}_{CT}^+ \cdot e^{j\Omega t} + \delta \tilde{Y}_{CT}^- \cdot e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-11}$$

$$\tilde{Y}_{CT_0} = \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0) \cdot \tilde{X}_0$$

avec
$$\delta \tilde{Y}_{CT}^+ = [\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0) + \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + \frac{1}{2} |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial |\tilde{X}_0|}] \cdot \delta \tilde{X}$$

$$\delta \tilde{Y}_{CT}^- = [\frac{1}{2} |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial |\tilde{X}_0|}] \cdot \delta \tilde{X}^*$$

Ainsi la connaissance de la caractéristique à court terme $\tilde{H}_{CT}(\tilde{X}_0, \Omega)$ et de sa dérivée partielle par rapport à \tilde{X} au point $\Omega = 0$, permet de déterminer précisément les 3 raies désirées à la sortie de la voie HF.

En réécrivant la réponse du modèle :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(t) &= \tilde{Y}_{CT}(t) \cdot \tilde{Y}_{LT}(t) \\ &= (\tilde{Y}_{CT_0} + \delta\tilde{Y}_{CT}^+ \cdot e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{CT}^- \cdot e^{-j\Omega t}) \times (1 + \delta\tilde{Y}_{LT}^+ \cdot e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{LT}^- \cdot e^{-j\Omega t})\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-12}$$

et en comparant au signal de sortie de l'amplificateur :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_0 + \delta\tilde{Y}^+ \cdot e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}^- \cdot e^{-j\Omega t} \quad \text{Eq. IV-13}$$

On en déduit les relations :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_0 &= \delta\tilde{Y}_{CT_0} + \delta\tilde{Y}_{CT}^+ \cdot \delta\tilde{Y}_{LT}^- + \delta\tilde{Y}_{CT}^- \cdot \delta\tilde{Y}_{LT}^+ \\ \delta\tilde{Y}^+ &= \delta\tilde{Y}_{CT_0} \cdot \delta\tilde{Y}_{LT}^+ + \delta\tilde{Y}_{CT}^+ \\ \delta\tilde{Y}^- &= \delta\tilde{Y}_{CT_0} \cdot \delta\tilde{Y}_{LT}^- + \delta\tilde{Y}_{CT}^-\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-14}$$

De ces relations, on tire l'expression des deux raies $\delta\tilde{Y}_{LT}^+$ et $\delta\tilde{Y}_{LT}^-$ présentes à la sortie de la voie BF ci-après :

$$\delta\tilde{Y}_{LT}^+ = \frac{\delta\tilde{Y}^+ - \delta\tilde{Y}_{CT}^+}{\delta\tilde{Y}_{CT_0}} \quad ; \quad \delta\tilde{Y}_{LT}^- = \frac{\delta\tilde{Y}^- - \delta\tilde{Y}_{CT}^-}{\delta\tilde{Y}_{CT_0}} \quad \text{Eq. IV-15}$$

Connaissant les composantes du signal $\tilde{Y}_{LT}(t)$, on peut alors déterminer l'expression du noyau $\tilde{H}_{LT}(\tilde{X}_0, \Omega)$ comme suit.

- Expression analytique de la réponse long terme $\tilde{Y}_{LT}(t)$:

De la même manière que précédemment, l'expression analytique de la réponse long terme $\tilde{Y}_{LT}(t)$ est obtenue en introduisant le signal d'excitation $\tilde{X}(t)$ dans l'expression régissant le modèle long terme (Eq. IV-1). Celle-ci repose sur le calcul de l'intégrale de convolution suivant.

$$\tilde{Y}_{LT}(t) = 1 + e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}(t)|)} \int_0^{T_\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) |\tilde{X}(t-\tau)| d\tau \quad \text{Eq. IV-16}$$

En appliquant le signal d'entrée (Eq. IV-5) dans cette équation et en effectuant le développement du noyau $\tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}|, \tau)$ en série de Taylor suivant la variable $|\tilde{X}|$, nous obtenons compte tenu de la faible amplitude de la raie $\delta\tilde{X}$:

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, \tau) &= \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \tau) + \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0} \cdot \frac{\partial \tilde{h}_{LT}}{\partial |\tilde{X}_0|} \cdot \delta X \cdot e^{j\Omega t} \\ &+ \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0^*} \cdot \frac{\partial \tilde{h}_{LT}}{\partial |\tilde{X}_0|} \cdot \delta X^* \cdot e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-17}$$

En substituant cette expression dans l'équation (Eq. IV-16), le signal de sortie $\tilde{Y}_{LT}(t)$ apparaît comme une combinaison de trois raies fréquentielles [IV-8][IV-9] :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{LT}(t) &= 1 + a \cdot \left\{ \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega)}{\partial |\tilde{X}_0|} \right\} \cdot e^{j\Omega t} \\ &+ b \cdot \left\{ \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, -\Omega) + |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\tilde{X}_0|} \right\} \cdot e^{-j\Omega t} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-18}$$

$$\text{avec } a = \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0} \cdot \delta\tilde{X} \quad , \quad b = \frac{1}{2} \frac{|\tilde{X}_0|}{\tilde{X}_0^*} \cdot \delta\tilde{X}^* \quad , \quad \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) = \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau$$

La comparaison de cette équation avec le signal (Eq. IV-14), issu de la mesure, permet de décrire les composantes fréquentielles sous forme d'une équation différentielle à partir de laquelle on peut extraire le noyau \tilde{H}_{LT} :

$$\begin{aligned} a. \{ \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega)}{\partial |\tilde{X}_0|} \} \cdot e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}_0|)} &= \delta\tilde{Y}_{LT}^+ & \text{Eq. IV-19} \\ b. \{ \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, -\Omega) + |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, -\Omega)}{\partial |\tilde{X}_0|} \} \cdot e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}_0|)} &= \delta\tilde{Y}_{LT}^- \end{aligned}$$

Il nous faut maintenant déterminer le terme de déphasage statique $\phi(|\tilde{X}_0|)$. Pour cela, on note que la réponse impulsionnelle $\tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \tau)$ doit être purement réelle puisqu'elle représente la réponse du circuit autour de la fréquence zéro. Sa fonction de transfert est donc hermitienne :

$$\tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, -\Omega) = \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega)^* \quad \text{Eq. IV-20}$$

Si l'on admet cette condition dans l'équation (Eq. IV-19), il advient que les deux composantes du signal BF $\delta\tilde{Y}_{LT}^+$ et $\delta\tilde{Y}_{LT}^-$ doivent avoir la même amplitude :

$$|\delta\tilde{Y}_{LT}^+| = |\delta\tilde{Y}_{LT}^-| = |\delta\tilde{Y}_{LT}| \quad \text{Eq. IV-21}$$

et par ailleurs satisfont à la condition :

$$\begin{aligned} \delta\tilde{Y}_{LT}^+ &= |\delta\tilde{Y}_{LT}| \cdot e^{j\angle\delta\tilde{Y}_{LT}^+} = |\delta\tilde{Y}_{LT}| \cdot e^{j(\phi(|\tilde{X}_0|) + \theta(\Omega))} \\ \delta\tilde{Y}_{LT}^- &= |\delta\tilde{Y}_{LT}| \cdot e^{j\angle\delta\tilde{Y}_{LT}^-} = |\delta\tilde{Y}_{LT}| \cdot e^{j(\phi(|\tilde{X}_0|) - \theta(\Omega))} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV-22}$$

Du système d'équation ci-dessus on tire le déphasage statique comme :

$$\phi(|\tilde{X}_0|) = \angle\delta\tilde{Y}_{LT}^+ - \frac{1}{2} \cdot \tan^{-1} \left(\frac{\delta\tilde{Y}_{LT}^+}{\delta\tilde{Y}_{LT}^-} \right) \quad \text{Eq. IV-23}$$

Dans la pratique on va considérer la valeur moyenne de cette expression obtenue pour toutes les valeurs de l'écart de fréquence Ω . Une fois le déphasage statique obtenu, la résolution de l'équation différentielle peut se faire numériquement par discrétisation de l'enveloppe complexe $|\tilde{X}_0|$ avec un pas d'échantillonnage h suffisamment petit et en partant d'un état initial du vecteur des variables d'état :

$$|\tilde{X}_0| = |\tilde{X}_0|_1, |\tilde{X}_0|_2, |\tilde{X}_0|_3, \dots, |\tilde{X}_0|_n \quad \text{Eq. IV-24}$$

avec $|\tilde{X}_0|_i$ représente la valeur de $|\tilde{X}_0|$ au point i . Les détails de ce traitement sont donnés en annexe B.

En conclusion cette partie a permis de développer une nouvelle méthode d'extraction de la mémoire long terme, basée sur des mesures deux tons, permettant une identification des paramètres précise puisqu'elle ne nécessite que des données simples à obtenir en simulation à partir d'un schéma de conception de niveau circuit, à l'aide de la méthode d'harmonique balance.

La construction du modèle boîte noire est maintenant possible, et ce à l'aide de l'équation fondamentale du modèle (Eq. IV-1). La procédure de caractérisation débouche sur une base de données représentative du comportement général du dispositif. Ces données doivent être exploitées numériquement afin de les introduire dans le modèle en tant que fonction analytique non linéaire (termes de la séries de Volterra dynamique et de la réponse impulsionnelle).

La partie suivante s'intéresse donc à la construction numérique du modèle et son intégration dans un environnement de simulation système.

II.3. Implémentation numérique du modèle

Cette partie a pour objectif d'appréhender efficacement la méthode de calcul numérique du modèle boîte noire. Cette représentation numérique a un double objectif :

- Elle doit permettre de rendre compatible le modèle, basé sur des fonctions continues des variables temps et fréquence, avec des environnements de simulation à temps discret dans lesquels les modèles sont destinés à être intégrés.
- Elle doit aussi permettre de reproduire correctement tous les effets constitutifs du comportement global du dispositif non linéaire.

Une fois la procédure de caractérisation effectuée et le calcul des différents paramètres de base (noyaux court terme et long terme) réalisé, des opérations et des traitements supplémentaires permettent d'obtenir un modèle compatible avec la mise en œuvre réelle du circuit (mesure ou simulation). Il faut pouvoir composer l'intégrale de convolution et l'intégrale de Fourier (Eq. IV-1) pour reproduire la réponse de l'amplificateur à toute excitation. Cela pose deux types de problème. Le premier problème est la représentation mathématique qui permet le passage à un espace continu des noyaux court terme et long terme mesurés sur des points discrets. Le second est la représentation numérique des intégrales de Fourier ou de convolution définissant la série de Volterra.

Comme initié dans les travaux de modélisation précédents [IV-4][IV-6], nous avons adopté l'approche qui consiste à décomposer les noyaux de Volterra en séries de fonctions séparables :

$$\tilde{H}_i(|\tilde{X}|, \Omega) = \sum_{k=0}^K \alpha_k(\Omega) \cdot f_k(|\tilde{X}(t)|) \quad \text{Eq. IV-25}$$

où $f_k(\dots)$ est une fonction de base arbitraire (polynômes $|\tilde{X}|^k$, Chebyshev, splines d'approximation, $\tanh(|\tilde{X}|/|\tilde{X}| \dots)$). Nous avons choisi d'utiliser le cas le plus courant $\tilde{f}_k(|\tilde{X}(t)|) = |\tilde{X}|^{2k}$.

On peut alors synthétiser les coefficients $\alpha_k(\Omega)$ en utilisant la technique des pôles/résidus reportée dans [IV-10]. Avec cette technique, une analyse des pôles et résidus est préalablement réalisée permettant ainsi de localiser les pôles stables à utiliser pour la synthèse des coefficients. La représentation de pôles/résidus est la suivante :

$$\alpha_k(\Omega) = \sum_{p=1}^P \frac{R_{kp}}{j\Omega - P_{kp}} \quad \text{Eq. IV-26}$$

Cette méthode assure généralement une bonne stabilité numérique du modèle car elle ne nécessite pas le calcul de dérivée temporelle d'ordre élevé, contrairement à l'approximation de Padé. Le calcul des pôles P_{kp} et des résidus R_{kp} est effectué à partir de la méthode numérique des moindres carrés [IV-11][IV-12].

Ainsi, en introduisant l'expression (Eq. IV-26) dans l'équation (Eq. IV-25), on peut réécrire les caractéristiques $\tilde{H}_i(\cdot)$ de la manière suivante :

$$\tilde{H}_i(|\tilde{X}|, \Omega) = \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P \frac{R_{kp}}{j\Omega - P_{kp}} \cdot f_k(|\tilde{X}(t)|) \quad \text{Eq. IV-27}$$

où K et P représentent respectivement l'ordre de l'approximation suivant la puissance et la fréquence.

En appliquant l'expression (Eq. IV-27) aux différents termes du modèle [voir annexe C], on obtient alors les équations à temps discret suivantes des noyaux à court et à long terme du modèle :

Réponse à court terme :

$$\tilde{Y}_{CT} = \sum_{n=0}^{T_m} \tilde{Y}_{CT}(t_n) \quad \text{Eq. IV-28}$$

avec

$$\tilde{Y}_{CT}(t_n) = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P |\tilde{X}(t_n)|^{2k} R_{kp} e^{P_{kp} t_n} \left\{ \hat{X}(t_{n-1}) - \hat{X}(t_n) \left[\frac{1}{P_{kp}} e^{-P_{kp} \tau} \right]_{t_{n-1}}^{t_n} \right\} \quad \text{Eq. IV-29}$$

Réponse à long terme :
$$\tilde{Y}_{LT} = \sum_{n=0}^{T_m} \tilde{Y}_{LT}(t_n) \quad \text{Eq. IV-30}$$

avec
$$\tilde{Y}_{LT}(t_n) = e^{j\phi(|\tilde{X}(t_n)|)} \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P R_{kp} \cdot e^{P_{kp} \cdot t_n} \left\{ \hat{Z}(t_{n-1}) - \hat{Z}(t_n) \left[\frac{1}{P_{kp}} \cdot e^{-P_{kp} \cdot \tau} \right]_{t_{n-1}}^{t_n} \right\} \quad \text{Eq. IV-31}$$

$$\hat{Z}(t_n) = |\tilde{X}(t_n)|^{2k+1}$$

II.4. Intégration du modèle modifié dans l'environnement système Simulink

Ces techniques d'implémentation ont été utilisées pour l'intégration du modèle dans le simulateur système Matlab/Simulink [IV-13]. L'intégration numérique des équations du modèle a été réalisée à l'aide des blocs « C MEX-file S-Function » [IV-14], codés en langage C, directement utilisable sous Simulink et permettant une interface de modélisation. Ceux-ci gèrent toutes les opérations d'entrée et de sortie en respectant les contraintes de l'implémentation (signal d'entrée, paramètres de simulation...).

La méthodologie de modélisation, composée de différentes étapes nécessaires à la création du modèle, est représentée sur la Figure IV-6.

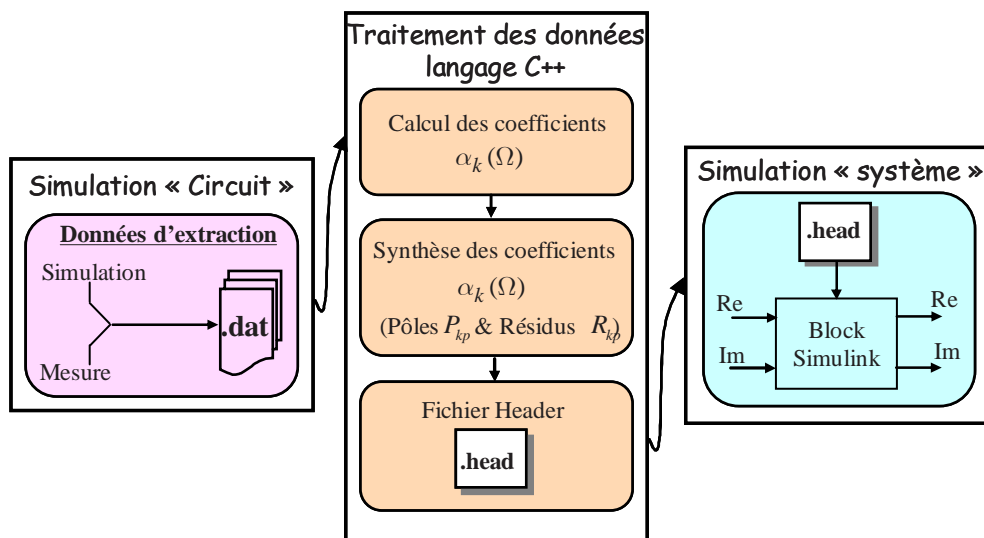


Figure IV-6 : Environnement et architecture du principe de la modélisation

Cet organigramme retrace le cheminement de la modélisation des deux modèles court terme et long terme, partant de la procédure de l'extraction des données au niveau circuit jusqu'à la simulation au niveau système pour le calcul et l'évaluation des performances du modèle. Le calcul des pôles/résidus et l'interpolation des paramètres sont effectués à l'aide d'un logiciel d'extraction développé récemment à XLIM.

A ce stade, toutes les problématiques liées à la mise au point du modèle, les précisions et les informations d'ordre général concernant l'intégration numérique du modèle dans un simulateur système ont été évoquées. Nous allons donc dans ce qui suit nous intéresser à l'évaluation des performances de la topologie proposée.

II.5. Exemple d'application

Afin d'évaluer les potentialités de cette nouvelle méthode d'extraction, celle-ci a été appliquée au cas d'un amplificateur LNA de technologie BiCMOS fonctionnant en bande L (fréquence centrale de 1.96 GHz). Cet amplificateur contient un contrôle de gain automatique le rendant particulièrement sensible aux effets de mémoire à long terme.

L'extraction des caractéristiques nécessaires à l'élaboration de notre modèle a été réalisée à partir de sa netlist de conception par simulation à l'aide du logiciel d'analyse Xpedion/GoldenGateTM d'Agilent Technology.

La construction des différents termes du modèle s'effectue pour les différentes valeurs des ondes de puissances de l'entrée et de la sortie.

II.5.1. Caractéristiques AM/AM AM/PM

Les graphiques ci-dessous donnent les courbes de compression de gain CW et de déphasage entrée/sortie en fonction de la puissance et de la fréquence, obtenues à l'aide de la méthode de l'équilibrage harmonique

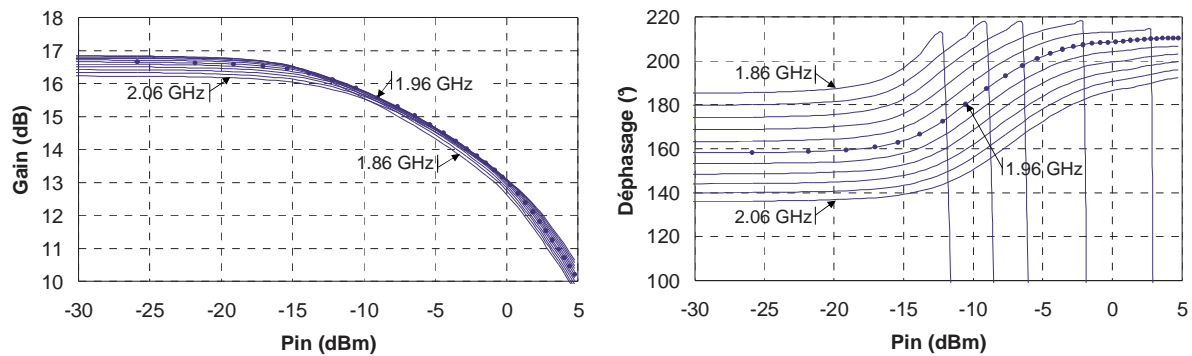


Figure IV-7 : Caractéristiques statiques de l'amplificateur LNA paramétrées en puissance et en fréquence

Ce réseau de courbes fait apparaître des variations de gain en fonction de la puissance injectée et pour différentes valeurs de la fréquence d'excitation, résultant du comportement non linéaire de l'amplificateur.

II.5.2. Extraction des noyaux HF et BF

Cette procédure d'extraction s'effectue à l'aide d'une analyse d'équilibrage harmonique en monoporteuse pour la mémoire HF et en biporteuse pour la mémoire BF. Les principaux points à retenir pour ces simulations sont :

- balayage du niveau de la raie pompe V_{in} de 0.02 V (~ -33 dBm) à 0.6 V (~ 0 dBm) ;
- raie parasite d'amplitude $V_{in}/30$ vue linéairement par l'amplificateur ;
- balayage de la fréquence sur une bande de 200 MHz pour la mémoire HF et pour la mémoire BF autour de la fréquence centrale f_0 .

Le comportement de cet amplificateur peut être visualisé sous forme d'une matrice $N \times M$ en notant la partie réelle de la puissance de sortie et la partie imaginaire correspondante

respectivement à N puissances disponibles et à M fréquences d'excitation d'entrée. Ainsi, les noyaux court terme et long terme du modèle peuvent être facilement évalués en utilisant les formules Eq. IV-11 et Eq. IV-15. La Figure IV-8 présente les variations du noyau à mémoire courte en fonction de l'écart en fréquence et pour différents niveaux du signal d'excitation.

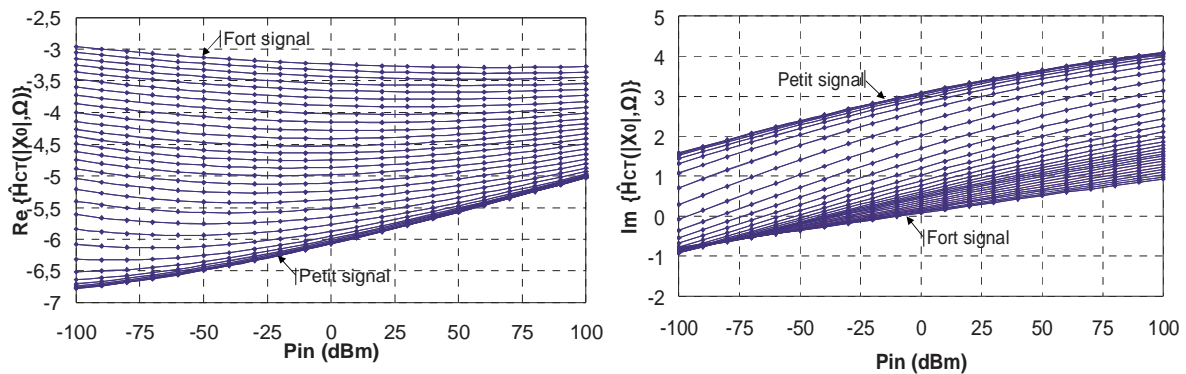


Figure IV-8 : Noyau court terme en partie réelle et imaginaire pour différents niveaux du signal d'excitation

On observe ainsi des pentes traduisant la présence des effets de mémoire hautes fréquences dans la bande d'extraction.

L'étape suivante consiste à déterminer, à partir des données enregistrées, la réponse du modèle HF à une excitation biporteuse afin d'obtenir la réponse du modèle BF et par la suite identifier le noyau BF.

Nous présentons sur la figure suivante la sortie de la voie BF (en partie réelle – imaginaire et module - phase) obtenus après le traitement mathématique décrit en II-2 de ce chapitre.

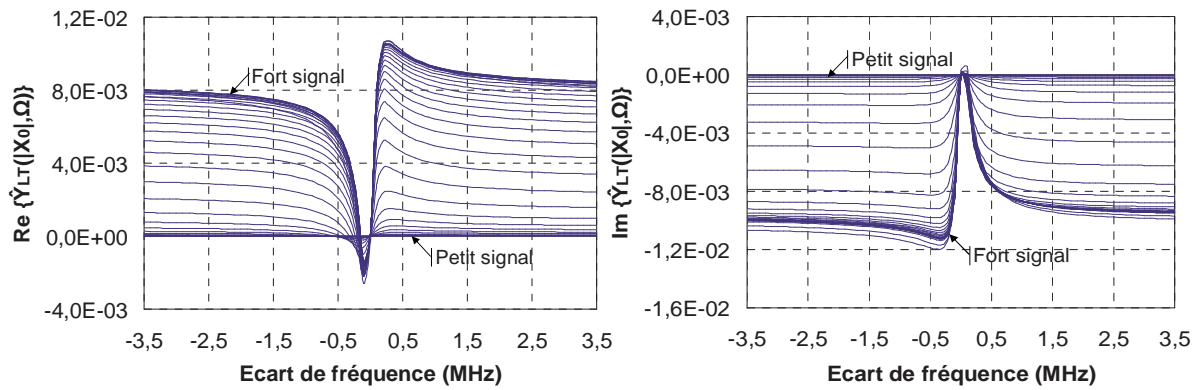


Figure IV-9 : Réponse de la mémoire long terme obtenue après traitement

La Figure IV-10 montre le déphasage statique $\phi(\tilde{X}_0)$ de la voie BF.

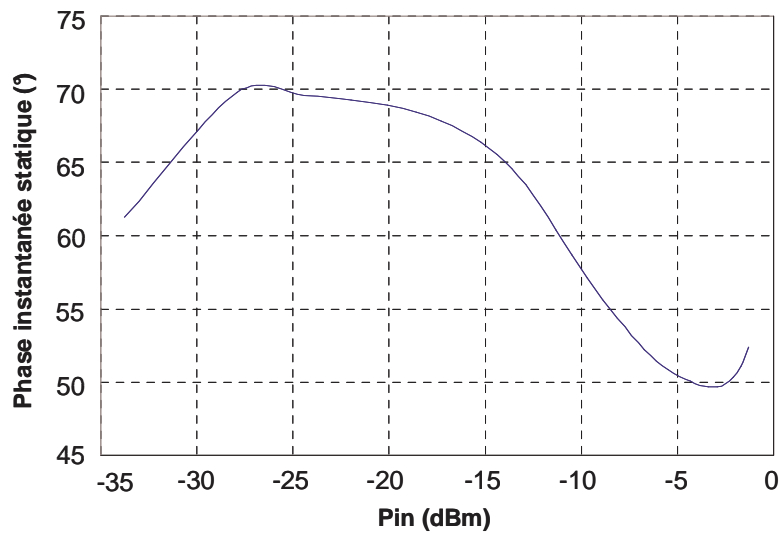


Figure IV-10 : Déphasage statique de la voie BF $\phi(\tilde{X}_0)$

Les Figures IV-11 et IV-12 montrent le noyau BF $\tilde{H}_{LT}(\tilde{X}_0, \Omega)$ en parties réelle – imaginaire en fonction de la puissance d’entrée et de la fréquence respectivement :

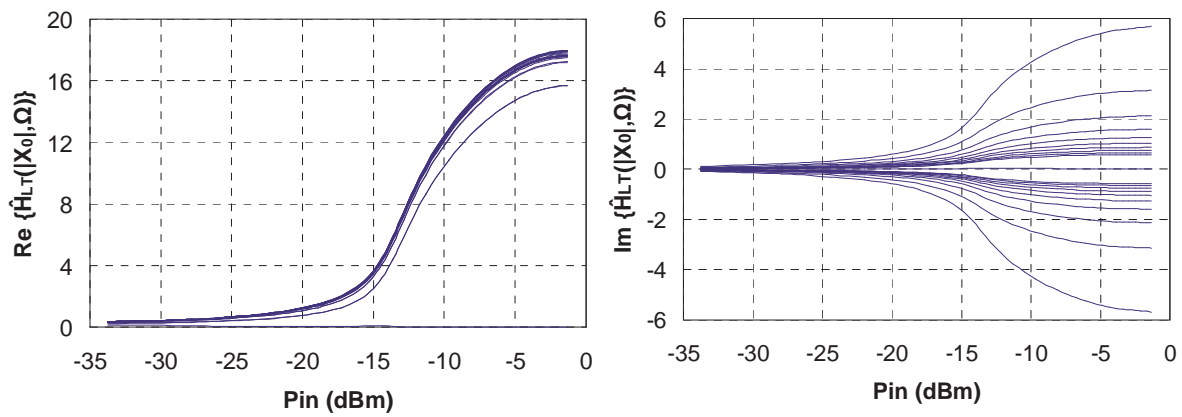


Figure IV-11 : Noyau à mémoire longue en partie réelle/imaginaire pour différentes fréquences

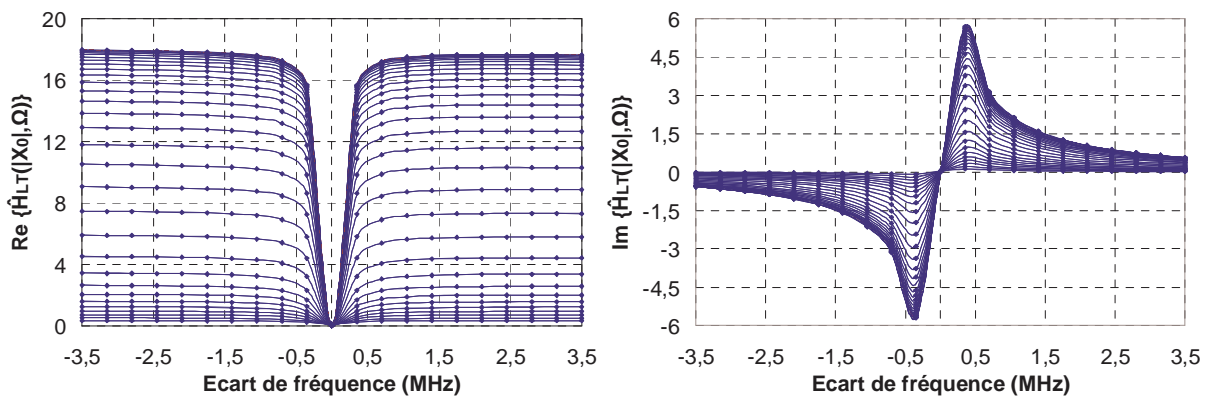


Figure IV-12 : Noyau à mémoire longue en partie réelle/imaginaire pour différentes puissances d'excitation

On observe ainsi que le noyau BF est nul au centre de la bande $\Omega = 0$, de même qu'il est constant à faible niveau de pompe (pour Ω fixe). Cela permet de fixer les conditions initiales pour le calcul de l'équation différentielle.

La première phase de caractérisation ayant été réalisée, la construction du nouveau modèle peut être alors effectuée en suivant la procédure décrite précédemment. En pratique, nous

avons remarqué que la décomposition en fonctions séparables des différents noyaux nécessitait des ordres d'approximation suivant la puissance et la fréquence respectivement égales à $P=9$ et $N=9$, afin d'obtenir une bonne approximation pour le noyau à mémoire courte. Quand à la décomposition du noyau de la mémoire longue, nous avons considéré $P=9$ et $N=7$. Les résultats de cette approximation sont comparés, ci-dessous, à la simulation de type circuit :

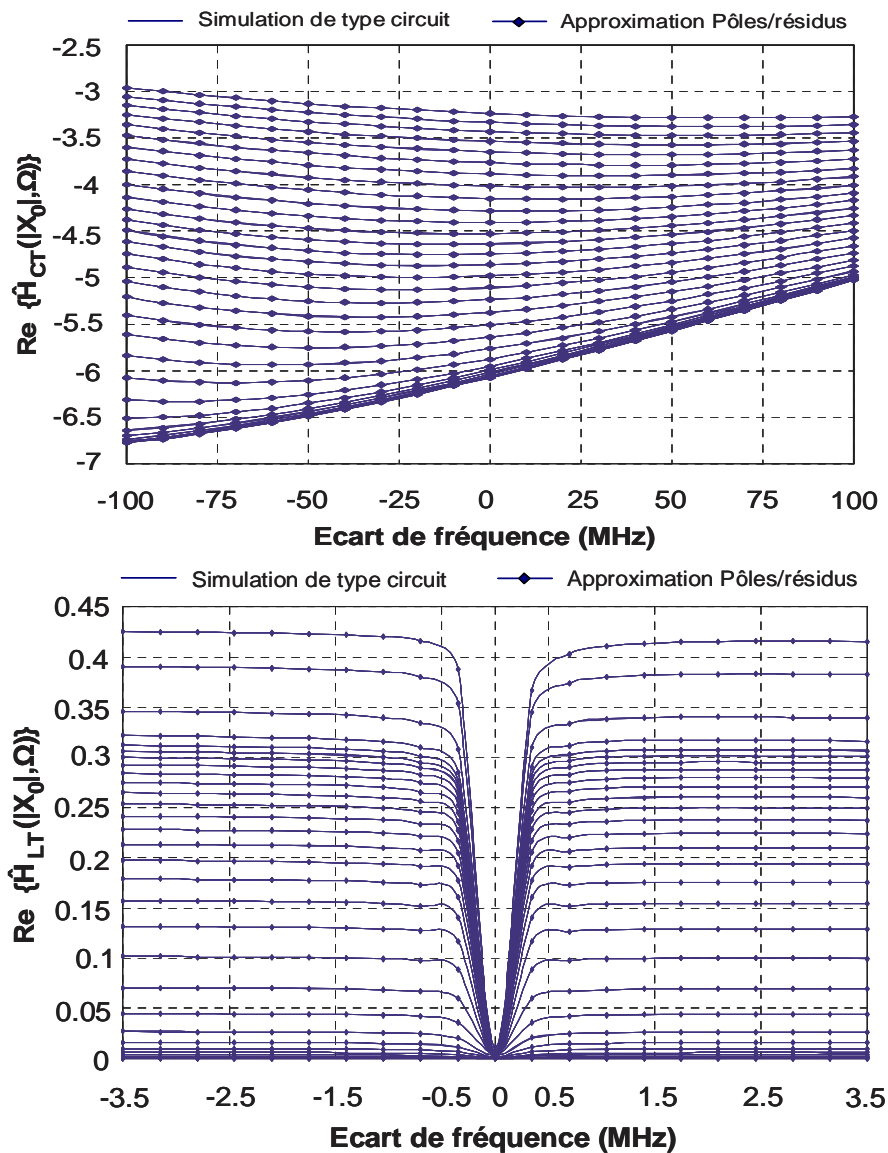


Figure IV-13 : \tilde{H}_{CT} et \tilde{H}_{LT} en partie réelle pour différents niveaux de puissances

La bonne concordance du modèle approximé en pôles/résidus avec le circuit permet d'assurer une description précise du modèle.

II.5.3. Validation du modèle par simulation système

Une fois les procédures de caractérisation, d'approximation et d'implémentation (Figure IV-14) des noyaux à court terme et long terme finalisées, il convient alors d'évaluer les performances du modèle obtenu. Pour cela, le modèle statique AM/AM AM/PM a été implémenté dans l'objectif de confronter les résultats obtenus par celui-ci et ceux obtenus par notre nouveau modèle.

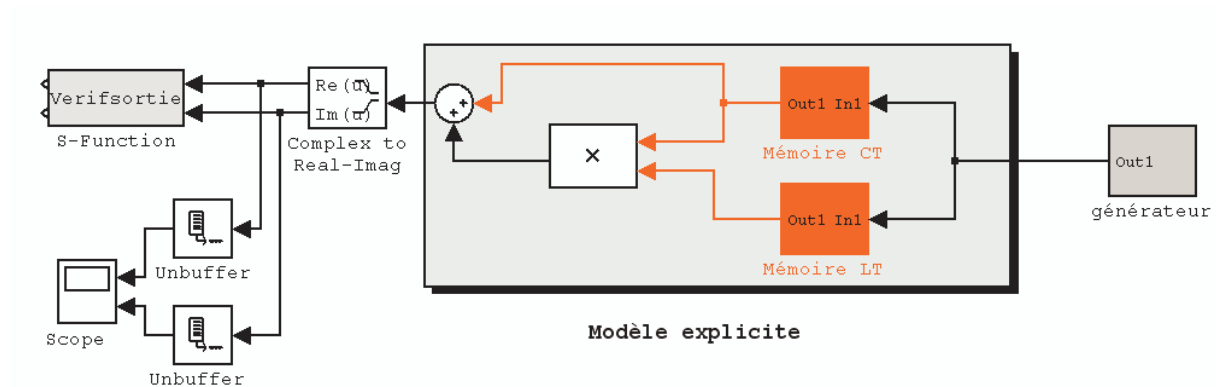


Figure IV-14 : Modèle de l'amplificateur dans l'environnement Simulink

Les tests du modèle modifié sont de deux natures. L'un concerne un signal d'excitation purement sinusoïdal ou test monoporteuse. Ce test permettra de vérifier l'exactitude de la prise en compte des effets de mémoires hautes fréquences. Le deuxième test a pour objectif de voir le comportement du modèle en présence de signaux de modulation numérique couramment rencontrés. Pour cela une série de simulations monoporteuse est effectuée. La Figure IV-15 montre la comparaison de la prédiction du gain et la puissance de sortie de l'amplificateur (simulation de type circuit) avec celle du modèle (explicite).

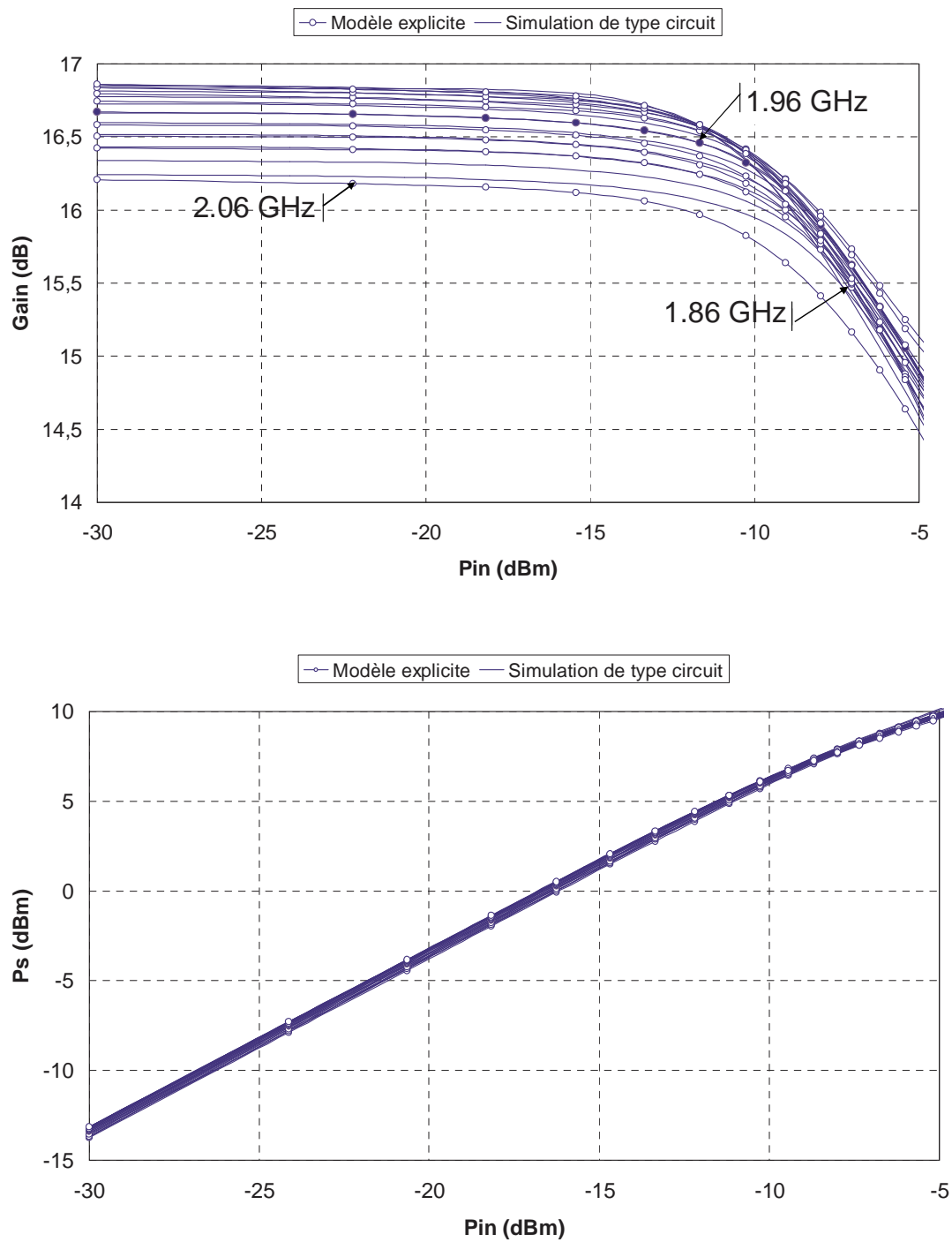


Figure IV-15 : Gain de l'amplificateur pour différentes fréquences

On peut voir que le modèle reproduit de manière fidèle les variations du gain et de la puissance de sortie.

Nous avons également testé les capacités de prédiction des performances du nouveau modèle en présence des signaux multiporteuses. Les figures suivantes montrent les résultats sur la prédiction de l'ACPR droit et gauche dans le cas d'une modulation 16-QAM pour un débit de 2 Mb/s et sur une trame de 1024 points avec un roll-off de 0.35. Nous avons comparé les performances obtenues à l'aide du modèle explicite, les performances obtenues à l'aide du modèle statique sans mémoire AM/AM AM/PM et celles mesurées de l'amplification.

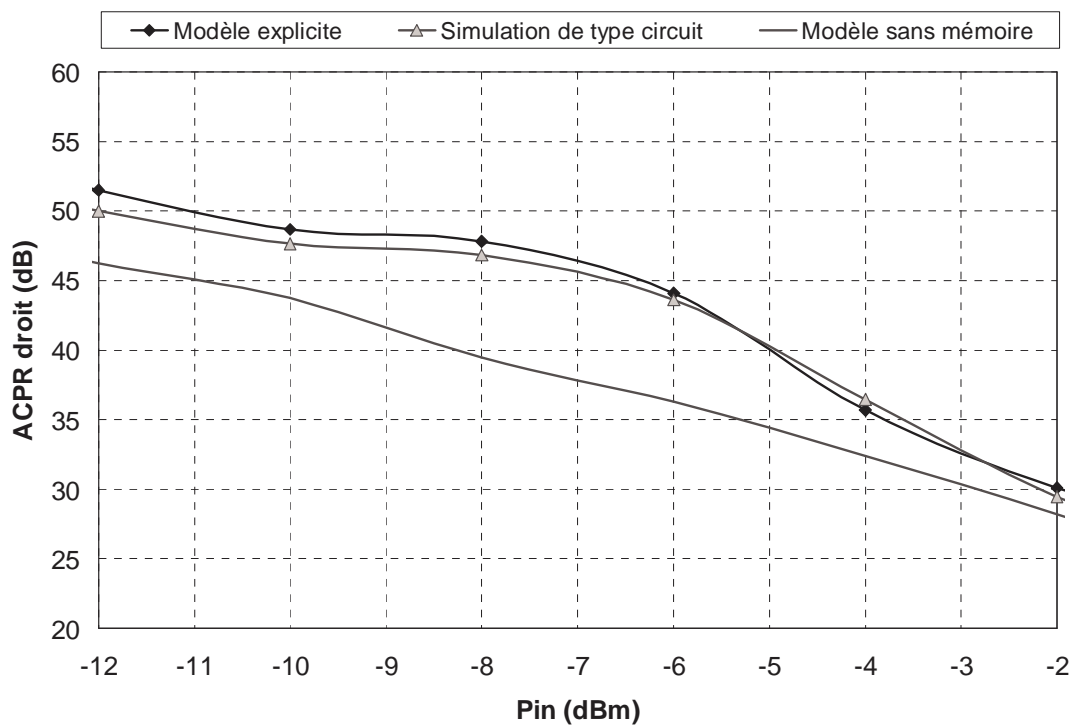


Figure IV-16 : ACPR droit de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée

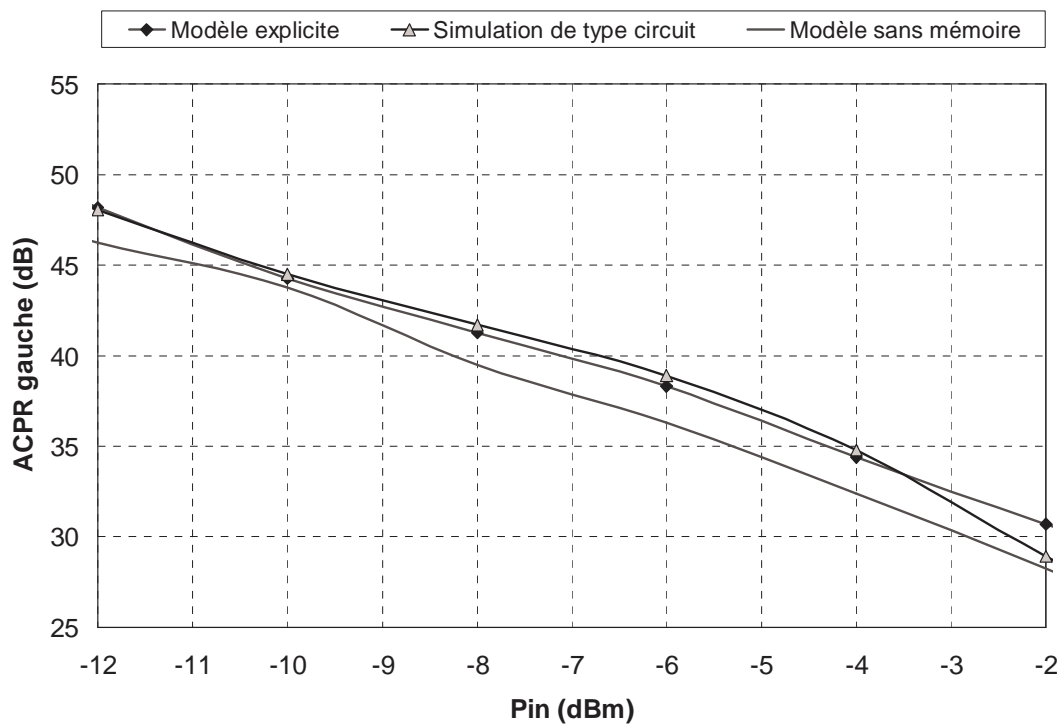


Figure IV-17 : ACPR gauche de l’amplificateur en fonction de la puissance d’entrée

On peut observer la bonne prédiction de l’ACPR du nouveau modèle avec une nette amélioration par rapport à celle du modèle classique sans mémoire (AM/AM AM/PM). Le tableau suivant donne les performances des différents modèles implémentés en terme de consommations de ressources CPU.

	Simulation de type circuit	Modèle explicite	Modèle sans mémoire
Temps de prédiction de l’ACPR	2 h 48min	23 sec	4 sec

Tableau IV-1 : Temps de simulation de l’ACPR à débit de 2 Mb/s

On peut remarquer que le modèle comportemental réduit considérablement le temps de simulation de plusieurs heures à quelques secondes. Celui-ci est à peu près six fois supérieur au modèle AM/AM AM/PM.

La deuxième série de test consiste à étudier la prédiction des distorsions d'enveloppe temporelles du modèle modifié et de les comparer avec celles obtenues par simulation circuit et par le modèle AM/AM AM/PM. Il est important de noter qu'une bonne prédiction des allures temporelles est primordiale dans la précision des facteurs de mérite des systèmes de télécommunications.

Sur les Figures IV-18 et IV-19 sont présentés des comparaisons sur les allures temporelles de l'enveloppe du signal de sortie en partie réelle, pour un débit de 2 Mb/s et 40 Mb/s ayant servies aux prédictions des courbes d'ACPR présentées Figures IV-16 et IV-17.

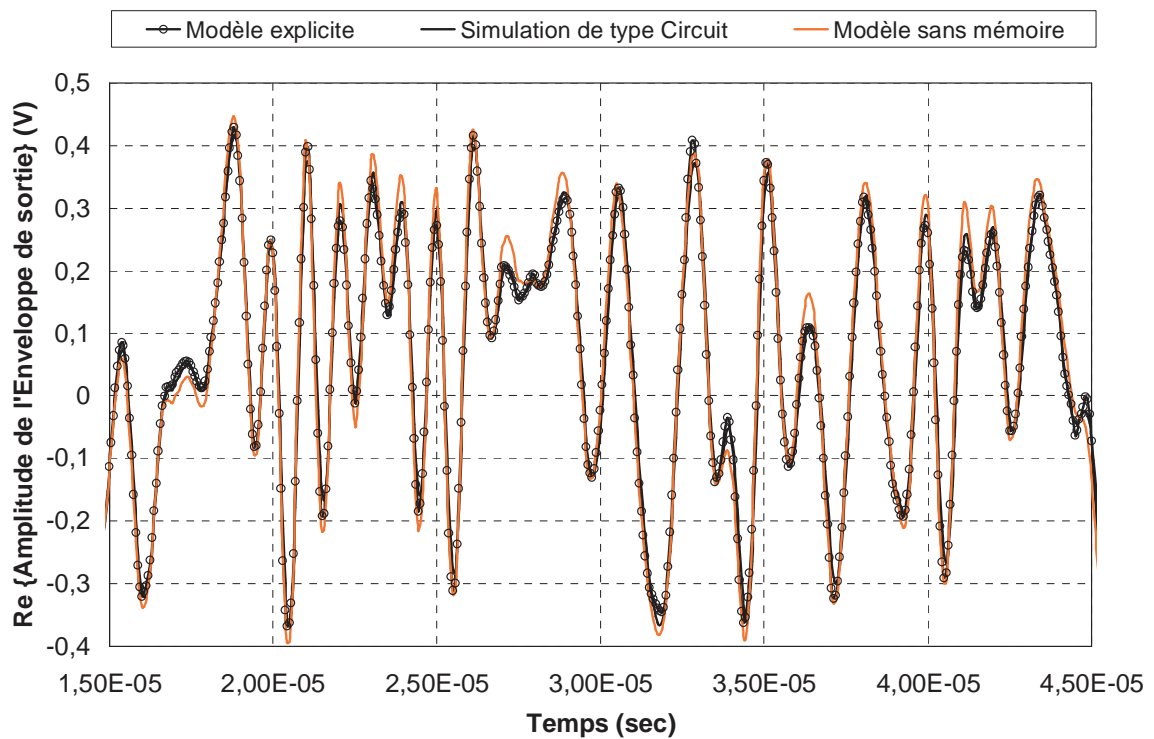


Figure IV-18 : Enveloppes temporelles du signal de sortie d'une 16-QAM à 2 Mb/s

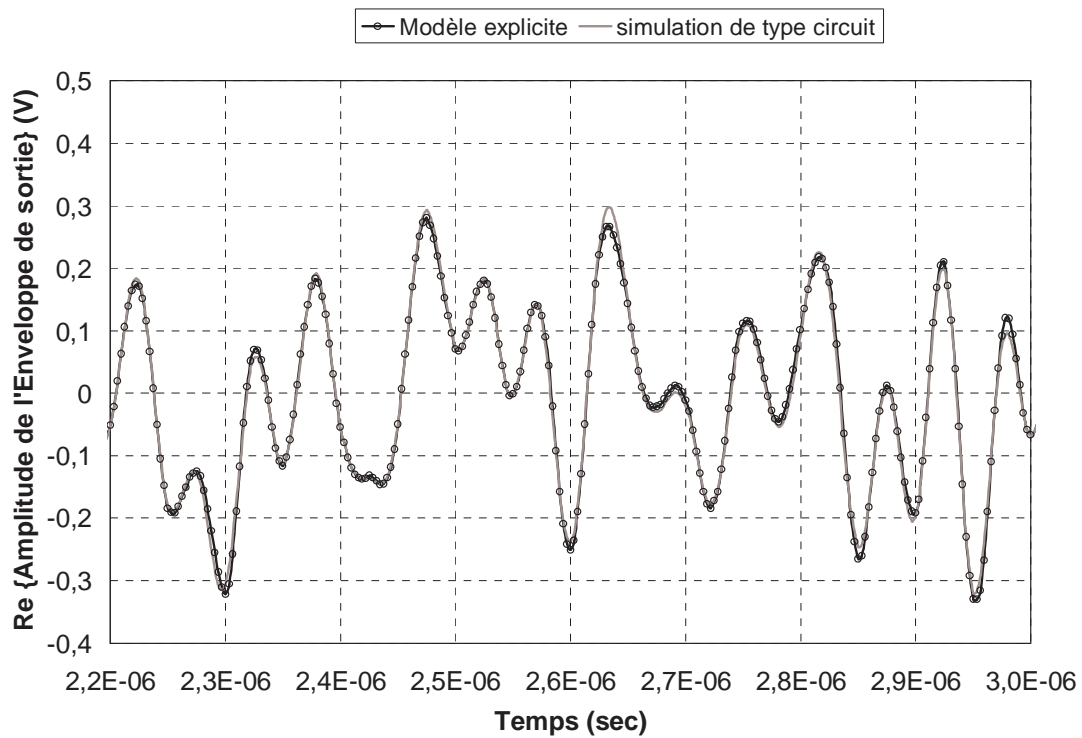


Figure IV-19 : Enveloppes temporelles du signal de sortie d'une 16-QAM à 40 Mb/s

On peut remarquer la bonne concordance entre les allures temporelles de l'enveloppe du signal de sortie obtenu par simulation du circuit et par simulation du nouveau modèle. Nous avons confronté également la prédiction d'enveloppe temporelle du modèle modifié à celle du modèle sans terme de déphasage statique (SPS). Les résultats de la comparaison sont présentés sur la Figure IV-20. Le modèle sans terme de déphasage statique produit des formes d'ondes temporelles plus éloignées de celles fournies par simulation circuit.

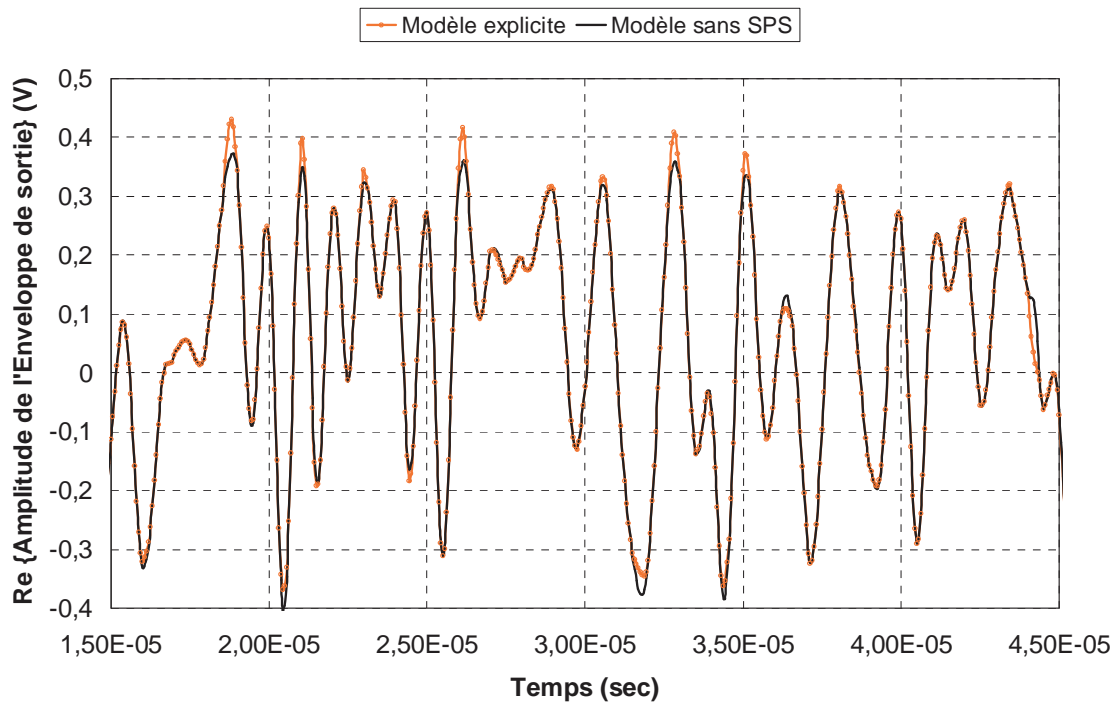


Figure IV-20 : Enveloppes temporelles d'une 16-QAM simulée par le modèle explicite avec et sans SPS à 2 Mb/s

Afin d'évaluer la qualité du nouveau modèle quant à sa capacité de reproduire les variations temporelles de l'enveloppe du signal de sortie, nous avons calculé l'Erreur Quadratique Moyenne (EQM) entre les courbes obtenues par le nouveau explicite et celle simulées sur toute la bande de puissance.

La Figure IV-21 compare l'évolution de l'EQM pour différents modèles implémentés en fonction de la puissance d'entrée pour un débit de 2 Mb/s.

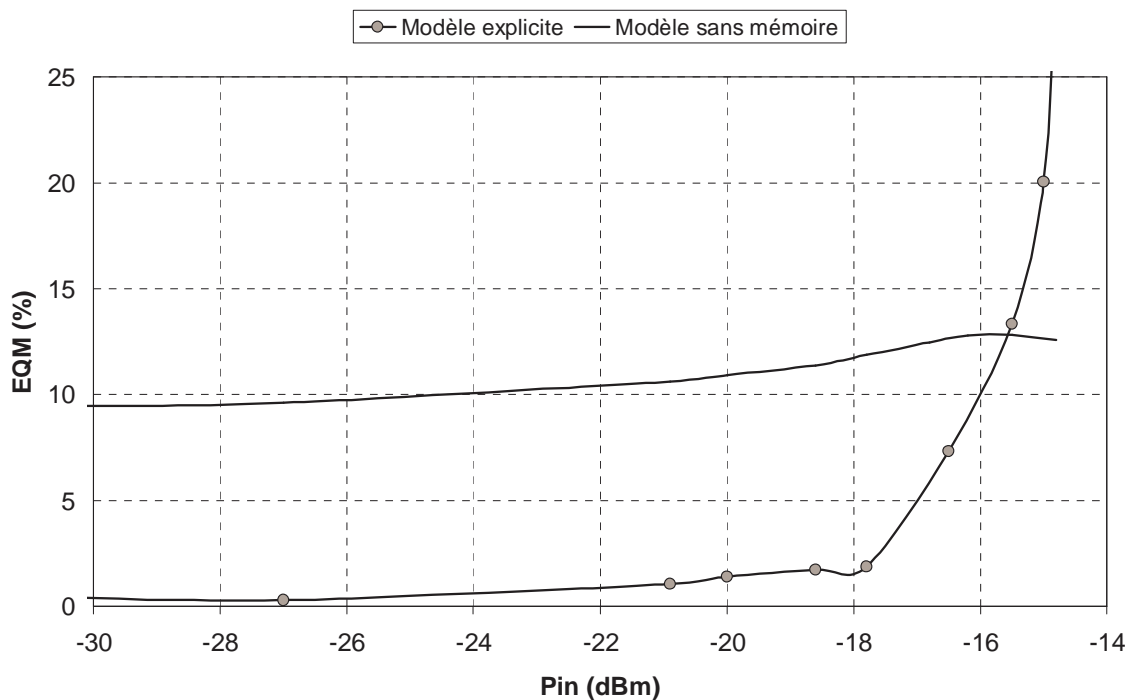


Figure IV-21 : L'évolution de l'EQM pour le modèle explicite et le modèle AM/AM AM/PM en fonction de la puissance à 2 Mb/s

On observant cette figure, on remarque que le nouveau modèle commet moins d'erreurs que le modèle sans mémoire AM/AM AM/PM en petit et moyen signal. En revanche, il éprouve des difficultés en fort signal. On assiste ainsi à une explosion du nouveau modèle en ce qui concerne la restitution du signal de sortie en zone de forte puissance.

Nous avons également testé le modèle pour d'autres signaux de modulation. Ainsi nous avons tracé, sur les Figures IV-22 et IV-23, respectivement les résultats obtenus en forme d'onde temporelle pour un signal GMSK de débit binaire égal à 110 Mb/s et un signal W-CDMA de débit binaire égal à 3.84 Mb/s. Nous avons également confronté ces résultats et ceux données par la simulation de type circuit et le modèle sans mémoire AM/AM AM/PM.

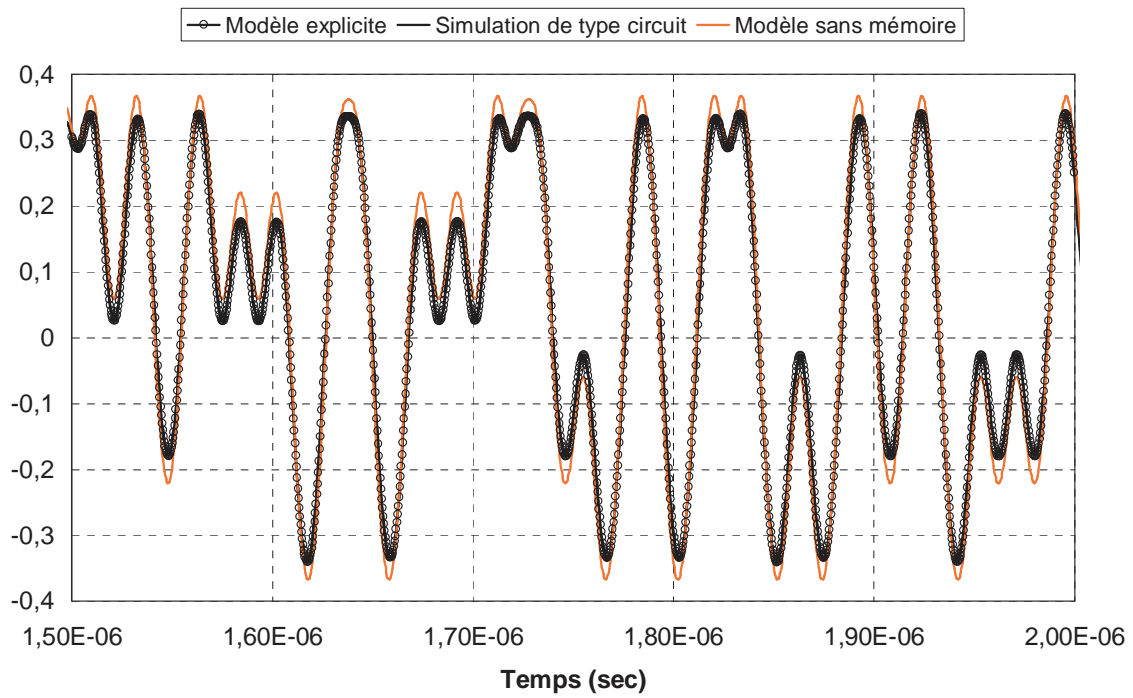


Figure IV-22 : Envelopes temporelles du signal de sortie d'une GMSK à 110 Mb/s

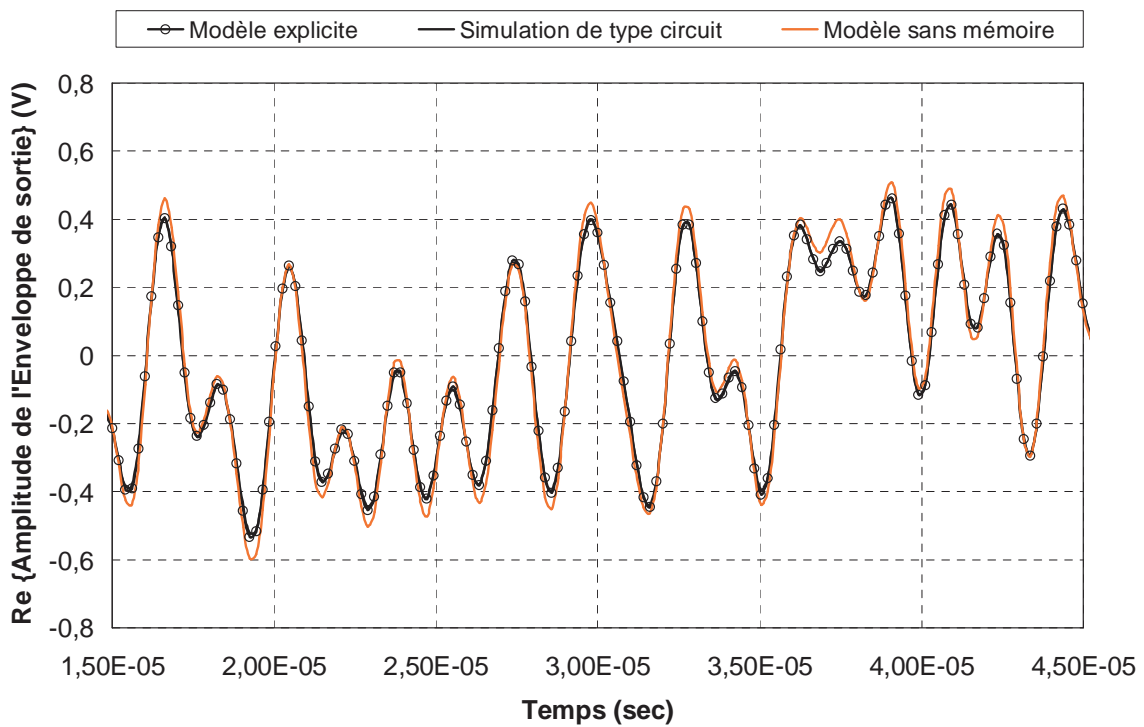


Figure IV-23 : Envelopes temporelles du signal de sortie d'une W-CDMA à 3.84 Mb/s

La bonne concordance modèle-circuit permet de confirmer la capacité du modèle modifié quant à la reproduction des performances en présence de signaux de modulation numérique. Les formes d'ondes temporelles obtenues par le modèle sans mémoire AM/AM AM/PM sont nettement plus éloignées de celles fournies par simulation de type circuit ou du modèle modifié.

II.6. Conclusion partielle I

A la vue des différents résultats présentés ci-dessus, on peut conclure que le « *modèle à séries de Volterra modulées explicite* », extrait avec la nouvelle méthode d'extraction, permet d'améliorer significativement le temps de simulation CPU. Il reste très performant pour la prédiction des distorsions intervenant dans le cas de modulations multiporteuses types 16-QAM, GMSK et W-CDMA qui demeurent principalement le type d'application visée par les modèles comportementaux. On peut conclure aussi que le modèle modifié apporte aussi une large amélioration en faible et moyen niveau par rapport au modèle sans mémoire AM/AM AM/PM. Cependant, en fort signal le domaine de validité semble rapidement se détériorer. Le modèle présente également des erreurs de prédiction de l'ACPR en petit signal.

L'explication provient des erreurs numériques lors de l'interpolation du modèle. Il est intéressant de se rappeler que l'outil d'approximation utilisé pour cette modélisation (interpolation polynomiale avec l'utilisation de la technique d'identification des pôles-résidus) est capable de réaliser une extrapolation efficace pour chaque échantillon de caractérisation. Cependant, un tel principe de calcul peut souffrir du problème de la précision d'approximation puisqu'il ne prend pas en compte les petites variations que peuvent y exister entre chaque deux échantillons.

L'approximation des noyaux court et long terme n'est pas la seule limitation. En effet, la topologie à boucle de mémoire ouverte (feedforward) du modèle utilisé est une topologie approchée quant au fonctionnement physique réelle de l'amplificateur. Celle-ci a été utilisée dans un premier temps pour la relative simplicité de mise en œuvre.

Afin de s'affranchir de ces limitations, et dans l'objectif d'améliorer la faculté de prise en compte des phénomènes de mémoire en présence des signaux à fort taux de modulation d'amplitude, nous proposons dans le paragraphe suivant d'étudier une topologie à boucle de mémoire fermée, plus proche du mécanisme réel.

III. Le modèle à séries de Volterra modulées « implicite »

Le modèle est basé comme précédemment sur la combinaison de deux séries de Volterra modifiées dédiée à la prise en compte des deux types de mémoire. La topologie proposée cette fois-ci, est analogue à celle présentée par J. C. Pedro [IV-15]. Elle utilise un rebouclage sur l'entrée de la réponse à court terme, permettant ainsi de décrire d'une manière adéquate le fonctionnement physique de l'amplificateur. L'architecture du modèle proposé est présentée sur la Figure IV-24.

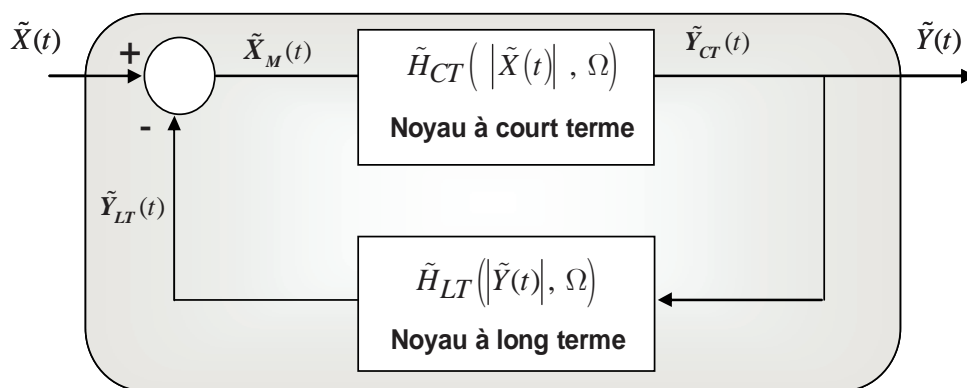


Figure IV-24 : Topologie du modèle à séries de Volterra « implicite »

Le modèle est constitué d'une branche principale, qui correspond à la mémoire à court terme du modèle et d'une branche de contre-réaction qui ramène à l'entrée une portion du signal de sortie suivant une dynamique à long terme. Celle-ci peut être vue comme la mémoire à long terme.

III.1. Formulation mathématique des noyaux dynamiques

Comme précédemment, nous avons utilisé le modèle de Volterra dynamique pour caractériser la mémoire à court terme représenté par la branche principale et le modèle à réponse impulsionnelle pour la mémoire à long terme. Nous rappelons ici les expressions des deux réponses. Nous avons ainsi :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}_{CT}(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \tilde{X}_M(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega & \text{Eq. IV-32} \\ \tilde{Y}_{LT}(t) &= \int_0^{T_\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) |\tilde{Y}_{CT}(t-\tau)| d\tau \end{aligned}$$

avec :

$$\tilde{X}_M(\Omega) = \tilde{X}(t) - \tilde{Y}_{LT}(t) \quad \text{Eq. IV-33}$$

représentant le signal d'entrée modulée par la mémoire BF. A partir de Eq. IV-32, on peut exprimer le signal de sortie sous la forme canonique des systèmes à rétro-action.

$$\tilde{Y}(t) = \frac{\tilde{g}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t)}{1 - \tilde{g}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{g}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t)} \cdot \tilde{X}(t) \quad \text{Eq. IV-34}$$

où

$$\begin{aligned} \tilde{g}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t) &\triangleq \frac{\tilde{Y}_{CT}(t)}{\tilde{X}(t)} = \frac{1}{\tilde{X}(t)} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega & \text{Eq. IV-35} \\ \tilde{g}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t) &\triangleq \frac{\tilde{Y}_{LT}(t)}{\tilde{Y}_{CT}(t)} = \frac{1}{\tilde{Y}_{CT}(t)} \cdot \int_0^{+\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{Y}_{CT}(t-\tau) \cdot d\tau \end{aligned}$$

L'extraction des noyaux est réalisée, de la même manière que précédemment, en deux phases : d'abord le noyau à court terme $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0}$ est obtenu avec un signal CW

dont on fait varier la fréquence et la puissance dans la zone de fonctionnement de l'amplificateur. Ensuite le noyau à mémoire longue va être identifié comme précédemment, à l'aide d'un signal deux tons $\tilde{X}(t) = \tilde{X}_0 + \delta\tilde{X}.e^{j\Omega t}$.

L'application du signal $\tilde{X}(t)$ à la boucle (Figure IV-24) conduit à travers la non linéarité de l'amplificateur à des signaux de sortie composés de trois raies de la forme :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}(t) &= \tilde{Y}_0 + \delta\tilde{Y}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}^-.e^{-j\Omega t} \\ \tilde{Y}_{CT}(t) &= \tilde{Y}_{CT_0} + \delta\tilde{Y}_{CT}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{CT}^-.e^{-j\Omega t} \\ \tilde{Y}_{LT}(t) &= \tilde{Y}_{LT_0} + \delta\tilde{Y}_{LT}^+.e^{j\Omega t} + \delta\tilde{Y}_{LT}^-.e^{-j\Omega t}\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-36}$$

Comme précédemment, l'expression analytique de la réponse court terme $\tilde{Y}_{CT}(t)$ est obtenue en introduisant l'enveloppe complexe du signal d'excitation $\tilde{X}(t)$ en bande de base dans l'expression régissant le modèle court terme (Eq. IV-32). On obtient alors :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_{CT_0} &= \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0).\tilde{X}_0 \\ \delta\tilde{Y}_{CT}^+ &= [\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0) + \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + \frac{1}{2}|\tilde{X}_0|.\frac{\partial\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial|\tilde{X}_0|}].\delta\tilde{X} \\ \delta\tilde{Y}_{CT}^- &= [\frac{1}{2}|\tilde{X}_0|.\frac{\partial\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}_0|, 0)}{\partial|\tilde{X}_0|}].\delta\tilde{X}^*\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-37}$$

A partir de l'équation fondamentale du modèle (Eq. IV-34), on déduit que dans la condition de boucle fermée :

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_{LT}(t) &= \tilde{g}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t).\tilde{Y}(t) \\ &= \left(1 - \frac{\tilde{Y}_{CT}(t)}{\tilde{Y}(t)}\right).\tilde{X}(t)\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-38}$$

Les composantes des signaux $\tilde{X}(t)$, $\tilde{Y}(t)$ et $\tilde{Y}_{CT}(t)$ étant maintenant connues, on peut alors calculer les composantes du signal de modulation BF $\tilde{Y}_{LT}(t)$. Après quelques manipulations, on tire alors, tenant compte des faibles niveau des composantes latérales, les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\delta\tilde{Y}_{LT_0} &= \frac{\tilde{Y}_0 - \tilde{Y}_{CT_0}}{\tilde{Y}_{CT_0}} \\ \delta\tilde{Y}_{LT}^+ &= \frac{\delta\tilde{Y}^+ - \delta\tilde{Y}_{CT}^+}{\tilde{Y}_{CT_0}} - \left[\frac{\delta\tilde{Y}_{CT}^+}{\tilde{Y}_{CT_0}} + \frac{\tilde{G}_p}{\tilde{G}_0} \right] \cdot \frac{\tilde{Y}_0 - \tilde{Y}_{CT_0}}{\tilde{Y}_{CT_0}} \\ \delta\tilde{Y}_{LT}^- &= \frac{\delta\tilde{Y}^- - \delta\tilde{Y}_{CT}^-}{\tilde{Y}_{CT_0}} - \left[\frac{\delta\tilde{Y}_{CT}^-}{\tilde{Y}_{CT_0}} + \frac{\tilde{G}_c}{\tilde{G}_0} \right] \cdot \frac{\tilde{Y}_0 - \tilde{Y}_{CT_0}}{\tilde{Y}_{CT_0}}\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-39}$$

où

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_0 - \tilde{Y}_{CT_0} &\simeq 0 \\ \tilde{G}_0(|\tilde{X}_0|, \Omega) &= \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0} \\ \tilde{G}_p(|\tilde{X}_0|, \Omega) &= \frac{\delta\tilde{Y}^+}{\delta\tilde{X}} \\ \tilde{G}_c(|\tilde{X}_0|, \Omega) &= \frac{\delta\tilde{Y}^-}{\delta\tilde{X}}\end{aligned}\quad \text{Eq. IV-40}$$

Une fois les composantes $\delta\tilde{Y}_{LT_0}$, $\delta\tilde{Y}_{LT}^+$ et $\delta\tilde{Y}_{LT}^-$ déterminées, on établit alors, de la même façon que dans l'équation (Eq. IV-19), le système d'équation différentielle permettant d'extraire la fonction de transfert de la réponse BF : $\tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega)$.

La construction du modèle de Volterra « *implicite* » est maintenant possible, et ce à l'aide de l'équation (Eq. IV-34) liants les différents grandeurs caractérisés.

III.2. Implémentation numérique du modèle

Le modèle « *implicite* » a été implémenté de la même façon que celle présentée dans le paragraphe II.3, à savoir une décomposition en séries de fonctions séparables (Eq. IV-28). Pour éviter les oscillations numériques à fort niveau que nous avons constaté précédemment avec une décomposition polynomiale, nous avons choisi d'utiliser une décomposition par splines orthogonales [IV-16]. Cette méthode vient d'être récemment développée au laboratoire et donne des résultats excellents.

III.3. Exemple d'application

Le principe décrit ci-dessus a été appliqué à la modélisation de l'amplificateur LNA (1.96 GHz) présenté au précédent paragraphe.

III.3.1. Extraction des noyaux HF et BF

Le noyau de la mémoire court terme a été extrait sur toute la bande de fonctionnement de l'amplificateur de la même manière que celle présentée au paragraphe II.5.2. Le noyau de la mémoire long terme a ensuite été déduit à l'aide de la comparaison de la réponse du modèle court terme et celle de l'amplificateur à une excitation biporteuse.

Les figures suivantes donnent l'allure des parties réelles et imaginaires des gains paramétrique \tilde{G}_p et de conversion \tilde{G}_c en fonction de l'écart de fréquence paramétrée par la puissance d'entrée :

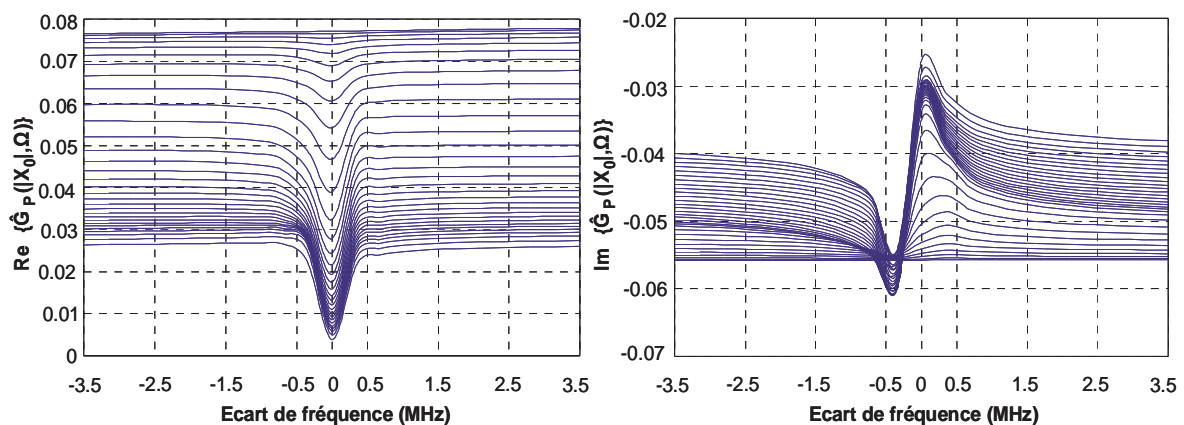


Figure IV-25 : \tilde{G}_p en partie Réelle/Imaginaire pour différentes puissances d'entrée

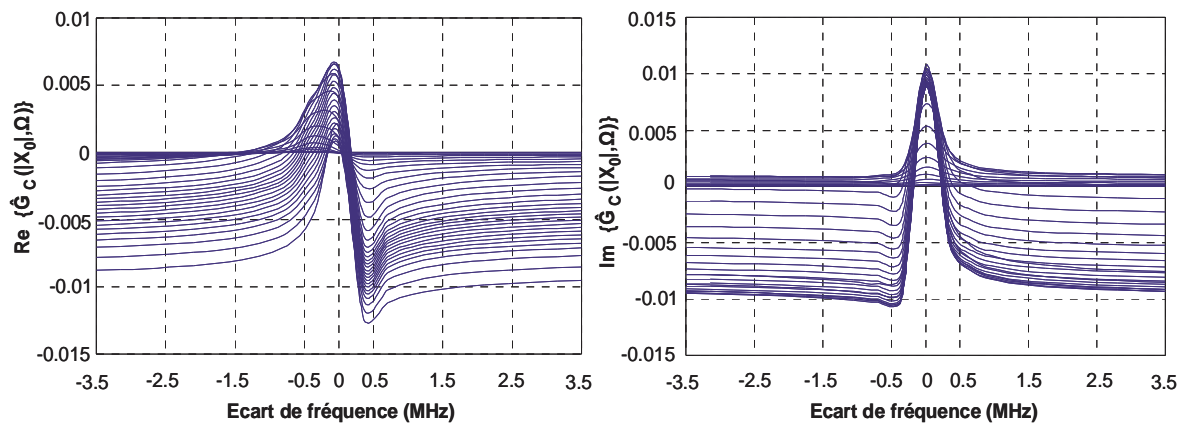


Figure IV-26 : \tilde{G}_c en partie Réelle/Imaginaire pour différentes puissances d'entrée

On note ici que les deux gains font apparaître une résonance à faible écart de fréquence. Ce type de comportement est caractéristique des phénomènes de mémoire basse fréquence dans l'amplificateur à modéliser.

Nous présentons sur la figure suivante la variation du noyau long terme (en partie réelle - imaginaire) obtenue en fonction de l'écart de fréquence et pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée.

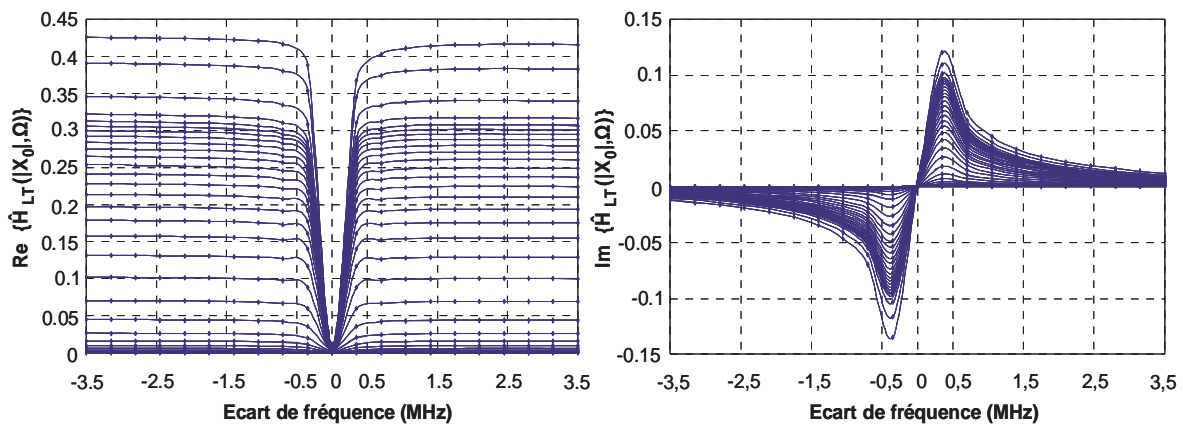


Figure IV-27 : Noyau à mémoire longue en partie réelle - imaginaire pour différentes puissances d'excitation

III.3.2. Validation du modèle par simulation système

Le modèle ainsi extrait a été testé dans les mêmes conditions que précédemment, à savoir des signaux de modulation numérique qui font généralement apparaître les effets de mémoire basse fréquence. Les performances du modèle implicite ont été évaluées en présence d'un signal 16-QAM. Les figures suivantes montrent les résultats sur la prédiction de l'ACPR droit et l'ACPR gauche pour un débit de 2 Mb/s.

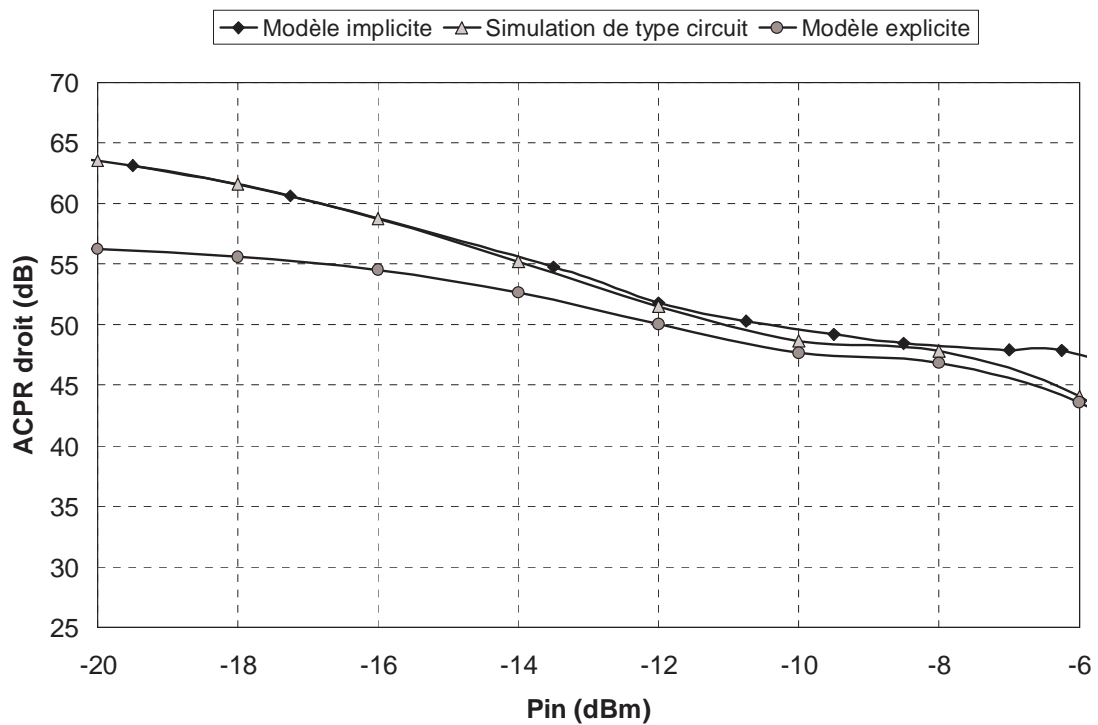


Figure IV-28 : ACPR droit en fonction de la puissance d'entrée

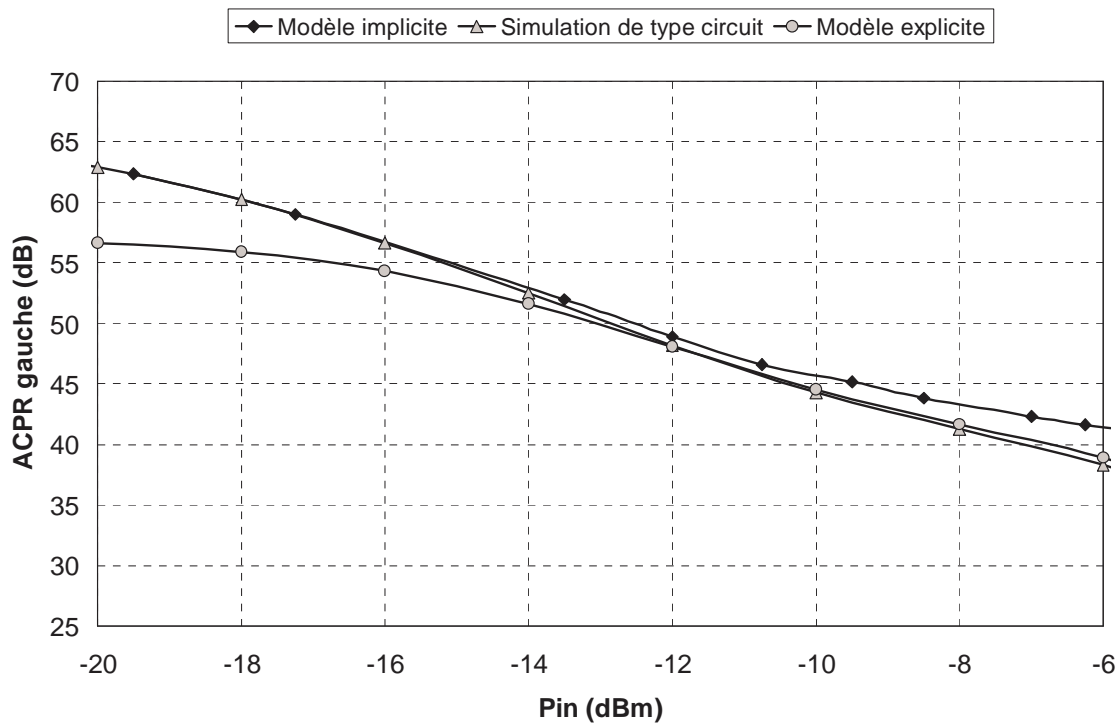


Figure IV-29 : ACPR gauche en fonction de la puissance d’entrée

On observe sur les figures ci-dessus que le modèle implicite commet moins d’erreurs en ce qui concerne la prédiction de l’ACPR. Cependant, il commet plus d’erreurs pour les forts niveaux de puissance du signal d’entrée. On peut remarquer aussi, que la comparaison de ces courbes avec celles du modèle explicite, fait apparaître une amélioration notable de la prédiction de l’ACPR pour les faibles niveaux de puissance. Ceci témoigne de l’efficacité de la méthode d’approximation des noyaux choisie pour ce nouveau modèle.

Le tableau suivant dresse un comparatif des temps de simulation de l’ACPR pour les différents modèles implémentés dans Simulink.

	Simulation de type circuit	Modèle implicite	Modèle explicite	Modèle sans mémoire
Temps de prédiction	2 h 48min	40 sec	23 sec	4 sec

Tableau IV-2 : Temps de simulation de l’ACPR à débit de 2 Mb/s

On remarque que le temps de simulation du modèle implicite est légèrement plus élevé que celui du modèle explicite, ce qui est un résultat attendu compte tenu de l'aspect bouclé de la nouvelle topologie. Cependant il reste dans un temps de simulation convenable par rapport à celui de la simulation de type circuit.

Sur les Figures IV-30 et IV-31 sont présentées les comparaisons sur les enveloppes temporelles en partie réelle de l'enveloppe du signal de sortie du modèle « *implicite* » et celle de la réponse statique AM/AM AM/PM pour des signaux de modulations 16-QAM pour des débits de 2 Mb/s et 40 Mb/s et pour 3.5 dB de compression.

Sur la Figure IV-32 est présentée l'enveloppe temporelle en partie réelle du signal de sortie du modèle « *explicite* » pour le même niveau de puissance que Figure IV-30. on remarque que pour les fort niveau de puissance, le modèle explicite a du mal à reproduire les formes temporelles.

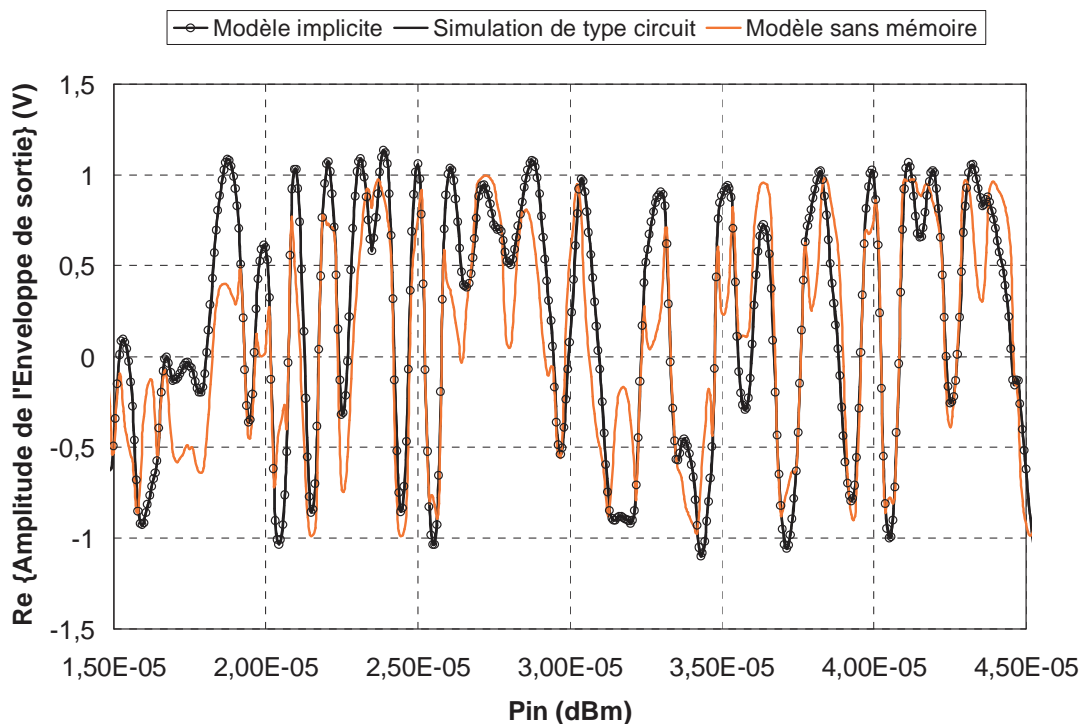


Figure IV-30 : Enveloppes temporelles du signal de sortie d'une 16-QAM à 2 Mb/s

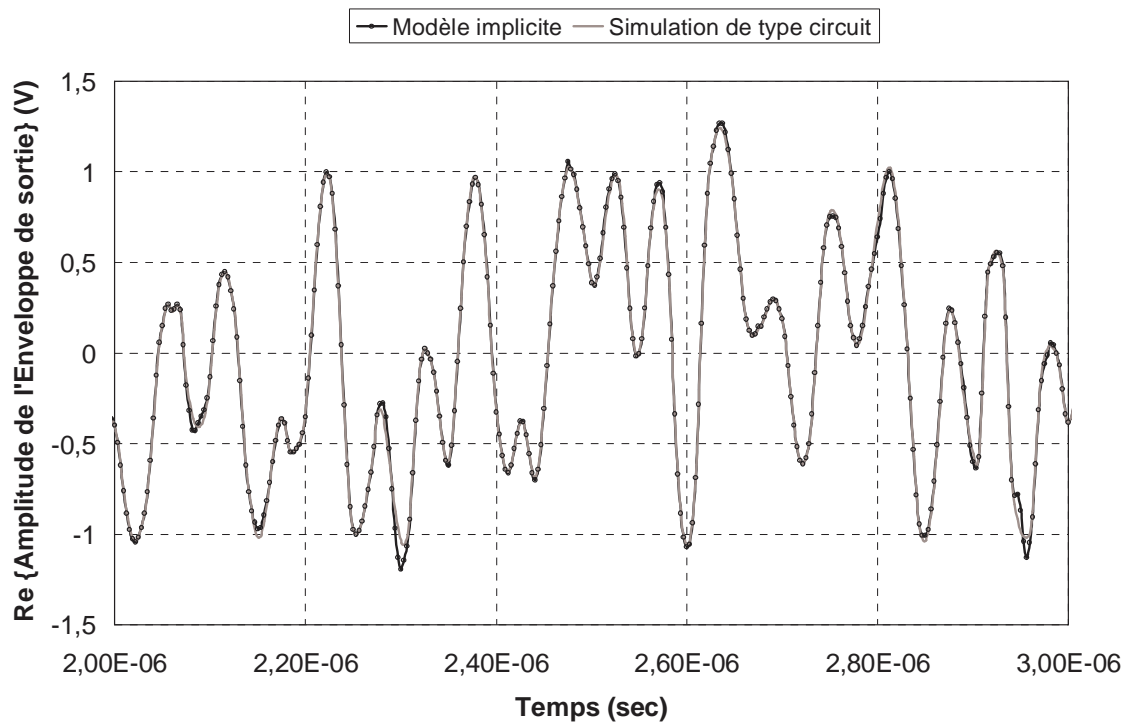


Figure IV-31 : Enveloppes temporelles du signal de sortie d'une 16-QAM à 40 Mb/s

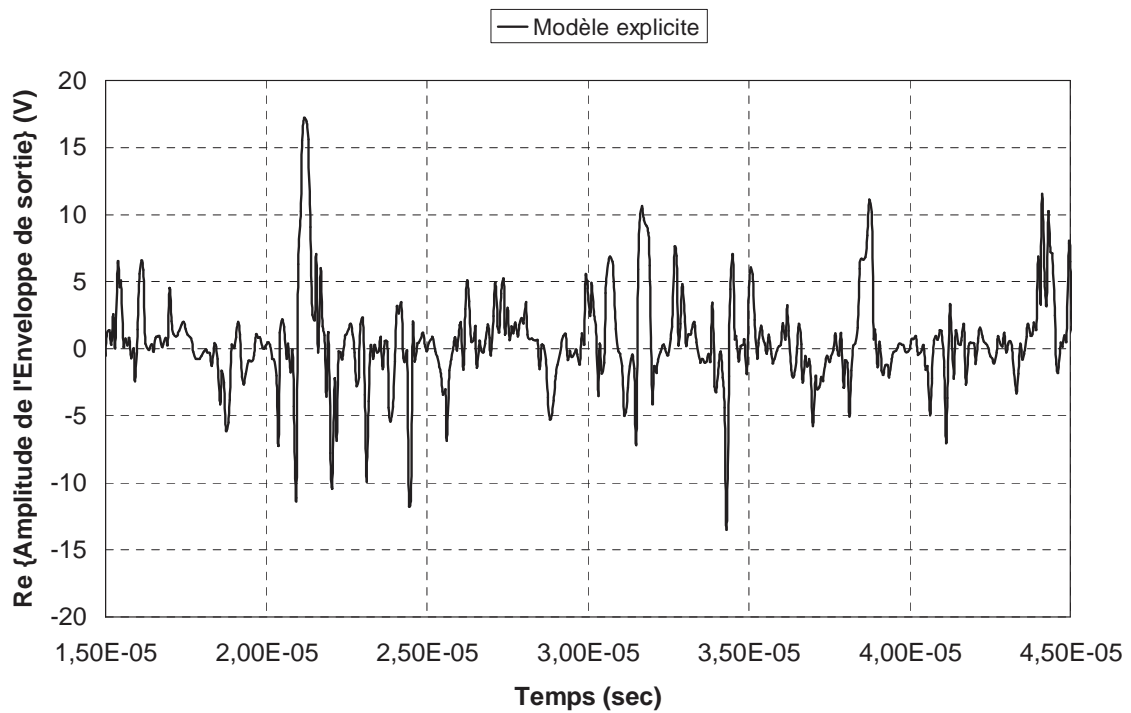


Figure IV-32 : Enveloppes temporelles du signal de sortie du modèle explicite d'une 16-QAM à 2 Mb/s

On peut remarquer une bonne corrélation entre le modèle « implicite » et la simulation de type circuit.

Comme précédemment, dans l'optique d'évaluer les aptitudes du modèle « implicite » par rapport au modèle « explicite », à reproduire les variations temporelles de l'enveloppe du signal de sortie pour différents niveaux de puissances, nous avons tracé les résultats d'EQM calculés.

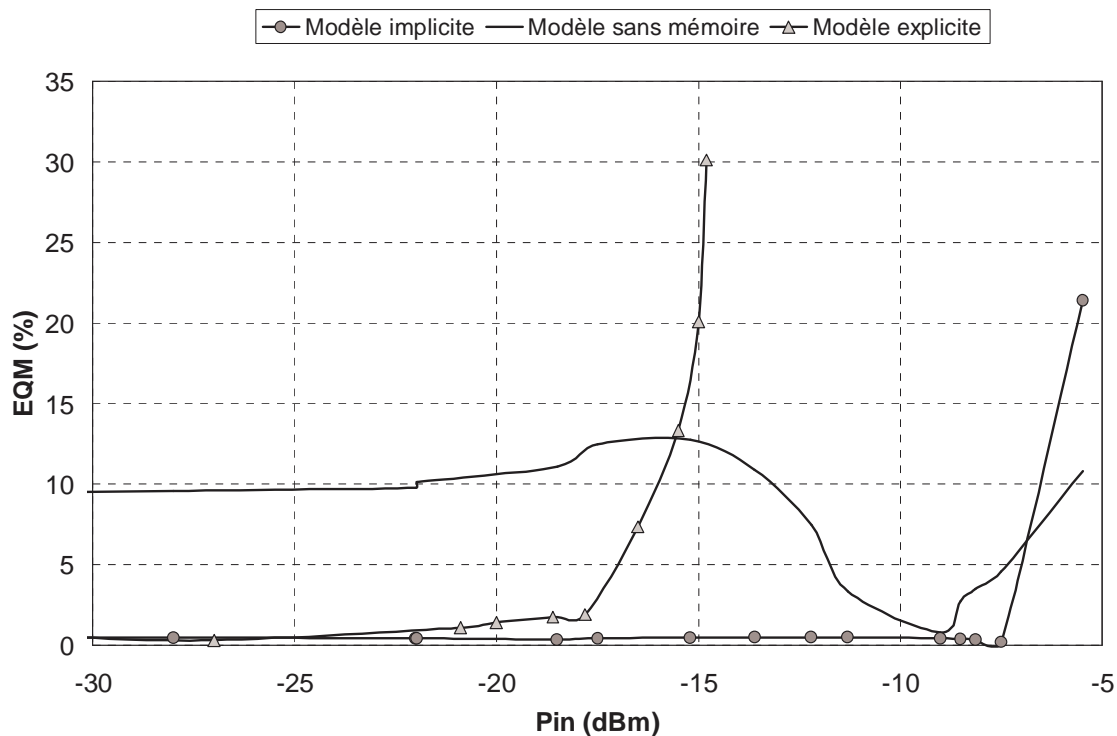


Figure IV-33 : L'évolution de l'EQM pour le modèle modifié et le modèle sans mémoire AM/AM AM/PM en fonction de la puissance

Contrairement aux résultats du modèle « explicite », la précision du nouveau modèle « implicite » est de bonne qualité. On remarque que les écarts sont nettement plus faibles que pour le modèle « modifié » même à fort niveau de puissance. On peut noter alors un progrès vis-à-vis du modèle « modifié ».

Pour compléter cette analyse, nous avons également tester et confronter les résultats obtenus pour un signal GMSK et un signal W-CDMA de débits binaires égaux respectivement à 110 Mb/s et 3.84 Mb/s. Les résultats sont montrés sur les Figures IV-34 et IV-35.

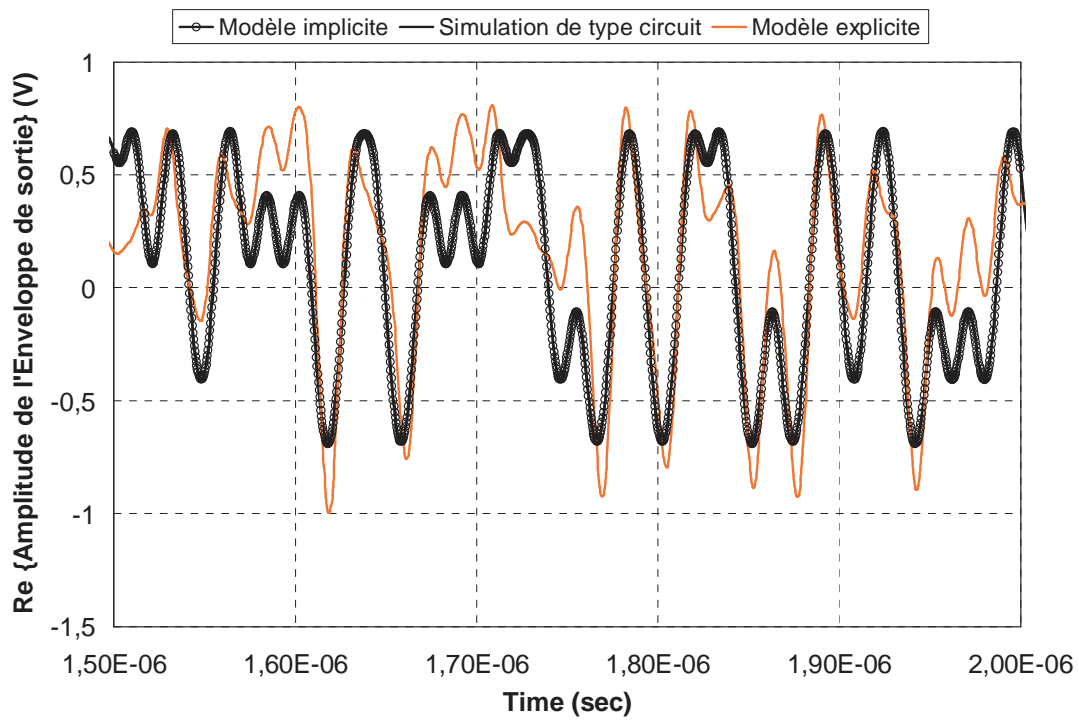


Figure IV-34 : Enveloppes temporelles du signal de sortie d'une GMSK

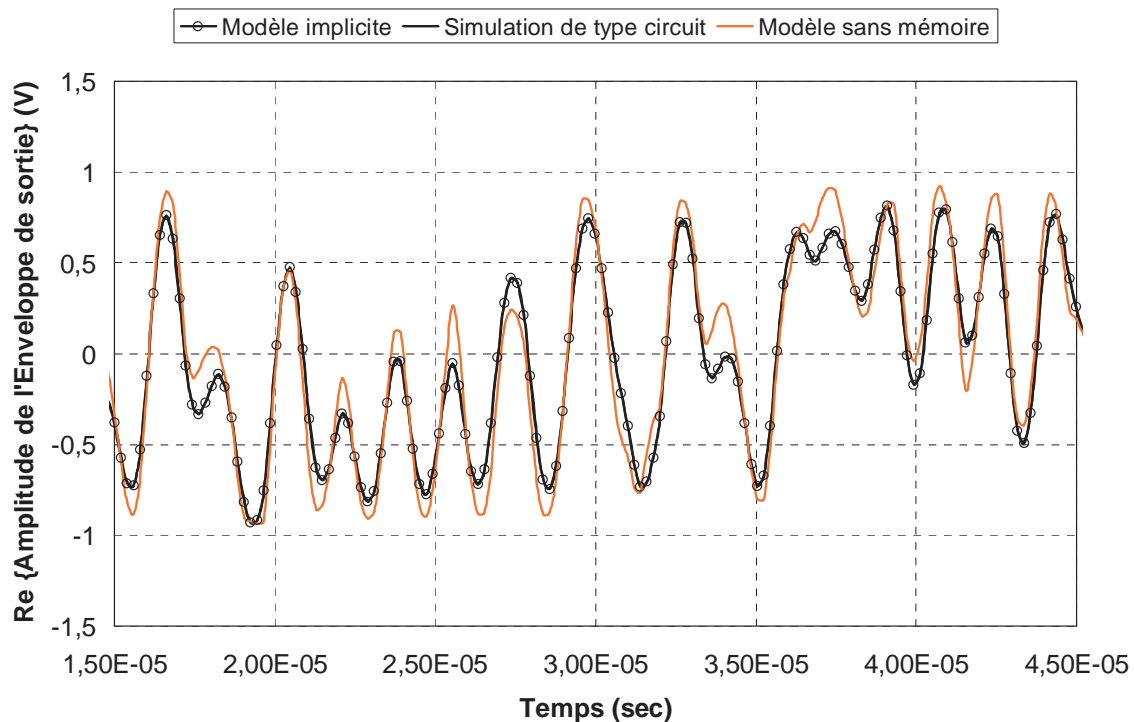


Figure IV-35 : Envelopes temporelles du signal de sortie d'une W-CDMA

On peut observer que les formes temporelles sont bien reproduites par le modèle « implicite ». Ces résultats confirment les bonnes capacités de prédiction en termes de distorsions temporelles.

III.3.3. Conclusion partielle II

Nous pouvons finalement conclure que le modèle « implicite » à séries de Volterra modulées permet une modélisation substantiellement meilleure au modèle « explicite ». La validité en amplitude du modèle « implicite » est fortement améliorée avec des signaux à enveloppe variable. Pour ce qui est de la décomposition des noyaux, nous avons toujours eu à faire à un problème d'approximation nécessitant le traitement d'un grand nombre de paramètres, car il fallait considérer des ordres d'approximation suivant la fréquence et suivant la puissance relativement important pour que les noyaux $\tilde{H}_l(\tilde{X}_0, \Omega)$ soient bien reproduits, ce qui favorise l'introduction d'importantes erreurs numériques et conduit à des coûts de calcul prohibitif.

Pour s'affranchir de ces limitations, nous avons utilisé la méthode de décomposition par splines orthogonales. L'intérêt de cette nouvelle approche réside dans le fait que l'approximation des noyaux est faite dans une base orthogonale, en se basant sur une décomposition en valeur singulière (SVD). Avec cette nouvelle topologie, il devient ainsi envisageable de modéliser de fortes non linéarités tout en préservant un temps de simulation raisonnable.

IV. Conclusion

Ce chapitre a permis, dans un premier temps de développer une nouvelle méthode d'extraction de la mémoire court terme, basée sur des mesures deux tons par équilibrage harmonique. L'intérêt de cette nouvelle approche réside dans le fait qu'elle s'effectue de façon assez aisée et est facilement réalisable sur les simulateurs de type circuit commerciaux. Ensuite nous avons validé un nouveau modèle, basé sur l'aspect bouclé des phénomènes de mémoires.

Le point fort et fondamental du nouveau modèle proposé est qu'il permet d'étendre le domaine de validité du modèle en apportant une large amélioration des erreurs de l'EQM, notamment en fort signal, par rapport au modèle explicite à séries de Volterra modulées, tout en conservant un coût de calcul raisonnable et une procédure d'extraction rapide et simple. Ce modèle constitue ainsi une avancé significative. Il faut noter que la validation du modèle a été effectuée pour des signaux de classes différentes de ceux ayant été utilisés pour son extraction, ce qui témoigne des aptitudes excellentes pour le traitement des phénomènes non linéaire.

BIBLIOGRAPHIE**[IV-1] N. Le GALOU, E. NGOYA**

"An Improved Behavioral Modeling Technique for High Power Amplifiers with Memory"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 983-986, Phoenix, 2001

[IV-2] A. SOURY

"Measurement Based Modeling of Power Amplifier for Reliable Design of Modern Communication Systems"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM , Philadelphia, June 2003.

[IV-3] 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

[IV-4] C. MAZIERE

"Modélisation Comportementale d'Amplificateurs à Mémoire pour des Applications à Large Bande Utilisées dans les Systèmes de Télécommunications et les Systèmes radars"

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 40-2004, Novembre 2004

[IV-5] 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

[IV-6] A. SOURY

"Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications "

Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, n° d'ordre 39-2002, Octobre 2002

[IV-7] J. WOOD, D.E. ROOT

"Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design"

Artech House, 2005

[IV-8] A. SOURY, E. NGOYA

"A Two-Kernel Nonlinear Impulse Response Model for Handling Long Term Memory Effects in RF and Microwave Solid State Circuits"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 2006, pp. 1105-1108

[IV-9] Z. MADINI, A. BENNADJI

"Behavioral Modeling and Implementation of SSA Models with Nonlinear Memory Effects in System Level Simulators"

Journal of the European Microwave Association, 2008

[IV-10] D.B. KUZNETSOV, J.E. SCHUTT-AINÉ

"The Optimal Transient Simulation of Transmission Lines"

IEEE Trans. Circuits Syst.-I., vol.n°43, pp. 110-121, February 1996.

[IV-11] A.SOURY

"Identification of Transfer Functions and Impulse Response"

Rapport Interne Xpedion, April 2004

[IV-12] S.L. LOYKA, J.R. MOSIG

"New Behavioral–Level Simulation Technique of RF/Microwave Applications. Part I: Basic Concepts"

International Journal of RF and Microwave CAE, n°10, pp. 221-237, John Wiley & Sons Inc 2000

[IV-13] The MathWorks Inc

"Simulink : Dynamic System Simulation for MATLAB"

Using Simulink, User's Guide, version 6, 2000

[IV-14] The MathWorks Inc

"Simulink : Writing S-Functions"

Using Simulink, version 6

[IV-15] J. PEDRO, N. CARVALHO, P. LAVRADOR

"Modeling Nonlinear Behavior of Band-Pass Memoryless and Dynamic Systems"

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, June 2003.

[IV-16] W.H. PRESS, S. A. TEUKOLSKY

"Numerical Recipes in C – The Arts of Scientific Computing"

Cambridge University Press, 1996, 2nd Edition

CONCLUSION

GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire concerne principalement la caractérisation et la modélisation des dynamiques non linéaires, dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications et plus particulièrement les PLLs et les amplificateurs de puissance. Le premier objectif de ce travail était de traiter les aspects de modélisation descendante de la PLL, dans le but de propager les spécifications de conception depuis le haut niveau de la hiérarchie jusqu'au bas de l'échelle. Le deuxième objectif fixé et atteint était d'aboutir à un modèle d'amplificateur dédié à la prise simultanée des deux types de mémoire HF et BF. Dans un premier temps, nous avons développé une nouvelle méthode d'extraction des effets de mémoire BF. L'intérêt majeur de cette approche réside dans le fait qu'elle nécessite uniquement des simulations d'équilibrage harmonique, contrairement aux méthodes antérieures, qui elles nécessitent des simulations de transitoire d'enveloppe. L'extraction du modèle à partir d'outils de simulation est donc à la fois plus rapide et précise.

Dans un deuxième temps nous avons développé deux modèles « *explicite* » et « *implicite* », basés sur le formalisme de séries de Volterra modulées.

Le modèle à séries de Volterra modulées « *explicite* » est une extension directe de celui proposé dans les travaux de Mazière. La nouveauté provient de l'introduction d'un terme de déphasage statique dans la branche caractérisant les effets de mémoire BF, permettant ainsi de prendre en compte un effet de propagation de la porteuse préalable à la génération de cette mémoire. Le deuxième modèle développé est un modèle à séries de Volterra modulées « *implicite* » qui comporte une vraie boucle de rétroaction, plus proche du mécanisme réel.

Les deux modèles ont été intégrés dans le simulateur système Matlab/Simulink. Pour l'implémentation des modèles, nous avons adopté la méthode de décomposition orthogonale en valeur singulière (SVD). Cette méthode permet et assure généralement une bonne stabilité numérique du modèle puisqu'elle ne nécessite pas de dérivée temporelle d'ordre élevée, contrairement aux méthodes utilisées par le passé.

Les tests effectués sur les deux modèles ont permis de conclure que le modèle à séries de Volterra implicite permet une modélisation substantiellement meilleure au modèle « *explicite* ». On a pu noter aussi l'amélioration significative des performances des deux modèles en termes de consommation de ressource CPU par rapport à la simulation de type circuit. Celle-ci est passée de plusieurs heures à quelques secondes.

Le modèle « *implicite* » a montré de bonnes aptitudes pour la prédiction des distorsions intervenant dans le cas de modulations multiporteuses. Il a permis d'étendre le domaine de validité en amplitude par rapport au modèle « *explicite* », tout en apportant une large amélioration des erreurs de l'EQM.

Les perspectives de recherche ouvertes par ces travaux sont nombreuses. Tout d'abord une modélisation ascendante fine du bruit dans la PLL. Il y'a actuellement au laboratoire un autre travail de thèse mené par Bo Wang, qui est consacré à ce sujet particulier. Ensuite, approfondir l'étude prometteuse du modèle à séries de Volterra modulées « *implicite* » qui a été présenté dans ces travaux, en prenant en compte les effets de désadaptation de charge et d'auto-échauffement. Ceci devra ouvrir la voie à une réalisation efficace de linéariseurs par pré-distorsion numérique dans l'objectif de maximiser le rendement électrique de l'amplificateur tout en garantissant une linéarité importante. C'est un sujet de recherche crucial dans le bilan énergétique et dans la qualité de liaison des systèmes de télécommunication.

ANNEXES

ANNEXE A

***CALCUL DES POLES ET DES ZEROS DU SYNTHETISEUR
DE FREQUENCE***

Dans cette annexe nous présentons les calculs théoriques des pôles et zéros du filtre deuxième ordre de la boucle. Ces paramètres jouent un rôle essentiel dans l'amélioration des performances du synthétiseur en boucle fermée. La figure suivante rappelle la configuration du filtre de boucle du deuxième ordre.

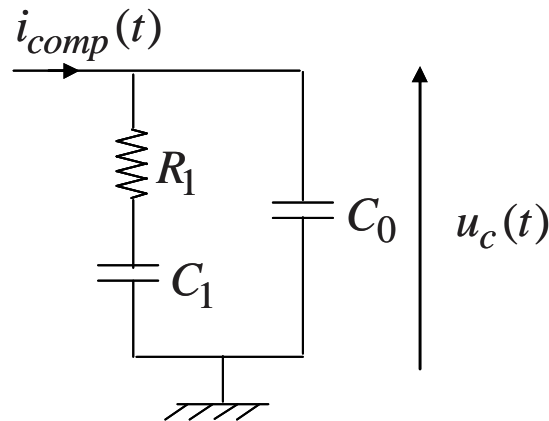


Figure A-1 : Circuit passif du filtre utilisé

Le calcul se fait à partir de la fonction de transfert $A(s)$ en boucle ouverte (FTBO), suivant les conditions sur le module et la phase suivantes :

$$\|A(j2\pi f_n)\|^2 = 1 \quad \text{et} \quad \frac{d \operatorname{Arg}[A(j\omega_n)]}{d\omega_n} = 0 \quad \text{Eq. A-1}$$

où ω_n est la pulsation naturelle de la boucle pour une marge de phase M_φ donnée. Ces valeurs sont choisies de manière à obtenir une marge de phase garantissant la stabilité de la boucle fermée, pour une bande passante de boucle proche de la fréquence de fonctionnement du CPF.

Pour prédire les différentes fonctions de transfert mises en jeu, la description du synthétiseur se fait dans le domaine fréquentielle, en se plaçant dans le domaine linéaire de la boucle à verrouillage de phase. Bien que celle-ci soit un sous-système non linéaire à cause du détecteur de phase, elle peut être correctement modélisée par un dispositif linéaire quand la boucle est accrochée [A-1].

A-1 : Description des éléments constitutifs dans le domaine fréquentiel

Le modèle linéaire du synthétiseur de fréquence en asservissement de phase est illustré sur la figure suivante :

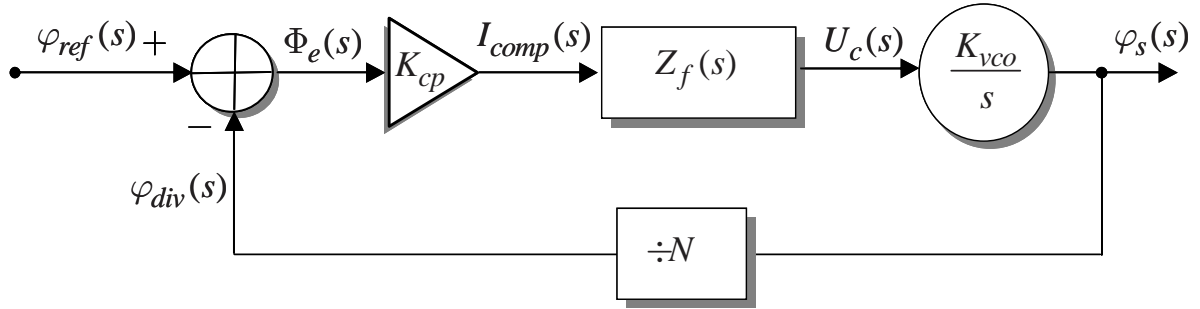


Figure A-2 : Schéma bloc du synthétiseur dans son domaine linéaire

Ainsi, les équations temporelles de la section III-1 du chapitre II se décrivent dans le domaine de Laplace. Nous développons dans ce qui suit l'asservissement de la boucle en phase.

Le détecteur de phase fréquence délivre un signal d'erreur de phase Φ_e défini par la différence entre la phase φ_{ref} du signal d'entrée et celle du signal bouclé φ_{div} :

$$\Phi_e = \varphi_{ref}(s) - \varphi_{div}(s) \quad \text{Eq. A-2}$$

Le courant de sortie de charge moyen $\overline{i_{comp}}$, est approché par la valeur :

$$\overline{I_{comp}}(s) = k_{cp}(\varphi_{ref}(s) - \varphi_{div}(s)) \quad \text{Eq. A-3}$$

où le gain de charge $k_{cp} = \frac{I_c}{2\pi}$.

La relation reliant la tension de sortie du filtre de boucle et le courant d'entrée est traduite par l'équation suivante :

$$U_c(s) = Z_f(s)I_{comp}(s) \quad \text{Eq. A-4}$$

où $Z_f(s)$ est l'impédance du filtre de boucle. Dans le cas du filtre du deuxième ordre, celle-ci est de la forme :

$$Z_f(s) = \frac{1}{s} \frac{(1 + s\tau_1)}{s\tau(1 + s\tau_2)} \quad \text{Eq. A-5}$$

avec $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau = C_1 + C_0$ et $\tau_2 = R_1 \frac{C_1C_0}{C_1 + C_0}$.

La phase du signal à la sortie du VCO φ_s est déterminée par la relation suivante :

$$\frac{\varphi_s(s)}{U_c(s)} = \frac{2\pi k_{vco}}{s} \quad \text{Eq. A-6}$$

l'angle de phase du signal bouclé est donnée par :

$$H(s) = \frac{\varphi_s(s)}{\varphi_{div}(s)} = \frac{1}{N} \quad \text{Eq. A-7}$$

A-2 : Expressions littérales des fonctions de transfert

La fonction de transfert $G_s(s)$ de la chaîne directe de ce système (gain direct), en ne considérant que les éléments détecteur de phase fréquence, filtre de boucle et VCO est donc :

$$G(s) = \frac{\varphi_s(s)}{\varphi_{ref}(s)} = k_{cp} Z_f(s) \frac{2\pi k_{vco}}{s} \quad \text{Eq. A-8}$$

Dans un asservissement linéaire, la stabilité de la boucle s'étudie grâce à la Fonction de Transfert $A(s)$ en Boucle Ouverte (FTBO), qui représente le rapport entre la phase d'entrée $\varphi_{ref}(t)$ et la phase de sortie du diviseur de fréquence de retour $\varphi_{div}(s)$. Elle s'exprime de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 A(s) &= G(s) H(s) && \text{Eq. A-9} \\
 &= k_{cp}(s) Z_f(s) \frac{2\pi k_{vco}}{s} \frac{1}{N}
 \end{aligned}$$

En prenant en compte le bouclage à retour négatif à travers le diviseur de fréquence, on obtient la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$B(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad \text{Eq. A-10}$$

En insérant l'impédance du filtre $Z_f(s)$ dans la FTBO $A(s)$, on obtient l'expression (Eq. A-11) qu'on peut mettre sous la forme (Eq. A-12) :

$$\begin{aligned}
 A(s) &= G(s) H(s) && \text{Eq. A-11} \\
 &= \frac{k_{cp} k_{vco}}{Ns} \frac{(1 + s\tau_1)}{s\tau(1 + s\tau_2)}
 \end{aligned}$$

$$A(j\omega) = \frac{k_{cp} k_{vco}}{N\omega^2} \cdot \frac{1}{\tau} \cdot \left[\frac{1 + \omega^2 \tau_1 \tau_2 + j\omega(\tau_1 - \tau_2)}{1 + \omega\tau_2} \right] \quad \text{Eq. A-12}$$

Ainsi, on peut finalement calculer les valeurs de τ_1 , τ_2 et τ en plaçant la valeur du module $\|A(j\omega_n)\|^2$ à 1 et la valeur de $\frac{d\text{Arg}[A(j\omega_n)]}{d\omega_n}$ à 0. Le détail du calcul est fourni dans la référence [A-1]. Les relations résultantes donnent les valeurs du zéro et des pôles de la fonction de transfert [A-2] :

$$\begin{aligned}
 \tau_2 &= \frac{-\tan(\varphi(\omega_n)) + 1/\cos(\varphi(\omega_n))}{\omega_n} && \text{Eq. A-13} \\
 \tau_1 &= \frac{1}{\tau_2 \omega_n^2} \\
 \tau &= \frac{k_{cp} k_{vco}}{N\omega_n^2} \frac{\sqrt{1 + \omega_n^2 \tau_1^2}}{\sqrt{1 + \omega_n^2 \tau_2^2}}
 \end{aligned}$$

BIBLIOGRAPHIE

[A-1] U. RHODE

"Digital PLL Frequency Synthesizers"

Prentice Hall, 1983

[A-2] A. LAYEC

"Développement de modèles de CAO pour la simulation système des systèmes de communication. Application aux communications chaotiques"

Thèse de doctorat, Université de Limoges, n° 5-2006, 2006

ANNEXE B

***RESOLUTION NUMERIQUE DE L'EQUATION
DIFFERENTIELLE***

La résolution numérique des équations différentielles décrivant le circuit nécessite une attention particulière sur le coût et la précision de calcul ainsi que sur la stabilité du système d'équations. Rappelons ici la formule permettant de décrire les composantes fréquentielles du noyau \tilde{H}_{LT} :

$$a \cdot \left\{ \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega) + |\tilde{X}_0| \cdot \frac{\partial \tilde{H}_{LT}(|\tilde{X}_0|, \Omega)}{\partial |\tilde{X}_0|} \right\} \cdot e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}_0|)} = \delta \tilde{Y}_{LT}^+ \quad \text{Eq. B-1}$$

La résolution de cette équation se fait numériquement par discrétisation de l'enveloppe $|\tilde{X}_0|$ avec un pas suffisamment petit, en partant d'un état initial du vecteur des variables d'état. La dérivée de \tilde{H}_{LT} est approximée par l'une des nombreuses méthodes d'intégration numérique (Gear, Runge-Kutta,...) [B-1]. Nous avons choisi la formulation de Gear [B-2] du fait de sa simplicité et sa précision :

$$x'_n = \frac{1}{h} (x_n - x_{n-1}) \quad \text{Eq. B-2}$$

où h représente le pas d'intégration. En appliquant cette formule à l'équation (Eq. B-2), nous obtenons l'expression suivante :

$$\tilde{H}_{LT_n}(|\tilde{X}_0|_n, \Omega) = \frac{\frac{\delta \tilde{Y}_{LT_n}^+}{e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}_0|_n)}} + a_n \cdot |\tilde{X}_0|_n \cdot \frac{\tilde{H}_{LT_{n-1}}(|\tilde{X}_0|_{n-1}, \Omega)}{h}}{a_n \cdot \left(1 + \frac{|\tilde{X}_0|_n}{h} \right)} \quad \text{Eq. B-3}$$

avec $|\tilde{X}_0|_i$ représente la valeur discrétisée de $|\tilde{X}_0|$ au point i . Cette méthode permet d'obtenir la valeur du noyau \tilde{H}_{LT} pour différents écarts de fréquence Ω et niveaux d'entrée du signal de pompe.

BIBLIOGRAPHIE

[B-1] J. VLACH and K. SINGHAL

"Computers Methods for Circuit Analysis and Design"

Van Nostrand Reinhold, 2nd edition, N.Y., 1994

[B-2] C. W. GEAR

"Numerical Initial Value Problems in Ordinary Differential Equation"

Prentice-Hall, Inc, 1971

ANNEXE C

FORMULATION NUMERIQUE DES DYNAMIQUES

HF ET BF

Cette annexe a pour objectif de formuler numériquement les dynamiques HF et BF.

□ Mémoire à court terme « HF »

L'expression du modèle HF est rappelée ci dessous :

$$\tilde{Y}_{CT}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad \text{Eq. C-1}$$

ou par sa forme purement temporelle :

$$\tilde{Y}_{CT}(t) = \int_0^{T_m} \tilde{h}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \tau) \cdot \tilde{X}(t - \tau) d\tau \quad \text{Eq. C-2}$$

En utilisant le fait que :

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \tau) &= TF^{-1}\{\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)\} \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^P R_{kp} \cdot e^{P_{kp} \cdot \tau} \cdot |\tilde{X}(t)|^{2k} \end{aligned} \quad \text{Eq. C-3}$$

et en insérant cette expression dans la forme temporelle de la réponse court terme (Eq. C-2), on peut écrire la relation :

$$\tilde{Y}_{CT}(t) = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P |\tilde{X}(t)|^{2k} \cdot \tilde{Y}_{kp}(t) \quad \text{Eq. C-4}$$

avec

$$\tilde{Y}_{kp}(t) = R_{kp} \int_0^{T_m} \tilde{X}(t - \tau) \cdot e^{P_{kp} \cdot \tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq. C-5}$$

En échantillonnant le temps avec un pas Δt , et en effectuant un changement de variable suivant τ , nous obtenons l'expression discrétisée suivante :

$$\tilde{Y}_{kp}(t_n) = R_{kp} \int_0^{t_n} \tilde{X}(\tau) \cdot e^{P_{kp} \cdot (t_n - \tau)} \cdot d\tau \quad \text{Eq. C-6}$$

que l'on peut mettre également sous la forme :

$$\tilde{Y}_{kp}(t_n) = R_{kp} \cdot e^{P_{kp} \cdot t_n} \left\{ \hat{X}(t_{n-1}) + \int_{t_{n-1}}^{t_n} \tilde{X}(\tau) \cdot e^{-P_{kp} \cdot \tau} \cdot d\tau \right\} \quad \text{Eq. C-7}$$

avec

$$\hat{X}(t_{n-1}) = \int_0^{t_{n-1}} \tilde{X}(\tau) \cdot e^{-P_{kp} \cdot \tau} \cdot d\tau \quad \text{Eq. C-8}$$

En appliquant la méthode des rectangles [C-1] sur l'intervalle $[t_{n-1}, t_n]$ au calcul de la réponse (Eq. C-7), on obtient finalement l'équation (Eq. C-9), représentative du comportement global du modèle court terme dans le domaine du calcul numérique.

$$\tilde{Y}_{CT} = \sum_{n=0}^{T_m} \tilde{Y}_{CT}(t_n) \quad \text{Eq. C-9}$$

avec

$$\tilde{Y}_{CT}(t_n) = \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P |\tilde{X}(t_n)|^{2k} R_{kp} \cdot e^{P_{kp} \cdot t_n} \left\{ \hat{X}(t_{n-1}) - \hat{X}(t_n) \left[\frac{1}{P_{kp}} \cdot e^{-P_{kp} \cdot \tau} \right]_{t_{n-1}}^{t_n} \right\} \quad \text{Eq. C-10}$$

□ Mémoire à long terme « BF »

La même méthode a été utilisé pour formuler numériquement la réponse long terme. Considérons l'expression du modèle court terme.

$$\tilde{Y}_{LT}(t) = e^{j\phi_{LT}(|\tilde{X}(t)|)} \int_0^{T_\infty} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) |\tilde{X}(t-\tau)| d\tau \quad \text{Eq. C-11}$$

L'idée est comme précédemment de décomposer $\tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau)$ en fonction polynomiale de $|\tilde{X}(t)|^2$ comme ci-dessous :

$$\tilde{h}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, \tau) = \sum_{k=0}^K \alpha_k(\tau) \cdot |\tilde{X}(t)|^{2k} \quad \text{Eq. C-12}$$

En considérant la décomposition précédente, on peut réécrire l'expression du modèle de la manière suivante :

$$\tilde{Y}_{LT}(t) = e^{j\phi(|\tilde{X}(t)|)} \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P R_{kp} \int_0^{T_m} \hat{Z}(t-\tau) \cdot e^{P_{kp}\tau} d\tau \quad \text{Eq. C-13}$$

où

$$\hat{Z}(t-\tau) = |\tilde{X}(t-\tau)|^{2k+1} \quad \text{Eq. C-14}$$

De la même manière que précédemment, en discrétisant l'axe des temps et en appliquant la méthode des rectangles au signal résultant, on obtient finalement :

$$\tilde{Y}_{LT} = \sum_{n=0}^{T_m} \tilde{Y}_{LT}(t_n) \quad \text{Eq. C-15}$$

où

$$\tilde{Y}_{LT}(t_n) = e^{j\phi(|\tilde{X}(t_n)|)} \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P R_{kp} e^{P_{kp}t_n} \left\{ \hat{Z}(t_{n-1}) - \hat{Z}(t_n) \left[\frac{1}{P_{kp}} e^{-P_{kp}\tau} \right]_{t_{n-1}}^{t_n} \right\} \quad \text{Eq. C-16}$$

$$\hat{Z}(t_n) = |\tilde{X}(t_n)|^{2k+1}$$

Cette méthode présente l'avantage d'éliminer les intégrales de convolution et celui du Fourier tout en préservant la stabilité numérique de la fonction à approximer. De plus, la formulation des deux voies du modèle reste dans le domaine temporel offrant un calcul rapide en présence de signaux de modulation complexes.

BIBLIOGRAPHIE

[C-1] J.P. NOUGRIER

"Méthodes de calcul numérique – Volume 1"

HERMES Science, 1999

BIBLIOGRAPHIE

PERSONNELLE

Publications dans des revues internationales à comité de lecture (RI)

[RI-1] **Z. MADINI, A. BENNADJI, E. NGOYA**

"Behavioral Modeling and Implementation of SSA Models with Nonlinear Memory Effects in System Level Simulators"

Journal of the European Microwave Association, Volume 4 – Issue 2 – June 2008

Publications dans des congrès internationaux avec actes et comités de lecture (CI)

[CI-1] **Z. MADINI, A. BENNADJI, E. NGOYA**

"A Novel Extraction Technique of Long Term Memory Effects in Solid State Amplifiers Based on Compound DynamicVolterra Models Structure"

IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), October 2007, Norway

[CI-2] **Z. MADINI, A. BENNADJI, E. NGOYA**

"Identification and Implementation of Long Term Memory Kernel in SSAs Based on the Compound Dynamic Volterra Structure for System Level Simulation"

IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), December 2007, Thailand

Communications dans des congrès nationaux avec actes et comités de lecture (CN)

[CN-1] **Z. MADINI, A. BENNADJI, A. SOURY, E. NGOYA**

"Nouvelle approche d'extraction de modèles nonlinéaires d'amplificateur à l'état solide présentant des effets de mémoire"

15eme Journées Nationales Micro-ondes, Mai 2007, France

Workshop (W)

[W-1] **Z. MADINI, A. BENNADJI, E. NGOYA**

"Modélisation comportementale et extraction des caractéristiques de mémoire non-linéaires dans les amplificateurs de puissance"

International Workshop Simulation Globale, chapitres français IEEE Antennas-Propagation et MTT, Mai 2007, France

RESUME

Ce travail concerne principalement la caractérisation et la modélisation des dynamiques non linéaires pour systèmes de télécommunications et plus particulièrement les PLLs et les amplificateurs de puissance. Le premier objectif est de traiter les aspects de modélisation descendante de la PLL dans le but de propager les spécifications de conception depuis le haut de la hiérarchie jusqu'au bas de l'échelle. Le deuxième objectif est de développer un modèle d'amplificateur dédié à intégrer efficacement et simultanément les deux types de mémoire HF et BF. Nous avons développé deux modèles basés sur le formalisme de séries de Volterra modulées : explicite qui prend en compte un effet de propagation de la porteuse et implicite qui comporte une vraie boucle de rétroaction, plus proche du mécanisme réel. Nous avons développé également une nouvelle méthode d'extraction des effets de mémoire BF qui nécessite uniquement des simulations d'équilibrage harmonique donc plus rapide et précise.

MOTS CLES : *Mémoire non linéaire, Mémoire à court et à long terme, Amplificateur à l'état solide, Simulation système, Implémentation numérique, Séries de Volterra à noyaux dynamiques.*

SUMMARY

This work mainly deals with the characterization and modeling of nonlinear dynamic devices for telecommunication systems and more particularly PLL and power amplifier components. The first aim is to handle PLL top-down modelling approach in order to spread the design specifications from the top of the hierarchy to the bottom. The second aim is to develop an amplifier model that integrates effectively and simultaneously both short (HF) and long term (BF) nonlinear memory effects. Two models based on the compound dynamic Volterra structure are developed: explicit which takes into account the carrier-spreading effects and implicit which involves a true feedback loop, close to the actual mechanism. We have also developed an efficient approach to characterize and reproduce long term memory effects based on two-tone measurements which requires only Harmonic Balance analysis. This technique resolves limitations of the model related to model parameters extraction accuracy and convergence speed.

KEYWORDS: *Nonlinear memory, Short and Long term memory, Solid state amplifiers, System level simulation, Numerical implementation, Dynamic Kernels Volterra series.*