

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Sciences et Ingénierie pour l'Information
FACULTE des Sciences et Techniques

N° 96-2010

THÈSE

Pour obtenir le grade de
DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

Présentée et soutenue publiquement par

Hassan MEHDI

le 17 Décembre 2010

*Modélisation Bilatérale de systèmes MIMO pour la
simulation de niveau circuit et sous système,
application à la fonction amplification de puissance*

Thèse Dirigée par Sébastien MONS et Edouard NGOYA

Jury :

M. Michel CAMPOVECCHIO	Professeur de l'université de Limoges	Président
M. Eric BERGEAULT	Professeur ENST, Paris	Rapporteur
M. Alain PEDEN	Maitre de Conférences HDR ENST, Bretagne	Rapporteur
Mme. Julie MAZEAU	Ing. Thales Airborn Systems, Elancourt	Examineur
M. Edouard NGOYA	Directeur de Recherche CNRS, Limoges	Examineur
M. Sébastien MONS	Chargé de recherche CNRS, Limoges	Examineur
M. François TORRES	Chargé de recherche CNRS, Limoges	Invité

A ma mère, à mon père

A mes sœurs et mes frères

A tous ceux qui me sont chers ...

Remerciements

Ce travail à été effectué à l'institut XLIM Limoges, UMR CNRS N°6172.

Je tiens à remercier Monsieur le professeur Dominique CROS, directeur de l'XLIM pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie ainsi Monsieur le professeur Raymond QUERE, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire C2S2 « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences ».

Je remercie Sébastien MONS, chargé de recherche CNRS, et Edouard NGOYA, directeur de recherche CNRS, pour l'encadrement de mes travaux de thèse.

Je tiens lieu à témoigner Monsieur Michel CAMPOVECCHIO, Professeur de l'université de Limoges, pour avoir présidé le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Alain PEDEN, Maître de conférences HDR d'ENST Bretagne, et Monsieur Eric BERGEAULT, professeur d'ENST Paris, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Je remercie également Madame Julie MAZEAU, ingénieure à Thales Airborn System, et Monsieur François TORRES, chargé de recherche CNRS, pour avoir participer à ce jury.

J'exprime mon remerciement à Abderrazak BENNADJI, ingénieur de recherche, et François Xavier ESTAGERIE pour leur aide précieuse.

Je tiens également à remercier Marie Claude LE ROUGE, pour sa gentillesse, sa disponibilité et son aide précieuse tout au long de ma thèse.

Je remercie de tout mon cœur tous mes collègues thésard du département C2S2 qui ont su créer une ambiance très amicale, surtout : Ali, Abdallah, Ragheb, Georges, Michel, Florent, Christophe.

Je remercie également tous mes amis à Limoges, pour leurs aides, conseils, encouragements, et les bonnes soirées qu'ils ont organisé pendant mon séjour en France.

Enfin, une vue très particulière à ma famille, à ma mère et mon père, je ne peux pas vous remercier en quelques lignes, merci de tous ce que vous avez fait pour moi, merci de m'encourager. Je remercie chaleureusement mes Frères Youssef el Mohamad, et mes sœurs Maha et Fatima, je vous aime...

SOMMAIRE

Liste des figures -----	1
introduction générale -----	9

CHAPITRE I - OUTILS CAO POUR LA SIMULATION DES CIRCUITS ET SYSTEMES RF ----- 15

I. Introduction -----	17
------------------------------	-----------

II. Simulation de niveau circuit : -----	18
---	-----------

II.1.1. Intégration Temporelle :	19
----------------------------------	----

II.1.2. Equilibrage Harmonique :	20
----------------------------------	----

II.1.3. Transitoire d'Enveloppe :	21
-----------------------------------	----

II.2. Principaux outils CAO associés -----	22
--	----

II.2.1. Les simulateurs temporels :	22
-------------------------------------	----

II.2.2. Les simulateurs d'équilibrage harmonique :	23
--	----

II.2.3. Les simulateurs du transitoire d'enveloppe :	23
--	----

III. Simulation de niveau système : -----	23
--	-----------

III.1. Méthodes associées []-----	24
-----------------------------------	----

III.1.1. Simulation des systèmes à temps continu -----	24
--	----

III.1.2. Simulations de systèmes à temps discret -----	24
--	----

III.1.3. Systèmes hybrides -----	25
----------------------------------	----

III.1.4. Systèmes (Data Flow)-----	25
------------------------------------	----

III.1.5. Systèmes par équilibrage (Control Flow)-----	25
---	----

III.2. Outils Commerciaux :-----	26
----------------------------------	----

III.2.1. SPW :-----	26
---------------------	----

III.2.2. Ptolemy-----	27
-----------------------	----

III.2.3. Matlab/Simulink :-----	27
---------------------------------	----

III.2.4. Scilab/Scicos :-----	28
-------------------------------	----

III.2.5. Scicos et Modelica-----	29
----------------------------------	----

IV. Problématique associée à la fonction Amplification, phénomènes mis en jeu -----	31
--	-----------

IV.1. Bilan en puissance et grandeurs caractéristiques-----	31
---	----

IV.2. Facteurs de mérite -----	33
--------------------------------	----

IV.2.1. C/I (Carrier to Order Intermodulation)-----	34
---	----

IV.2.2. Le NPR (Noise Power Ratio)-----	35
---	----

IV.2.3. L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)-----	36
--	----

IV.2.4. L'EVM (Error Vector Magnitude) -----	37
--	----

IV.2.5. Taux d'Erreur Binaire (TEB)-----	38
IV.3. Effets dispersifs à considérer -----	39
IV.3.1. Mémoire électrique haute fréquence -----	39
IV.3.2. Mémoire électrique basse fréquence -----	40
IV.3.3. Mémoire thermique basse fréquence -----	41
IV.3.4. Désadaptation de charge -----	43
V. Conclusion-----	45
VI. Bibliographie -----	47
<hr/>	
CHAPITRE II - MODELISATION COMPORTEMENTALE DE BLOCS RF, CAS DE LA FONCTION AMPLIFICATRICE-----	53
<hr/>	
I. Introduction-----	55
II. Problématique de simulation système « grain fin » -----	56
II.1. Cosimulation circuit - système -----	56
II.2. Modélisation Comportementale -----	57
III. Modèles Comportementaux Unilatéraux -----	59
III.1. Hypothèses-----	59
III.2. Modèles sans mémoire-----	60
III.3. Modèles avec Mémoire-----	61
III.3.1. Modèles à mémoire haute fréquence -----	61
III.3.1.a. Modèle d'Hammerstein-----	61
III.3.1.b. Modèle de Wiener -----	62
III.3.2. Modèles à Mémoire basse fréquence-----	63
III.3.2.a. Modèle de Bösch -----	63
III.4. Modèle à effets de mémoires distribués -----	64
III.4.1. Série de Volterra Classiques -----	64
III.4.2. Séries de Volterra Dynamiques -----	66
III.4.2.a. Implémentation dans un environnement de simulation système -----	68
III.4.2.b. Modèle de Volterra à un noyau-----	69
III.4.3. Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire-----	73
III.4.4. Modèle à série de Volterra modulés-----	75
IV. Modèles Comportementaux Bilatéraux -----	78
IV.1. Réseaux de neurones-----	78
IV.2. Paramètres S non linéaire -----	80

V. Conclusion -----	84
VI. Bibliographie -----	86
<hr/>	
CHAPITRE III - SIMULATION TEMPORELLE CIRCUIT/SYSTEME DU HPA -----	91
<hr/>	
I. Introduction -----	93
II. Simulation comportementale au niveau circuit -----	94
II.1. Modélisation des parties passives, techniques du Vector Fitting -----	94
II.1.1. Principe général : -----	94
II.1.2. Identification des pôles -----	95
II.1.3. Identification des zéros -----	96
II.1.4. Passivité -----	97
II.1.5. Choix des pôles initiaux -----	99
II.1.6. Application -----	100
II.2. Implémentation par synthèse équivalente dans ADS -----	102
II.2.1. Représentation en admittance-----	103
II.2.2. Calcul des éléments simples R, L et C -----	104
II.2.3. Fichier SPICE -----	105
II.3. Validation sur un HPA @ 830 MHz-----	106
II.4. Validation sur un HPA en bande X-----	112
III. Simulation comportementale au niveau système -----	116
III.1. Modélisation des parties passives-----	116
III.1.1. Synthèse équivalente de la réponse impulsionnelle-----	117
III.1.2. Implémentation dans l'environnement système Scicos -----	118
III.1.3. Validation -----	120
III.2. Modélisation des parties actives-----	127
III.2.1. Pseudo paramètres S non linéaires-----	127
III.2.2. Implémentation dans Scilab/Scicos-----	127
III.3. Modèle Topologique du HPA -----	129
III.3.1. Principe général-----	129
III.3.2. Combinaison de deux parties -----	130
III.3.3. Implémentation dans Scilab/Scicos-----	131
IV. Conclusion -----	131
V. Bibliographie -----	133
Conclusion générale -----	135

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I - OUTILS CAO POUR LA SIMULATION DES CIRCUITS ET SYSTEMES RF

Figure I-1 Outils de simulation de niveau composant, circuit et système	17
Figure I-2 Principe de la méthode d'Equilibrage Harmonique	20
Figure I-3 Principe du transitoire d'enveloppe.....	22
Figure I-4 Représentation générale d'un système utilisant le mode Data Flow	26
Figure I-5 Représentation d'un bloc générique dans Scicos	29
Figure I-6 Schéma de simulation d'un Ampli op sous Scicos - Modelica	31
Figure I-7 Représentation général d'un amplificateur de puissance avec ses caractéristiques de puissances	32
Figure I-8 Représentation temporelle et fréquentielle des signaux pour une excitation monoporteuse	33
Figure I-9 Caractéristiques monoporteuses simulées : (a) module du Gain de puissance en dB, (b) phase du Gain de puissance en degrés, (c) rendement ajouté, (d) puissance dissipée.	34
Figure I-10 Principe d'évaluation du C/I	34
Figure I-11 C/I suivant la puissance d'entrée pour $\Delta f = 100$ KHz.	35
Figure I-12 Principe d'évaluation du NPR par la méthode du trou	36
Figure I-13 Principe de calcul de l'ACPR.....	36
Figure I-14 Influence de l'amplificateur sur une constellation 16 QAM	37
Figure I-15 taux d'erreur binaire.....	38
Figure I-16 Module et phase du gain suivant la puissance d'entrée (paramétré en fréquence).	40
Figure I-17 Mise en évidence de la mémoire basse fréquence par un signal modulé.	41
Figure I-18 Variation de la puissance de sortie en fonction de la fréquence de battement (paramétrée suivant la puissance du générateur)	41
Figure I-19 Circuit d'évaluation de la température	42
Figure I-20 évaluation de la température de jonction dans le temps	42
Figure I-21 Variation du gain selon différentes impédances de charges (TOS 2), (a) : impédances de charges considérées, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degré.	44
Figure I-22 Variation du gain selon différentes impédances de charges (TOS 3), (a) : impédances de charges considérées, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degré.	44

CHAPITRE II - MODELISATION COMPORTEMENTALE DE BLOCS RF, CAS DE LA FONCTION AMPLIFICATRICE

Figure II-1 Simulation hiérarchique d'un système Radar	55
Figure II-2 Principe général de la Cosimulation circuit/système.	57
Figure II-3 Amplificateur de puissance adapté (modèle unilatéral)	59
Figure II-4 Modèle amplificateur de puissance sans mémoire	60
Figure II-5 Simulation d'un modèle AM/AM-AM/PM dans Scicos, (a) : partie réelle de la tension d'entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d'entrée, (c) : partie réelle de la tension de sortie, (d) : partie imaginaire de la tension de sortie.	61
Figure II-6 Modèle d'Hammerstein	62
Figure II-7 Modèle Wiener	62
Figure II-8 Modèle de Bösch	64
Figure II-9 structure de la série de Volterra classique	65
Figure II-10 Extraction du modèle de Volterra à un noyau	69
Figure II-11 Erreurs quadratiques relevées pour les méthodes de base du modèle Volterra un noyau, (a) : utilisation d'un filtre polynomial, (b) : utilisation d'un filtre (pôles et résidus).	71
Figure II-12 représentation dans le plan puissance (modèle Volterra un noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21}	72
Figure II-13 représentation dans le plan fréquence (modèle Volterra un noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21}	72
Figure II-14 Principe d'identification du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire	74
Figure II-15 rapport des erreurs entre la fonction de base (réponse impulsionnelle non linéaire), (a) : en cas d'un filtre polynomial, (b) : cas d'un filtre pôles / résidus	74
Figure II-16 comparaison modèle réponse impulsionnelle et circuit (premier noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21}	75
Figure II-17 comparaison modèle réponse impulsionnelle et circuit (deuxième noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21}	75
Figure II-18 Description par un système bouclé.	76
Figure II-19 Représentation d'un amplificateur de puissance bilatéral	78
Figure II-20 Fonctionnement d'un réseau de neurones	79
Figure II-21 validation du modèle (S_{nl}) sur les points d'extraction, (a) : positionnement des impédances d'extraction sur l'abaque de Smith, (b) module du gain en dB, (c) : phase du gain en degrés.	83
Figure II-22 validation du modèle (S_{nl}) sur TOS 2, (a) : positionnement des impédances de test sur l'abaque de Smith, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degrés.	83

Figure II-23 Validation du modèle sur TOS=3, (a) : positionnement des impédances de test sur l'abaque de Smith, (b) : Gain en dB, (c) : Gain en degrés.....	84
---	----

CHAPITRE III - SIMULATION TEMPORELLE CIRCUIT/SYSTEME DU HPA

Figure III-1 Résultats avant et après passivité.....	99
Figure III-2 Comparaison entre trois types de choix des pôles initiaux	100
Figure III-3 Distributeur d'entrée (7 ports)	100
Figure III-4 Module des S_{ij} en fréquence issus d'une simulation circuit sous ADS (symboles) et du modèle pôle / résidu sous VF (trait plein), ordre d'approximation VF = 38.	101
Figure III-5 Phase des S_{ij} en fréquence issus d'une simulation circuit sous ADS (symboles) et du modèle pôle / résidu sous VF (trait plein), ordre d'approximation VF = 38.	101
Figure III-6 Procédure de synthèse du circuit par VF	102
Figure III-7 Association de deux quadripôles en parallèle.....	103
Figure III-8 Représentation admittance des pôles/résidus à partir d'éléments simples R L C	104
Figure III-9 Synoptique de la procédure depuis la matrice [S] de départ jusqu'à son circuit équivalent SPICE.	106
Figure III-10 Circuit d'adaptation d'entrée.....	107
Figure III-11 Comparaison des paramètres Y_{ij} du modèle synthétisé (trait plein) et le circuit (symboles).....	107
Figure III-12 Comparaison des paramètres Y_{ij} du modèle synthétisé (trait plein) et du circuit (symboles).....	108
Figure III-13 Comparaison du Gain (module et phase) de l'amplificateur (symboles) et de l'amplificateur incluant les modèles des circuits d'accès (trait plein).....	109
Figure III-14 Simulation en TE de l'amplificateur avec circuits d'accès synthétisés (trait plein) et normal (symboles), (a) : Tension d'entrée en V, (b) : Tension de sortie en V, (c) : courant d'entrée en A, (d) : courant de sortie en A.....	110
Figure III-15 Comparaison sur un signal Télécom (16 QAM) entre l'amplificateur avec circuits d'accès synthétisés (trait plein) et l'amplificateur normal (symboles), (a) : spectre d'entrée, (b) : spectre de sortie, (c) : tension d'entrée, (d) : tension de sortie.	111
Figure III-16 Zoom sur la tension de sortie, (a) : spectre, (b) : allure temporelle.	111
Figure III-17 Schématique de l'amplificateur de puissance « Countach ».....	112
Figure III-18 Distributeur d'entrée « Countach ».	113
Figure III-19 Comparaison des paramètres Y en module et phase entre le circuit (symboles) et le modèle (trait plein).....	113
Figure III-20 Comparaison sur une simulation EH pour l'amplificateur avec circuits synthétisés (trait plein) et l'amplificateur normal (symboles), (a) : Gain en dB, (b) : Gain en degrés, (c) : rendement ajouté en %, (d) : puissance dissipée en dB.....	114

Figure III-21 Résultats d'une simulation en TE de l'amplificateur avec les passifs synthétisés (a) : module de la tension d'entrée, (b) : module de la tension de sortie, (c) : module du courant d'entrée, (d) : module du courant de sortie.	115
Figure III-22 Principe général du modèle bilatéral	117
Figure III-23 Contribution des ondes incidentes a_j pour le calcul de l'onde réfléchie b_i	119
Figure III-24 Fonction de calcul associée.	120
Figure III-25 Schématisation de simulation du circuit RC parallèle.	121
Figure III-26 Comparaison circuit (ADS-transitoire d'enveloppe) et modèle (Scicos – temporel d'enveloppe) pour un circuit à un accès, (a) : partie réelle de la tension d'entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d'entrée, (c) : partie réelle du courant d'entrée, (d) : partie imaginaire du courant d'entrée.	122
Figure III-27 Filtre passe bas RC (circuit passif à deux accès)	122
Figure III-28 Comparaison circuit (ADS – transitoire d'enveloppe) et modèle (Scicos – temporel d'enveloppe), (a) : partie réelle de la tension d'entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d'entrée, (c) : partie réelle du courant d'entrée, (d) : partie imaginaire du courant d'entrée, (e) : partie réelle de la tension de sortie, (f) : partie imaginaire de la tension de sortie.	124
Figure III-29 Vérification du transitoire suivant le pas temporel d'enveloppe.	125
Figure III-30 Comparaison modèle et circuit sur le port d'entrée RF.	125
Figure III-31 Comparaison modèle et circuit sur le port d'entrée DC et de sortie RF.	126
Figure III-32 Comparaison des paramètres S issus du circuit et recalculés à partir des générateurs d'accès système, (a) : partie réelle S, (b) : partie imaginaire S.....	126
Figure III-33 Principe de création du bloc actif bilatéral	128
Figure III-34 Allures temporelles sur la tension de sortie à TOS 2 entre le circuit (symboles) et le modèle (traits pleins).	128
Figure III-35 Principe de modélisation Topologique et boîte noire sur un amplificateur à structure arborescente.	129
Figure III-36 Approche topologique et boîte noire.	130
Figure III-37 Simplification de la structure du modèle topologique.	130

Glossaire

CAO : Conception Assistée par Ordinateur.

BF : Basse Fréquence.

C/I : Carrier to Intermodulation.

CW : Continuous Wave.

EM : Electro-Magnétisme.

HBT : Heterojunction Bipolar Transistor. C/I : Carrier to Intermodulation.

HF : Haute Fréquence.

HPA : High Power Amplifier.

Module E/R : module d'Emission / Réception.

RF : Radio Frequency.

MIMO : Multi Input Multi Output.

VF : Vector Fitting.

EH : Equilibrage Harmonique.

TE : Transitoire d'Enveloppe.

IT : Intégration Temporelle.

ODE : Ordinary Differential Equations.

ADE: Algebraic Differential Equations.

TOS : Taux d'Onde Stationnaire.

TEB : Taux d'Erreur Binaire.

ACPR : Adjacent Channel Power Ratio.

NPR : Noise Power Ration.

EVM : Error Vector Magnitude.

INTRODUCTION GENERALE

Les systèmes de télécommunication ou de détection ont connu un essor remarquable avec notamment l'explosion de la téléphonie mobile et d'autres applications grand public comme les réseaux sans fil, les systèmes de radionavigation, les Radars anticollision. L'électronique RF bénéficie pleinement de cette popularisation et la demande croissante en « débit bande » entraîne une complexification de ces systèmes et des signaux utilisés avec une évolution technologique permanente.

La conception de ces systèmes suit de fait un processus de simulation hiérarchique depuis le choix d'une technologie jusqu'à son intégration dans l'application finale. Les outils de Conception Associée par Ordinateur (CAO) se sont aujourd'hui démocratisés et chaque niveau composant / circuit / système bénéficie d'outils propres à un problème physique donné (électronique, électromagnétique, thermique, mécanique ...) associés à des techniques de caractérisation avancées pour la validation.

L'utilisation d'outils CAO performants reste donc un point clef pour le dimensionnement juste de ces systèmes et des composants constitutifs unitaires. Si la simulation circuit bénéficie aujourd'hui d'un degré de maturité certain et permet avec les techniques de l'Equilibrage Harmonique la conception efficace vis-à-vis d'un cahier des charges donné, la vérification des performances en Transitoire d'Enveloppe reste toujours problématique sur des circuits complexes incluant des éléments distribués ou des sous-circuits passifs décrits par des [S] et issus de simulations EM (HFSS / MOMENTUM).

Si l'on considère un système de transmission complet, le nombre de transistors et d'éléments à considérer est tel que les méthodes d'analyse de type circuit deviennent vite inutilisables à cause de la masse de données à considérer qui conduit inévitablement à des temps de calcul prohibitifs, même avec des techniques de calcul distribué.

Le niveau hiérarchique système reste aujourd'hui un verrou puisque la description idéalisée des blocs et la représentation soit en tension soit en courant (mode Data Flow) ne permet pas de prendre en compte l'interaction entre blocs (rétroaction, notion d'impédance), la simulation étant à sens unique.

Dans ce contexte, l'utilisation de techniques de modélisation comportementale ont vu le jour, consistant à représenter le comportement entrée/sortie par une fonction mathématique garantissant un compromis intéressant entre la précision attendue et son coût du calcul. Ces techniques ont permis des progrès importants, notamment pour la prise en compte des effets de mémoire sur les amplificateurs de puissance.

Parallèlement, les prémices des nouvelles générations de simulateurs systèmes (Control Flow) permettent d'envisager depuis peu l'utilisation de modèles comportementaux bilatéraux et de considérer une simulation « circuit » au niveau « système ». C'est le cas de l'outil Scilab/Scicos développé par l'INRIA et similaire à l'ensemble Matlab/Simulink porté par Mathworks par l'apport d'un solveur d'équations différentiels algébriques (EDA) et l'utilisation du langage HDL Modelica.

Récemment, des modèles bilatéraux basés sur le formalisme des « pseudo paramètres S fort signal » ont vu le jour, ils permettent dans le contexte des antennes agiles de prendre en compte la désadaptation de charge vue par l'amplificateur de puissance jusqu'à des TOS élevés, c'est également le cas du modèle topologique, basé sur la représentation par bloc des sous-circuits passifs et actifs et qui apparaît comme une alternative intéressante par rapport à la modélisation usuelle « boîte noire » pour la compréhension des phénomènes mis en jeu même si son implémentation reste limitée à un environnement circuit à cause des parties passives représentées par des [S].

L'objectif de cette thèse est donc d'apporter une représentation alternative aux paramètres S associés généralement à la description des systèmes MIMO, approche susceptible de fonctionner dans un environnement circuit en Transitoire d'Enveloppe et également dans un environnement système fonctionnant en Temporel d'Enveloppe.

Le premier chapitre de ce mémoire présente les principales méthodes de simulation des circuits et systèmes non linéaires, ainsi qu'un panorama des outils les plus significatifs. Nous présentons ensuite la problématique de l'amplification de puissance, qui est au centre des activités de modélisation comportementale tant cette fonction conditionne le bilan d'une chaîne d'émission en terme de consommation et de linéarité.

Le deuxième chapitre présente les avancées les plus significatives sur la modélisation comportementale du HPA avec une attention particulière sur les modèles unilatéraux et bilatéraux.

Le troisième chapitre est dédié à la modélisation des systèmes MIMO à partir des techniques de VF qui permettent l'approximation rationnelle efficace et robuste de fonctions définies par des échantillons en fréquence.

La première partie concerne l'utilisation de ces techniques couplées avec une synthèse équivalente d'un circuit équivalent à partir d'éléments simples R, L et C au format SPICE.

Nous appliquerons cette méthode sur les parties passives d'un amplificateur de puissance pour donner une solution aux problèmes de convergence rencontrés en Transitoire d'Enveloppe.

La deuxième partie concerne l'utilisation des techniques de VF couplées avec une synthèse de la réponse impulsionnelle pour aboutir à des modèles bilatéraux de circuits passifs fonctionnant en Temporel d'Enveloppe et compatibles avec l'environnement système Scilab/Scicos. Ce principe sera généralisé aux systèmes MIMO quel que soit le nombre d'accès considérés. Enfin, nous introduirons l'application de ces modèles pour l'implémentation au niveau système du modèle topologique.

Finalement nous concluons sur l'apport de ces techniques pour la CAO circuit et système et donneront les perspectives liées à ces travaux.

Chapitre I

Outils CAO pour la simulation des circuits et systèmes RF

I. Introduction

Face à la complexité croissante des systèmes de télécommunications, leur conception suit une démarche hiérarchique qui peut être vue sous trois ensembles principaux, depuis le choix d'une technologie (niveau « composant »), la conception des différentes fonctions RF de base (niveau « circuit ») et enfin leur agrégation au sein d'un module applicatif (niveau « système ») pour une application donnée. La figure suivante donne pour chaque niveau les lois physiques et les méthodes de simulation associées.

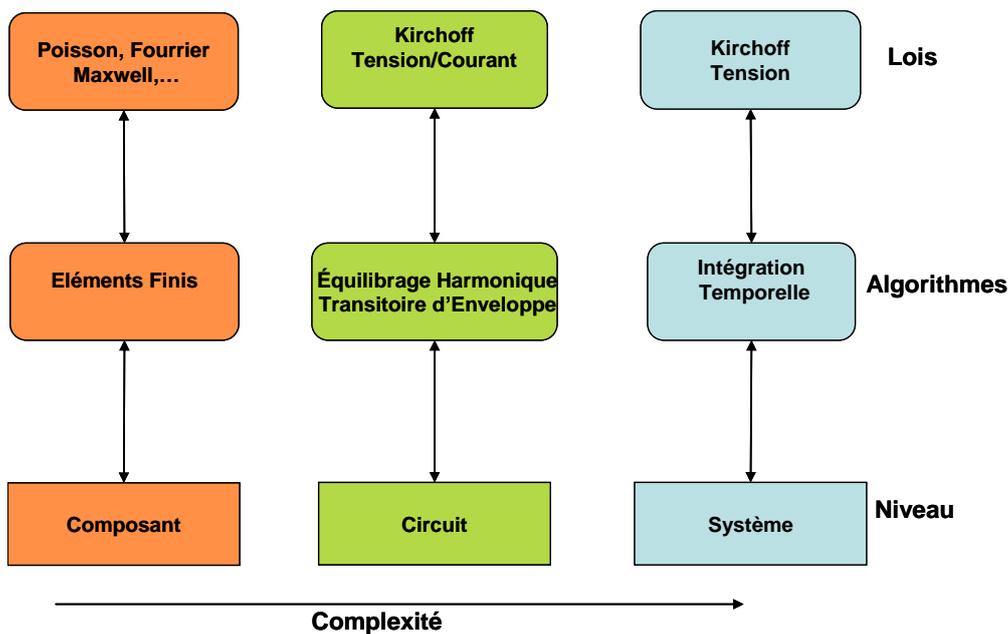


Figure I-1 Outils de simulation de niveau composant, circuit et système

Le niveau composant a largement bénéficié de l'évolution des capacités de calcul informatiques, il permet le traitement des données par éléments finis pour des problèmes électromagnétiques (Maxwell), thermiques (Fourrier) ou physiques (Poisson) et mécaniques dans le cas de MEMS.

L'analyse de type « circuit » initiée dans les années 1980 a depuis une dizaine d'années atteint un degré de maturité certain qui permet la simulation fine des différents phénomènes non linéaires mis en jeu à la fois par l'utilisation de méthodes de simulation efficaces et de modèles relativement fiables même si des difficultés existent encore si l'on s'intéresse à une validation des performances système au niveau circuit.

Le niveau sous système ne bénéficie pas du même degré de maturité, à la fois par les méthodes utilisées (basées sur une analyse par fonction de transfert en courant ou tension) qui ne permet pas de prendre en compte l'interaction entre blocs, mais également par une représentation idéalisée des blocs qui ne prend pas en considération les effets non linéaires dynamiques mis en jeu dans les équipements d'émission ou de réception.

Le travail de cette thèse s'inscrit dans la thématique modélisation comportementale de circuits RF pour le niveau système. La première partie présente les principales méthodes de simulation associées (intégration temporelle, équilibrage harmonique, transitoire d'enveloppe) en mettant l'accent sur leurs points forts et leurs limitations. Nous donnons également les caractéristiques principales des logiciels CAO associés et qui intègrent ces formalismes. La deuxième partie s'intéresse aux méthodes de simulation des systèmes (par flux de données ou équilibrage), aux moyens de passage du niveau circuit au niveau système (Cosimulation / macro-modélisation), et plus particulièrement la modélisation bilatérale (dualité courant / tension) qui seule permet de prendre en compte l'interaction entre les blocs.

La dernière partie de ce chapitre illustre la problématique de modélisation comportementale sur la fonction amplificatrice, elle donne une présentation générale des facteurs de mérite associés ainsi que les principaux effets dispersifs associés au non linéarité (mémoire basse et haute fréquence) qui doivent être pris en considération.

II. Simulation de niveau circuit :

Cette partie introduit les trois différentes méthodes de simulation (l'intégration temporelle, l'équilibrage harmonique et la transitoire d'enveloppe) qui sont utilisées au niveau circuit pour la conception et vérification des fonctions analogiques RF de base.

Toutes ces méthodes sont associées à la résolution des équations de Kirchhoff en courant / tension dont le point de départ est le système d'équations différentielles algébriques ordinaires provenant de l'analyse nodale modifiée :

$$\int_0^t g(t-\tau).x(\tau)d\tau + \frac{\partial}{\partial t}q(x(t)) + i(x(t)) + u(t) = 0 \quad \text{Équation I-1}$$

Où $g(t)$ représente la réponse impulsionnelle des éléments passifs distribués, $q(x(t)) \in \mathfrak{R}^N$, $i(x(t)) \in \mathfrak{R}^N$ et $u(t) \in \mathfrak{R}^N$ sont respectivement les équivalents des

charges et des flux des éléments réactifs, des courants convectifs et des générateurs d'excitation.

II.1.1. Intégration Temporelle :

Cette méthode considère la numérisation de l'équation 1 où chaque élément électrique de base est remplacé par un modèle mathématique discrétisé dans le temps. C'est donc la voie la plus naturelle, l'IT permet d'obtenir la réponse d'un circuit à n'importe quelle excitation périodique, impulsionnelle ou aléatoire. Elle est donc bien adaptée à l'analyse de circuits à transitoire rapide [1] comme les convertisseurs analogiques/numériques qui s'intéressent aux signaux en bande de base.

L'intégration temporelle cherche à déterminer la réponse d'un système en évaluant son comportement dans l'axe des temps par intégration numérique [2]. L'équation à résoudre se trouve sous la forme suivante :

$$f\left(x(t), \frac{\partial x(t)}{\partial t}, t\right) = 0 \quad \text{Équation I-2}$$

Où $x(t)$ est le vecteur d'état du circuit, t est la variable de temps.

La dérivée est approximée à l'aide des formules d'Euler ou de Gear [3]. A titre d'exemple la formulation du trapèze est souvent utilisée à propos de sa simplicité :

$$x'(t_n) = \frac{(x(t_n) - x(t_{n-1})))}{\Delta t} - x'(t_{n-1}) \quad \text{Équation I-3}$$

Où $\Delta t = (t_n - t_{n-1})$ et $x'(t_n)$ correspond à la dérivée de $x(t_n)$ à l'instant t_n .

L'efficacité de cette méthode dépend finalement du pas d'intégration choisi [4]. Un pas d'intégration petit permet d'avoir une bonne précision mais rendra le coût de calcul plus important, alors qu'un pas important rendra la précision moins bonne mais améliorera le coût de calcul.

Cette technique d'intégration temporelle éprouve donc des difficultés naturelles pour l'étude aux fréquences micro ondes, par exemple pour l'analyse de lignes de transmission qui sont des éléments distribués aux fréquences considérées, faisant intervenir des produits de convolution difficiles à résoudre :

$$\int_0^{T_m} z(\tau).i(t-\tau).d\tau - \int_0^{T_m} y(\tau).v(t-\tau).d\tau = 0$$

Équation I-4

Où $i(t)$ et $v(t)$ sont respectivement les vecteurs de courants et des tensions présents aux accès du composant, $z(t)$ et $y(t)$ les réponses impulsionnelles, T_m représente la durée de mémoire qui peut être importante par rapport aux considérations du signal HF, conduisant de fait à un coût de calcul prohibitif.

Pour cette raison, on préfère les méthodes dites tempo-fréquentielles, qui permettent de calculer directement le régime établi sans passer par l'évaluation coûteuse du transitoire.

II.1.2. Equilibrage Harmonique :

Cette méthode est la plus répandue pour l'analyse de circuits fortement non linéaire. Elle permet de décrire la réponse forte signal du circuit excité par un signal périodique en régime établi. L'équilibrage harmonique [5] [6] [7] est une méthode tempo-fréquentielle qui se présente comme une alternative dans le cas des circuits microondes pour calculer directement le régime établi (supposé périodique ou quasi périodique). Elle est basée sur une séparation en deux sous ensembles, un linéaire qui sera caractérisé efficacement dans le domaine fréquentiel, l'autre non linéaire qui sera traité dans le domaine temporel. L'interconnexion entre ces deux sous-ensembles est réalisée par des transformées de Fourier directes et inverses [3] comme le montre le synoptique suivant :

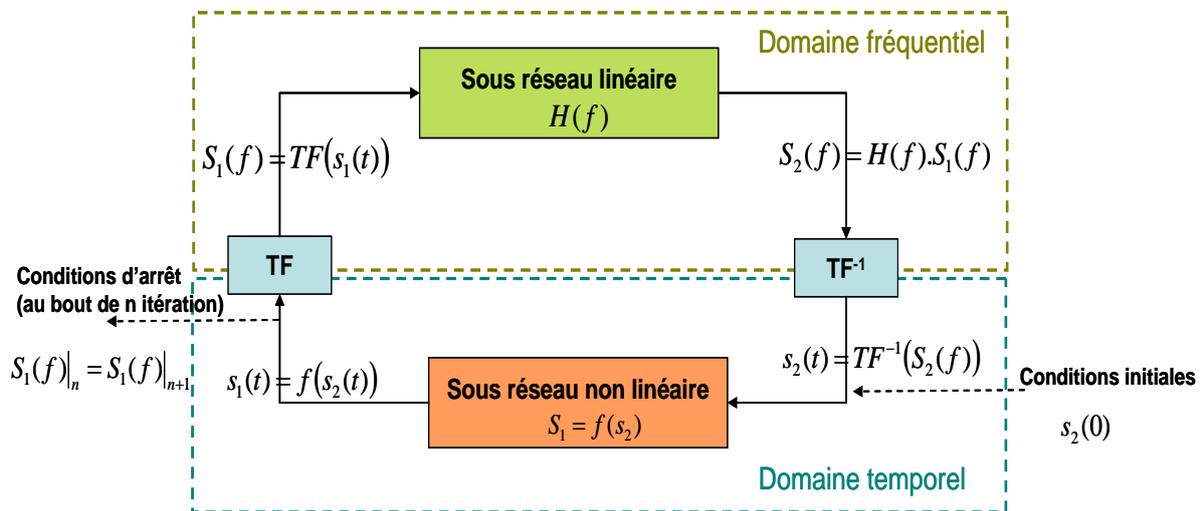


Figure I-2 Principe de la méthode d'Equilibrage Harmonique

L'équilibrage est réalisé aux niveaux des composantes harmoniques des tensions de commande des non linéarités. À partir d'un jeu initial $s_2(t)$, la résolution est itérative par des méthodes du type Newton Raphson jusqu'à l'obtention de l'équilibre.

L'efficacité de cette méthode dépend principalement du nombre de non linéarités considérés, de la taille de circuit ainsi que de la méthode de résolution numérique utilisée.

Il est difficile de considérer un nombre important de fréquences porteuses indépendantes dans l'analyse (en pratique limité à 3) ce qui est cependant suffisant pour la conception des fonctions RF de base, réalisée à partir de signaux monochromatiques.

II.1.3. Transitoire d'Enveloppe :

En présence de signaux modulés, l'intégration temporelle et l'équilibrage harmonique sont de fait inutilisables ce qui ne permet pas d'évaluer les performances du circuit sur un signal réel.

La méthode du transitoire d'enveloppe [8] [9] a été développée en partant de la constatation que le signal utile (modulation) varie lentement par rapport à la porteuse qui a une dynamique rapide. L'idée est donc d'analyser le comportement de l'enveloppe à l'aide de l'IT et de profiter de l'efficacité l'équilibrage harmonique pour l'analyse autour des fréquences porteuses.

De façon générale, tout signal passe bande peut s'écrire sous la forme d'un ensemble d'enveloppes complexes autour de chaque harmonique de la porteuse :

$$x(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_{k=0}^N \tilde{V}_k(t) \cdot e^{j \cdot K \cdot \omega_0 \cdot t} \right) \quad \text{Équation I-5}$$

Où k est le numéro d'harmonique considéré, $\tilde{V}_k(t)$ est l'enveloppe complexe, que l'on décompose en deux termes en quadrature :

$$\tilde{V}_k(t) = \tilde{V}_{ik}(t) + j\tilde{V}_{qk}(t) \quad \text{Équation I-6}$$

Le principe est donc d'échantillonner l'enveloppe du signal modulé avec un pas approprié à la dynamique de l'enveloppe. Le résultat d'analyse est un spectre composé des fréquences élémentaires variant au cours de temps.

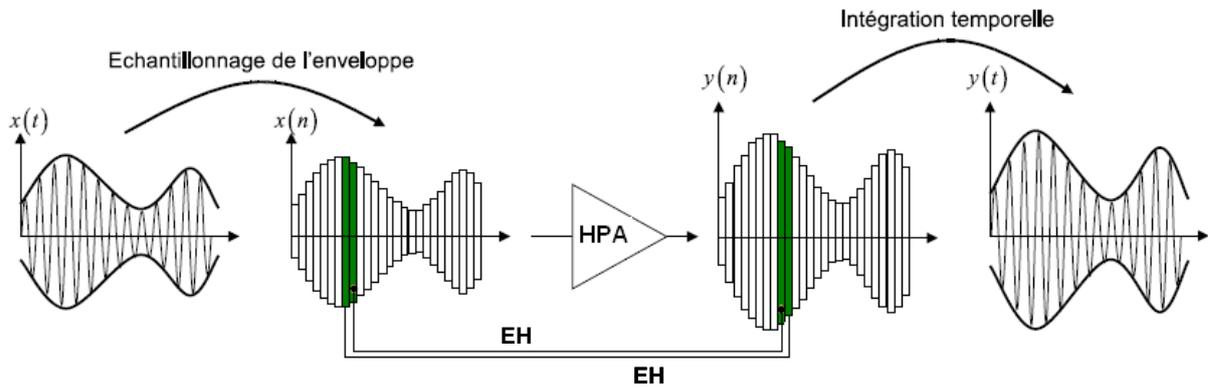


Figure I-3 Principe du Transitoire d'Enveloppe

Le signal se trouve ainsi approximé par une suite d'échantillons dont l'enveloppe est constante. Il devient donc relativement aisé d'analyser chaque tronçon à l'aide de la méthode d'équilibrage harmonique.

Cette méthode cumule alors les points forts de l'équilibrage harmonique pour traiter les fréquences porteuses et des techniques d'intégration temporelle pour décrire l'enveloppe du signal. Le transitoire d'enveloppe est donc bien adaptée aux signaux modulés, même si la modulation est aperiodique ou présente des transitions rapides puisque les pas de temps peuvent être choisis de façon non uniforme contrairement à l'EH où la représentation purement fréquentielle induit des pas de temps équidistants.

Malgré l'apport de cette méthode pour la validation de la réponse sur un signal réel et donc l'accès à des figures de mérite telle que l'ACPR, l'EVM, ou le NPR, cette analyse rencontre encore des problèmes de convergence importants en présence de lignes de transmission ou d'éléments représentés par des paramètres [S].

II.2. Principaux outils CAO associés

Les trois principales méthodes de simulation (IT, EH, TE) que nous venons de voir sont intégrées dans la plupart des outils disponibles sur le marché, que nous pouvons classer en trois catégories :

II.2.1. Les simulateurs temporels :

On note principalement : PSPICE, HSPICE, SPICE [10] et ceux utilisant la méthode de Shooting comme le logiciel de Spectre RF de la société de Cadence [11].

II.2.2. Les simulateurs d'équilibrage harmonique :

Le plus populaire ADS (Agilent Technologies) [12]. On note également : Golden Gate [13] (Agilent Technologies), Microwave office (AWR) [14] et EldoRF [15] (Mentor Graphics). Ces simulateurs permettent la conception d'un circuit non linéaire.

II.2.3. Les simulateurs du transitoire d'enveloppe :

On note : ADS (Agilent), Golden Gate (Agilent) et EldoRF (Mentor Graphics).

III. Simulation de niveau système :

Les techniques de simulation présentées précédemment sont dédiées à la simulation de niveau hiérarchique circuit. Malgré leur efficacité, elles se révèlent inadaptées au niveau système où la problématique est la simulation d'un ensemble de blocs consécutifs et hétérogènes.

La caractéristique principale des simulateurs systèmes est le traitement d'un volume d'information qui peut être très important si l'on considère un système complet, par exemple une antenne active comportant plusieurs milliers de modules d'E/R. Dans ces conditions, il devient nécessaire de réduire la taille du problème pour donner la priorité au temps de calcul.

La représentation de chaque bloc doit être idéalisée, généralement réduite à une relation unilatérale entrée sortie. Le système se résume finalement à une série de blocs mis en cascade, la simulation est à sens unique et ne permet pas la prise en compte de rétroactions, il n'y a donc pas de notion d'impédance. Tous ces simulateurs systèmes généraux travaillent sur le mode Data Flow : l'entrée de système dispose d'une file d'attente qui reçoit une suite des données et lorsque toutes les entrées sont sollicitées, le système exécute un traitement suivi d'une production éventuelle des données.

La simulation système a pour objectif de fournir une prédiction sur une ou plusieurs caractéristiques (performances), elle peut par exemple être une simple page de calcul Excel pour le calcul du gain et du facteur de bruit d'un sous système de réception ou un programme pour le calcul de la réponse d'un filtre. Néanmoins, quand on s'intéresse à la simulation d'une chaîne complète, il faut profiter d'environnements déjà développés qui intègrent des fonctions de codage, d'affichage,...

Dans tous les cas, ce sont des équations aux différences qui seront résolues pour obtenir l'évaluation du système de temps à partir de certaines conditions initiales. Ces équations définissent la base des simulateurs des systèmes dynamiques.

III.1. Méthodes associées [16]

Au niveau système ou sous système, les relations entre les signaux seront définies par des équations mathématiques qui peuvent être explicites ou implicites.

Dans le cas d'un système explicite, les équations différentielles ordinaires (ODE) ont la forme suivante :

$$y = f(x, t) \quad \text{Équation I-7}$$

Où x et y sont respectivement les entrées et sorties, t le temps.

Dans le cas d'un système implicite, les équations différentielles algébriques (DAE) ont la forme suivante :

$$0 = g(x, y, t) \quad \text{Équation I-8}$$

III.1.1. Simulation des systèmes à temps continu

La résolution des différents types d'équations différentielles (utilisés dans le cas de simulations des systèmes continus) ordinaires, partielles et algébriques sera faite par des méthodes d'intégration numérique qui permettent de transformer les équations différentielles en équations algébriques, où le pas d'intégration (incrément du temps entre deux valeurs calculées) conditionne la précision voulue sur la valeur de la fonction. Parmi ces méthodes, on distingue la méthode d'Euler (Backward Euler) [17], de Runge Kutta et celle de Gear aussi (Backward Differentiation Formulas) [18] qui présente un excellent compromis entre stabilité et précision [3].

III.1.2. Simulations de systèmes à temps discret

Un système à temps discret est conditionné par une horloge. La discrétisation du temps définit une suite d'itérations qui représente les occurrences des événements, chaque événement étant caractérisé par une source et un temps d'activation.

Trois moyens possibles pour implémenter les systèmes à temps discret sont décrits dans [19] : Event Scheduling Approach, Activity Scanning Approach et Process Interaction Approach. Ces méthodes sont très utilisées en traitement numérique du signal.

III.1.3. Systèmes hybrides

Les systèmes hybrides [20] considèrent des sous-systèmes à temps continu (décrits par des équations différentielles ordinaires) et des sous-systèmes à temps discrets (état fini ou infini).

III.1.4. Systèmes (Data Flow)

C'est un modèle de calcul par flot de données. À sens unique aucune rétroaction n'est possible. Dans ce cas, un bloc est appelé quand il y a assez d'entrées disponibles pour faire le calcul [21] [22].

Deux types de modèles de calcul sont distingués :

- **Système synchrone :**
un bloc est synchrone si on peut spécifier à chaque accès le nombre d'échantillons consommés (en entrée et sortie) chaque fois que le bloc est appelé.
- **Système asynchrone :**
les blocs sont indépendants et le nombre de données consommées et produites peut varier d'un appel à l'autre.

III.1.5. Systèmes par équilibrage (Control Flow)

Cette méthode nécessite l'envoi des données entre les ports du bloc qui doivent être équilibrés comme dans un simulateur circuit.

La définition des ports d'entrées et de sorties n'existe pas pour ce type de systèmes, chaque port fonctionne en mode entrée et sortie, l'envoi des données sera faite selon le besoin du calcul.

Lors de la simulation, tous les blocs sont mis à plat pour considérer l'ensemble des relations. Après simplification des équations redondantes, le système est résolu itérativement par équilibrage.

III.2. Outils Commerciaux :

La plupart des simulateurs systèmes utilisent le mode Data Flow, donc des relations explicites entre les entrées et sorties des blocs.

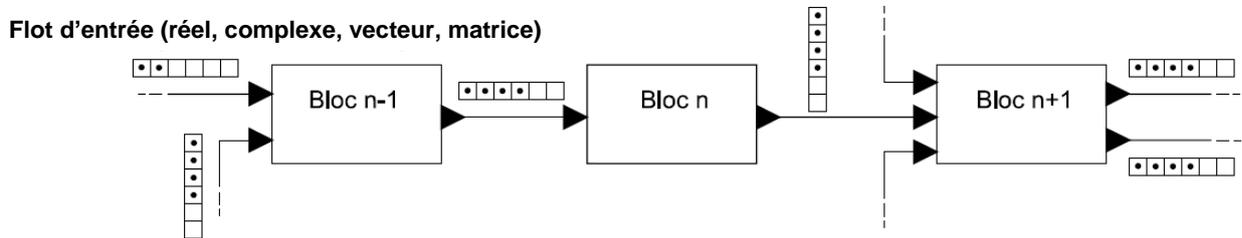


Figure I-4 Représentation générale d'un système utilisant le mode Data Flow

III.2.1. SPW :

Le logiciel SPW (Signal Processing Worksystem) de Cadence est un outil CAO conçu pour le développement graphique d'architectures dédiées au traitement du signal. C'est un environnement de prototypage virtuel, il permet de valider à un haut niveau un système en cours de développement grâce à des modèles logiciels de chacun des composants intervenant dans l'architecture. SPW peut être utilisé pour modéliser puis simuler un système, le déboguer, le réviser jusqu'à l'obtention des résultats optimaux [23]. Le logiciel possède deux modes de simulation différents

- SPB_I (SPB Interpreted) fonctionne comme un langage de programmation interprété c'est-à-dire qu'il effectue les opérations de simulation les unes après les autres sans compilation préalable.
- SPB_C (SPB Compiled), se comporte comme un langage compilé. Il édite, compile et exécute un programme écrit en C.

Les deux simulateurs sont semblables et donnent les mêmes résultats une fois utilisés pour simuler le même schéma fonctionnel. SPW est basé sur la simulation à temps discret, il peut fonctionner comme simulateur de flots de données dynamiques. Cela signifie que le taux relatif auquel un bloc traite des échantillons de données peut changer pendant une simulation, selon des conditions indiquées dans le schéma fonctionnel.

III.2.2. Ptolemy

Le logiciel Ptolemy fournit des outils qui permettent d'évaluer et concevoir des systèmes de communication, il a ses racines à l'université de Berkeley en Californie [24]. La version de Ptolemy associée à l'environnement commercial d'ADS (Agilent Technologies) est limitée et utilise un flux de données synchrones (SDF).

Ce logiciel intègre plus de 500 blocs de base, il donne également la possibilité d'effectuer une cosimulation avec son simulateur circuit RF designer. Le projet de Ptolemy permet d'étudier, modéliser, simuler, et concevoir des systèmes en temps réel.

III.2.3. Matlab/Simulink :

Matlab est un environnement commercial, il permet d'évaluer des modèles numériques et inclut une interface avec le langage C.

Simulink est un logiciel qui permet de modéliser, simuler et analyser des systèmes dynamiques. Ce logiciel a été produit par la société The Math Works Inc [25]. C'est un outil totalement intégré au noyau de calcul Matlab qui procure un environnement de simulation basé sur des schémas-blocs. Un schéma bloc est une représentation graphique d'un modèle mathématique d'un système dynamique. Ce modèle est décrit par un ensemble d'équations différentielles algébriques grâce aux nombreux blocs de base fournis par Simulink.

Simulink possède une interface graphique qui facilite l'analyse de systèmes dans le domaine temporel et fréquentiel, l'échange de données entre Simulink et l'espace de travail de Matlab peut se faire à l'aide de variables communes ou par l'intermédiaire des fichiers MAT.

Simulink met à disposition un éditeur graphique dans lequel les blocs sont disposés et reliés entre eux, ainsi que des bibliothèques de blocs paramétrables [26].

Simulink permet la simulation des systèmes non linéaires en temps continu, discret ou hybride.

Pour l'analyse, Simulink permet la simulation interactive au moyen d'une interface utilisateur (notification des paramètres au cours de la simulation) et une visualisation dynamique des résultats grâce aux « Scopes ».

Deux types d'états peuvent se produire dans un modèle Simulink : états discrets et continus. Un état continu change en permanence, un état discret est une approximation d'un état continu où l'état est mis à jour en utilisant des intervalles finis.

III.2.4. Scilab/Scicos :

Scilab (contraction de SCientific LABoratory) est un logiciel gratuit développé à l'INRIA dans le cadre du projet Meta 2 [27]. Scilab, utilise un langage propre, semblable dans sa structure aux langages informatiques de haut niveau (C, Fortran,...). Il possède un grand nombre d'algorithmes préprogrammés, il est très proche dans ses performances comme dans sa syntaxe de Matlab. Scilab est disponible en format binaire sur les plateformes : Unix/Linux, Windows et MacOSX.

Scicos est une boîte à outils intégrée dans Scilab (comme Simulink dans Matlab), c'est un éditeur, compilateur, simulateur et générateur de code dédié à la description et à la simulation des systèmes dynamiques hybrides [28], incluant des parties continues et événementielles. Contrairement à d'autres simulateurs de systèmes hybrides, Scicos n'a pas été construit par extension d'un simulateur de systèmes continus, il est basé sur un formalisme qui prend en compte les deux aspects en temps discret dans Scilab. Ces programmes sont souvent complexes et difficile à déboguer. En outre, il n'existe aucun moyen simple systématique de leur programmation de façon modulaire.

Scicos comprend un éditeur graphique des schémas blocs qui peuvent être utilisés pour décrire des modèles complexes en connectant des blocs qui représentent des fonctions des bases prédéfinies, ou des fonctions utilisateur [29].

Un bloc générique est représenté à la figure suivante, il comprend :

- (éventuellement) un état continu en temps.
- (éventuellement) un état discret en temps.
- des ports d'entrée (inputs) des variables continues (scalaires ou vectorielles).
- des ports de sortie (outputs) des variables continues.
- un vecteur d'entrée d'activation (événements).
- un vecteur de sortie d'activation (événements produits).

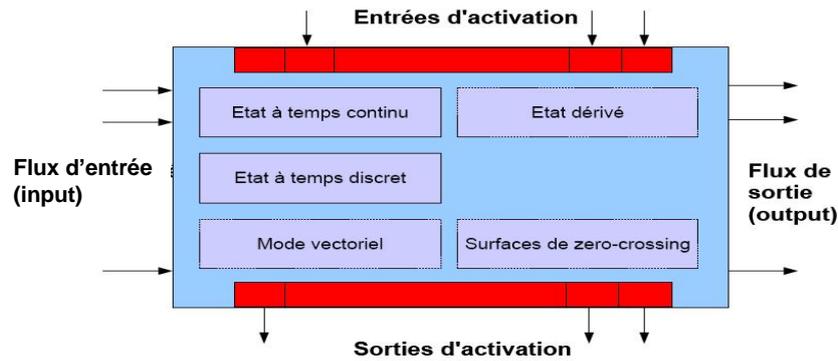


Figure I-5 Représentation d'un bloc générique dans Scicos

Le comportement global dans Scicos est conduit par évènement, ceci signifie que l'activation de chaque bloc est explicitement déterminée par un signal d'activation.

Scicos utilise le pack SUNDIAL qui fait référence à une famille de solveurs:

- CVODE : solveur EDO (équations différentielles ordinaires) qui est utilisé lorsque le diagramme de Scicos ne contient que des blocs explicites.
- CVODES : c'est une variante de CVODE.
- KINSOL : pour les systèmes des équations algébriques non linéaires.
- IDA : solveur DAE (équations différentielles algébriques) qui permet de résoudre une grande classe de problèmes implicites.

Ces solveurs sont à pas variable ce qui induit la possibilité d'adapter le pas d'intégration pendant la simulation.

III.2.5. Scicos et Modelica

Modelica est un langage orienté objet dont le but est de modéliser des systèmes physiques complexes (électriques, mécaniques, hydrauliques, thermiques, ...) et la simulation informatique des systèmes dynamiques dont le comportement évolue en fonction de temps, il permet aussi la modélisation des systèmes non causaux (non orientée) [30].

L'approche acausale ou « non orientée » consiste à partir d'un niveau d'abstraction élevé dans lequel un sous modèle contient un ensemble des contraintes (équations).

L'assemblage de sous modèles acausaux aboutit à un système d'équations (et non une série d'affectations), dont un outil de manipulation symbolique devra extraire une séquence calculable.

Les caractéristiques majeurs de Modelica sont [31]:

1. Modelica est basé sur des équations et non des instructions d'affectation. Cela permet la modélisation acausale qui donne une meilleure réutilisation des classes depuis des équations qui ne précisent pas le sens de certaines données de flux.
2. Modelica a la capacité de modélisation multi domaines, ce qui signifie que les composants du modèle correspondant à des objets physiques à partir de plusieurs domaines différents, par exemple électrique, mécanique, thermodynamique, hydraulique, biologies et les applications de contrôle peuvent être décrits et reliés.
3. Modelica a la capacité d'appeler des codes en C et Fortran, ce qui permet la réutilisation de programmes déjà existants.
4. Modelica est un logiciel efficace pour les modèles de composant, avec des constructions pour la création et la connexion des composants. Le langage est idéal pour la description d'architecture des systèmes physiques complexes.

La fonctionnalité de l'environnement Scilab/scicos – Modelica peut gérer à la fois des blocs implicites et explicites et donc la possibilité d'y intégrer des modèles comportementaux bilatéraux est un avantage majeur par rapport à ces concurrents.

La création d'un bloc Modelica dans Scicos nécessite l'utilisation d'un logiciel MTS (Modelica To Scicos),

Pour créer un bloc Modelica, deux fonctions doivent être renseignées : la fonction d'interface (.sci) qui définit les caractéristiques du bloc et la fonction de calcul Modelica (.mo).

A titre d'exemple, une résistance s'écrit de la manière suivante en Modelica (fonction de calcul) :

```
class Resistor
```

```
Pin p, n;
```

```
Real i;
```

```
parameter Real R "Resistance";
```

```
equation
```

```
i = p.i;
```

$$R * i = p.v - n.v;$$

$$0 = p.i + n.i;$$

end Resistor

La figure suivante donne la schématique de simulation d'un ampli OP sous Scicos :

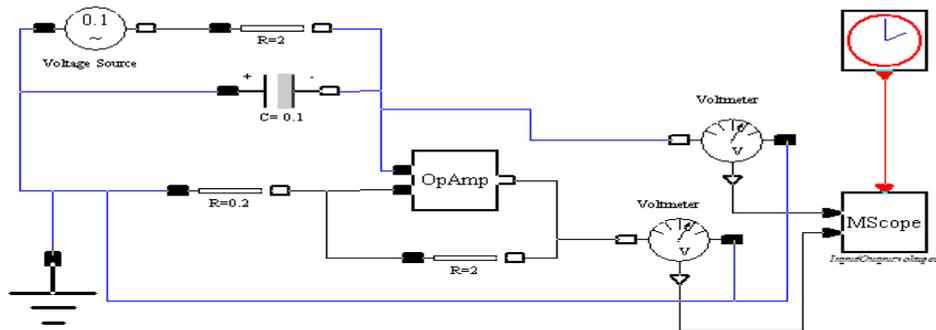


Figure I-6 Schéma de simulation d'un Ampli op sous Scicos - Modelica

IV. Problématique associée à la fonction Amplification, phénomènes mis en jeu

L'amplificateur de puissance est un élément clef des systèmes de communication ou Radar, il fait l'objet d'une attention particulière puisqu'il affecte notablement les performances globales en termes de consommation et d'intégrité du signal.

IV.1. Bilan en puissance et grandeurs caractéristiques

Dans cette partie nous allons décrire les caractéristiques principales et les facteurs de mérite utilisés pour apprécier les performances des amplificateurs de puissance. Ce circuit est chargé de convertir une énergie DC en énergie RF au prix d'une dissipation par effet de Joule comme le montre la figure suivante.

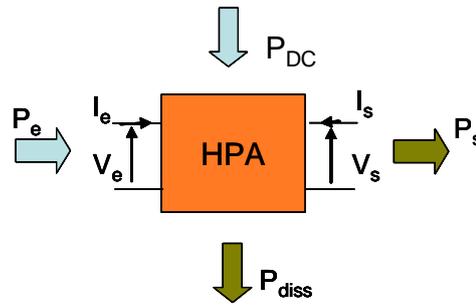


Figure I-7 Représentation général d'un amplificateur de puissance avec ses caractéristiques de puissances

On définit les grandeurs caractéristiques suivantes :

$$\text{La puissance RF à l'entrée : } P_e = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_e \cdot I_e^*) \quad \text{Équation I-9}$$

$$\text{La puissance RF à la sortie : } P_s = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_s \cdot I_s^*) \quad \text{Équation I-10}$$

$$\text{La puissance consommée : } P_{DC} = \sum (V_{DC} \cdot I_{DC}) \quad \text{Équation I-11}$$

$$\text{La puissance dissipée : } P_{diss} = P_e - P_s + P_{DC} \quad \text{Équation I-12}$$

P_{diss} représente la puissance d'échauffement de l'amplificateur (produite par effet Joule) qui doit être évacuée le plus efficacement possible. L'efficacité du circuit, c'est-à-dire sa capacité à convertir la puissance DC fournie en puissance de sortie utile RF s'évalue à partir du rendement en puissance ajouté.

$$\eta_{PAJ} = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} = 1 - \frac{P_{diss}}{P_{DC}} \quad \text{Équation I-13}$$

Le but est d'amplifier le signal d'entrée à un niveau de sortie souhaité en ayant une consommation électrique la plus faible possible. Cette caractéristique décrit l'efficacité de l'amplificateur à convertir la puissance continue d'alimentation en puissance RF.

Le gain en puissance de l'amplificateur permet de rendre en compte du fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur à la fréquence RF, il est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée :

$$G_p = \frac{P_s}{P_e} \quad \text{Équation I-14}$$

IV.2. Facteurs de mérite

Les facteurs de mérite d'un amplificateur de puissance permettent d'évaluer les performances du circuit.

Un signal monoporteuse (CW) permet d'accéder aux caractéristiques de base de l'amplificateur (gain, rendement, consommation). La figure suivante illustre cette configuration avec une représentation temporelle et fréquentielle.

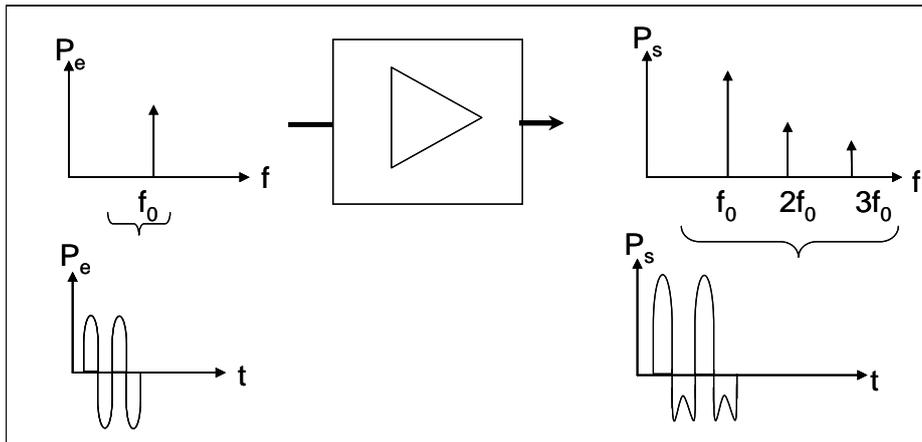
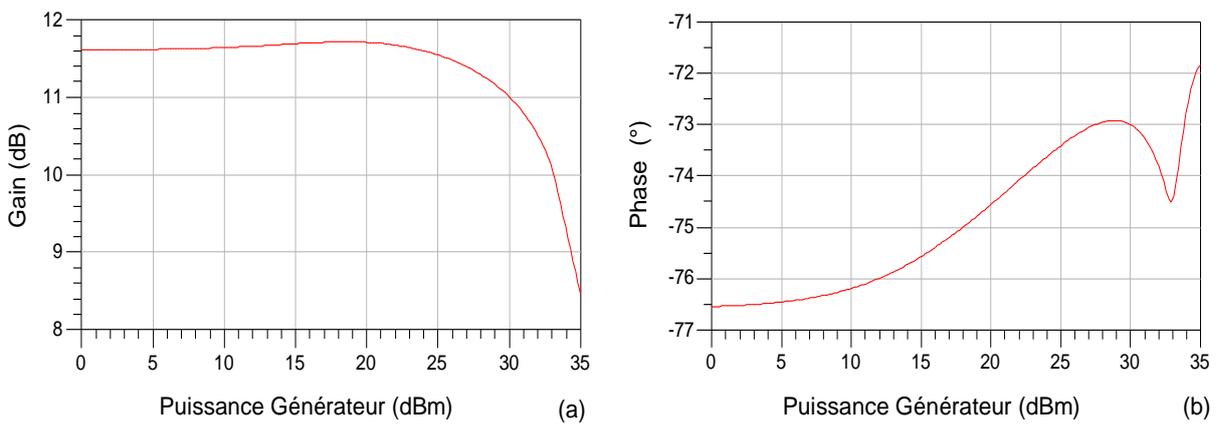


Figure I-8 Représentation temporelle et fréquentielle des signaux pour une excitation monoporteuse

Voici un exemple de simulations monoporteuses sur un amplificateur de puissance fonctionnant en bande S (2.1 GHz).



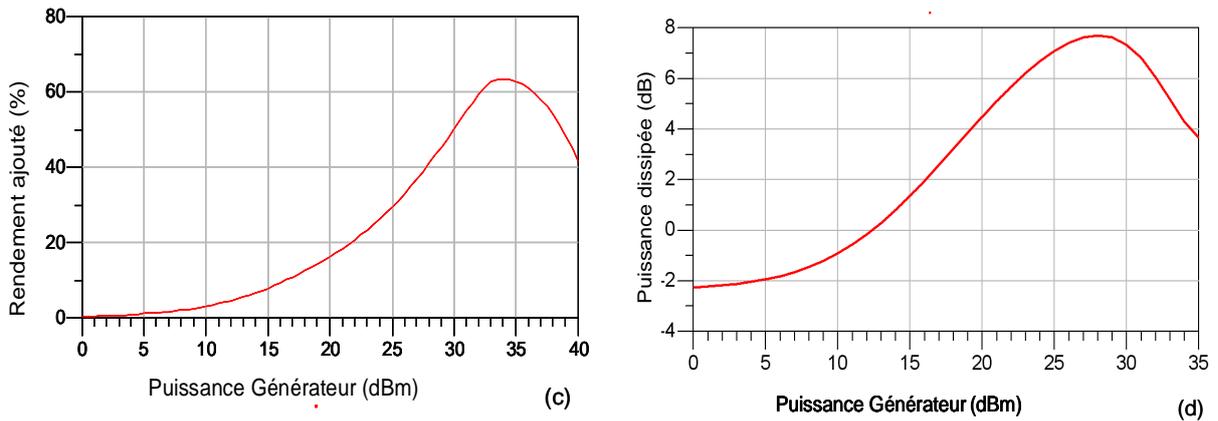


Figure I-9 Caractéristiques monoporteuses simulées : (a) module du Gain de puissance en dB, (b) phase du Gain de puissance en degrés, (c) rendement ajouté, (d) puissance dissipée.

Les caractéristiques CW utiles pour optimiser les grandeurs caractéristiques, ne permettent pas d’apprécier la linéarité du circuit. Il est alors nécessaire d’employer des signaux multiporteuses (2 ou plus) afin de juger les distorsions harmoniques introduites par son caractère non linéaire.

IV.2.1. C/I (Carrier to Order Intermodulation)

L’utilisation de deux signaux CW de même puissance mais de fréquences différentes permet d’apprécier simplement la linéarité du circuit comme le montre la figure suivante :

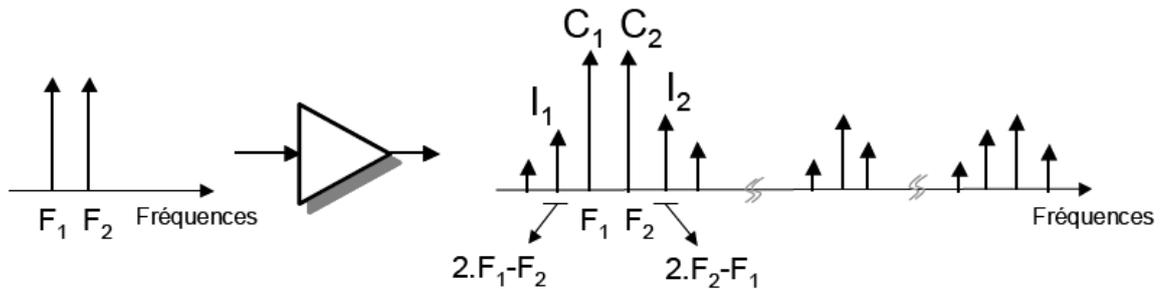


Figure I-10 Principe d’évaluation du C/I

Le signal d’entrée s’exprime sous la forme suivante, c’est un signal à enveloppe variable dont le PAR est égal à 3 dB :

$$x(t) = A\cos(2\pi F_1 t) + A\cos(2\pi F_2 t) \tag{Équation I-15}$$

Les signaux dans un canal peuvent causer l'interférence avec les canaux adjacents, ces effets peuvent être néfastes pour le système car ces interférences peuvent produire une intermodulation qui se superpose au signal utile ou dans la bande adjacente. Pour une excitation à deux fréquences F_1 et F_2 , les fréquences d'intermodulation mF_1+nF_2 sont générées. Les composantes spectrales les plus gênantes sont les raies d'intermodulation d'ordre 3 ($2F_1-F_2$ et $2F_2-F_1$) qui sont proches des raies utiles à F_1 et F_2 . On définit alors le facteur de mérite C/I_3 qui correspond au rapport de puissance des raies porteuses sur les raies d'intermodulation d'ordre 3 et qui quantifie le degré de linéarité de l'amplificateur.

$$C/I_3(\text{dBc}) = 10 \cdot \log \left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right] \quad \text{Équation I-16}$$

De la même manière on peut définir le rapport d'intermodulation d'ordre plus élevé (5,7,...).

La figure suivante donne le C/I_3 d'un amplificateur bande S pour une fréquence de battement 100 KHz.

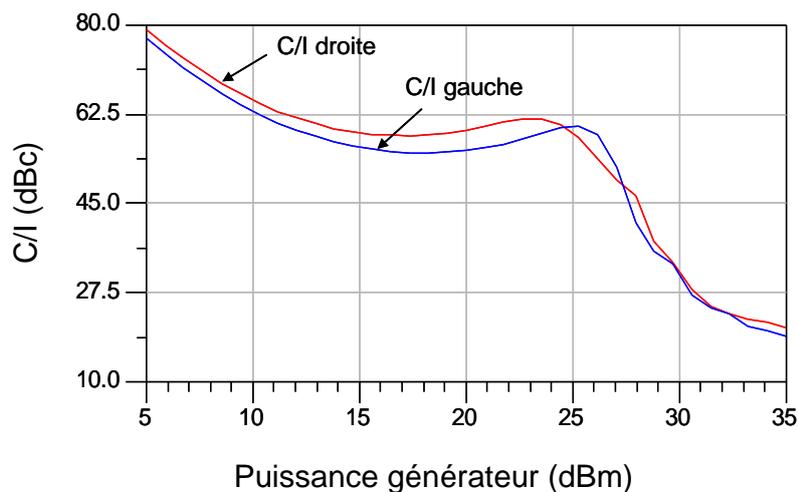


Figure I-11 C/I suivant la puissance d'entrée pour $\Delta f = 100$ KHz.

IV.2.2. Le NPR (Noise Power Ratio)

Pour les applications de télécommunication, le C/I n'est pas suffisant, il devient naturel d'estimer la linéarité avec un signal multiporteuse (même amplitude, phase aléatoire). Le NPR [32] se définit comme le rapport entre le signal utile et le produit d'intermodulation

généralisé, il peut être évalué par des méthodes de corrélation ou par la méthode du trou représentée ci-dessous.

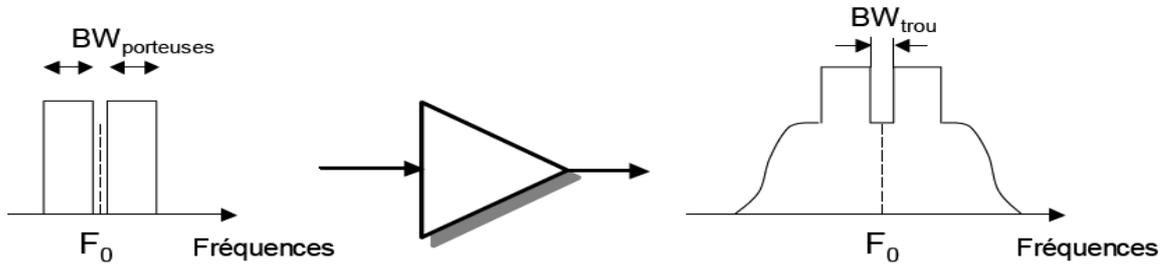


Figure I-12 Principe d'évaluation du NPR par la méthode du trou

On réalise un trou au centre du spectre (typiquement de largeur inférieure à 1% de la bande) afin de mesurer la puissance des signaux d'intermodulation. Le NPR sera le rapport entre la puissance moyenne utile et celle du bruit d'intermodulation qui retombe dans le trou.

$$NPR(dB) = 10 \cdot \log \left(\frac{\int_{BW_{porteuses}} P(f) \cdot df}{\int_{BW_{trous}} P(f) \cdot df} \cdot \frac{BW_{trou}}{BW_{porteuses}} \right) \tag{Équation I-17}$$

Le NPR quantifie les interférences engendrées dans le canal utile.

IV.2.3. L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

L'ACPR est un critère utilisé en télécoms, il se définit comme le rapport entre la puissance du signal dans le canal utile (BW_0) et celle du signal généré par les distorsions dans un canal adjacent (BW_1 ou BW_2), comme le montre la figure suivante :

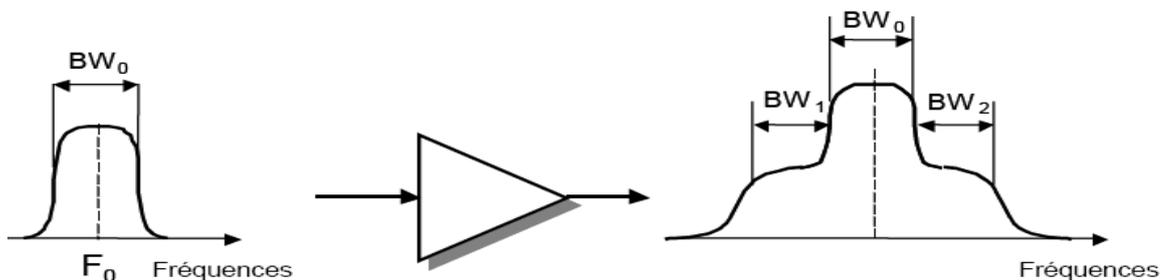


Figure I-13 Principe de calcul de l'ACPR

L'ACPR permet de quantifier l'étalement de spectre, c'est un facteur de mérite important pour quantifier les remontées spectrales dans les canaux adjacents [33].

Voici la formule calculant cet effet.

$$ACPR(dBc) = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \int_{BW0} P(f) \cdot df}{\int_{BW1} P(f) \cdot df + \int_{BW2} P(f) \cdot df} \right) \quad \text{Équation I-18}$$

IV.2.4. L'EVM (Error Vector Magnitude)

C'est un critère utilisé en Télécom pour des modulations à plusieurs états (constellations) sur le signal de sortie en bande de base (démodulé), il évalue vectoriellement les effets des distorsions d'amplitude et de phase entre le symbole idéal attendu et celui réel obtenu [34].

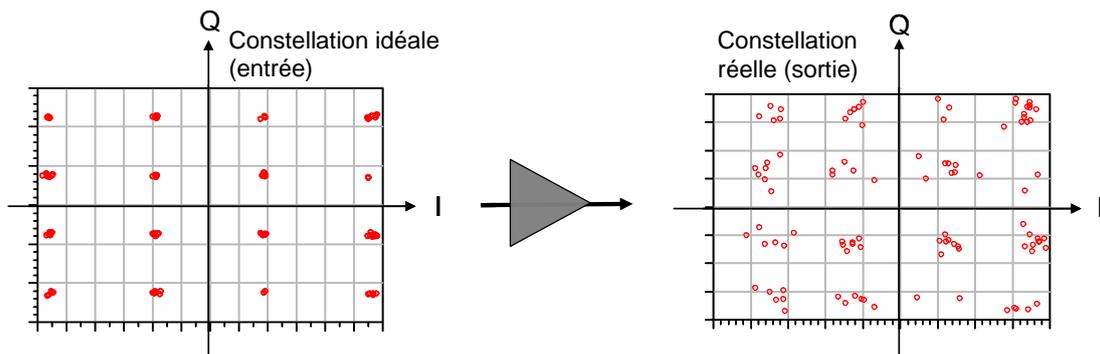


Figure I-14 Influence de l'amplificateur sur une constellation 16 QAM

Le taux EVM se calcul par l'erreur quadratique moyenne sur l'ensemble des états d'une constellation considérée :

$$EVM (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (S_{Kideal} - S_{Kréel})^2}{\sum_{k=1}^N S_{Kideal}^2}} \cdot 100 \quad \text{Équation I-19}$$

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

$S_{Kréel}$: Symbole réel associé à S_{Kideal} .

N : Nombre de symboles de la trame considérée.

IV.2.5. Taux d'Erreur Binaire (TEB)

Ce taux permet d'évaluer la qualité d'une transmission et des codes correcteurs utilisés. C'est le rapport du nombre de symboles erronés (en sortie) sur le nombre de symboles de la séquence d'entrée [35].

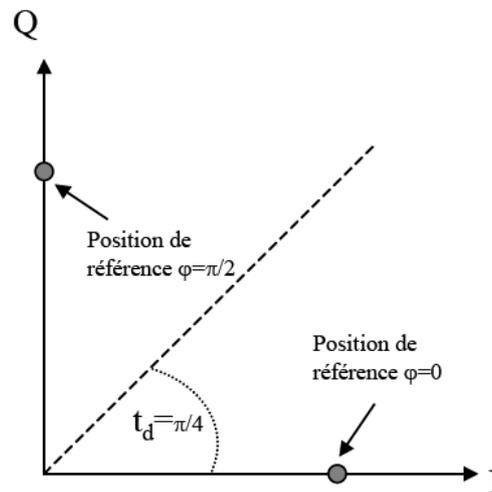


Figure I-15 taux d'erreur binaire

Dans une modulation MPSK, le taux d'erreur binaire est calculé par la forme suivante :

$$TEB_M = P(|\theta| > t_d) = \begin{cases} 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{\pi}{M\sigma\sqrt{2}}\right) & \text{si } \sigma > 0 \\ 0 & \text{si } \sigma = 0 \end{cases} \quad \text{Équation I-20}$$

θ : Une variable aléatoire continue à valeurs réelles, de moyenne nulle et d'écart type σ égal à l'erreur de phase.

t_d : La moitié de l'angle existant entre deux positions idéales adjacentes dans la diagramme de constellation de référence.

M : le nombre de positions idéales (nombre d'états).

L'utilisation des facteurs de mérite permet d'apprécier le caractère non linéaire du circuit.

Le critère de C/I peut être facilement évalué dans un environnement circuit à partir d'une simulation en EH.

Pour les applications Télécom, le NPR et l'ACPR permettent respectivement d'évaluer les remontées spectrales dans le canal utile et ceux adjacents.

L'EVM permet d'apprécier les erreurs réduites sur la constellation, le TEB définit au final le bilan de la liaison d'une chaîne d'E/R.

IV.3. Effets dispersifs à considérer

IV.3.1. Mémoire électrique haute fréquence

Ces effets sont manifestent par des constantes de temps courtes du même ordre de grandeur que le signal d'entrée.

Ces phénomènes proviennent de la réponse en fréquence de transistors, également des circuits des adaptations.

Le caractère non idéal des lignes d'accès ainsi que les caractéristiques diélectriques des jonctions et substrats provoquent une dépendance entre les transistors et les autres éléments semi conducteurs, cette dépendance varie selon la fréquence du signal appliquée [36].

L'optimisation de la réponse d'un amplificateur nécessite l'utilisation de circuits d'adaptation en entrée, sortie et entre les étages. Ces circuits ont pour but de ramener des impédances optimales aux accès des transistors et de diviser ou combiner correctement les différents signaux. Ces circuits ne sont pas idéaux sur toute la bande de fonctionnement de l'amplificateur de puissance, selon la fréquence et la puissance considérée, le transfert de l'énergie RF est donc plus ou moins bien maîtrisée.

Ces phénomènes sont mis simplement en évidence par une simulation HB 1 ton en balayant la fréquence dans la bande de fonctionnement.

Les courbes suivantes donnent l'évaluation du gain d'un amplificateur de puissance bande S (2.1 GHz) composé de 4 transistors HBTs sur InGaP/GaAs ($20 \times 2 \times 70 \mu\text{m}^2$) en fonction de la puissance et paramétré suivant la fréquence.

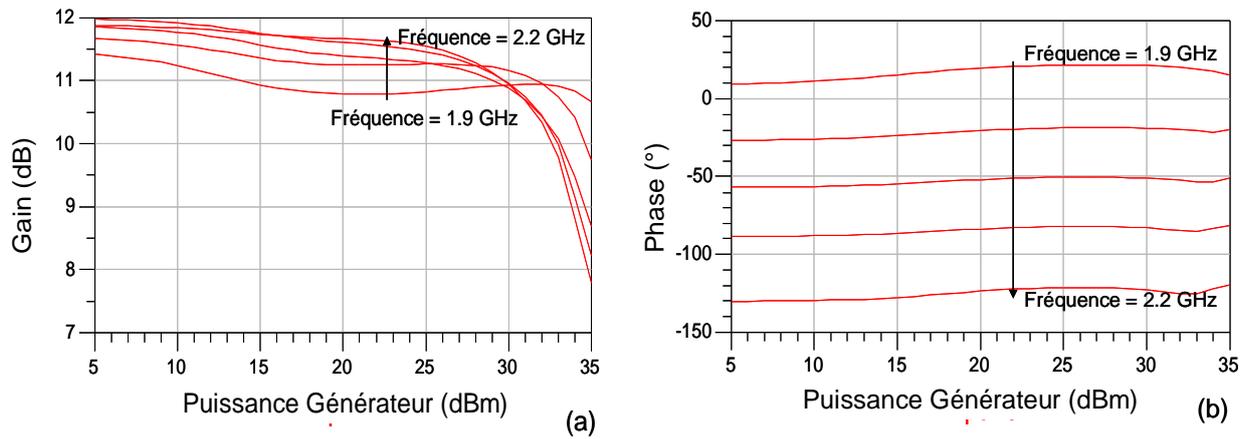


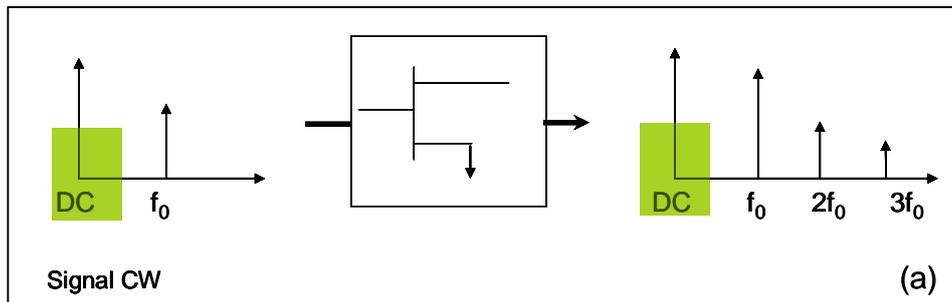
Figure I-16 Module et phase du gain suivant la puissance d'entrée (paramétré en fréquence).

L'entrelacement des courbes souligne le caractère non linéaire de ces effets.

IV.3.2. Mémoire électrique basse fréquence

Ces effets résultent principalement des phénomènes de piège, des variations des impédances, de fermeture des circuits de polarisation et des dispositifs de contrôle de gain comme mentionnés dans [37] [38] [39].

Les effets de mémoire basse fréquence ou à long terme (de même ordre de grandeur que le signal modulant) ne sont visibles que dans le cas où le signal d'excitation possède ou génère un spectre d'énergie dans la partie proche du continu, donc pour des signaux à enveloppe variable générant un spectre basse fréquence comme le montre la figure suivante.



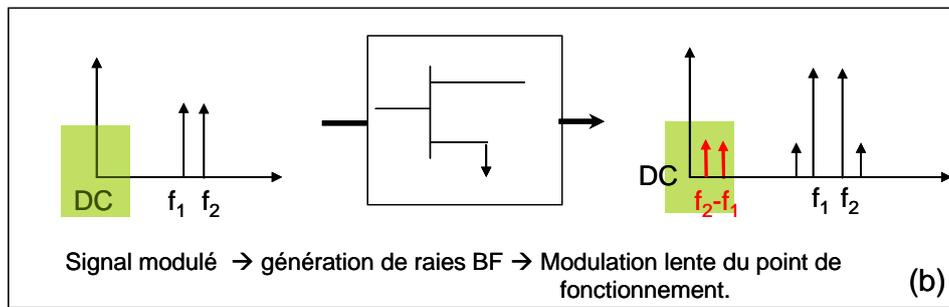


Figure I-17 Mise en évidence de la mémoire basse fréquence par un signal modulé.

Ces effets, dans le cas d'excitation multiporteuse, conduisent à la modulation lente du point de polarisation de l'amplificateur de puissance.

La figure suivante illustre ce phénomène par la variation de la puissance de sorties en fonction de la fréquence de battement et paramétrée suivant la puissance d'entrée pour un amplificateur de puissance fonctionnant en bande X ($f_0 = 10.25$ GHz).

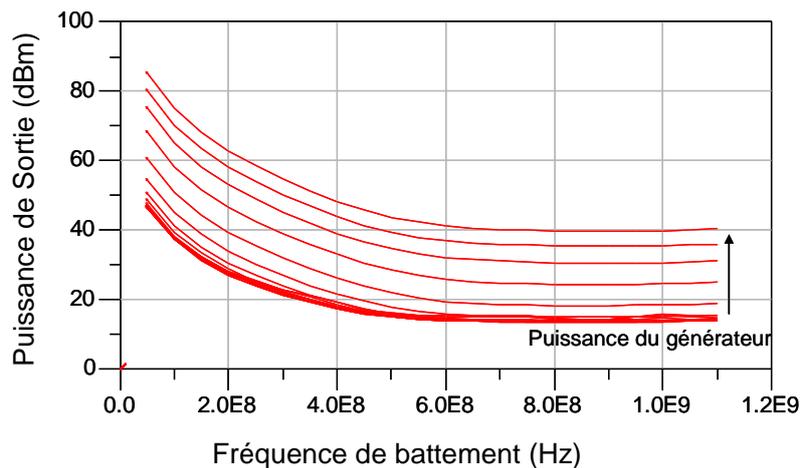


Figure I-18 Variation de la puissance de sortie en fonction de la fréquence de battement (paramétrée suivant la puissance du générateur)

IV.3.3. Mémoire thermique basse fréquence

Les effets thermiques peuvent se représenter par un circuit équivalent qui interagit avec le modèle électrique, c'est un circuit RC passe bas [40] [41] comme représenté à la figure suivante.

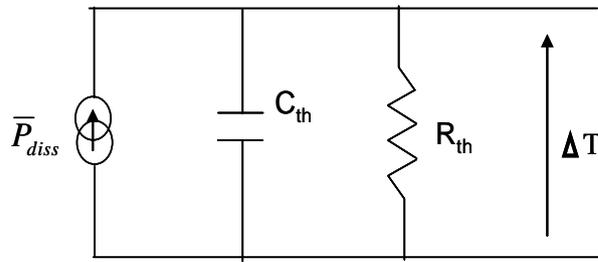


Figure I-19 Circuit d'évaluation de la température

La connaissance de la résistance thermique et de la puissance dissipée permet de déduire la température en un point de la structure du transistor, la capacité thermique permet de fixer la durée du transitoire :

$$T_j = T_{ref} + R_{TH} \bar{P}_{diss} \Rightarrow \Delta T = T_j - T_{ref} = R_{TH} \cdot \bar{P}_{diss} \quad \text{Équation I-21}$$

$$\bar{P}_{diss} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{diss}(t) \cdot dt \quad \text{avec} \quad P_{diss}(t) = I_c(t) \cdot V_{ce}(t)$$

Avec :

T_{ref} : température de référence (ambiante).

T_j : température de jonction de transistor.

R_{th} : résistance thermique équivalente du transistor.

C_{th} : capacité thermique

\bar{P}_{diss} : Puissance dissipée moyenne

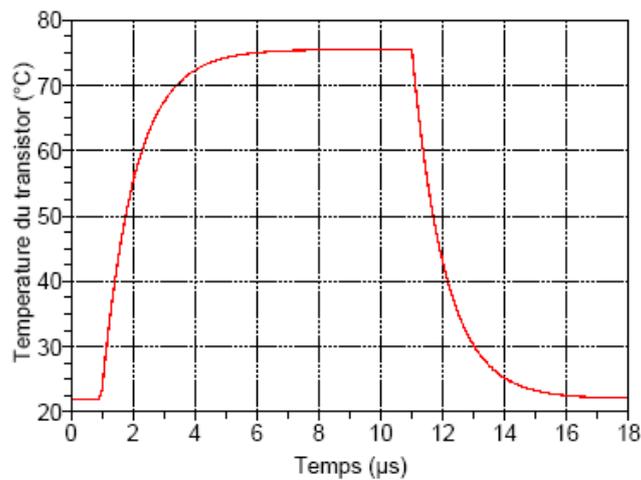


Figure I-20 évaluation de la température de jonction dans le temps

La conductivité thermique des matériaux définit la capacité à dissiper la chaleur induite par le fonctionnement des transistors, elle diminue généralement en fonction de la température ce qui pose des problèmes d'évacuation de la chaleur (partiellement résolus par l'utilisation de ponts thermiques ou de montages Flip-Chip).

Ces effets thermiques ont plusieurs effets sur la fonction du circuit, la réduction des mobilités des électrons qui se heurtent plus fréquemment aux atomes (ce qui diminue leur vitesse de transit), également la diminution de la largeur de bande interdite qui se traduit par une diminution des tensions de polarisation d'entrée de la diode du transistor.

Pour les transistors HBT, les effets thermiques sont associés à l'effet de « Crunch », qui se traduit par une chute des caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$ pour une puissance dissipée donnée au sein du transistor (zone d'emballement thermique).

Lorsque la température intrinsèque augmente, le courant de base ne se répartit plus uniformément dans les différents doigts et tend à se concentrer dans le doigt central ce qui limite le fonctionnement global du transistor.

IV.3.4. Désadaptation de charge

Les amplificateurs de puissance intégrant les chaînes d'environnement RF sont conçus pour avoir un fonctionnement optimal sur une charge de référence de 50Ω . Dans un contexte Radar, la structure intrinsèque d'une antenne active engendre des réflexions d'ondes même en présence d'un circulateur en sortie, un circulateur dont la dispersion et le vieillissement est plus ou moins bien maîtrisé.

Ces variations d'impédances impactent directement le contrôle électronique du faisceau et sont exacerbés lorsque l'angle de pointage est important.

Les figures suivantes illustrent la variation du gain pour un amplificateur de puissance fonctionnant en bande X pour des TOS 2 et TOS 3.

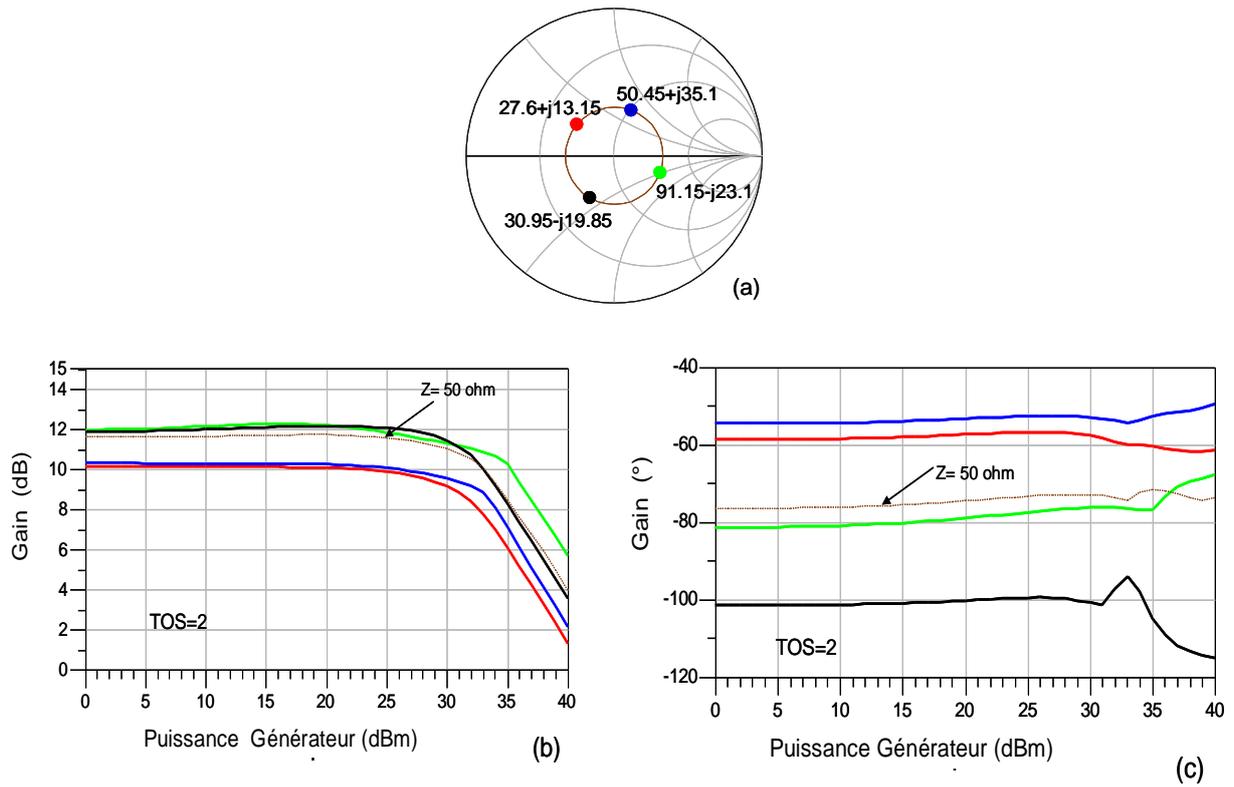


Figure I-21 Variation du gain selon différentes impédances de charges (TOS 2), (a) : impédances de charges considérées, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degré.

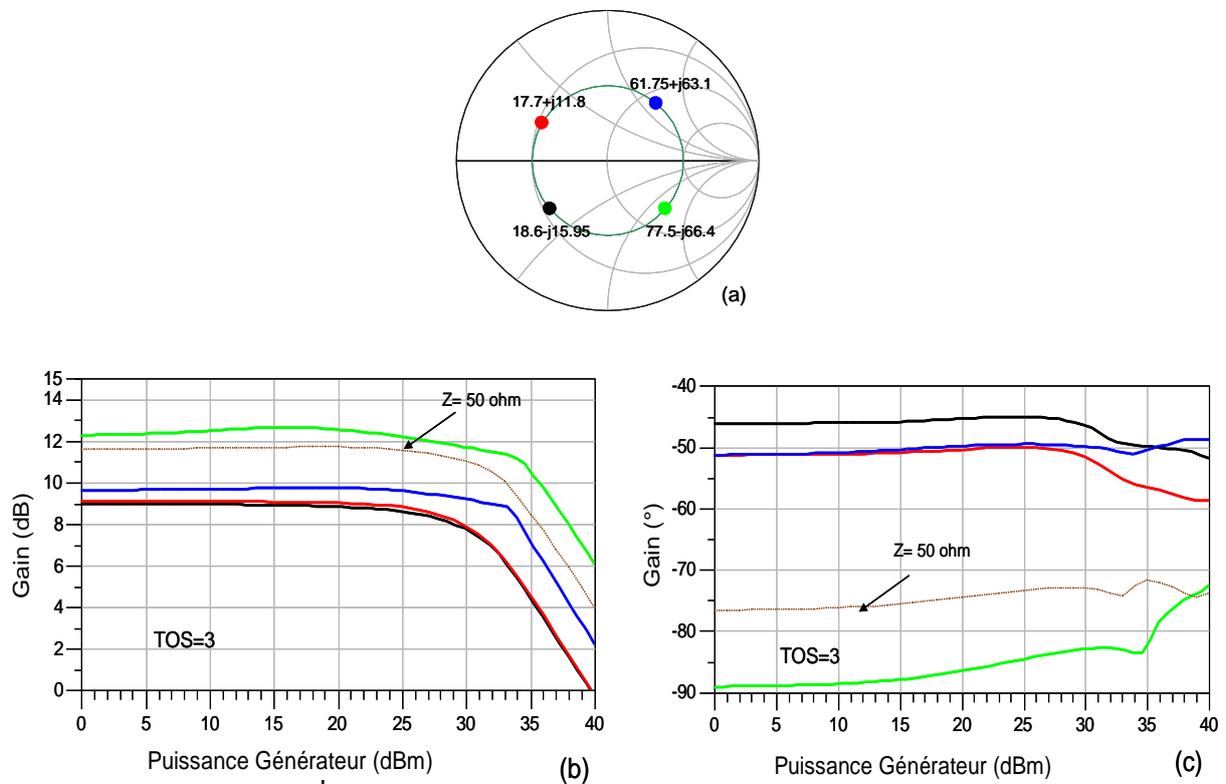


Figure I-22 Variation du gain selon différentes impédances de charges (TOS 3), (a) : impédances de charges considérées, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degré.

On constate une dégradation importante des caractéristiques en puissance de l'amplificateur qui dépend de la phase de la charge présentée.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les différentes méthodes d'analyse des circuits micro-ondes (intégration temporelle, équilibrage harmonique et le transitoire d'enveloppe) et des systèmes de télécommunications ou Radar (temps continu, temps discret, Data Flow et Control Flow) et les principaux environnements CAO associés.

La deuxième partie s'est attachée à montrer la problématique de conception d'un circuit RF sur l'exemple de la fonction amplificatrice et donner les principaux facteurs de mérite circuit et système qui permettent d'évaluer la qualité d'une conception. Nous avons également donné les principaux effets connus et plus ou moins bien maîtrisés qui impactent les performances systèmes (effets de mémoire électrique, thermique, désadaptation) et qui doivent être pris en considération au niveau système.

Il apparaît ainsi que le niveau hiérarchique circuit est suffisamment mature pour la conception (EH) et l'évaluation des performances individuelles d'une fonction RF de base (EH ou TE).

Si l'on considère le niveau hiérarchique système, il apparaît que les méthodes de simulation utilisées (par flot de données) ne permettent pas de prendre en compte l'interaction entre les différents blocs (désadaptation) ce qui est très pénalisant dans un contexte Radar, et particulièrement dans la conception d'antennes agiles.

Ce niveau constitue généralement une représentation « idéalisée » de chaque bloc puisque la priorité est donnée au temps de calcul compte tenu du nombre important de blocs à considérer pour une chaîne E/R complète.

La réponse à cette problématique passe à la fois par le choix judicieux d'un environnement de simulation système permettant une représentation en courant / tension des blocs et l'implémentation de modèles comportementaux « bilatéraux », ceci afin d'avoir une finesse supérieure lors de l'évaluation de performances systèmes. Le chapitre suivant donne

les approches de modélisation comportementale les plus significatives pour la fonction amplification.

VI. Bibliographie

[1] S. Skelboe

« Computation of periodic steady state response of non linear networks by extrapolation methods », IEEE transactions on circuits and Systems, vol. CAS-27, N° 3, pp.161-175, March 1980.

[2] L. O. Chua and P.M. Lin

« Computer aided analysis of electronic circuit: algorithms and computational techniques », Prentice-hall, Englewood Cliffs, N J, 1975.

[3] J. Vlach. K. Singhal

« Computer methods for Circuit Analysis and Design », Van Nostrand Reinhold, 2nd Edition, 1994.

[4] G. Dahlquist and A. Björck

« *Numerical Methods* », Prentice-hall, Englewood Cliffs, N J, 1979.

[5] 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.

[6] V. Rizzoli and A. Neri.

« *State of art and present trends in non linear microwave CAD techniques* », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 36, N° 2, pp. 343-365, February 1988.

[7] C. E. Christofferson, M. B. Steer and M. A. Summers

« *Harmonic Balance analysis for systems with circuit field iterations* », Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symp, pp. 1131-1134, June 1998.

[8] E. Ngoya, J. Sombrin et J. Rousset

« *Simulation des circuits et systèmes : Méthodes actuelles et tendances* », Séminaires Antennes actives et MMIC, pp. 171-176, Arles (France), Avril 1994.

[9] E. Ngoya and 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., p. 1365-1368, June 1996.

[10] SPICE

Berkely Wireless research Center : « <http://bwrc.eecs.berkeley.edu/> ».

[11] Cadence

The cadence website : « <http://www.cadence.com> ».

[12] Advanced Design System (ADS)

The website of ADS « <http://www.home.agilent.com> »

[13] Golden Gate

The website of GoldenGate « <http://www.home.agilent.com> »

[14] Microwave Office (AWR)

The website of Microwave office « <http://web.awrcorp.com> ».

[15] EldoRF

The website of EldoRF « <http://www.mentor.com/eldo> ».

[16] Cronin-Scanlon, J.S.

«Differential equations: introduction and qualitative theory », Marcel Dekker, New York, 1980.

[17] M. Schatzman

« *Analyse Numérique* », Inter Editions, 1991.

[18] C. W. Gear

« Numerical initial value problems in ordinary differential equation », Prentice-Hall Inc, Englewood Clifts, NJ, 1971.

[19] L. Muliadi

« *Discrete Event Modeling in Ptolemy II* », Technical Report, Dept. of EECS, University of California, Berkeley, CA 94720, May 1999.

[20] BENVENISTE

« *A Compositional and uniform modeling of hybrid systems* », IEEE Transaction on Automatic Control 1, AC -43, (1998).

[21] E. A. Lee and T. M. Parks

« *Dataflow Process Networks* », Proceedings of the IEEE, vol. 83, N°. 5, pp. 773-801, May 1995.

[22] E. A. Lee and D. G. Messerschmitt

« *Static Scheduling of Synchronous Data Flow Programs for Digital Signal Processing* », IEEE Transactions on Computers, vol. C-36, N°. 1, January 1987.

[23] Signal Processing WorkSystem (SPW)

« *User's Guide* », Cadence Design Systems Inc, Alta Group, 1997.

[24] Ptolemy project

« *Overview of the Ptolemy Project* », Department of Electrical Engineering and computer science university of California Berkeley, California 94720, July 2, 2003.

[25] The Math Works Inc

« *Simulink: Dynamic System Simulation for Matlab* », Using Simulink , User's Guide, Version 6, 2000.

[26] The Math Works Inc

« *AN INTERACTIVE SOFTWARE DEMONSTRATOR OF RADAR ARRAY PROCESSING* ».

[27] Scicos: Block diagram modeler/simulator.

[On Line]. Available: <http://www.scicos.org>

[28] R. Djeindi, C. Lavarenne, R. Nikoukhah , Y. Sorel, S. Steer

« *From Hybrid System Simulation to Real Time Implementation* », INRIA, Erlang-Nuremberg, oct 1999.

[29] M. Najafi , R. Nikoukhah

« *Modeling and Simulation of differential equations in Scicos* », INRIA Domaine de voulceau, Modelica 2006.

[30] M. Najafi, S. Furic, R. Nikoukhah

« *Modelica* », International Modelica Conference ,INRIA ,France,2005.

[31] Peter FRITZON

« Principles of Object-oriented Modeling and Simulation with Modelica 2.1 », A JHON WILEY & SONS, INC., 2004

[32] Noise/Com Incorporation

« *Test set speeds NPR measurements* », Microwaves & RF, pp.126-128, January 1994.

[33] L. Nguyen and V. Janicot

«*Simulation Method to Extract Characteristics for Digital Wireless Communication Systems*», Proceedings of the DATE 2001 on Design, automation and test in Europe, Germany , pp. 176-179, March 2001.

[34] K. Voelker

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

[35] B. Lindoff and P. Malm

« BER Performance Analysis of a Direct Conversion », IEEE Transactions on Communications, Volume 50 N° 5, pp. 856-865, May 2002.

[36] Y. Tajima, P.D. Miller

« *Design of broad band power GaAs FET amplifiers* », IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol 32, N° 3, 1984

[37] W. Bösch, G. Gatti

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

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

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

[39] S.-C. Binari, P.-B. Klein and T.-E. Kazior

« *Trapping effects in GaN and SiC Microwave FETs* », in Proceedings of the IEEE, vol. 90, N°. 6, June 2002, pp. 1048– 1058.

[40] D. Lopez

« Intégration dans un environnement de simulation circuit d'un modèle électrothermique de transistor bipolaire à hétérojonction issu de simulations thermiques tridimensionnelles », Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Mars 2002.

[41] S. Boumaiza and F.-M. Ghannouchi.

« Thermal Memory Effects Modeling and Compensation in RF Power amplifiers and Predistortion Linearizers », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 51, N°. 12, pp. 2427–2433, December 2003.

Chapitre II

Modélisation Comportementale de blocs RF, cas de la fonction Amplificatrice

I. Introduction

La complexité des systèmes de télécommunication est en croissance constante face à la montée en fréquence et puissance des systèmes d'E/R que ce soit pour des applications Télécom ou Radar. Leur conception passe nécessairement par l'utilisation d'outils CAO propres à un niveau hiérarchique donné (depuis le choix d'une technologie jusqu'à la réalisation du système complet) et traitant de problèmes physiques spécifiques (mécanique, thermique, électromagnétisme, électrique, ...), comme le montre la figure suivante :

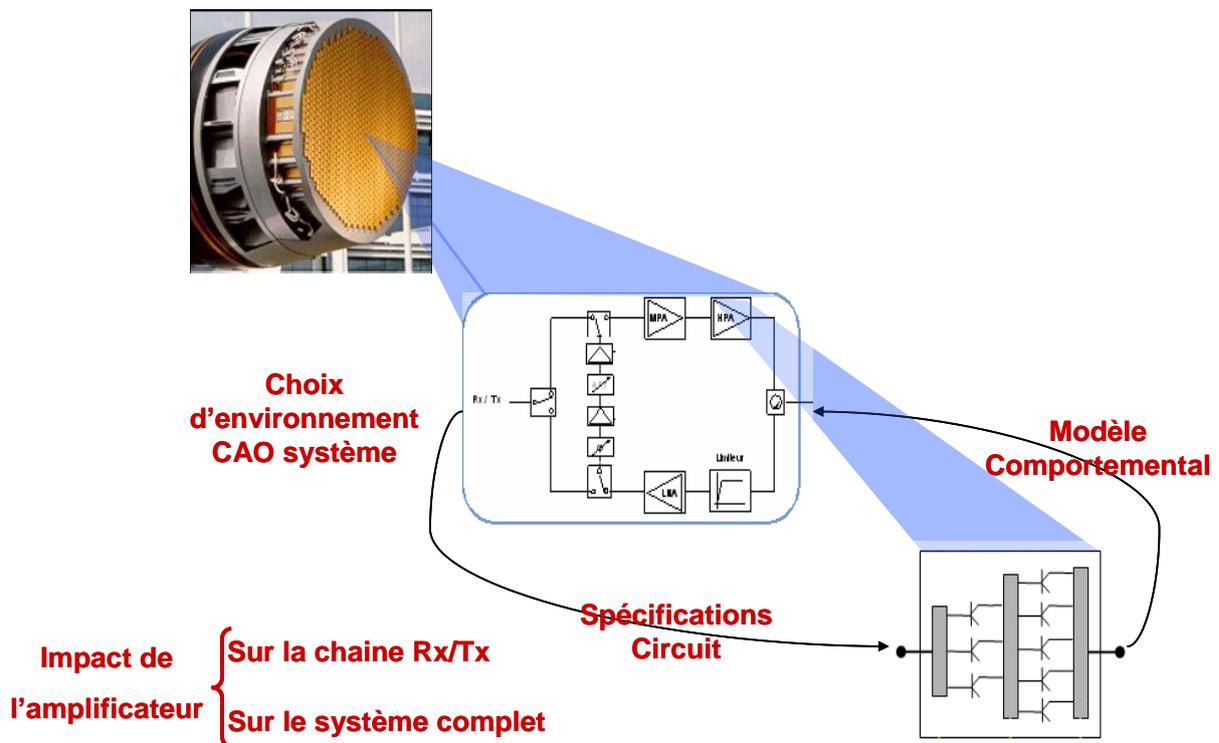


Figure II-1 Simulation hiérarchique d'un système Radar

Dans cette partie nous distinguons deux types de modèles, ceux unilatéraux susceptibles d'être intégrés dans un environnement système « Data Flow » et ceux bilatéraux qui nécessitent un environnement « Control Flow » où la dualité courant/tension et donc la notion d'impédance est prise en considération. Afin de réduire la taille du problème initial, la simulation suit ainsi un processus hiérarchique contraignant.

Nous avons vu dans le premier chapitre les principes de simulation circuit et système des fonctions électroniques HF. Nous avons également vu le caractère non linéaire de la

fonction amplificatrice de puissance. Cette partie présente les méthodes les plus significatives pour élaborer un modèle comportemental d'amplificateur de puissance apte à représenter les phénomènes mis en jeu que sont la mémoire HF, BF ainsi que la désadaptation de charge.

II. Problématique de simulation système « grain fin »

Un système est un ensemble des circuits hétérogènes pour une application donnée (numérique pour la BF, analogique pour la RF et les antennes). Compte tenu de la complexité des différents éléments, la représentation de chaque bloc doit être idéalisée, généralement une relation entrée/sortie pour ne pénaliser pas le coût de la simulation. Dans le principe général des environnements de simulation, le système est une série de blocs mis en cascade, la simulation est à sens unique et ne permet pas la prise en compte de rétroactions et donc la désadaptation. Les principaux simulateurs systèmes fonctionnent sur le mode Data Flow, l'entrée de système dispose d'une file d'attente qui reçoit une suite des données, et lorsque toutes les entrées sont sollicitées, le système exécute un traitement suivi d'une production éventuelle des données.

Pour avoir des simulations plus réalistes au niveau système, deux possibilités existent : soit par des techniques de modélisation comportementale soit par cosimulation circuit/système.

II.1. Cosimulation circuit - système

La cosimulation [1] est une méthode de communication entre un simulateur système et un simulateur circuit, en utilisant un principe basé sur la configuration père/fils. La réalisation de cette configuration est faite par des mécanismes de communication IPR (Inter Processus Communication) : à chaque activation de bloc dans le simulateur système, il y a lancement du simulateur circuit (exécution d'une simulation en transitoire d'enveloppe) puis retour des résultats vers le simulateur système.

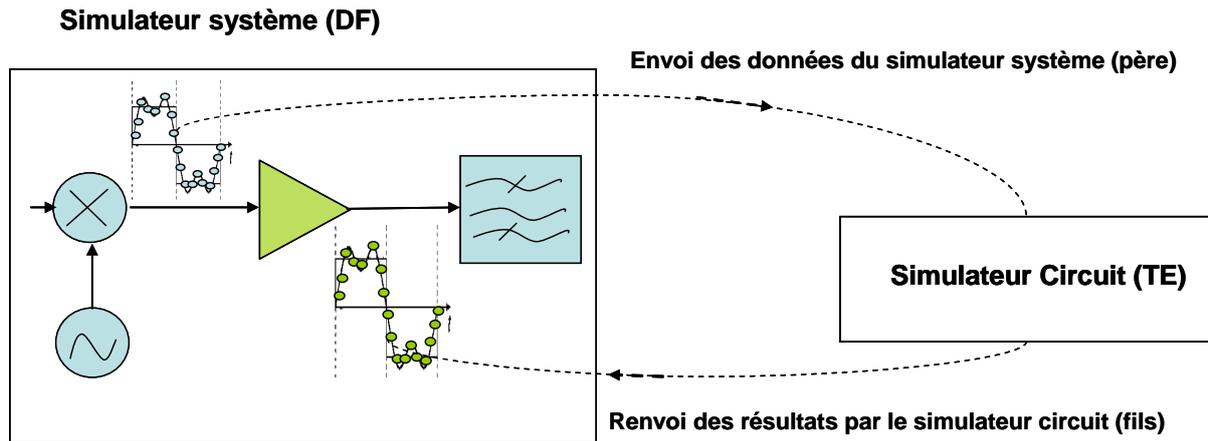


Figure II-2 Principe général de la Cosimulation circuit/système.

Cette méthode permet de conserver la précision du niveau circuit mais avec son coût de calcul associé, elle est aujourd'hui encore trop onéreuse en ressource informatique et donc limitée à un seul bloc. Enfin, cette méthode n'est pas envisageable pour des structures d'antennes actives où il y a plusieurs milliers de modules d'E/R.

La priorité pour la simulation système est de conserver un compromis temps de calcul / précision intéressant. Sachant que les informations à tous les nœuds du circuit sont inutiles pour la conception de systèmes, la modélisation comportementale reste la voie la plus judicieuse.

II.2. Modélisation Comportementale

Le principe est de réduire la taille du problème pour simuler de manière plus rapide en gardant un degré de finesse suffisant. Pour cela, il faut trouver une fonction mathématique reliant les entrées et sorties et qui sera identifiée à partir de mesures ou de simulations circuit. Les modèles sont généralement propres à une application donnée (mémoire, thermique, désadaptation,...). La modélisation comportementale offre l'avantage d'être indépendante de la technologie et de la nature de l'élément à étudier.

Pour cela il est normal d'envisager une description moins fine que la description en cas d'une simulation circuit, en faisant un rapport de compromis entre finesse et temps de simulation pour essayer de bien spécifier les facteurs de mérite des éléments intégrant dans le système.

En cas de systèmes non linéaires la problématique de modélisation du comportement consistera à déterminer de façon judicieuse la forme des équations utilisées ainsi que la méthode et le choix des signaux nécessaires à l'identification.

En intéressant à la définition et l'application de la modélisation comportementale sur l'amplificateur de puissance, qui est le circuit le plus important et le plus compliqués dans un système de télécommunications, comme on a vu dans le chapitre précédent.

Généralement l'amplificateur de puissance est un bloc défini entouré par des ondes de puissances incidentes et réfléchies, c'est une relation reliant les ondes réfléchies et les ondes incidentes, si on considère $x(t)$ est le vecteur contenant les ondes incidentes, et $y(t)$ le vecteur contenant les ondes réfléchis, on peut alors représenter l'amplificateur comme une fonction de transfert bilatéral.

Dans la réalité l'amplificateur de puissance dans sa structure, possède des éléments filtrant aux entrées et sorties et isolant le signal utile, alors ces signaux s'expriment sous la forme d'une porteuse modulée.

$$x(t) = \text{Re}(\tilde{x}(t).e^{j\omega_0 t}) \quad \text{Équation II-1}$$

$$y(t) = \text{Re}(\tilde{y}(t).e^{j\omega_0 t}) \quad \text{Équation II-2}$$

Où ω_0 est la fréquence de porteuse.

La modélisation comportementale consiste à identifier la relation reliant les enveloppes complexes, et on considère généralement ω_0 égale à la fréquence centrale de la bande de l'amplificateur.

Dans le cas d'un modèle comportementale unilatéral, où les effets de désadaptation est négligeable, celle-ci signifie que les ondes a_2 et b_1 sont nulle, le signal x et y sera vue comme des sources de tensions, le modèle est considérée comme une source de tension commandée décrivant le comportement des dispositifs associé aux impédances de références égales à 50 ohm.

Dans le cas d'un modèle comportementale bilatéral, les effets de désadaptions est prise en compte, ce qui signifie que tous les ondes de puissances sera prise en compte, et celle-ci sera une d'objectif de la thèse, de prendre en compte ces effets de désadaptation de charge dans la simulation système.

III. Modèles Comportementaux Unilatéraux

III.1. Hypothèses

Dans le cas général, un amplificateur de puissance sera représenté par un quadripôle soumis aux ondes de puissance incidentes et réfléchies comme le montre la figure suivante où a_i et b_i ces sont respectivement les ondes incidentes et réfléchies.

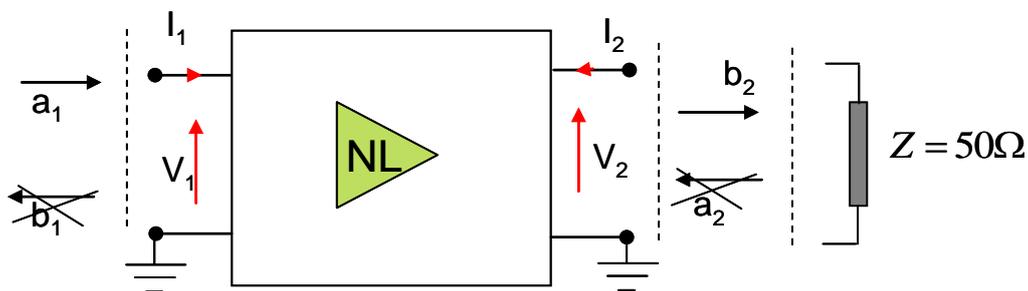


Figure II-3 Amplificateur de puissance adapté (modèle unilatéral)

Dans le cas où l'amplificateur est adapté, la fonction reliant les ondes de puissance sera écrite simplement sous la forme suivante :

$$b_2 = f_{NL}(a_1) \quad \text{Équation II-3}$$

Les équations reliant les ondes de puissances aux courants et tensions sont données par les relations suivantes :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_0 I_1}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}} \quad b_2 = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}} \quad \text{Équation II-4}$$

Le cas des modèles comportementaux [2] unilatéraux correspond au fonctionnement de l'amplificateur adapté sur sa charge optimale (50 ohms), ce qui est généralement le cas pour des applications Télécom.

III.2. Modèles sans mémoire

Un système peut être considéré sans mémoire si les constantes de temps du circuit sont très inférieures à l'inverse de la fréquence maximale présente dans le signal d'entrée, le signal de sortie dépend alors uniquement du signal d'entrée à un instant donné.

Ce type de modèle est couramment utilisé dans les simulateurs systèmes compte tenu de sa simplicité d'extraction à partir de mesures ou de simulation CW des caractéristiques AM/AM – AM/PM sur la fréquence centrale [3] [4] [5].

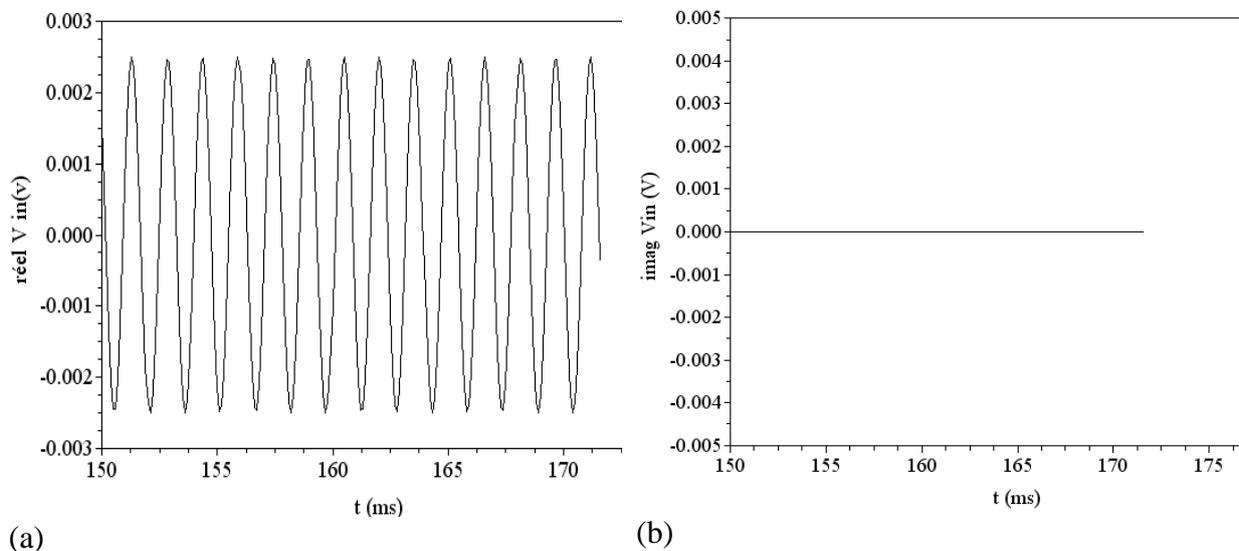


Figure II-4 Modèle amplificateur de puissance sans mémoire

Où la fonction reliant l'entrée et la sortie de l'amplificateur, s'écrit sous la forme suivante :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{G}(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t). \quad \text{Équation II-5}$$

Ce modèle est simple à modéliser et à implémenter dans un environnement de simulation système, voici la simulation d'un modèle AM/AM AM/PM dans l'environnement Scilab/Scicos sur un amplificateur de puissance fonctionnant en bande X.



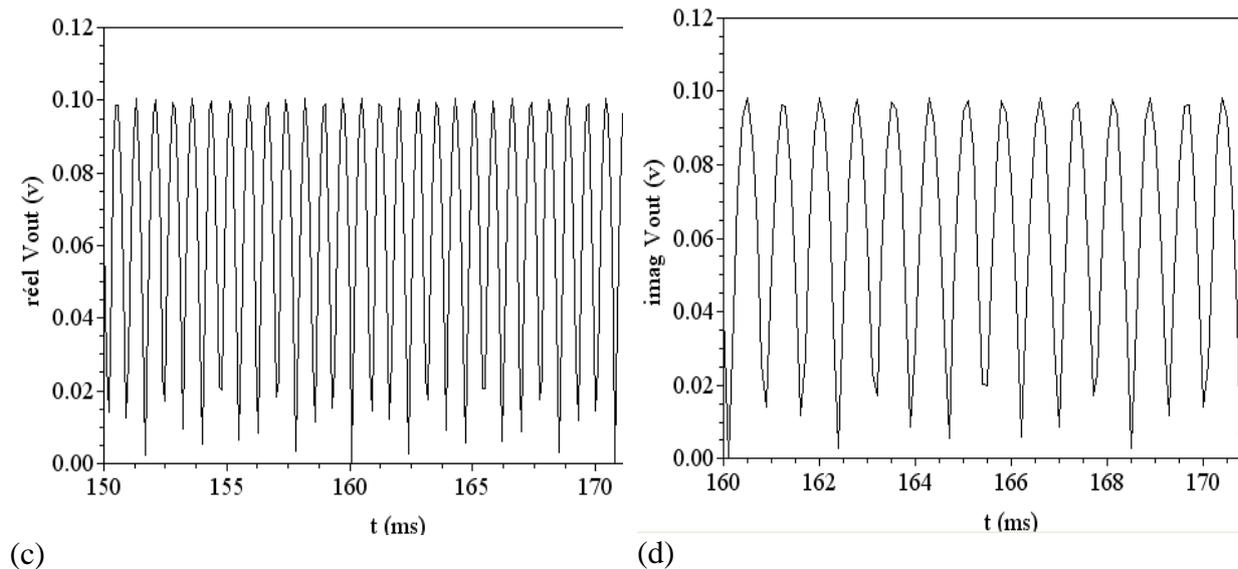


Figure II-5 Simulation d'un modèle AM/AM-AM/PM dans Scicos, (a) : partie réelle de la tension d'entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d'entrée, (c) : partie réelle de la tension de sortie, (d) : partie imaginaire de la tension de sortie.

III.3. Modèles avec Mémoire

On distingue deux types de mémoire non linéaire, les effets de mémoire basses fréquences et hautes fréquences.

III.3.1. Modèles à mémoire haute fréquence

Les variations observées sur les courbes AM/AM AM/PM dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur traduisent les effets de mémoire hautes fréquences liées à la porteuse.

III.3.1.a. Modèle d'Hammerstein

La solution proposée par Hammerstein [6] consiste à ajouter un filtre linéaire en sortie du modèle AM/AM-AM/PM, où la fonction de transfert du filtre est optimisée pour minimiser les erreurs quadratiques moyennes sur la bande considérée.

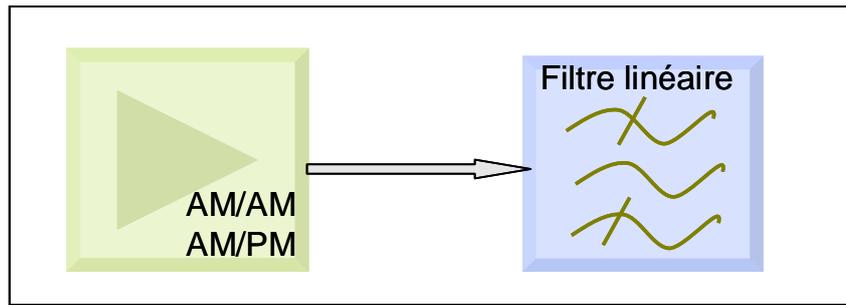


Figure II-6 Modèle d'Hammerstein

Malheureusement, ce type de modèle ne permet de reproduire que les courbes AM/AM AM/PM ayant une courbure uniforme par rapport à la puissance d'entrée sachant que le filtre est placé en aval de non linéarité.

III.3.1.b. Modèle de Wiener

Le modèle de Wiener consiste à positionner le filtre en entrée afin de prendre en compte les variations de courbure en fonction de la fréquence d'un niveau de puissance à l'autre (entrelacement).

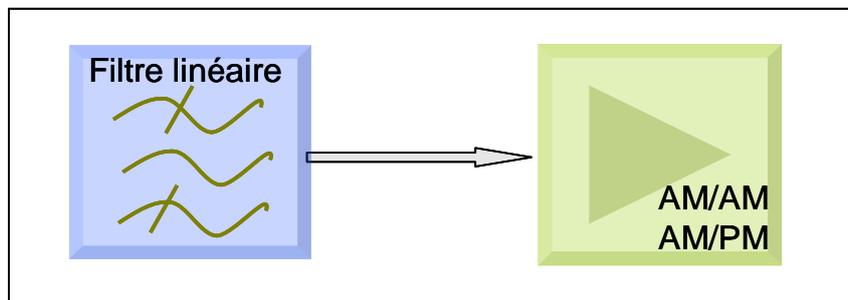


Figure II-7 Modèle Wiener

L'association des modèles d'Hammerstein et de Wiener permet la modélisation des effets de mémoire hautes fréquences de manière plus réaliste. Malgré tout, il est difficile de déterminer la répartition optimale entre le filtre d'entrée et de sortie, le calcul de leur fonction de transfert devient complexe et nécessite de méthodes d'extraction lourdes.

On peut citer également d'autres approches à partir l'expression des composantes en phase et quadrature :

$$x(t) = \text{Re}\{A.e^{j\varphi} . e^{j\omega_0 t}\} = A.\cos(\varphi).\cos(\omega_0 t) - A.\sin(\varphi)\sin(\omega_0 t)$$

Équation II-6

Où A est le module et φ la phase de l'enveloppe complexe.

$A\cos(\varphi)$ et $A\sin(\varphi)$ sont appelées les composantes en phase (I) et en quadrature (Q) du signal $x(t)$.

Ces modèles sont principalement développés à l'usage des TOP, on peut noter deux modèles intéressants, celui de Saleh [7] où les coefficients des filtres dépendent de la fréquence. Le modèle d'Abuelma'atti [8] où les non linéarités des deux voies I et Q sont décomposées en série du Bessel de premier ordre, chaque terme de Bessel étant suivie d'un filtre linéaire.

III.3.2. Modèles à Mémoire basse fréquence

Les effets de mémoire BF sont associés à des constantes de temps longues, du même ordre que le signal modulant, ils sont dû à l'auto-échauffement, aux phénomènes de pièges et aux variations des impédances de polarisation. Cela se traduit par une modulation lente du point de fonctionnement du transistor.

III.3.2.a. Modèle de Bösch

Bösch a proposé un modèle permettant de décrire ces effets basses fréquences, qui tient compte de la dynamique du signal d'entrée. Le modèle comporte deux voies : la première représente le comportement statique haute fréquence pour plusieurs points de polarisation, la deuxième voie permet la modélisation de la réaction basse fréquence due au circuit de polarisation [9].

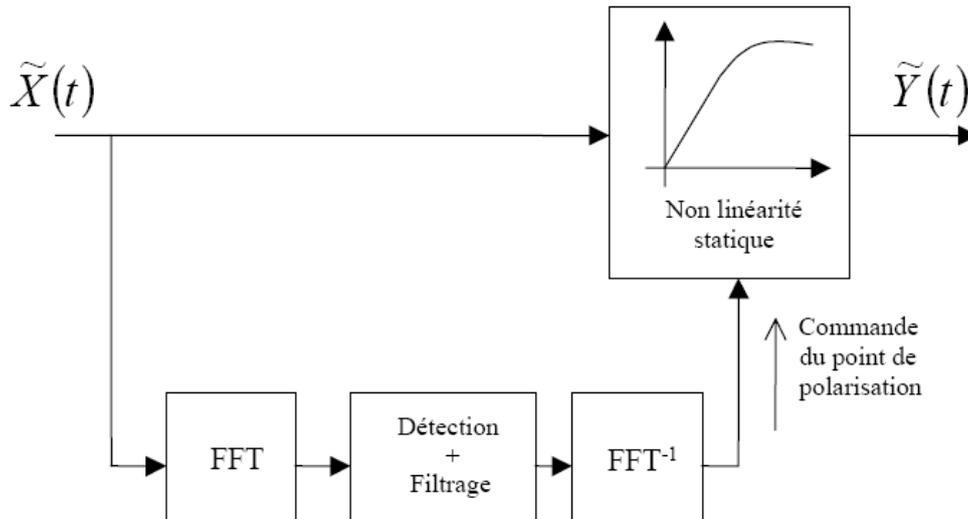


Figure II-8 Modèle de Bösch

Ces approches à topologie localisée sont limitées et supposent une séparation entre les effets de mémoire et le non linéarité statique. Il est donc judicieux de s'intéresser aux approches qui ne présupposent aucune topologie particulière.

III.4. Modèle à effets de mémoires distribués

L'objectif est de définir un formalisme mathématique plus général et apte à capturer les effets de mémoires dans leur globalité, utilisant des signaux d'extraction simple.

III.4.1. Série de Volterra Classiques

La réponse d'un système linéaire est définie par la convolution entre la réponse impulsionnelle $h(t)$ et le signal d'entrée du système $x(t)$:

$$y(t) = h(t) \otimes x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau) \cdot x(\tau) d\tau \quad \text{Équation II-7}$$

Cette opération permet le calcul de la réponse du système linéaire en prenant en compte les effets de mémoires, mais ne peut pas être appliquée aux dispositifs non linéaires.

Vito Volterra [10] [11] a proposé une série mathématique pour l'identification des systèmes dynamiques non linéaire à partir de la formulation intégrale suivante :

$$y_n(t) = \int_0^{+\infty} \cdots \int_0^{+\infty} h_n(\tau_1, \cdots, \tau_n) \cdot x(t - \tau_1) \cdots x(t - \tau_n) \cdot d\tau_1 \cdots d\tau_n \quad \text{Équation II-8}$$

$$\text{Et } y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \quad \text{Équation II-9}$$

Où $h_n(\tau_1 \cdots \tau_n)$ représente le noyau d'ordre n exprimé dans le domaine temporel, $y_n(t)$ la nième réponse à l'instant t , $y(t)$ la réponse du système non linéaire.

Les noyaux de Volterra [12] s'écrivent sous la forme suivante dans le domaine fréquentiel :

$$H_n(f_{q1}, \cdots, f_{qn}) = \int_{-\infty}^{+\infty} \cdots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(\tau_1, \cdots, \tau_n) \exp(-j2\pi(f_{q1}\tau_1 + \cdots + f_{qn}\tau_n)) d\tau_1 \cdots d\tau_n \quad \text{Équation II-10}$$

La représentation schématique de la série de Volterra classique est donnée ci dessous, la réponse d'un système linéaire apparaît sous forme de la sommation d'un terme linéaire, quadratique, cubique, etc

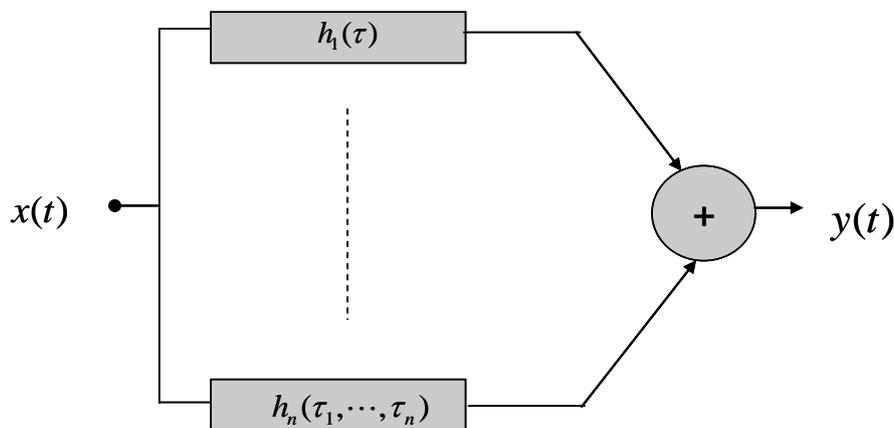


Figure II-9 structure de la série de Volterra classique

Malheureusement l'application de la série de Volterra classique se limite aux dispositifs faiblement non linéaires puisque l'identification des noyaux d'ordre supérieur à 2 est difficile.

III.4.2. Séries de Volterra Dynamiques

La dénomination dynamique provient du développement de Taylor non plus autour de l'origine, mais autour d'un point plus judicieux à l'instant t_0 considéré. Asdente [13] et Filicori [14] ont proposés une série modifiée permettant la dissociation des phénomènes de saturation pure et des phénomènes de mémoire non linéaire. Il est donc possible de représenter des fonctions fortement non linéaires avec un nombre de noyau réduit dans le cas d'effets de mémoire faiblement non linéaires.

On considérant $x(t_0) = x_0$ et une longueur de mémoire $K\Delta\tau$, on obtient la série discrétisée suivante :

$$y(t_0) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k_1=0}^K a_{k_1}(x_0) \cdot \Delta x_{k_1} + \dots + \sum_{k_1=0}^K \dots \sum_{k_n=0}^K a_{k_1 \dots k_n}(x_0) \Delta x_{k_1} \dots \Delta x_{k_n} \quad \text{Équation II-11}$$

Avec : $\Delta x_k = x(t - k\Delta\tau) - x(t)$.

$f(x_0, \dots, x_0)$ représente la caractéristique statique du système. Les coefficients $a_{k_1}, \dots, a_{k_1 \dots k_n}$ dépendent des dérivées partielles de la fonction f prises autour d'un point x_0 variable dans le temps.

Quand $\Delta\tau$ tend vers 0, et k tend vers $+\infty$, on obtient la forme intégrale suivante.

$$y(t) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t)) d\tau_i \quad \text{Équation II-12}$$

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

Dans ce cas, les noyaux ne sont plus des invariants et dépendent du signal $x(t)$, contrairement au cas de la série classique. Si $x(t)$ varie peu pendant la durée de mémoire, la forme $\prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t))$ deviennent négligeable pour $n > 1$ et la série peut être limitée au premier ordre :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \int_{-\infty}^{+\infty} h(x(t), \tau) (x(t - \tau) - x(t)) d\tau. \quad \text{Équation II-13}$$

Comme pour la série de Volterra classique, l'écriture des noyaux dynamiques [15] sous une forme fréquentielle est possible :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} \tilde{H}(x(t), \Omega) X(\Omega) \exp(j\Omega t) d\Omega \quad \text{Équation II-14}$$

Où $\tilde{H}(x(t), \Omega) = H(x(t), \Omega) - H(x(t), 0)$ est la fonction qui traduit les effets de mémoire, c'est une fonction de transfert non linéaire de premier ordre, elle peut être sous la forme d'un filtre linéaire.

L'efficacité de la simulation système nécessite de travailler sur des signaux d'enveloppe complexe (dans les équations précédentes les signaux utilisés sont réels) ce qui conduit à la relation suivante :

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t)) &+ \int \tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau) (\tilde{X}(\tau) - \tilde{X}(t)) d\tau \\ &+ \int \tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau) (\tilde{X}^*(\tau) - \tilde{X}^*(t)) d\tau \end{aligned} \quad \text{Équation II-15}$$

$\tilde{Y}_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ représente la caractéristique statique du dispositif, $\tilde{h}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau)$ et $\tilde{h}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), t - \tau)$ les noyaux d'ordre 1 qui traduisent les effets de mémoires.

En considérant une bande de modulation BW et que les caractéristiques sont indépendantes de la phase du signal d'entrée (systèmes invariants dans le temps), on tombe à la forme fréquentielle suivante [16]:

$$\begin{aligned} \tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0(\tilde{X}(t)) \tilde{X}(t) &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{+\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1(\tilde{X}(t), \Omega) X(\Omega) e^{i\Omega t} d\Omega \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{BW}{2}}^{+\frac{BW}{2}} \tilde{H}_2(\tilde{X}(t), -\Omega) e^{j2\varphi_{\tilde{X}(t)}} X^*(\Omega) e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad \text{Équation II-16}$$

Où \tilde{H}_0 est la caractéristique statique, et \tilde{H}_1 et \tilde{H}_2 les noyaux dynamiques, Ω la pulsation en bande de base.

III.4.2.a. Implémentation dans un environnement de simulation système

L'implémentation efficace d'un modèle de Volterra dans un environnement système à été réalisée de manière à arriver à des coûts de calculs comparables au modèle AM/AM AM/PM. La première étape est la synthèse des deux noyaux sous la forme d'approximations de Padé [17], elle consiste à approcher une fonction donnée par son approximation de Taylor dans un voisinage où elle est développable par des fonctions rationnelles :

$$\tilde{H}\left(\tilde{X}(t), \Omega\right) = \frac{\sum_{n=0}^N \alpha_n \left(\tilde{X}(t)\right) (j\Omega)^n}{1 + \sum_{m=1}^M \beta_m \left(\tilde{X}(t)\right) (j\Omega)^m} \quad \text{avec } N \leq M \quad \text{Équation II-17}$$

Où $\alpha_n \left(\tilde{X}(t)\right)$ et $\beta_m \left(\tilde{X}(t)\right)$ sont des fonctions statiques du signal d'entrée, N et M représentent respectivement l'ordre de l'approximation suivant la fréquence du numérateur et du dénominateur.

L'utilisation de cette approximation permet l'élimination du calcul de l'intégrale de convolution et d'exprimer la réponse du modèle en fonction des dérivées successives des signaux d'entrées et sorties. Les équations du système sont des équations différentielles qui doivent être résolues par les méthodes d'intégration numérique (Runge Kutta, Gear, Backward Euler, ...).

Au final les équations différentielles associées aux modèles sont les suivantes :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0 \left(\tilde{X}(t)\right) \tilde{X}(t) + \tilde{Y}_{D1}(t) + \tilde{Y}_{D2}(t) \quad \text{Équation II-18}$$

$$\tilde{Y}_{D1}(t) = \sum_{n=0}^N \alpha_{1n} \left(\tilde{X}(t)\right) \frac{\partial^n \tilde{X}(t)}{\partial t^n} - \sum_{m=1}^M \beta_{1m} \left(\tilde{X}(t)\right) \frac{\partial^m \tilde{Y}_{D1}(t)}{\partial t^m}$$

$$\tilde{Y}_{D2}(t) = e^{j2\varphi_x(t)} \left(\sum_{n=0}^N \alpha_{2n} \left(\tilde{X}(t)\right) \frac{\partial^n \tilde{X}^*(t)}{\partial t^n} - \sum_{m=1}^M \beta_{2m} \left(\tilde{X}(t)\right) \frac{\partial^m \tilde{Y}_{D2}(t)}{\partial t^m} \right)$$

Elles seront résolues en utilisant des techniques d'intégration numérique. Le coût de calcul du modèle est $2(N+M)+1$ par rapport au modèle AM/AM-AM/PM.

III.4.2.b. Modèle de Volterra à un noyau

Pour des applications traitant des signaux à enveloppe quasi constante (système GMSK), le deuxième noyau est peu sollicité. On peut alors simplifier le modèle pour obtenir le modèle de Volterra dynamique à un noyau.

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{H}_0\left(\tilde{X}(t)\right)\tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{-BW}{2}}^{+\frac{BW}{2}} \tilde{H}_1\left(\tilde{X}(t), \Omega\right) X(\Omega) e^{j\Omega t} .d\Omega \quad \text{Équation II-19}$$

Son extraction est extrêmement simple, il suffit d'accéder aux courbes AM/AM AM/PM dans la bande considérée de l'amplificateur de puissance comme le montre la figure suivante.

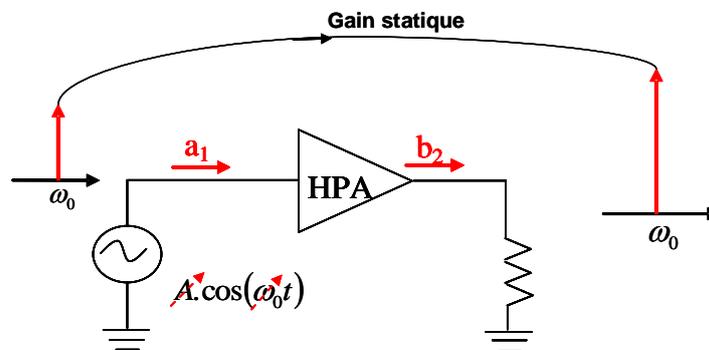


Figure II-10 Extraction du modèle de Volterra à un noyau

Par une application monoporteuse ce qui conduit à un signal de sortie constitué d'un seul raie \tilde{Y}_0 à la même fréquence. Et le noyau dynamique de Volterra est calculé par la manière suivante :

$$\tilde{H}_1\left(\tilde{X}_0, \Omega_0\right) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0} - \tilde{H}_0\left(\tilde{X}_0\right) \quad \text{Équation II-20}$$

L'implémentation de ce modèle nécessite l'élimination de l'intégrale de Fourier, la solution considérée consiste à décomposer le noyau de Volterra en série de fonctions séparables

$$H_v\left\{\tilde{X}(t), \Omega\right\} = \sum_{k=0}^K \alpha_k(\Omega) \cdot f_k\left(\tilde{X}(t)\right) \quad \text{Équation II-21}$$

Où $f_k(\dots)$ est une fonction arbitraire de base.

La synthèse des filtres revient à utiliser une décomposition en pôles/résidus. Cette méthode donne une excellente stabilité numérique car le calcul de la dérivée temporelle d'ordre élevé n'est pas nécessaire.

$$\alpha(\Omega) = \mu \cdot \frac{\prod_{n=1}^N (j \cdot \Omega - z_n)}{\prod_{m=1}^M (j \cdot \Omega - p_m)}$$

Équation II-22

Dans le cas où $N < M$ cette équation est décomposée explicitement en éléments simples (filtres du premier ordre) :

$$\alpha(\Omega) = \frac{A_1}{j \cdot \Omega - p_1} + \frac{A_2}{j \cdot \Omega - p_2} + \dots + \frac{A_M}{j \cdot \Omega - p_M}$$

Équation II-23

Après l'approximation fréquentielle $\alpha(\Omega)$, il faut considérer l'approximation en puissance $f_k(|\tilde{X}(t)|)$. Quatre méthodes peuvent être utilisées :

1. Approximation polynomiale $f_k(|\tilde{X}(t)|) = X^k$ ou $f_k(|\tilde{X}(t)|) = X^{2k}$
2. Tangente hyperbolique $f_k(|\tilde{X}(t)|) = \frac{th(x)}{x}$
3. Polynômes de Chebyshev définis par les fonctions de récurrence suivantes :

$$T_0(x) = 1$$

$$T_1(x) = x$$

$$T_{n+1}(x) = 2 \cdot x \cdot T_n(x) - T_{n-1}(x)$$

a. Application à l'Amplificateur de puissance (Countach) :

Dans cette partie, nous procédons à l'extraction de l'amplificateur de puissance Countach fonctionnant en bande X ($f_0=10.25$ GHz). Les transistors utilisées sont des HBTs développés par UMS et issus de la filière HB20P. Les modèles de transistors possèdent un modèle réseau thermique RC. L'amplificateur est composé de deux étages, il possède 16.3 dB de gain à 1 dB de compression et délivre une puissance de 38.9 dBm (≈ 7.7 Watts) pour un rendement de 34%.

On a extrait le modèle un noyau avec les deux méthodes de synthèse du filtre et les différentes méthodes d'approximation en puissance.

Les courbes suivantes donnent les erreurs quadratiques moyennes entre le modèle et les données d'extraction pour un ordre d'approximation en fréquence égale à 7, là où la synthèse commence à être cohérente.

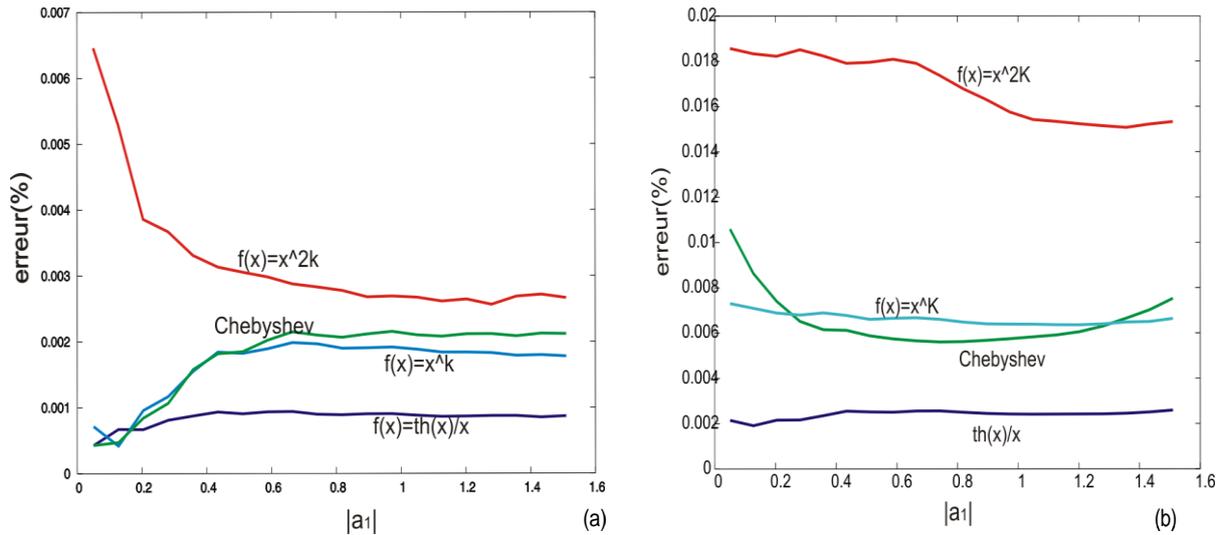


Figure II-11 Erreurs quadratiques relevées pour les méthodes de base du modèle Volterra un noyau, (a) : utilisation d'un filtre polynomial, (b) : utilisation d'un filtre (pôles et résidus).

Pour cet amplificateur de puissance, le meilleur choix est une fonction tangente en puissance et un filtre pôles/résidus en fréquence.

Les figures suivantes donnent la comparaison du gain entre le modèle et une simulation du circuit sur les données ayant servies à l'extraction.

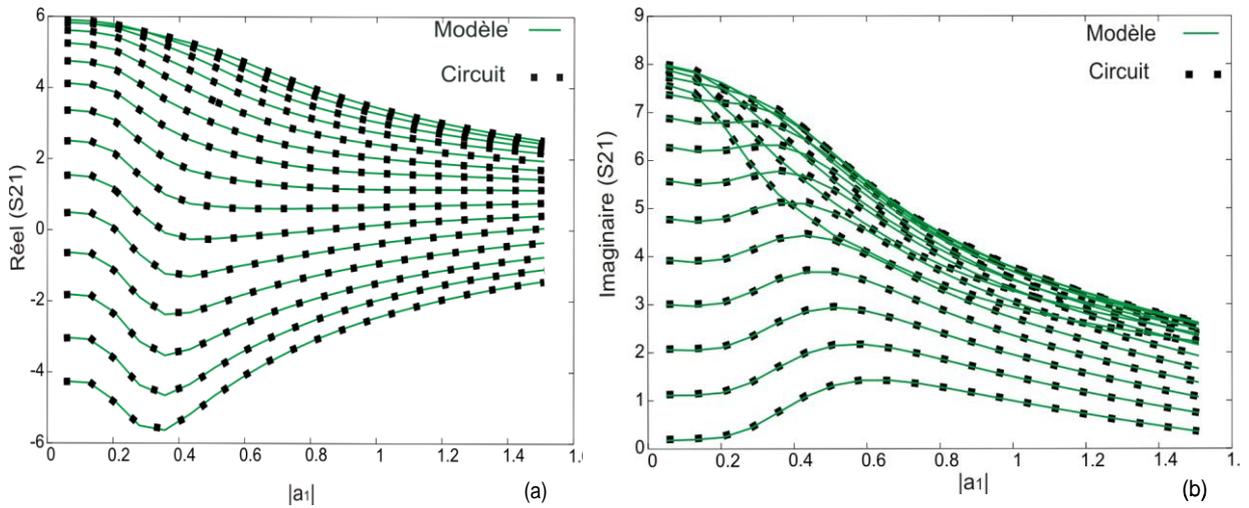


Figure II-12 représentation dans le plan puissance (modèle Volterra un noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21} .

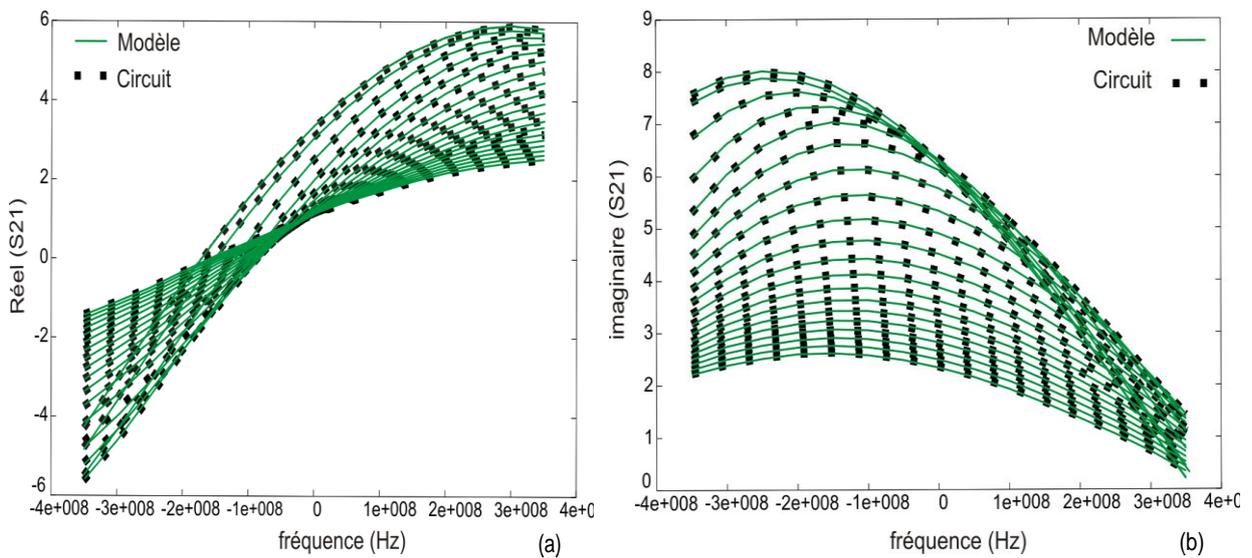


Figure II-13 représentation dans le plan fréquence (modèle Volterra un noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21} .

Le modèle à un noyau permet de bien représenter les effets de mémoire haute fréquence. Malheureusement l'utilisation d'un signal CW pour l'extraction ne permet pas d'exciter la mémoire BF. La modélisation des effets BF nécessite une procédure d'extraction plus coûteuse utilisant des signaux à amplitude non constante.

III.4.3. Modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

A. Soury [18] [19] à développé un modèle qui prend en compte les effets de mémoire longue (BF) en présence de signaux à fort taux de modulation d'amplitude. Le principe de base de ce modèle à réponse impulsionnelle non linéaire est de remplacer les séries de puissance entières par des séries des fonctions arbitraires.

Tout comme le modèle de Volterra dynamique, le modèle dit « à réponse impulsionnelle non linéaire » est une forme modifiée de la série de Volterra classique, qui consiste à remplacer les fonctions de base en monômes utilisées dans la décomposition en séries de Volterra classique par des fonctions arbitraires, qui sont optimisées par rapport à un signal d'extraction. On observe qu'il est alors possible d'obtenir une bonne modélisation des effets de mémoire non linéaire en limitant la série à l'ordre 1. Si l'on considère les notations suivantes :

$$x(t) = \Re e \left\{ \left| \tilde{X}(t) \right| \cdot e^{j \int_0^t \left(\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(\tau)}{d\tau} \right) d\tau} \right\} \quad \text{Équation II-24}$$

Où $\left| \tilde{X}(t) \right|$ et $\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt}$ sont l'amplitude et la pulsation instantanée du signal, le modèle obtenu prend la forme ci-dessous :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^\infty \tilde{h} \left(\left| \tilde{X}(t-\tau) \right|, \left. \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt} \right|_{t-\tau}, \tau \right) \cdot \tilde{X}(t-\tau) \cdot d\tau \quad \text{Équation II-25}$$

Théoriquement l'identification de la réponse impulsionnelle se fait en excitant le dispositif par un échelon d'Heaviside modulant la porteuse w_0 . Cette méthode d'extraction est réalisée par l'intermédiaire d'une simulation en transitoire d'enveloppe ou d'une caractérisation expérimentale avec un banc de mesure d'enveloppes temporelles.

Une méthode plus simple d'extraction de la réponse impulsionnelle est faite par une simulation EH en utilisant un signal biporteuse (petite raie, grand raie) comme le montre la figure suivante.

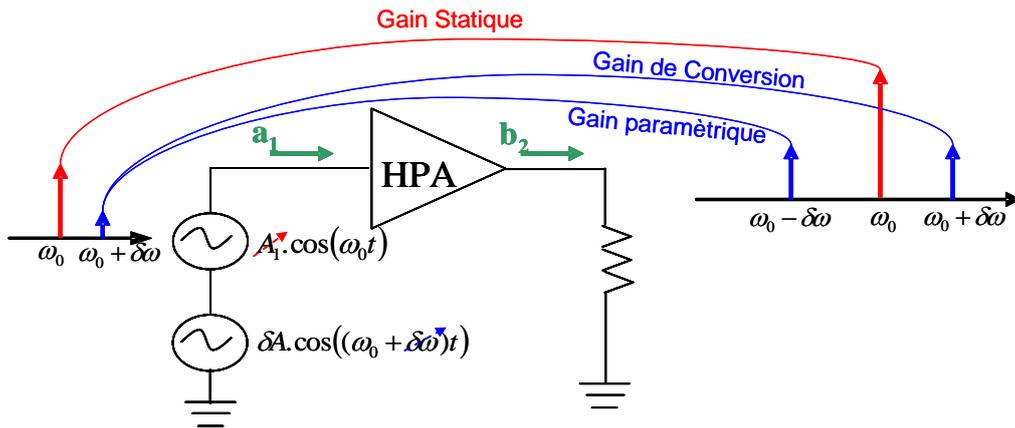


Figure II-14 Principe d'identification du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

Ce signal est bien adapté pour la mise en évidence des effets de mémoire long terme : il stimule par génération de produits d'intermodulation basse fréquence les effets à dynamique lente. Le signal est composé d'une raie à la pulsation centrale ω_0 (pompe) qui balaye la dynamique en puissance et d'une raie infinitésimale (parasite) qui balaye la dynamique en fréquence.

Nous appliquons cette procédure à l'amplificateur Countach, en utilisant les mêmes fonctions d'approximation et dans les mêmes conditions que précédemment.

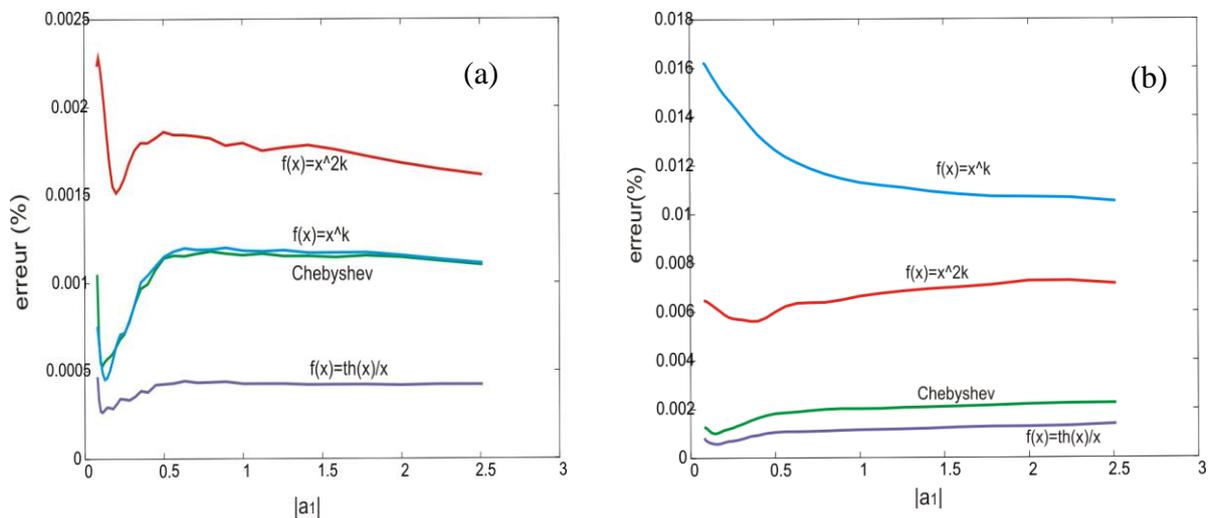


Figure II-15 rapport des erreurs entre la fonction de base (réponse impulsionnelle non linéaire), (a) : en cas d'un filtre polynomial, (b) : cas d'un filtre pôles / résidus

Dans ce cas, le meilleur choix est une tangente hyperbolique associé à un filtre polynomiale.

Les figures suivantes donnent la comparaison du modèle avec le circuit sur la base d'apprentissage. Le gain est représenté dans le plan puissance paramétré en fréquence.

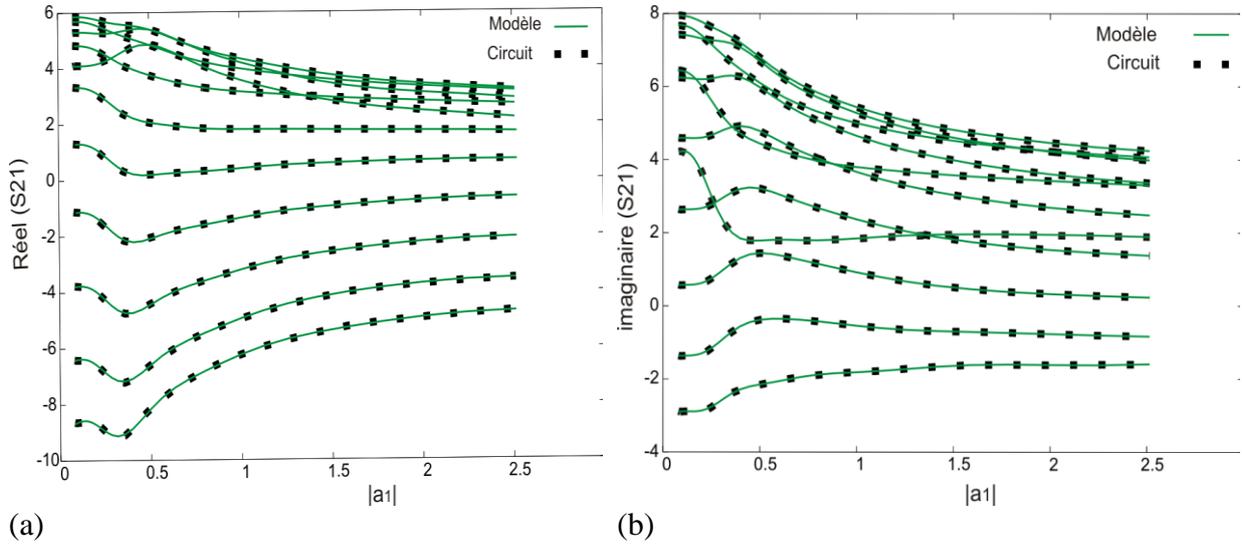


Figure II-16 comparaison modèle réponse impulsionnelle et circuit (premier noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21} .

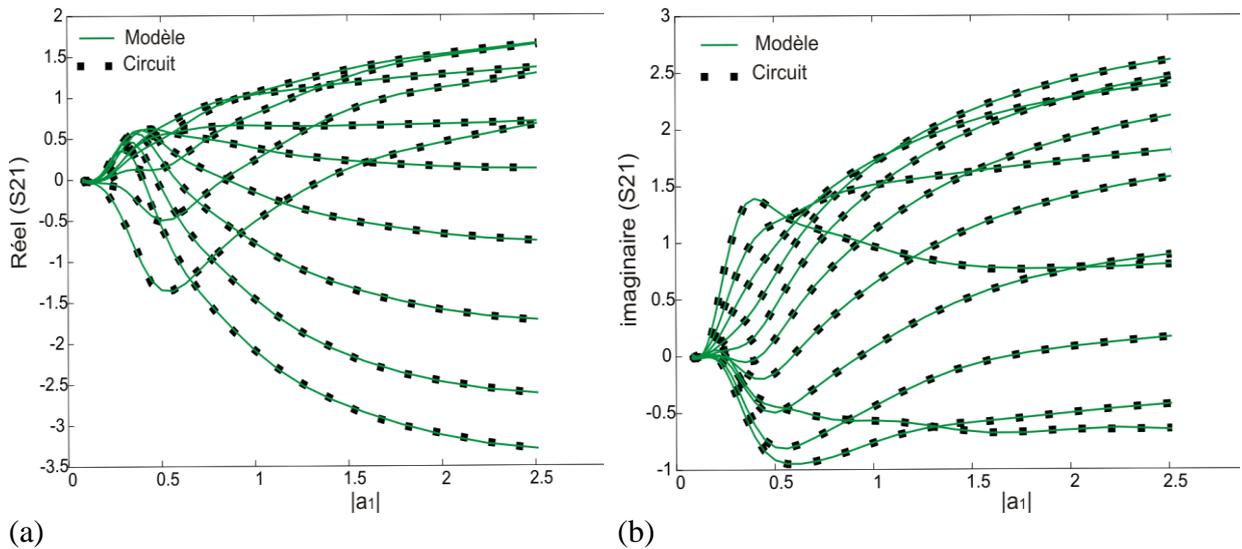


Figure II-17 comparaison modèle réponse impulsionnelle et circuit (deuxième noyau), (a) : partie réelle de S_{21} , (b) : partie imaginaire de S_{21} .

III.4.4. Modèle à série de Volterra modulés

Afin d'améliorer la prise en compte des effets de mémoire HF et BF, un nouveau modèle a été développé par C. Mazière [20], basé sur une combinaison du modèle développé

par N. Le Gallou et A. Soury. Ce modèle est basé sur l'observation que l'amplificateur à l'état solide peut être globalement vu comme un système bouclé représenté ci-dessous.

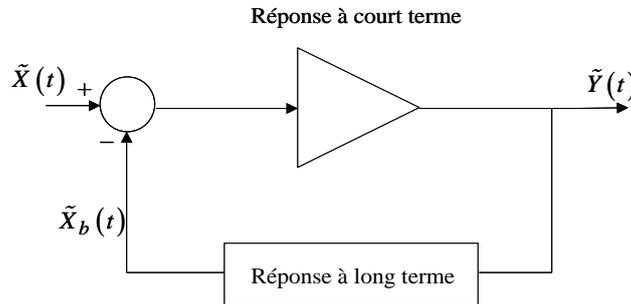


Figure II-18 Description par un système bouclé.

Les effets de mémoire à court terme représentent l'amplification et le filtrage dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Ils sont représentés dans la Figure III-18 par la fonction de transfert directe. Lorsqu'un signal à enveloppe variable traverse cette branche du système, une partie de la sortie est réinjectée vers l'entrée suivant une dynamique non linéaire impliquant des constantes de temps longues. Cette dynamique à long terme peut être vue comme une modulation lente du point de polarisation de l'amplificateur résultant des effets thermiques, des effets de pièges et des effets de filtrage réseau de polarisation.

Considérons $\tilde{X}(t)$, $\tilde{Y}(t)$ et $\tilde{X}_b(t)$ les différents signaux de la boucle représentée sur Figure III-18. Pour décrire la fonction de transfert, on utilise la série de Volterra dynamique à un noyau, qui comme indiqué précédemment permet une bonne prise en compte de phénomènes de mémoire court terme.

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{f}_{CT}(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot X(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad \text{Équation II-26}$$

La boucle de contre réaction ramène à l'entrée une partie du signal de sortie suivant une dynamique à long terme. Le signal issu de cette partie peut s'écrire comme la sortie de l'amplificateur pondérée par un facteur qui dépend de son historique à long terme :

$$\tilde{X}_b(t) = \tilde{f}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{Y}(t) \quad \text{Équation II-27}$$

L'équation en boucle fermée s'écrit alors comme suit :

$$\tilde{Y}(t) = \frac{\tilde{f}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{X}(t)}{1 - \tilde{f}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{f}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t)} \quad \text{Équation II-28}$$

Si l'on considère que le gain de boucle $\tilde{f}_{LT}(\cdot) \cdot \tilde{f}_{CT}(\cdot)$ est faible devant l'unité, alors on obtient la forme plus simple suivante :

$$\begin{cases} \tilde{Y}(t) \cong \tilde{Y}_1(t) \cdot \tilde{Y}_2(t) \\ \tilde{Y}_1(t) = \tilde{f}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{X}(t) \\ \tilde{Y}_2(t) = 1 + \tilde{f}_{LT}(|\tilde{X}(t)|, t) \cdot \tilde{f}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, t) \end{cases} \quad \text{Équation II-29}$$

Où $\tilde{Y}_1(t)$ est la réponse de l'amplificateur court terme et $\tilde{Y}_2(t)$ est un terme de modulation qui contient à la fois les dynamiques à long et court terme.

On remarque que le terme $\tilde{Y}_2(t)$ dépend uniquement du module du signal d'entrée et non de la phase. Ce terme va être représenté par un modèle à réponse impulsionnelle pour prendre en compte la dynamique à long terme.

$$\tilde{Y}_2(t) = 1 + \int_0^{Tm} \tilde{h}_{FB}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau) \cdot |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \quad \text{Équation II-30}$$

A partir des expressions précédentes, on peut définir le terme $\tilde{Y}_1(t)$ comme :

$$\tilde{Y}_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot |\tilde{X}(\Omega)| \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad \text{Équation II-31}$$

La procédure d'identification se passe en deux phases. La première phase consiste à extraire le noyau à court terme $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{X}(t)|, \Omega)$, l'extraction de ce noyau est réalisée à l'aide d'un signal CW comme dans le cas du modèle de Volterra un noyau. La deuxième phase consiste à extraire la réponse non linéaire $\tilde{h}_{FB}(|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau)$ à l'aide soit d'un échelon d'Heaviside d'amplitude variable modulant une porteuse fixe à ω_0 soit d'une modulation sinusoïdale de faible amplitude [21], comme dans le cas du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire.

Cette formulation permet de donner une bonne représentation des effets de mémoire à la fois HF et BF, c'est à ce jour le modèle le plus abouti.

IV. Modèles Comportementaux Bilatéraux

Ces modèles ont une utilité lorsque l'amplificateur ne fonctionne pas sous ses impédances optimales (50 Ohms) comme l'illustre la figure suivante :

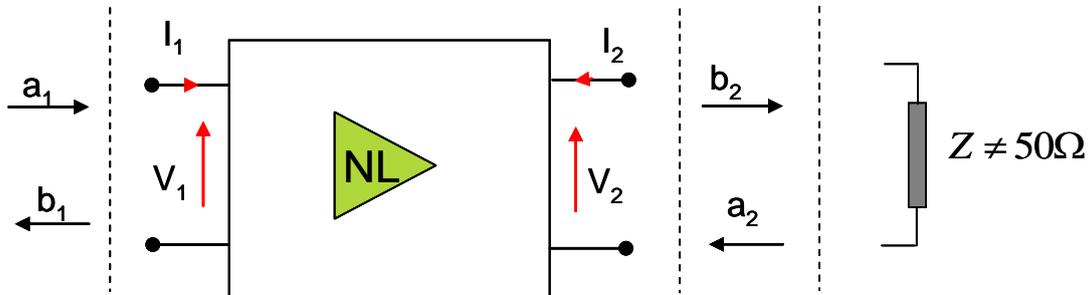


Figure II-19 Représentation d'un amplificateur de puissance bilatéral

Dans ce cas, deux fonctions non linéaires reliant les ondes de puissances incidentes et réfléchies sont à modéliser :

$$b_1 = f_{NL1}(a_1, a_2)$$

Équation II-32

$$b_2 = f_{NL2}(a_1, a_2)$$

Les relations entre les ondes de puissances et courants / tensions aux accès i sont :

$$a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}} \quad b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{\sqrt{2(Z_0 + Z_0^*)}}$$

Équation II-33

IV.1. Réseaux de neurones

Ces sont des outils mathématiques généraux qui sont appliqués dans plusieurs domaines et qui démontrent leur capacité à représenter un système non linéaire.

Un réseau des neurones est structuré en plusieurs couches, chacune contenant un nombre variable de neurones devant traiter l'information provenant des n neurones de la couche précédente. Les réseaux des neurones peuvent en théorie «apprendre» et «généraliser» une relation multidimensionnelle, à partir d'une base de données :

$$y = f(x_0, x_1, \dots, x_n)$$

Équation II-34

La figure suivante illustre le principe de fonctionnement d'un neurone i traitant directement le vecteur $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ associé au signal. Un tel neurone appartient alors à la première couche du réseau.

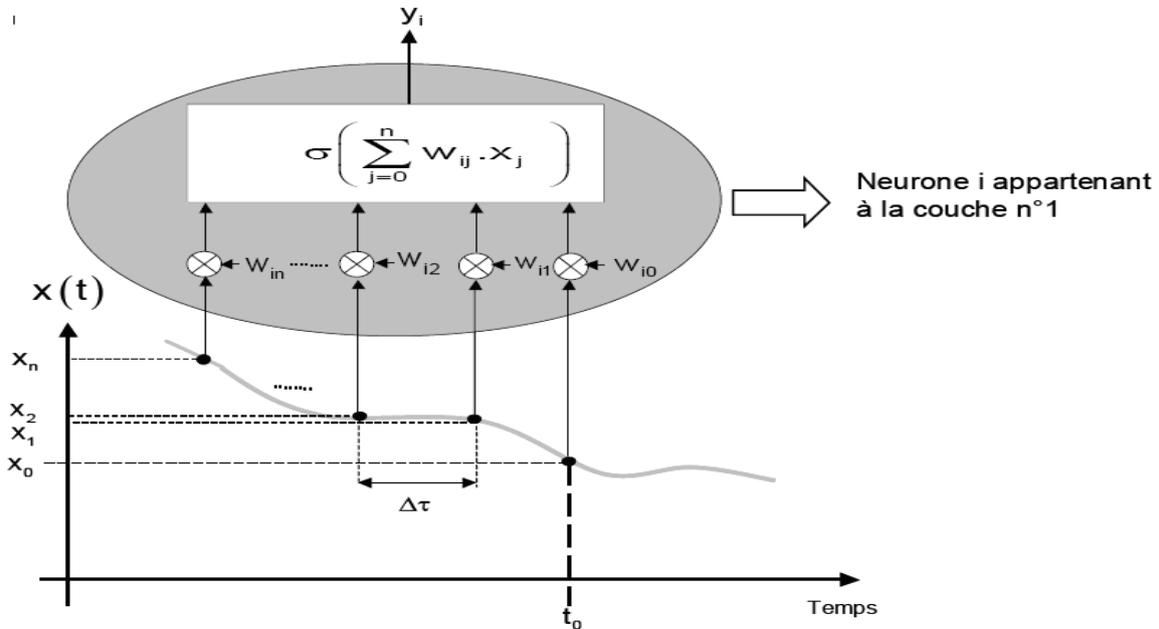


Figure II-20 Fonctionnement d'un réseau de neurones

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

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

L'application d'un réseau de neurones sur un amplificateur de puissance bilatéral conduit de définir les relations des entrées et sorties sous la forme des courants et tensions [22] :

$$\begin{cases} i_{1re}(t) = f_{NL1}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t)) \\ i_{1im}(t) = f_{NL2}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t)) \\ i_{2re}(t) = f_{NL3}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t)) \\ i_{2im}(t) = f_{NL4}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t)) \end{cases}$$

Équation II-35

Ce formalisme est dans le cas d'application d'un amplificateur de puissance sans mémoire, mais pour prendre en compte les effets de mémoire haute fréquence, il faut

introduire l'écart à la fréquence de porteuse Ω dans les équations des réseaux de neurones, la formule sera la suivante :

$$\begin{cases} i_{1re}(t) = f_{NL1}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t), \Omega) \\ i_{1im}(t) = f_{NL2}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t), \Omega) \\ i_{2re}(t) = f_{NL3}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t), \Omega) \\ i_{2im}(t) = f_{NL4}(v_{1re}(t), v_{1im}(t), v_{2re}(t), v_{2im}(t), \Omega) \end{cases} \quad \text{Équation II-36}$$

Mais pour la prise en compte des effets de mémoires, la forme du réseau de neurones devient très compliquée car il faut introduire la dépendance au temps sur la durée de mémoire considérée [23] [24] :

$$\begin{cases} i_{1re}(t) = f_{NL1} \left(v_{1re}(t), \dots, v_{1re}(t-m\Delta\tau), v_{1im}(t), \dots, v_{1im}(t-m\Delta\tau), v_{2re}(t), \dots \right. \\ \left. , v_{2re}(t-n\Delta\tau), v_{2im}(t), \dots, v_{2im}(t-n\Delta\tau) \right) \\ i_{1im}(t) = f_{NL2} \left(v_{1re}(t), \dots, v_{1re}(t-m\Delta\tau), v_{1im}(t), \dots, v_{1im}(t-m\Delta\tau), v_{2re}(t), \dots \right. \\ \left. , v_{2re}(t-n\Delta\tau), v_{2im}(t), \dots, v_{2im}(t-n\Delta\tau) \right) \\ i_{2re}(t) = f_{NL3} \left(v_{1re}(t), \dots, v_{1re}(t-m\Delta\tau), v_{1im}(t), \dots, v_{1im}(t-m\Delta\tau), v_{2re}(t), \dots \right. \\ \left. , v_{2re}(t-n\Delta\tau), v_{2im}(t), \dots, v_{2im}(t-n\Delta\tau) \right) \\ i_{2im}(t) = f_{NL4} \left(v_{1re}(t), \dots, v_{1re}(t-m\Delta\tau), v_{1im}(t), \dots, v_{1im}(t-m\Delta\tau), v_{2re}(t), \dots \right. \\ \left. , v_{2re}(t-n\Delta\tau), v_{2im}(t), \dots, v_{2im}(t-n\Delta\tau) \right) \end{cases}$$

Équation II-37

Les réseaux de neurones sont définis par leur capacité à prendre en compte les informations de n'importe quel système (linéaire, non linéaire). Malheureusement la problématique réside dans la difficulté à identifier l'ensemble des paramètres du réseau lors de la phase d'apprentissage. L'algorithme d'optimisation utilisé nécessite de très nombreuses mesures afin de déterminer la structure et les paramètres du réseau (qualité d'interpolation, et d'extrapolation du réseau). Ces difficultés d'approximation surviennent lorsque les entrées / sorties sont multidimensionnelles. L'obtention d'une solution générale présuppose alors un dimensionnement précis du problème originel. En conséquence des soucis de prédictibilité émergent pour les applications appartenant à des classes de signaux très différentes de celles utilisées pour l'identification.

IV.2. Paramètres S non linéaire

Les dispositifs linéaires se caractérisent par les paramètres S linéaires [25] :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-38}$$

Où \tilde{a} et \tilde{b} sont les ondes de puissance incidentes et réfléchies aux accès. Ce formalisme ne s'applique pas aux dispositifs non linéaires. Wiener et Naditch [26] ont défini la première fois la notion des paramètres S non linéaire en utilisant la formulation des séries de Volterra. J.Verspecht [27] à introduit la notion des paramètres S fort signal, c'est une forme plus complète des paramètres S appliquée aux dispositifs non linéaires :

$$\begin{cases} B_{1,k} = F_{1,k}(A_{1,1}, \dots, A_{1,n}, A_{2,1}, \dots, A_{2,n}) \\ B_{2,k} = F_{2,k}(A_{1,1}, \dots, A_{1,n}, A_{2,1}, \dots, A_{2,n}) \end{cases} \quad \text{Équation II-39}$$

Après développement, l'équation générale est :

$$B_{m,k}^N = \sum_{n,h} S_{mn,kh}(A_{1,1}^N) A_{n,h}^N + \sum_{n,h} S'_{mn,kh}(A_{1,1}^N) A_{n,h}^{N*} \quad \text{Équation II-40}$$

Où A^* désigne le conjugué de A

S et S' sont les paramètres S non linéaires, N signifie que les ondes sont référencées par rapport à la phase de $A_{1,1}$. K et h représentent l'ordre d'harmonique associé respectivement à m et n. Par exemple, $S_{22,21}$ désigne le paramètre S_{22} associé pour B_2 à l'harmonique 2 et pour A_2 à l'harmonique 1.

Dans le cas où la mémoire n'est pas prise en compte, la formulation est la suivante :

$$\begin{cases} \tilde{b}_1 = f_{NL1}(\text{Re}(\tilde{a}_1), \text{Im}(\tilde{a}_1), \text{Re}(\tilde{a}_2), \text{Im}(\tilde{a}_2)) \\ \tilde{b}_2 = f_{NL2}(\text{Re}(\tilde{a}_1), \text{Im}(\tilde{a}_1), \text{Re}(\tilde{a}_2), \text{Im}(\tilde{a}_2)) \end{cases} \quad \text{Équation II-41}$$

Soit sous forme vectorielle :

$$\tilde{b}_i = f_{NLi}(\tilde{a}_1, \tilde{a}_1^*, \tilde{a}_2, \tilde{a}_2^*) \quad \text{avec } i=1, 2 \quad \text{Équation II-42}$$

F.X Estagerie [28] a utilisé ce formalisme avec une approximation de Taylor au premier ordre.

En considérant l'amplificateur de puissance comme un système invariant et \tilde{a}_1 comme la référence de phase, le modèle s'écrit finalement :

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1 \\ \tilde{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{1total}(\tilde{a}_1) & S_{12}(\tilde{a}_1) \\ S_{2total}(\tilde{a}_1) & S_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{a}_1 \\ \tilde{a}_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^\Delta(\tilde{a}_1) \\ 0 & S_{22}^\Delta(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^* \\ \tilde{a}_2^* \end{pmatrix} \quad \text{Équation II-43}$$

Avec :

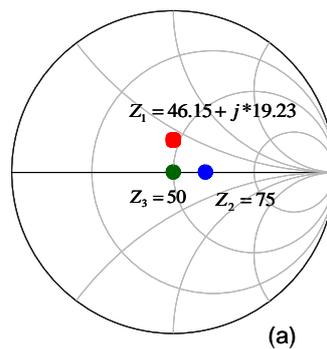
$$S_{i1total}(\tilde{a}_1) = S_i^0(\tilde{a}_1) + S_{i1}(\tilde{a}_1) + S_{i1}^\Delta(\tilde{a}_1) \quad \text{Équation II-44}$$

La limitation de ce modèle (implémenté dans ADS sous la forme d'un FDD) est son caractère statique valable à la fréquence considérée.

En revanche, l'extraction de ce modèle est extrêmement simple, par mesure des ondes de puissance du dispositif $(\tilde{a}_i, \tilde{b}_i)$. C'est un système de deux équations à six inconnues $(S_{11}, S_{12}, S_{12}^\Delta, S_{21}, S_{22}, S_{22}^\Delta)$ et il suffit de 3 conditions différentes de charge pour le résoudre [29] (Il est préférable de choisir les 3 points de charge suivant l'hypothèse que $\tilde{a}_2 \approx 0$).

Ce modèle a été implémenté dans l'environnement de simulation système (Scilab/Scicos) et circuit (ADS).

Voici l'exemple d'un amplificateur de puissance bande S défini précédemment, où on applique le modèle des paramètres S non linéaires pour des impédances à TOS 1.5. Une simulation EH 1 ton, sur les trois impédances d'extraction permet de comparer le gain estimé du modèle avec celui du circuit.



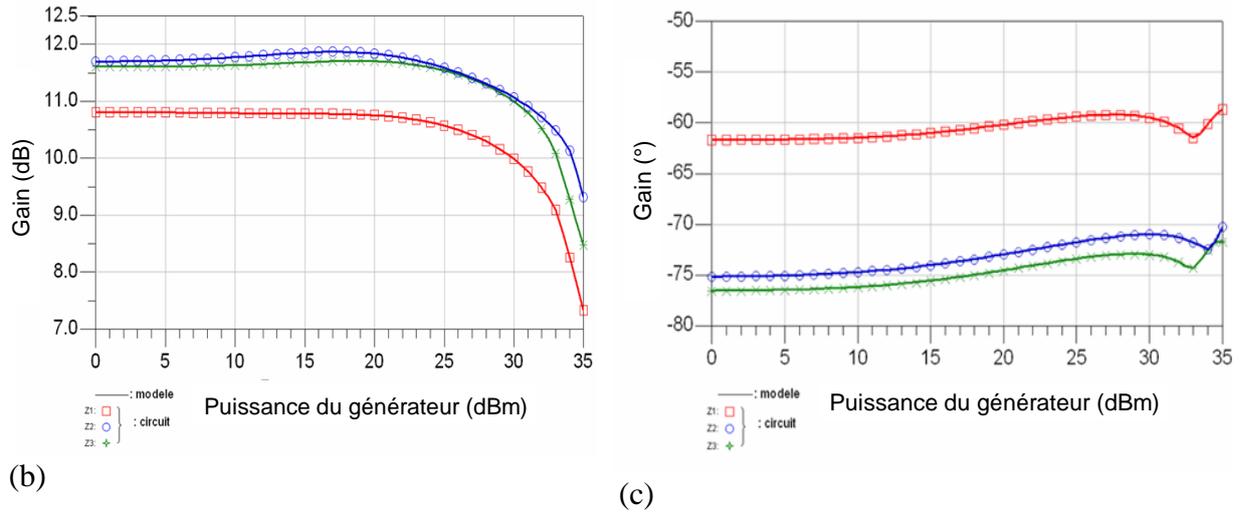


Figure II-21 validation du modèle (S_{nl}) sur les points d'extraction, (a) : positionnement des impédances d'extraction sur l'abaque de Smith, (b) module du gain en dB, (c) : phase du gain en degrés.

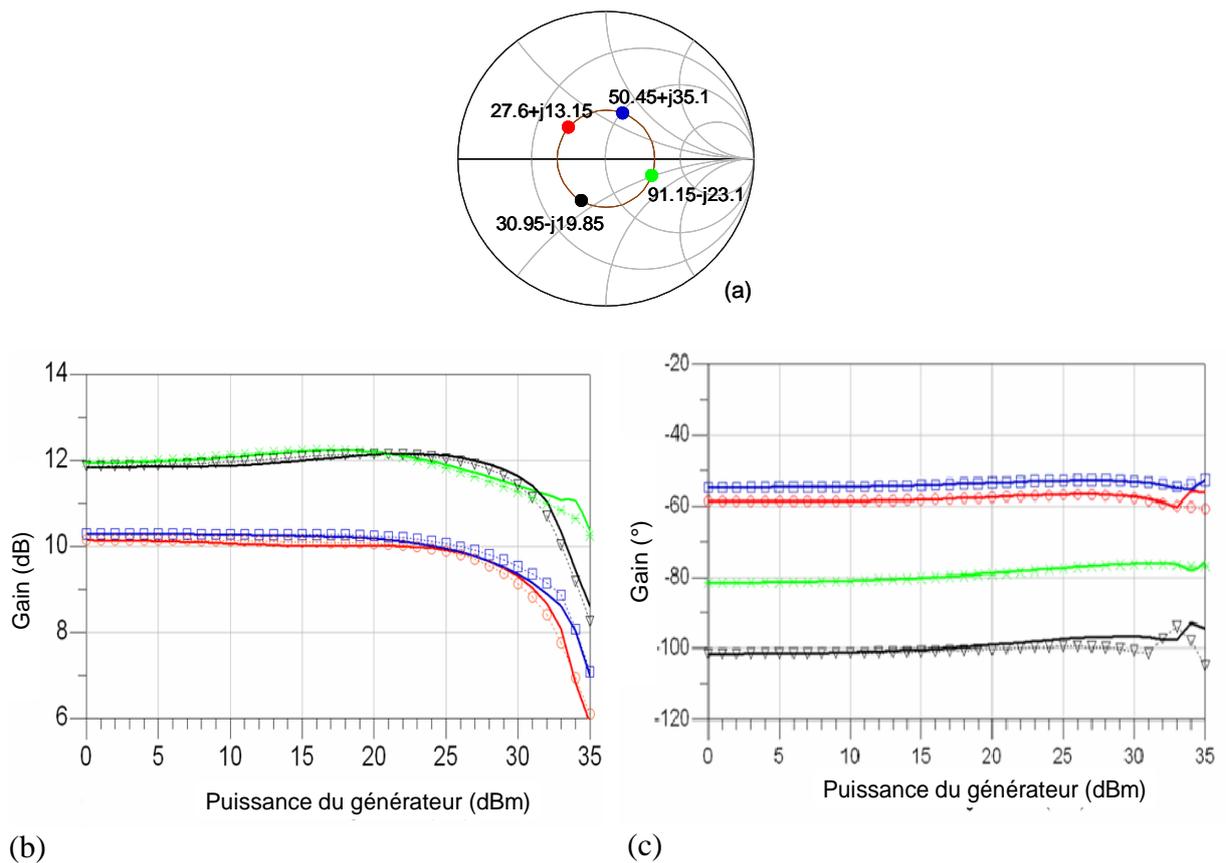


Figure II-22 validation du modèle (S_{nl}) sur TOS 2, (a) : positionnement des impédances de test sur l'abaque de Smith, (b) : module du gain en dB, (c) : phase du gain en degrés.

Ces courbes montrent que les variations du gain sont importantes pour un TOS 2 et soulignent l'importance des effets de désadaptation sur les caractéristiques d'un amplificateur. Ces résultats permettent également de conclure que le modèle parvient à retranscrire correctement ces effets et permet ainsi de valider le principe de la modélisation des parties actives à l'aide des paramètres [S] non linéaire.

Nous évaluons maintenant le modèle pour quatre impédances à un TOS 3.

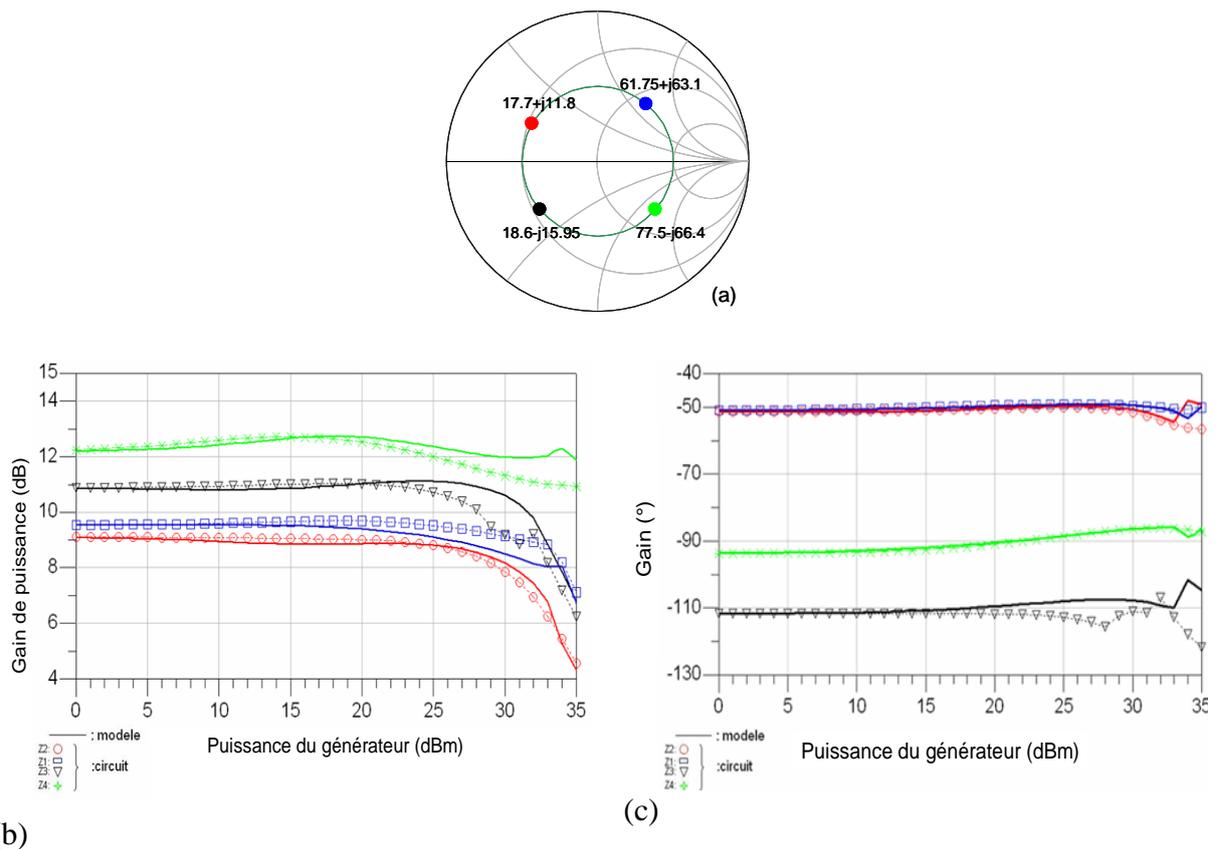


Figure II-23 Validation du modèle sur TOS=3, (a) : positionnement des impédances de test sur l'abaque de Smith, (b) : Gain en dB, (c) : Gain en degrés.

Pour ce circuit, à partir du TOS 3, on commence à entrevoir la limitation due au développement d'ordre 1.

V. Conclusion

Nous avons introduit dans ce chapitre les méthodes de modélisation comportementale pour les amplificateurs de puissance.

A ce jour les modèles les plus aboutis sont les approches de Volterra dynamiques tronquées à l'ordre 1 qui permettent de représenter les phénomènes de mémoire haute et basse fréquence. Ils possèdent de bonnes aptitudes pour reproduire le comportement du circuit avec des procédés d'extraction à partir de signaux simples. Ils ont enfin le souci d'une efficacité numérique (calcul rapide & volume mémoire faible), point prioritaire pour la simulation système. Ces modèles sont unilatéraux et destinés à des environnements classiques de type Data Flow.

Les simulateurs systèmes de type Control Flow permettent maintenant d'introduire des modèles comportementaux bilatéraux ce qui particulièrement intéressant, par exemple pour le cas des antennes agiles.

Le formalisme des pseudos paramètres S non linéaire permet d'apporter une solution pour représenter le comportement statique bilatéral d'un amplificateur de puissance.

Le chapitre suivant considère le cœur de ce travail sur la définition de modèles bilatéraux associés à des systèmes MIMO à la fois pour des applications systèmes et circuits.

VI. Bibliographie

[1] A.Bennadji, A.Soury, E.Ngoya and R.Quere

« *Implementation of behavioral models in system simulator and RF circuit/system cosimulation* », INMMC Workshop, Aveiro, Portugal, January 2006.

[2] J.C. Pedro and S.A. Maas.

« *A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power Amplifier Behavioral Modeling Approaches* », IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques, vol.53. N°4, pp 1150-1163, April 2005.

[3] J.J.Raoux

« *Modélisation non linéaire des composants électroniques : du modèle analytique au modèle tabulaire paramétrique* » Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 9-95, Mars 1995.

[4] H. Chéhadé

« *Modélisation des composants microélectroniques non linéaires par série de Volterra à noyaux dynamiques, pour la CAO des circuits RF et microondes* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 62-98, Décembre 1998.

[5] Y. Harkous

« *Applications des Réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaire* », Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, N° d'ordre 59-98

[6] H.B. Poza and Al.

« *A wideband datalink computer simulation model* », Proc NAECON conf.1975.

[7] Adel A.M. Saleh

« *Frequency independent and frequency dependent models of TWTA amplifiers* », IEEE Transactions on communication, Vol.com-29, N°11, pp.1715-1720, Nov 1981.

[8] Mohammed Taher Abuelma'ati

« *Frequency dependent non linear quadrature model for TWT amplifiers* », IEEE transactions on communication, Vol.com 32, N°8, PP.982-986, Aug 1984.

[9] W.Bosch and G.Gatti

« *Measurement and Simulation of Memory effects in predistortion linearizers* », IEEE Transactions on Microwave theory and techniques, Vol 37, N°12, pp.1885-1890, Dec 1989.

[10] V.Volterra

« *Theory of functionals and of integral of integro-differential equations* », Dover Publications, Inc., N.Y. 1958.

[11] N. Wiener

« *Nonlinear problems in random theory* », The Technology press, M.I.T. and John Wiley and sons, Inc., N.Y. 1958.

[12] N.le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J.M.Nebus, E .Ngoya

« *A novel measurement method for the extraction of dynamic Volterra kernels of Microwave power amplifiers* », European Microwave Week, GaAs Conference, Oct 2000 Paris.

[13] M.Asdente, M.C. Paccussi, A.M. Rica

« *Modified Volterra Wiener functional method for highly non linear systems* », Alta Frequenza, Vol XLV, N°12, pp 756-759, Dec 1976.

[14] F. Filicori, V.A. Monaco and Al

« *Mathematical Approach to electron device modeling for non linear microwave circuit design : state of art and present trends* », Invited Paper, European Transactions on Telecommunications, Vol 1, N° 6, pp 641-654, Nov 1990.

[15] N. LeGallou, E.Ngoya, H.Buret, D.Barataud, J.M.Nebus

« *An Improved Behavioral Modeling technique for high power amplifiers with memory* », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp 983-986, Phoenix, 2001.

[16] N.LeGallou, E.Ngoya, D.Barataud, J.M.Nebus

« Behavioural Modeling of power amplifiers for accurate wide band system simulation », paper 7, Workshop Going Beyond S parameters, 31st European Microwave Conference EUMC, London, 2001.

[17] J.Bartkovjak, M. Karovicova

« Approximation by rational functions », Measurement science review, Volume 1, Number 1, 2001.

[18] A.Soury and Al

« Measurement based modeling of power amplifier for reliable design of modern communication systems », IEEE MTT-S International Microwave symposium Digest CD-Rom, Philadelphia, June 2003.

[19] 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, pp. 853-856, Seattle 2002.

[20] 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, Bilabo, Octobre 2004.

[21] 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, 2008

[22] E.Ngoya, J.Rousset, P.Reig, N.LeGallou, Y.Harkous, and D.Barataud

« A new behavioural model for microwave and RF SSPA taking into account inter stage mismatch, using artificial wavelet neural networks », in 28th European Microwave Week, 1998, pp 119-122.

[23] J.Xu, M.Yagoub, R.Ding, and Q.J.Zhang

« Neural based dynamic modelling of non linear microwave circuits », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 50, N°12, pp 2769-2780, December 2002.

[24] J.Wood, J.Horn, and D.E.Root

« Extending static models by using time series to identify the dynamical behaviour », in IEEE MTTT International Microwave Symposium Digest, 2005.

[25] K.Kurokawa

« Power waves and Scattering Matrix », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, pp 194-202, March 1965.

[26] D.Wiener and J.Naditch

« A Scattering Variable Approach to the Volterra Analysis of Non Linear Systems », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 24, N°7, pp 422-433, July 1976.

[27] J. Verspecht

« Scattering function for non linear Behavioral Modeling in the frequency domain », in fundamentals of Nonlinear Behavioral Modelling: Foundations and Applications Workshop, IEEE MTTT International Microwave Symposium Digest, 2003.

[28] F.X. Estagerie

« Implementation of a Behavioral Model of SSPAs taking into account mismatches for efficient system simulation of Modern AESA », ASIA PACIFIC Microwave Conference, Bangkok, December 2007.

[29] A.Soury, E.Ngoya, and J.Rousset

« Behavioral Modelling of RF and microwave circuit blocs for hierarchical simulation of modern transceivers », in IEEE MTTT International Microwave symposium Digest, pp 978-981, 2005.

Chapitre III

Simulation temporelle Circuit/Systeme du HPA

I. Introduction

Nous avons vu dans le premier chapitre les différentes techniques de simulation circuit (IT, EH, TE). Parmi ces approches, seul le Transitoire d'Enveloppe permet de considérer un stimuli comprenant la modulation et d'évaluer les performances du circuit sur des critères « systèmes » tels que l'EVM, l'ACPR voir le TEB par cosimulation...

Dans le calcul du transitoire d'enveloppe et malgré les progrès réalisés par l'apport des méthodes de Krylov sur la partie EH qui permet de limiter le volume mémoire dans le cas de circuits complexes (mélangeurs, circuits intégrés), des problèmes de convergence subsistent en présence de lignes de transmission ou de sous-circuits représentés par des [S]. En pratique, suivant la fréquence d'utilisation et pour des circuits fortement non linéaires comme les amplificateurs de puissance, la méthode d'EH devrait considérer un nombre d'harmonique élevé ce qui nécessite des modèles validés à des fréquences très élevées (100 GHz).

De plus l'utilisation de [S] pour décrire le sous circuits passifs (issus de simulations EM) conduit à des problèmes de précision dans l'évaluation du transitoire qui se traduisent par une divergence de la méthode.

De ce fait, sur des amplificateurs de puissance il est souvent difficile d'accéder aux performances réelles du circuit lors de la phase de conception mais seulement au travers d'une instrumentation et à partir de modules réalisés ce qui ne permet pas une spécification juste de ses caractéristiques. Ce chapitre s'intéresse donc à la modélisation comportementale des systèmes MIMO représentés par une matrice de description [S] dans le domaine fréquentiel, à la fois pour des applications circuits (convergence en TE) mais également au niveau système.

Dans la première partie nous introduisons la méthode du VF qui permet de déterminer une représentation stable en pôles et résidus de la fonction de description utilisée (Y, S, Z,...) et donnons le principe d'une synthèse équivalente à partir d'éléments simples R, L et C qui permet d'assurer la convergence de l'algorithme du TE. Deux circuits seront présentés pour valider l'approche sur des signaux réels Radar et Télécom.

La deuxième partie considère la représentation au niveau système des systèmes MIMO, ceci afin de donner une représentation comportementale implicite en temporel d'enveloppe compatible avec l'environnement Scilab/Scicos. Nous donnerons le principe du calcul de la réponse impulsionnelle à partir des pôles/résidus issus de l'approximation rationnelle (VF) et son implémentation via le langage Modelica. Nous montrerons l'intérêt de

cette approche pour l'implémentation efficace de modèles bilatéraux quel que soit le nombre d'accès considérés (charge, filtre, circulateur, ...). Nous donnerons trois exemples de validation (1 port, 2 ports, 7 ports) et conclurons sur les perspectives d'application de ce travail pour l'implémentation du modèle topologique dans un environnement système.

II. Simulation comportementale au niveau circuit

II.1. Modélisation des parties passives, techniques du Vector Fitting

II.1.1. Principe général :

La technologie des dispositifs à haute fréquence exige que les modèles réduits doivent être précis dans des intervalles de fréquence extrêmement larges.

L'identification de la réponse dans le domaine fréquentiel a été initialement adressé dans le domaine de l'automatique (Levy 1959 [1], Sanathanan-Koerner 1963 [2]), mais également pour la synthèse et la conception de filtres (Shaw 1995 [3]) et la stabilité en régime fort signal de circuits HF [4].

L'algorithme itératif « Vector Fitting » (VF) a été introduit en 1996 par Gustavsen et Sleymen pour l'analyse de réseaux électriques. C'est une reformulation de l'algorithme de Sanathanan-Koerner qui permet l'identification d'un modèle d'état à partir des réponses en fréquence mesurées ou calculées, pour des systèmes MIMO. Le résultat d'approximation garantit des pôles stables et donc la stabilité du modèle temporel associé. VF est actuellement l'algorithme d'approximation rationnelle le plus robuste et efficace, c'est un algorithme linéaire constitué par deux étapes linéaires, l'identification des pôles et l'identification des résidus [5] [6].

L'algorithme VF effectue l'approximation rationnelle d'une réponse fréquentielle $f(s)$ sous la forme suivante :

$$f(s) \approx \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + d + s.e \quad \text{Équation III-1}$$

Où a_m , c_m sont les pôles et résidus (inconnues du problème), d et e sont optionnels et généralement mis à zéro (sauf si $f(s)$ présente un comportement linéaire).

L'algorithme considère deux étapes, l'identification des pôles et celle des résidus, par la résolution d'un problème linéaire au sens des moindres carrés.

II.1.2. Identification des pôles

La résolution du problème d'identification des pôles exige la spécification d'un nombre de pôles initiaux $\{\bar{a}_m\}$ dans l'algorithme de calcul du VF, qui seront modifiés itérativement. Sachant que $\{\bar{a}_m\}$ apparaît au dénominateur, l'approximation rationnelle est un problème non linéaire délicat et souvent mal conditionnés. Plutôt que de travailler directement sur $f(s)$, on initialise ici une fonction intermédiaire $\sigma(s)$ de même ordre et postulant que $\sigma(s)f(s)$ a les mêmes pôles que $f(s)$:

$$\sigma(s) = \sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} + 1 \quad \text{Équation III-2}$$

$$\sigma(s)f(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + s.e \quad \text{Équation III-3}$$

Par combinaison, il vient :

$$\sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + s.e = \left(\sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} + 1 \right) f(s)$$

$$\text{Et } f(s) = \left(\sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + s.e \right) - \left(\sum_{m=1}^N \frac{\tilde{c}_m}{s - \bar{a}_m} f(s) \right) \quad \text{Équation III-4}$$

Chaque équation est maintenant linéaire où les inconnues c_m , \tilde{c}_m , d et e représentent le vecteur x et s_k la k ème fréquence :

$$A_k x = b_k \quad \text{Équation III-5}$$

$$\text{avec } \begin{cases} A_k = \left(\frac{1}{s_k - \bar{a}_1} & \dots & \frac{1}{s_k - \bar{a}_N} & 1 & s_k & \frac{-f(s_k)}{s_k - \bar{a}_1} & \dots & \frac{-f(s_k)}{s_k - \bar{a}_N} \right) \\ x = (c_1 \quad \dots \quad c_N \quad d \quad e \quad \tilde{c}_1 \quad \dots \quad \tilde{c}_N) \\ b_k = f(s_k) \end{cases}$$

Ce qui nous donne un système linéaire sous la forme suivante :

$$Ax = b$$

La solution de ce système est réalisée par la méthode des moindres carrés.

On peut écrire les deux fonctions $\sigma(s)$ et $\sigma(s)f(s)$ sous la forme d'un rapport de deux polynômes en fréquence:

$$\sigma(s)f(s) = e. \frac{\prod_{m=1}^{N+1}(s - z_m)}{\prod_{m=1}^N(s - \bar{a}_m)} \quad \text{Équation III-6}$$

$$\sigma(s) = \frac{\prod_{m=1}^{N+1}(s - \tilde{z}_m)}{\prod_{m=1}^N(s - \bar{a}_m)} \quad \text{Équation III-7}$$

Finalement, on obtient la forme suivante pour $f(s)$ à partir des équations 6 et 7:

$$f(s) = \frac{\sigma(s)f(s)}{\sigma(s)} = e. \frac{\prod_{m=1}^{N+1}(s - z_m)}{\prod_{m=1}^N(s - \tilde{z}_m)} \quad \text{Équation III-8}$$

Cette dernière équation indique que les pôles de $f(s)$ sont égaux aux zéros de $\sigma(s)$, et les pôles originaux $\{\bar{a}_m\}$ initiaux sont éliminés car choisis égaux pour $\sigma(s)f(s)$ et $\sigma(s)$.

Le calcul des pôles de $f(s)$ sont fait par calcul matriciel des valeurs propres de la matrice suivante (Annexe A) :

$$H = A - b\tilde{c}^T \quad \text{Équation III-9}$$

Où A est une matrice diagonale contenant les pôles de départ, b un vecteur colonne « unité » et \tilde{c}^T un vecteur ligne contenant les résidus de $\sigma(s)$.

II.1.3. Identification des zéros

Cette étape prend les pôles déterminés dans le paragraphe précédent et calcule les résidus de la fonction suivante :

$$f(s) \approx \left(\sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - \bar{a}_m} + d + s.e \right) \quad \text{Équation III-10}$$

Le problème est également résolu par un système linéaire au sens des moindres carrés :

$$Ax = b \quad \text{Équation III-11}$$

Où le vecteur x contient les inconnues c_m , d et e .

$$A_k = \left(\begin{array}{cccc} 1 & \cdots & 1 & 1 \\ s_k - \bar{a}_1 & & s_k - \bar{a}_N & s_k \end{array} \right) \quad \text{Équation III-12}$$

La précision du résultat final et la possibilité d'une convergence rapide est obtenue selon le choix de l'ensemble des pôles initiaux. Un pôle réel est utilisé avec succès dans le cas d'une fonction fréquentielle linéaire, en présence de résonances des pôles complexes conjugués.

II.1.4. Passivité

L'identification brutale des paramètres S , Y et Z (même en considérant seulement les pôles à partie réelle positive) pourrait ne pas satisfaire la propriété de passivité et conduire à des réponses temporelles divergentes, d'où l'importance de ce processus dans l'algorithme utilisé [7] [8] [9] pour assurer le bon fonctionnement du modèle.

D'un point de vue mathématique, la propriété de passivité est définie si le circuit absorbe la puissance quel que soit la tension et la fréquence considérée.

Dans le domaine fréquentiel, on définit classiquement un élément par sa matrice admittance Y :

$$i = Y.v \quad \text{Équation III-13}$$

Pour chaque vecteur complexe v on définit la puissance absorbée (où $*$ signifie conjugué et transposé) :

$$P = \text{Re}\{v^* Y v\} = \text{Re}\{v^* (G + jB) v\} = \text{Re}\{v^* G v\} \quad \text{Équation III-14}$$

P est positif que si les valeurs propres de G sont positives, le critère de passivité est défini par $G = \text{Re}\{Y\}$ est positif.

La mise en application de la passivité par un modèle pôles/résidus générée par VF, où les pôles et résidus sont de réels ou complexes conjugués est obtenue par transformation du modèle pôles / résidus en un modèle d'état.

$$S_{data}(s) = \sum_{m=1}^N \frac{c_m}{s - a_m} + D = C(sI - A)^{-1}B + D \quad \text{Équation III-15}$$

Ce modèle est passif si toutes les valeurs singulières σ_i de S sont inférieures à l'unité, à toutes les fréquences $s = j\omega$. La décomposition de S en valeurs singulières sera :

$$S(s) = U(s)\Sigma(s)V^*(s) \quad \text{Équation III-16}$$

Et alors $\sigma_i(s) < 1$ si $i=1,2, \dots,n$.

Le nombre des valeurs singulières n est égale au nombre de ports.

Σ est une matrice diagonale contenant les valeurs propres.

Les valeurs singulières de S(s) sont obtenues par calcul matriciel des valeurs propres de la matrice H.

$$H = \begin{bmatrix} 0 & S^* \\ S & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Équation III-17}$$

Le but est d'avoir une perturbation minimale ΔS du modèle pour que la contrainte de passivité soit réalisée, ce procédure d'obliger la passivité est passe par calcule de S à la violation maximum, puis décomposition de S en $[U, \Sigma, V]$, calcule du premier ordre de perturbation, et diagonaliser le matrice des résidus, et finalement réduit l'équation des contraintes.

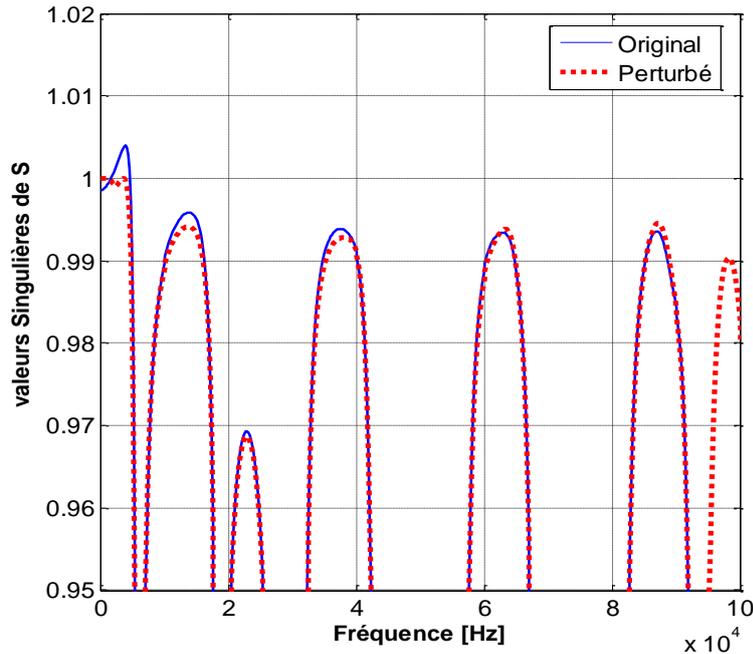


Figure III-1 Résultats avant et après passivité

II.1.5. Choix des pôles initiaux

Le positionnement des pôles initiaux de « VF » est important pour déterminer une solution précise et diminuer le nombre d'itérations requis. Plus les pôles sont éloignés de leur position finale, plus il y aura d'itérations pour converger. Il faut donc que les pôles initiaux soient choisis dans la bande de fréquence considérée, une grande différence entre les pôles initiaux et les pôles finaux peut entraîner une grande variation entre $\sigma(s)$ et $\sigma(s)f(s)$, et un résultat peu précis par la méthode des moindres carrés.

Pour réduire le nombre d'itérations, il faut choisir les pôles initiaux en paires complexes conjugués (avec une faible atténuation) et linéairement espacés dans la bande considérée. Dans certaines applications, un choix différent peut être avantageux, par exemple pour la modélisation de lignes de transmission où il est connu que les pôles sont réels et espacés logarithmiquement. Le choix des pôles est donc primordial pour assurer une convergence rapide.

Généralement un pôle est associé à une résonance, pour cela et pour assurer un bon déplacement des pôles et un résultat précis, on choisit un positionnement des pôles selon la variation de la phase, ou selon le nombre de résonances visibles sur la réponse à étudier. Dans

la figure suivante, nous avons tracé l'erreur obtenue suivant le nombre d'itérations nécessaires et pour différents choix des pôles initiaux.

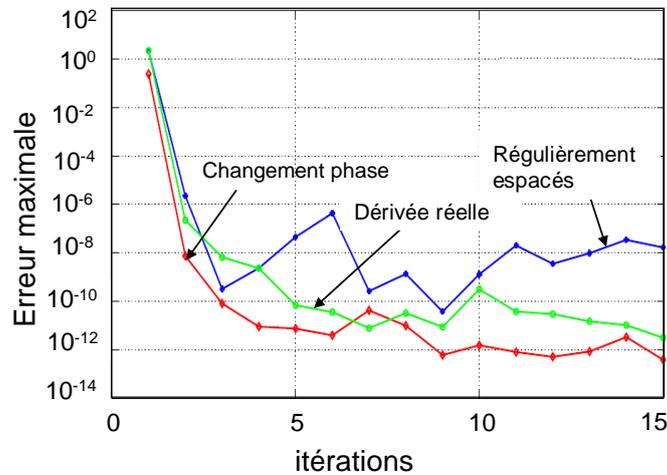


Figure III-2 Comparaison entre trois types de choix des pôles initiaux

On vérifie bien que le meilleur conditionnement revient à positionner les pôles initiaux sur les sauts de phase de la fonction à modéliser.

II.1.6. Application

Toutes les routines du VF sont programmées et implémentées dans Matlab et disponibles gratuitement [10].

Voici l'application sur le distributeur d'un amplificateur de puissance bande X contenant deux étages issus de la technologie HBT d'UMS. Le distributeur de cet amplificateur de puissance est constitué de 7 ports, c'est un distributeur 1 vers 4 comprenant deux entrées DC pour la polarisation de la base des transistors du 1^{er} étage.

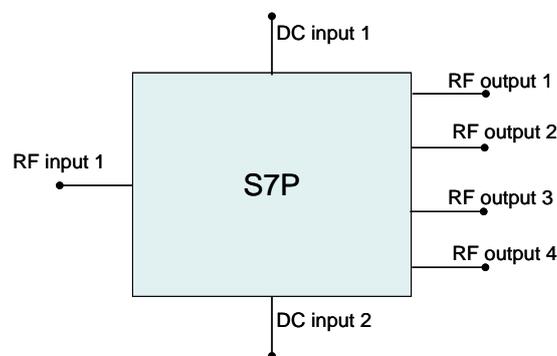


Figure III-3 Distributeur d'entrée (7 ports)

Un ordre de 38 est un bon choix pour représenter fidèlement la matrice S sur une bande de 40 GHz. Les résultats suivants présentent dans ces conditions la comparaison des paramètres S du distributeur obtenus par « VF » et les résultats originaux en module et phase (issus d'ADS).

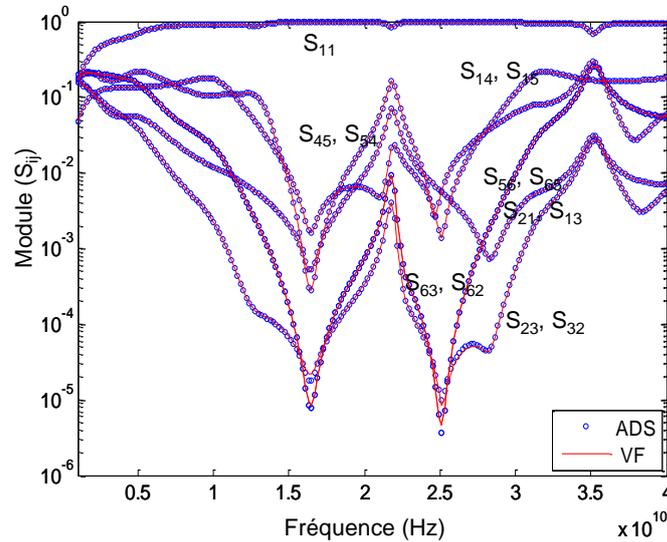


Figure III-4 Module des S_{ij} en fréquence issus d'une simulation circuit sous ADS (symboles) et du modèle pôle / résidu sous VF (trait plein), ordre d'approximation VF = 38.

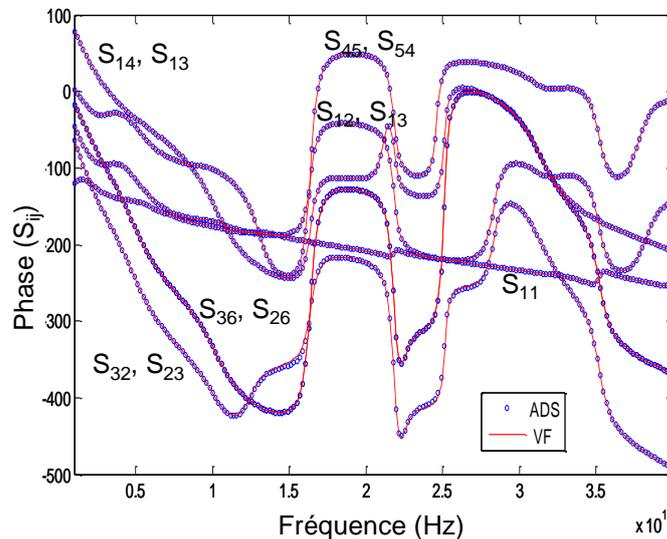


Figure III-5 Phase des S_{ij} en fréquence issus d'une simulation circuit sous ADS (symboles) et du modèle pôle / résidu sous VF (trait plein), ordre d'approximation VF = 38.

La comparaison entre les paramètres S approximés par « VF » et ceux issus d'ADS, montre l'efficacité de la méthode sur des circuits complexes HF et pour une plage de fréquence large.

Cette méthode, de part son efficacité, sa précision et sa fiabilité (tests de passivité) permet de définir des modèles en pôles et résidus, point de départ pour définir des modèles de systèmes MIMO dans des environnements de simulation circuit et système.

II.2. Implémentation par synthèse équivalente dans ADS

La procédure de synthèse des circuits est implémentée dans Matlab[11], depuis l'approximation rationnelle par VF jusqu'à l'obtention du fichier SPICE. Elle est représentée à la figure suivante :

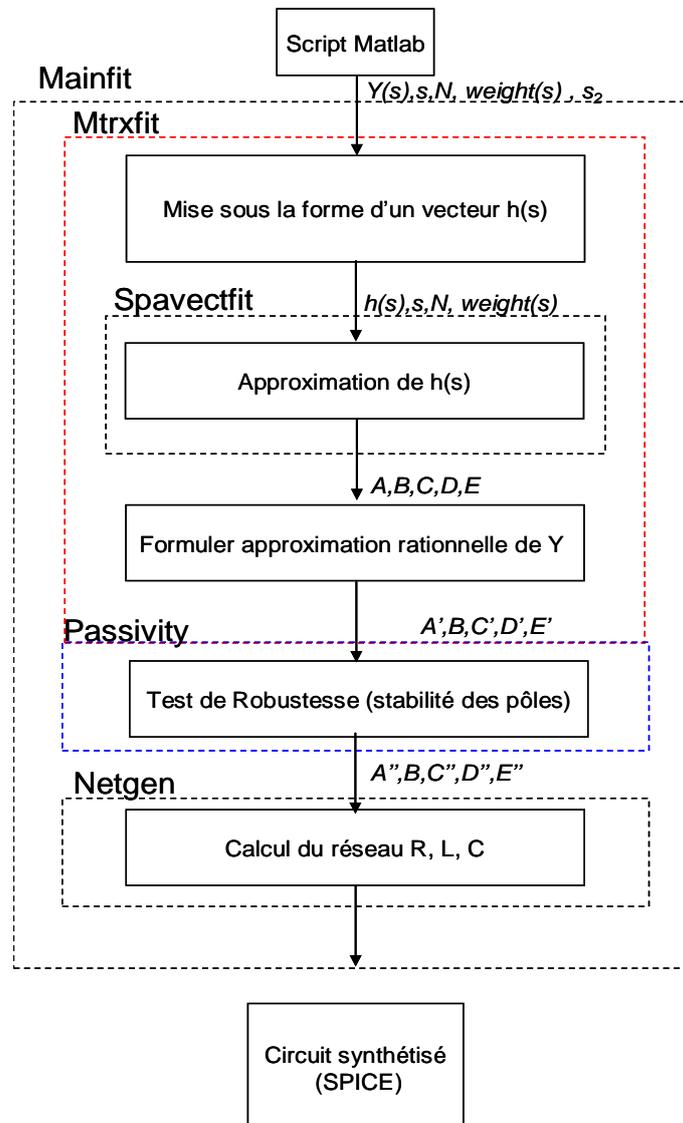


Figure III-6 Procédure de synthèse du circuit par VF

La technique de synthèse de circuit passe par plusieurs étapes :

Le calcul d'approximation rationnelle de la matrice $Y(s)$ nécessite que tous les éléments de la matrice aient des pôles identiques. Ce point est réalisé par empilement des éléments $Y_{ij}(s)$ de la matrice $Y(s)$ en une seule colonne $h(s)$ qui est approximée par VF. Chaque élément $Y_{ij}(s)$ est calculé par la forme suivante :

$$Y_{fit,ij} = \sum_{m=1}^N \frac{c_{ijm}}{s - a_m} + d_{ij} + s \cdot e_{ij} \quad \text{Équation III-18}$$

Dans le cas où $Y(s)$ est une matrice symétrique, on peut simplifier le calcul par une limitation sur les éléments du triangle inférieur de la matrice $Y(s)$ ce qui permet de diminuer l'ordre du vecteur $h(s)$ (*spacefit*).

Pour une meilleure précision, on peut appliquer la pondération sur les éléments individuelle de la matrice au moyen d'un tableau *elemweight*.

La simulation peut diverger même si les éléments de $Y(s)$ sont approximés avec des pôles stables, d'où une technique d'atténuation utile pour exiger que les réseaux soient passifs.

II.2.1. Représentation en admittance

Cette synthèse est basée sur une représentation de type admittance où les branches sont associées en parallèle, on obtient ainsi facilement un circuit équivalent pour chaque paramètre Y_{ij} de la matrice Y initiale.

L'association de quadripôle est réalisée comme dans la figure suivante où il y a condition des courants et identité des tensions.

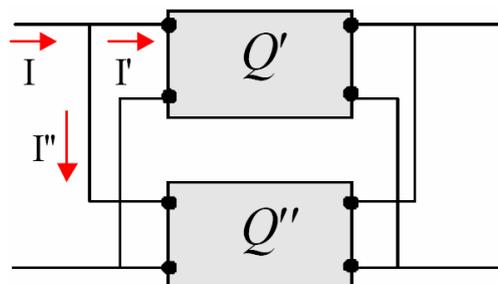


Figure III-7 Association de deux quadripôles en parallèle

Dans notre cas, l'admittance équivalente entre les accès i et j sera la somme des admittances équivalentes aux pôles/résidus issus de la décomposition en éléments simples.

II.2.2. Calcul des éléments simples R, L et C

L'implémentation du modèle dans un environnement de simulation circuit est réalisée à partir de techniques de synthèse équivalente [11]. Après l'utilisation de la méthode VF pour obtenir les pôles et résidus du modèle on va maintenant associer à chaque pôle un circuit résonnant R L C, suivant la représentation donnée à la figure suivante.

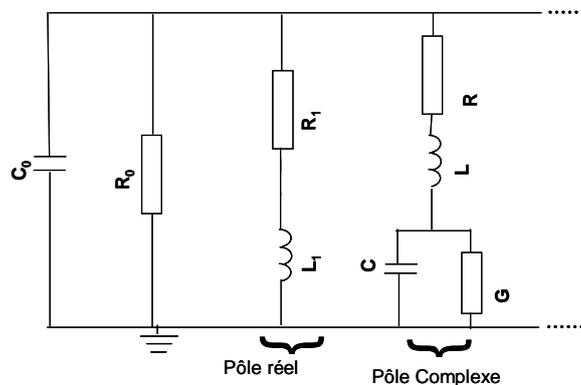


Figure III-8 Représentation admittance des pôles/résidus à partir d'éléments simples R L C

Les composantes sont calculées par la forme suivante :

$$C_0 = e \quad \text{Équation III-19}$$

$$R_0 = \frac{1}{d} \quad \text{Équation III-20}$$

Ces termes sont optionnels et correspondent à la partie linéaire de l'équation 1.

Comme le montre la figure 8, un pôle réel peut être représenté par une branche associant une inductance L_i et une résistance R_i en série.

$$Y_{eq} = \frac{1}{jl_1w + R_1} = \frac{c_i}{jw - a_i} \quad \text{Équation III-21}$$

Où a_i et c_i sont respectivement le pôle et le zéro d'indice i.

La branche réelle sera caractérisé par : $L_1 = \frac{1}{c_i}$ $R_1 = -\frac{a_i}{c_i}$

Dans le cas d'une paire de pôles complexes conjugués, on obtient la forme suivante :

$$\frac{c' + jc''}{s - (a' + ja'')} + \frac{c' - jc''}{s - (a' - ja'')} \quad \text{Équation III-22}$$

Après calcul on trouve que le réseau dans la figure précédente concernant le pôle complexe, équivaut à la solution d'admittance suivante :

$$\begin{aligned} Y_{\text{éq}} &= \frac{1 + jCGw}{j(L + RCG)w - LGCw^2 + G + R} \\ &= \frac{c' + jc''}{jw - (a' + ja'')} + \frac{c' - jc''}{jw - (a' - ja'')} \end{aligned} \quad \text{Équation III-23}$$

La branche RLC associée à une paire de pôles complexes conjugués sera calculée avec :

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2c'} \\ R &= (-2a' + 2(c'a' + c''a''))L \\ G &= -2(c'a' + c''a'')CL \\ \frac{1}{C} &= (a'^2 + a''^2 + 2(c'a' + c''a''))R)L \end{aligned} \quad \text{Équation III-24}$$

Chaque pôle sera représenté par un circuit équivalent ne contenant que des éléments simples R, L, C.

Au final, ce principe est généralisé et un circuit équivalent (figure III-8) peut être associé à chaque élément de la matrice [Y] considérée.

II.2.3. Fichier SPICE

Nous avons choisi de finaliser l'étape de synthèse par la création d'un fichier au format Spice (compatible avec la plupart des logiciels CAO commerciaux). Chaque ligne est associée à un élément du circuit, avec dans l'ordre le nom de l'élément, les deux numéros de nœud, la valeur associée (qui caractérise également son type), le commentaire éventuels :

R3 N005 N003 480kOhm; déclaration d'une résistance

C4 N005 0 480pf; déclaration d'une capacité

Le nœud 0 est associé à la masse du circuit. Finalement, le fichier se termine par une ligne qui contient «END» pour indiquer au simulateur la fin du circuit. Après la création de fichier, on a la possibilité d'importer ce fichier dans la plupart des logiciels CAO. La procédure complète depuis l'approximation rationnelle jusqu'à l'implémentation du circuit, est donnée à la figure suivante :

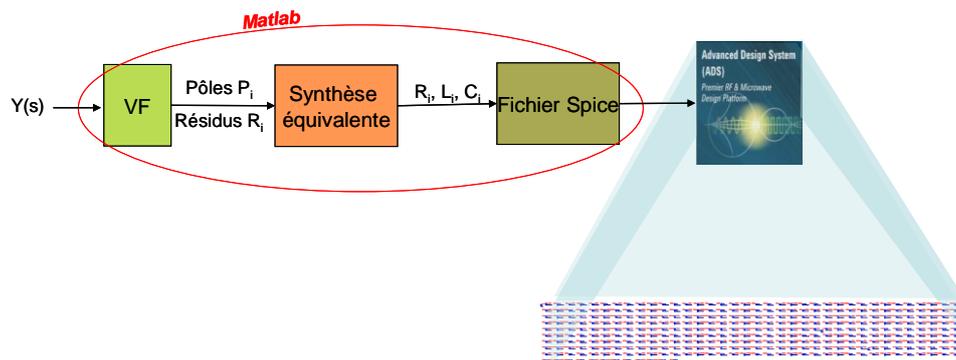


Figure III-9 Synoptique de la procédure depuis la matrice [S] de départ jusqu'à son circuit équivalent SPICE.

Dans la partie suivante nous allons appliquer cette procédure sur deux exemples :

- Un amplificateur simple issu des exemples d'ADS qui présente l'avantage de converger en TE ceci afin de valider l'ensemble de la procédure.
- Un amplificateur bande X ne contenant que des éléments distribués (lignes de transmission) et qui présente des problèmes de convergence durant la simulation en transitoire d'enveloppe.

II.3. Validation sur un HPA @ 830 MHz

L'amplificateur utilisé est un amplificateur contenant un seul transistor. Cet amplificateur est conçu à partir d'éléments localisés et ne rencontre pas de problèmes de convergence. L'amplificateur fonctionne à la fréquence de 830 MHz, son gain maximal est de 19 dB.

Nous allons donc considérer les circuits passifs d'entrée et de sortie. Le circuit d'adaptation d'entrée contient 3 accès, le port d'entrée RF, le port d'entrée DC et le port de sortie RF.

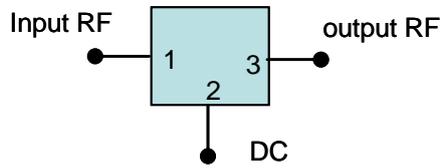


Figure III-10 Circuit d'adaptation d'entrée.

Voici la comparaison des résultats entre le circuit synthétisé et le distributeur pour un ordre d'approximation rationnelle égal à 28.

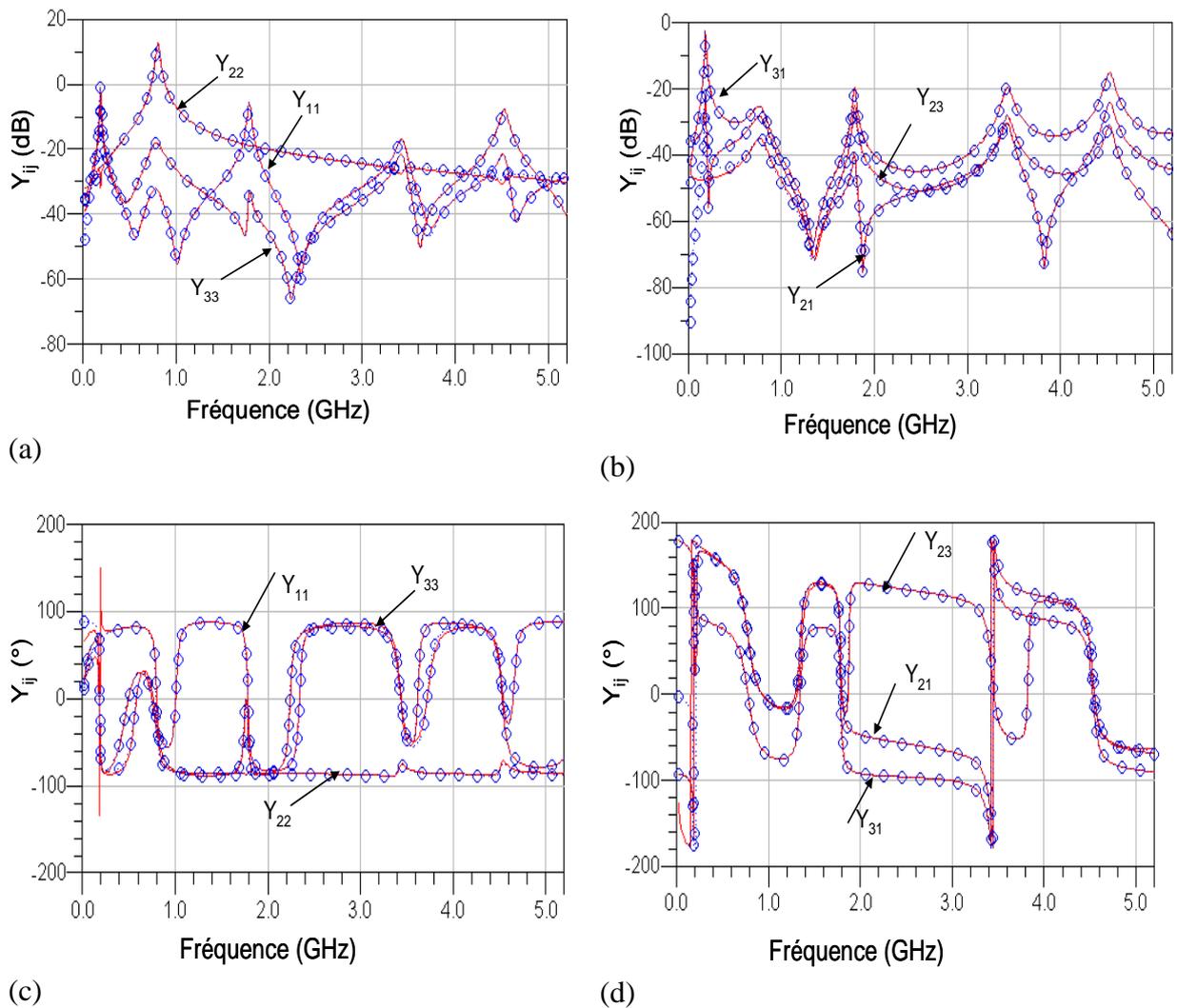


Figure III-11 Comparaison des paramètres Y_{ij} du modèle synthétisé (trait plein) et le circuit (symboles).

On remarque que le modèle issu de la représentation pôles/résidus représente bien le circuit sur une bande de 5 GHz.

Nous avons appliqués la même procédure au circuit d'adaptation de sortie. Nous utilisons également un ordre 28 pour l'approximation rationnelle. La comparaison du combineur de sortie et du modèle synthétisé est donnée aux figures suivantes :

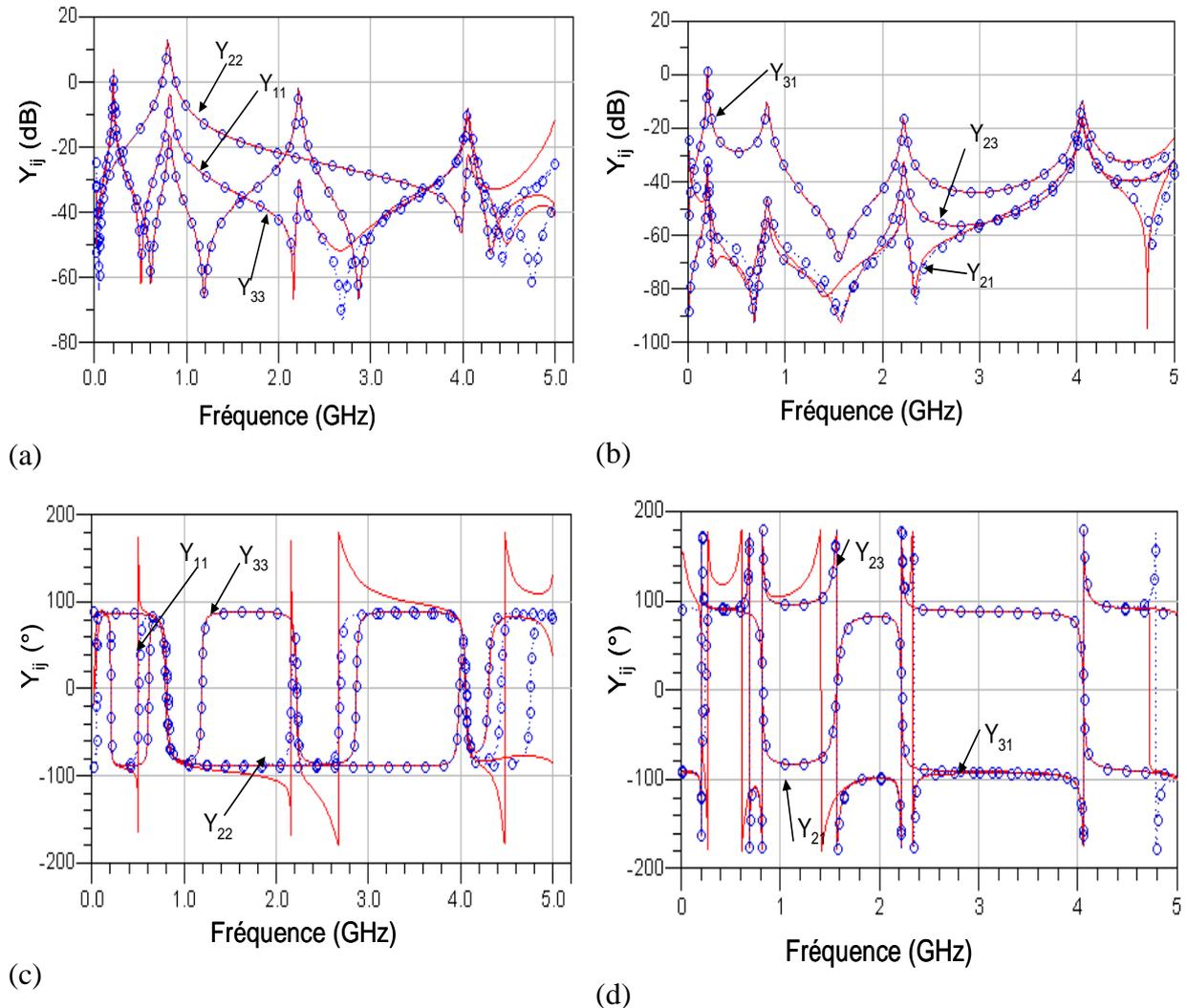


Figure III-12 Comparaison des paramètres Y_{ij} du modèle synthétisé (trait plein) et du circuit (symboles).

Ces résultats montrent que la plupart des composants Y_{ij} (en module) sont parfaitement modélisés, les différences observées sur la phase sont dues à la tolérance utilisée dans le processus de synthèse sur les éléments R, L, C (une tolérance est définie pour enlever les branches associées à des valeurs de résistances trop grandes par exemple).

Après la modélisation des circuits d'adaptation d'entrée et sortie, nous allons maintenant considérer l'amplificateur dans le cas où les deux circuits d'accès sont remplacés par les circuits SPICE issus du processus VF + synthèse équivalente.

Les deux figures suivantes présentent le gain de l'amplificateur de puissance simulé en équilibrage harmonique avec 5 harmoniques significatifs. Le gain est tracé pour 5 fréquences dans la bande de fonctionnement (50 MHz). Les résultats suivants montrent une bonne concordance avec une erreur maximale observée de 0.1 dB.

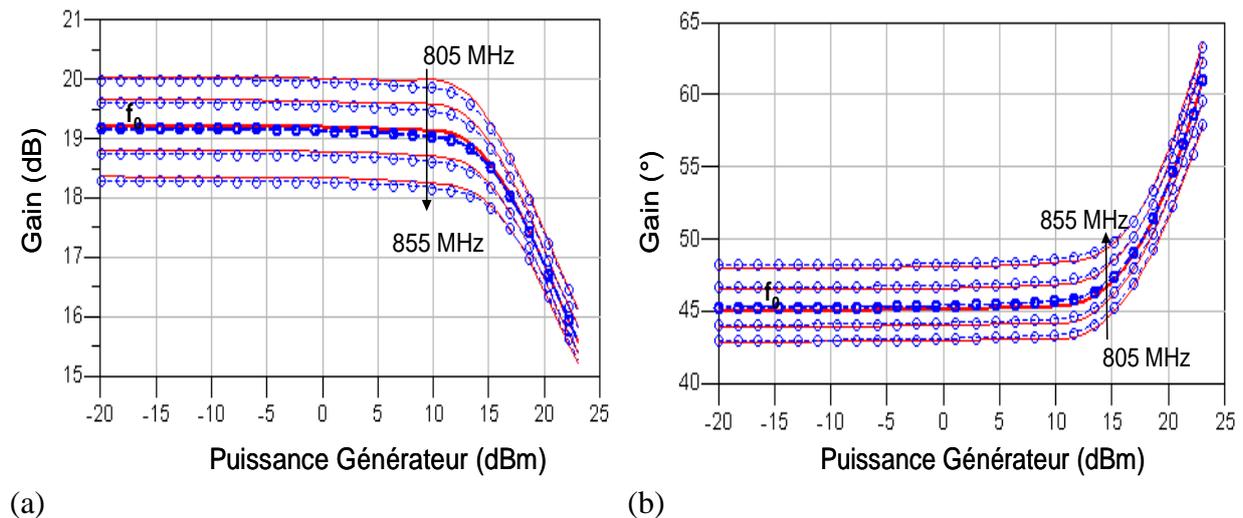


Figure III-13 Comparaison du Gain (module et phase) de l'amplificateur (symboles) et de l'amplificateur incluant les modèles des circuits d'accès (trait plein).

L'étape suivante considère la validation du processus circuits dans le cas d'une simulation en transitoire d'enveloppe.

Nous soumettons l'amplificateur de puissance à un signal impulsionnel présentant un front réaliste : la durée du pulse est de 2 μs avec un rapport cyclique de 50%, les temps de montées sont de 0.1 μs , le pas temporel est de 0.05 μs .

Le coût du calcul est équivalent entre l'amplificateur « normal » et l'amplificateur avec les circuits d'accès synthétisés : 2.6 secondes.

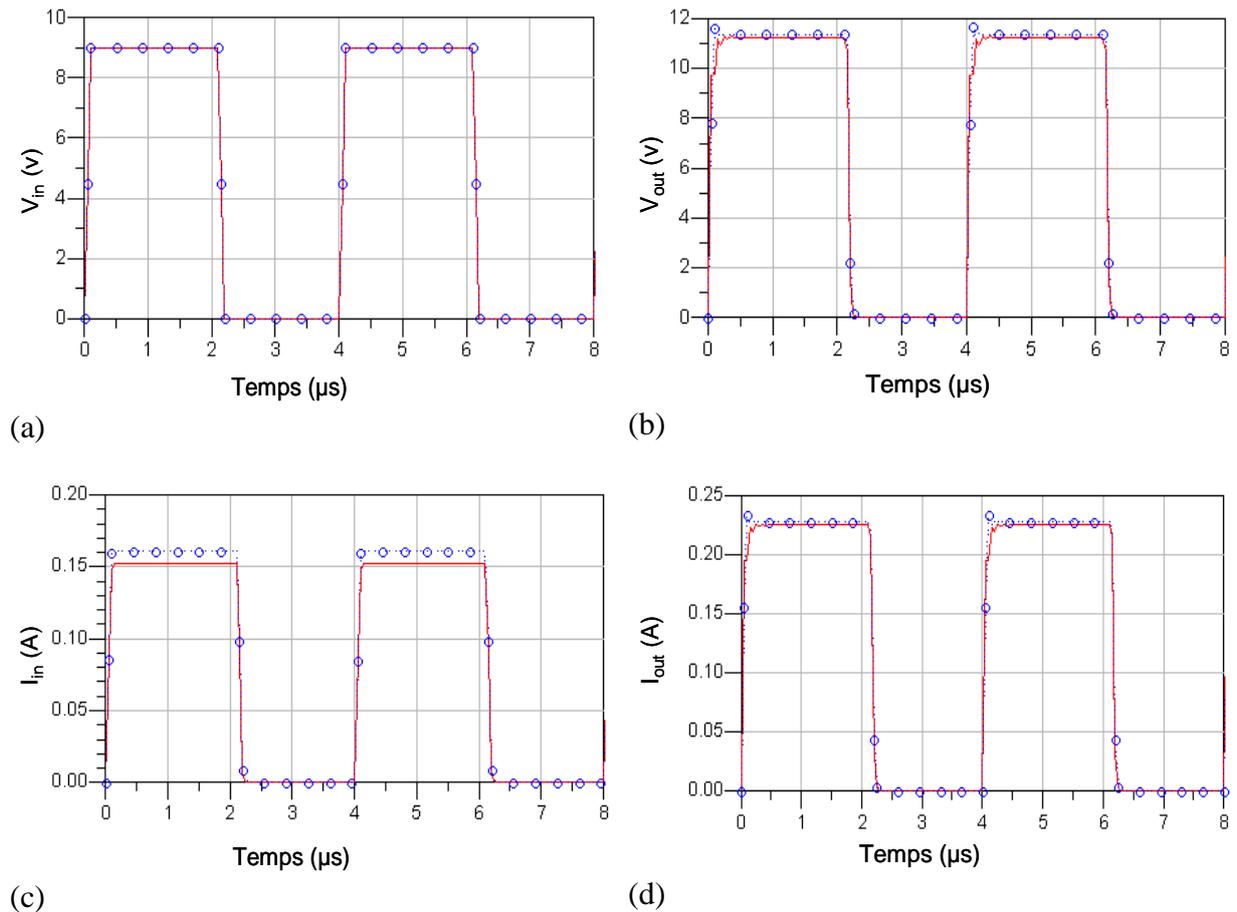


Figure III-14 Simulation en TE de l'amplificateur avec circuits d'accès synthétisés (trait plein) et normal (symboles), (a) : Tension d'entrée en V, (b) : Tension de sortie en V, (c) : courant d'entrée en A, (d) : courant de sortie en A.

Ces résultats montrent l'efficacité de cette méthode de synthèse même sur des simulations « difficiles » comme le transitoire d'enveloppe, où la plupart des circuits complexes rencontrent des problèmes de convergence. Ces résultats de validation montrent que la synthèse de circuits passifs peut être une solution alternative pour prédire la réponse du circuit face à un signal réel (de type radar dans ce cas).

On applique maintenant sur l'amplificateur de puissance un signal télécom (16 QAM). Les figures suivantes montrent la comparaison en entrée et sortie du circuit des formes temporelles et spectrales associées pour différentes puissances d'entrées.

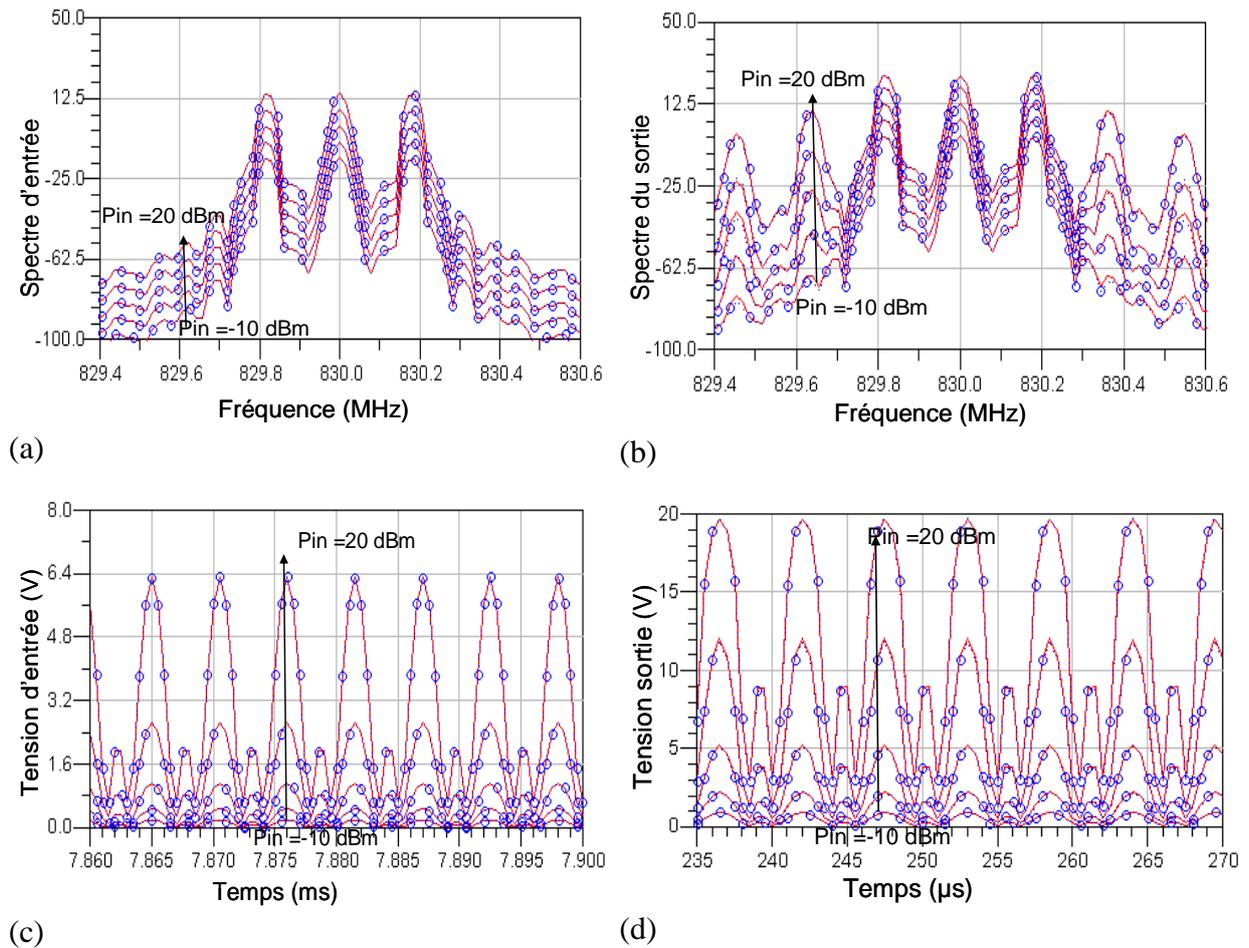


Figure III-15 Comparaison sur un signal Télécom (16 QAM) entre l'amplificateur avec circuits d'accès synthétisés (trait plein) et l'amplificateur normal (symboles), (a) : spectre d'entrée, (b) : spectre de sortie, (c) : tension d'entrée, (d) : tension de sortie.

Les deux figures suivantes donnent une tension de sortie (forme d'onde et spectre associé) :

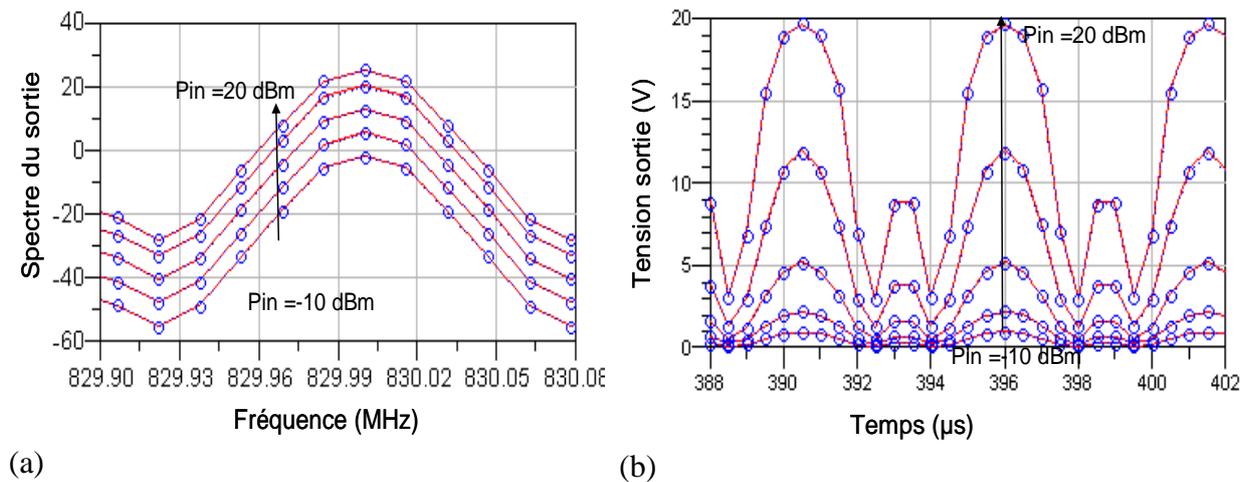


Figure III-16 Zoom sur la tension de sortie, (a) : spectre, (b) : allure temporelle.

Les trois validations de ces circuits en EH, paramètres S et TE (signaux télécom et radar) montrent que cette approche permet bien de représenter les circuits d'accès.

Nous allons maintenant appliquer cette procédure dans le cas d'un circuit plus complexe comprenant plusieurs étages.

II.4. Validation sur un HPA en bande X

Nous considérons maintenant l'amplificateur de puissance (Countach) fonctionnant en bande X ($f_0=10.25$ GHz). Les transistors utilisés dans cet amplificateur de puissance sont des HBTs développés par UMS et issus de la filière HB20P. Les modèles des transistors sont dotés d'un circuit électro-thermique (RC). L'amplificateur de puissance possède 16.3 dB de gain à 1 dB de compression et délivre une puissance de 38.9 dBm (7.7 watts) pour un rendement associée de 34%.

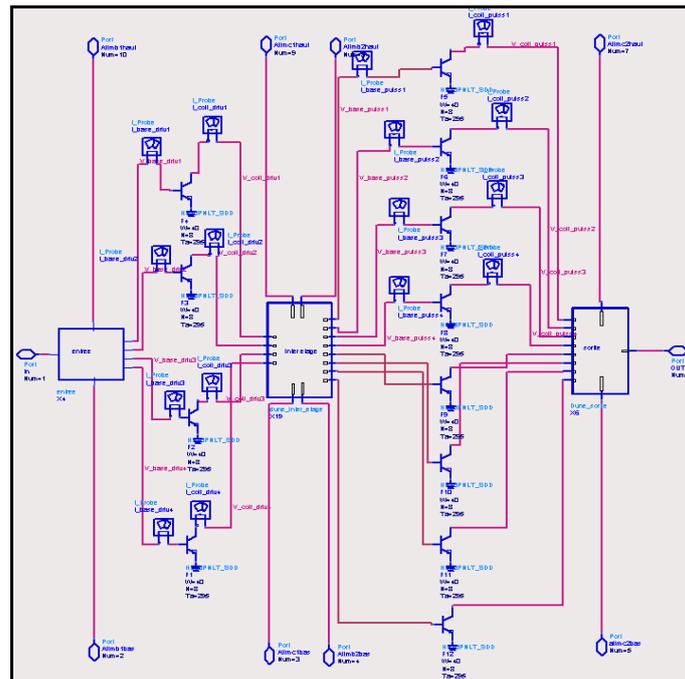


Figure III-17 Schématic de l'amplificateur de puissance « Countach ».

Nous commençons par le distributeur qui contient des lignes de transmission. Le circuit comprend 7 ports : le port d'entrée RF, les deux ports pour le DC et les quatre ports associés aux entrées RF des transistors du premier étage.

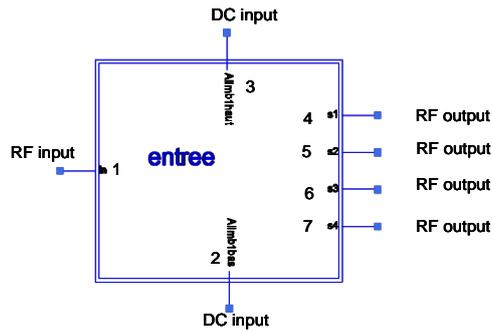


Figure III-18 Distributeur d'entrée « Countach ».

Les figures suivantes donnent la comparaison des paramètres Y entre le circuit et le modèle (VF + synthèse) pour un ordre d'approximation égal à 26 sur la bande]0, 20 GHz[.

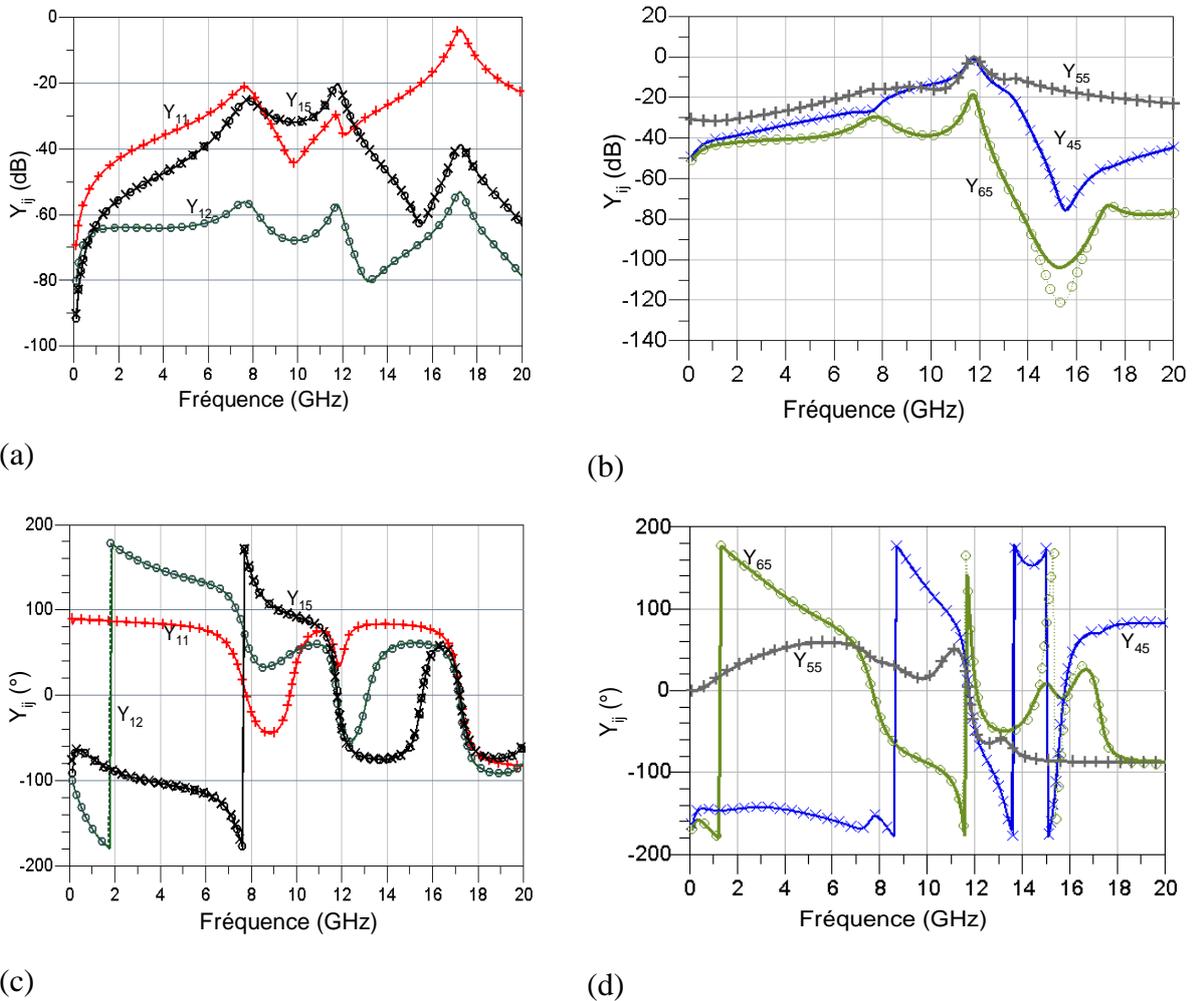


Figure III-19 Comparaison des paramètres Y en module et phase entre le circuit (symboles) et le modèle (trait plein).

Le même processus de synthèse de circuits a été appliqué sur les autres circuits passifs de l'amplificateur (inter étage et combineur). Les résultats montrent également une très bonne concordance entre les modèles synthétisés et les circuits nominaux. Après l'application de la procédure sur les trois sous circuits, on peut maintenant considérer l'amplificateur de puissance complet.

Les figures suivantes montrent la comparaison sur les caractéristiques en puissance (gain, rendement, puissance dissipée) en simulation d'EH. Nous considérons ici 6 harmoniques significatifs.

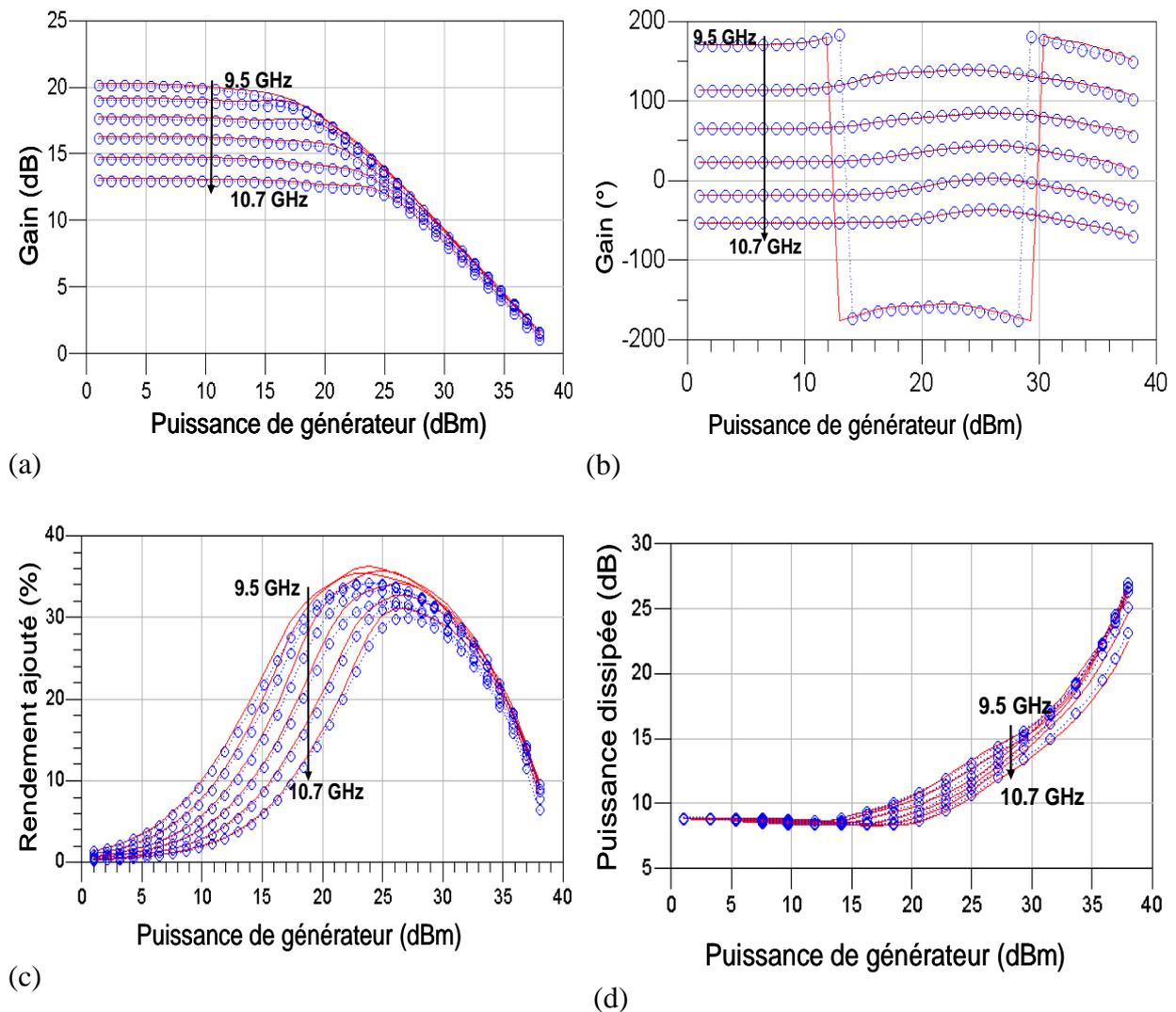


Figure III-20 Comparaison sur une simulation EH pour l'amplificateur avec circuits synthétisés (trait plein) et l'amplificateur normal (symboles), (a) : Gain en dB, (b) : Gain en degrés, (c) : rendement ajouté en %, (d) : puissance dissipée en dB.

La vérification de ces résultats sur les caractéristiques de gain, rendement ajouté et puissance dissipée montre un bon accord modèle/circuit dans le cas d'un circuit très complexes incluant deux étages.

Nous donnons maintenant la synthèse en TE du circuit dans le cas d'un signal radar ce qui correspond à l'application de ce circuit. La figure suivante donne les allures temporelles en entrée et sortie sur une excitation radar : train d'impulsion de 50 μs avec un rapport cyclique de 70% et une puissance associée de 10 dBm. Le pas de simulation est de 2 ns et le coût de calcul d'environ 5 minutes.

Ces courbes sont données à considérer prédictif puisque le circuit ne converge pas en TE.

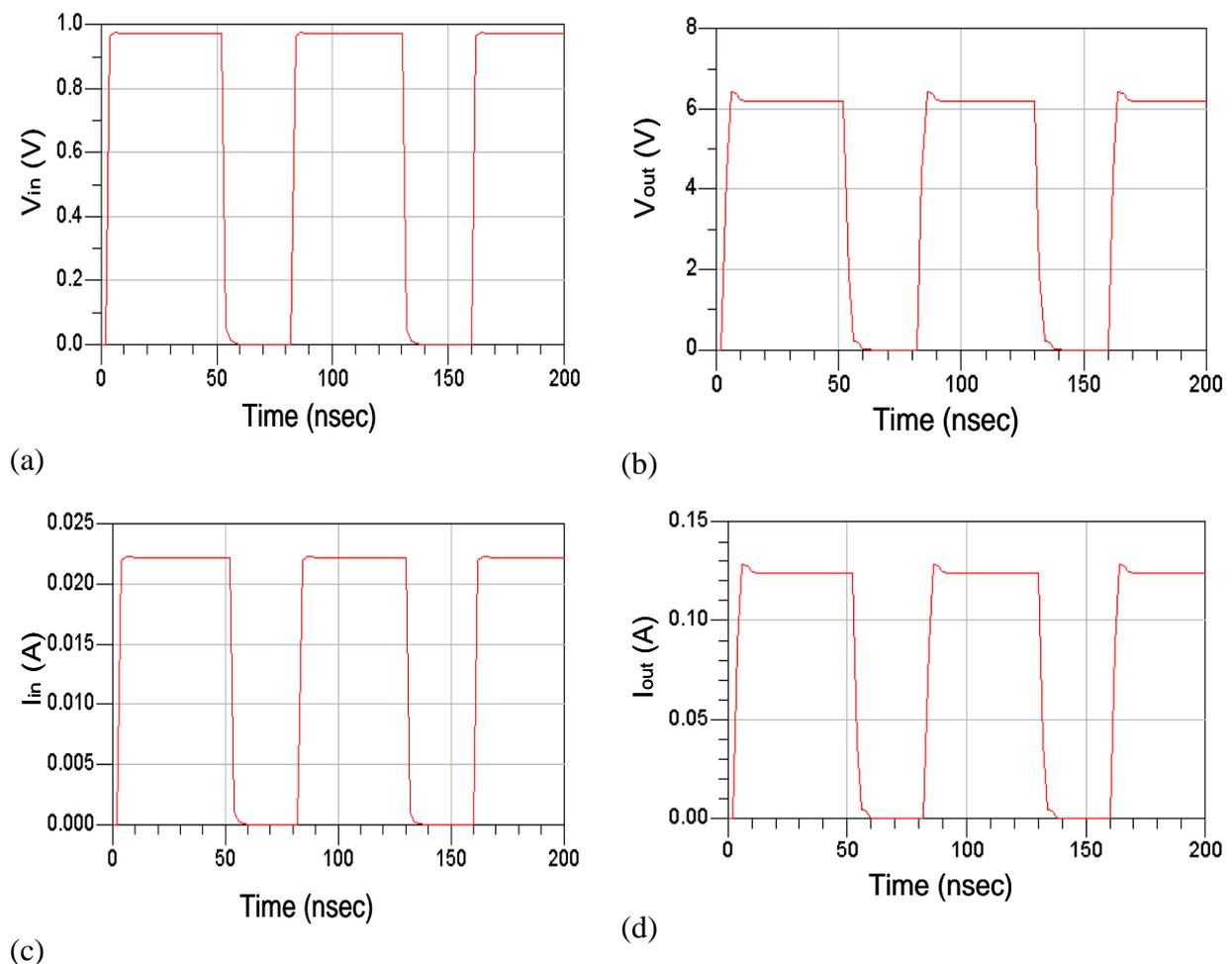


Figure III-21 Résultats d'une simulation en TE de l'amplificateur avec les passifs synthétisés (a) : module de la tension d'entrée, (b) : module de la tension de sortie, (c) : module du courant d'entrée, (d) : module du courant de sortie.

Ces résultats démontrent l'intérêt de l'approche basée sur l'approximation rationnelle des paramètres de description des circuits passifs associée à une synthèse de circuit équivalent constitué d'éléments simples R, L et C.

Nous avons pu démontrer sur un circuit simple la validation du principe par comparaison en TE sur des signaux radar ou télécom.

Nous avons également vu l'efficacité de l'approche sur des circuits complexes (inter-étage à 16 accès) où cette méthode permet d'obtenir des résultats sur les performances du circuit face à un signal réel.

Ce point est particulièrement intéressant dans le cas où les circuits d'accès sont déjà représentés par des [S], par exemple à la suite d'une simulation de type HFSS ou Momentum.

III. Simulation comportementale au niveau système

III.1. Modélisation des parties passives

La simulation précédente a permis de montrer l'intérêt des techniques du VF associées à la synthèse d'un circuit équivalent pour donner une solution aux problèmes de convergence sur des circuits tels que les amplificateurs de puissance. Nous allons maintenant nous intéresser à la modélisation de modèles bilatéraux de systèmes MIMO pour un environnement système de type « Control Flow », fonctionnant en temporel d'enveloppe, où les signaux véhiculés sont les composantes I et Q.

A partir d'une matrice [S] définie dans une bande d'intérêt donnée, la méthode du VF permet d'accéder aux pôles et résidus de chaque composante S_{ij} de la matrice en assurant que toutes les composantes auront les mêmes pôles et que la réponse temporelle associée sera stable. Nous allons donc considérer maintenant comment calculer la réponse impulsionnelle associée à un élément S_{ij} pour généraliser le principe à l'ensemble de la matrice et définir une approche comportementale efficace quel que soit le nombre d'accès considérés.

III.1.1. Synthèse équivalente de la réponse impulsionnelle

Dans la définition, et pour un système linéaire, la réponse impulsionnelle est la sortie du dispositif quand son entrée est une impulsion. Mathématiquement, cette impulsion est réalisée par un Dirac.

Dans ces conditions la réponse impulsionnelle du système $h(t)$ permet de calculer la réponse $y(t)$ connaissant l'entrée $x(t)$:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_0^{t_n} x(\tau).h(t - \tau).d\tau \quad \text{Équation III-25}$$

A partir d'une représentation en pôles et résidus, la réponse impulsionnelle se définit par la contribution chaque couple P_i/R_i de la façon suivante :

$$h(t) = \sum_{i=1}^M R_i e^{P_i t} \quad \text{Équation III-26}$$

Où R_i et P_i sont respectivement les résidus et pôles d'indice i , M est le nombre des pôles et résidus caractérisant $h(t)$.

Dans notre cas, les entrées et sorties sont respectivement les ondes de puissance incidentes et réfléchies, une réponse impulsionnelle sera associée à chaque paramètre S_{ij} du circuit considéré.

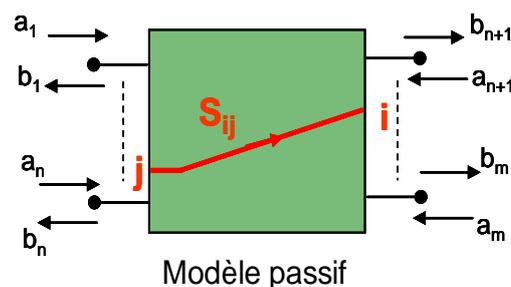


Figure III-22 Principe général du modèle bilatéral

L'application du VF à une réponse fréquentielle nous permet de trouver les pôles et résidus de chaque paramètre S_{ij} . L'implémentation dans un environnement système, se traduit en un bloc bilatéral où la réponse impulsionnelle de chaque paramètre S_{ij} reliant l'onde de puissance incidente j et réfléchi i est donnée par la forme suivante :

$$S_{ij}(t) = \sum_{K=1}^M R_K e^{P_K t} \quad \text{Équation III-27}$$

Après le calcul de chaque paramètre S_{ij} , l'onde de puissance réfléchie à l'accès i est calculée par la contribution des ondes incidentes selon la forme suivante :

$$b_i(t) = \sum_{j=1}^M S_{ij}(t) * a_j(t) \quad \text{Équation III-28}$$

III.1.2. Implémentation dans l'environnement système Scicos

L'implémentation du modèle dans un environnement de simulation système nécessite une forme programmable consommant un minimum de temps.

Dans notre cas, il faut donc numériser efficacement le produit de convolution définie à l'équation III-28.

En combinant III.25 et III.28, il vient:

$$y(t) = \sum_{i=1}^M \int_0^{t_n} R_i e^{P_i(t-\tau)} x(\tau) d\tau \quad \text{Équation III-29}$$

Où M est le nombre de pôles et résidus, t_n le nième échantillon temporel.

A l'instant t_n , la sortie $Y(t_n)$ sera sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} y(t_n) &= \sum_{i=1}^M \int_0^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau \\ &= \sum_{i=1}^M \left(\int_0^{t_{n-1}} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau + \int_{t_{n-1}}^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau \right) \end{aligned} \quad \text{Équation III-30}$$

Après calcul et développement de la forme précédente (Annexe B), en utilisant la méthode rectangulaire pour l'approximation de l'intégrale, on obtient la formulation récurrente finale :

$$y(t_n) = \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} Z(t_{n-1}) + x(t_n) \frac{R_i}{P_i} (e^{P_i \Delta t} - 1) \right) \tag{Équation III-31}$$

Avec $\Delta t = t_n - t_{n-1}$

$$Z(t_n) = x(t_n) \frac{R_i}{P_i} (e^{P_i \Delta t} - 1) \tag{Équation III-32}$$

$Z(t)$ est un registre utilisé pour sauvegarder les résultats de l'échantillon précédent t_{n-1} et qui permet d'assurer l'efficacité des calculs de la convolution numérique.

Dans notre cas, $y(t)$ est la contribution b'_i sur l'onde réfléchie b_i comme l'illustre la figure suivante :

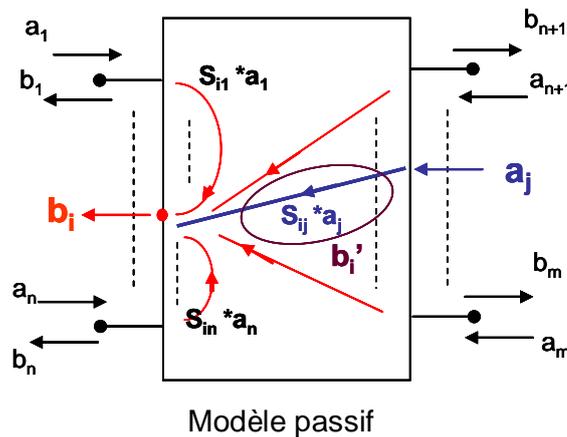


Figure III-23 Contribution des ondes incidentes a_j pour le calcul de l'onde réfléchie b_i .

$$b_i(t) = \sum_{i=1}^M b'_i(t), \text{ et } b'_i(t) = S_{ij}(t) * a_j(t) \tag{Équation III-33}$$

Finalement, il faut chercher chaque fonction d'onde de puissance réfléchie b'_i par la méthode définie précédemment et implémenter tous ces fonctions dans un bloc bilatéral générique de l'environnement Scilab/Scicos.

Les environnements de simulation système utilisent la représentation tension/courant, il est donc nécessaire de transformer aux accès les ondes de puissances incidentes et réfléchies du bloc en courant et tension.

L'implémentation de ce type des blocs dans l'environnement Scilab/Scicos nécessite de définir la fonction d'interface (.sci) et la fonction de calcul (.mo).

La fonction de calcul est écrite en langage Modelica. Dans cette fonction on définit le nombre d'accès N et les relations entre les ondes de puissance suivant l'équation III - 33.

La fonction de calcul réelle, est écrite en C. Elle évalue la réponse impulsionnelle de chaque paramètre S_{ij} et la convolution numérique selon l'équation III – 31. Elle est appelée par la fonction Modelica, se caractérise comme l'illustre la figure suivante :

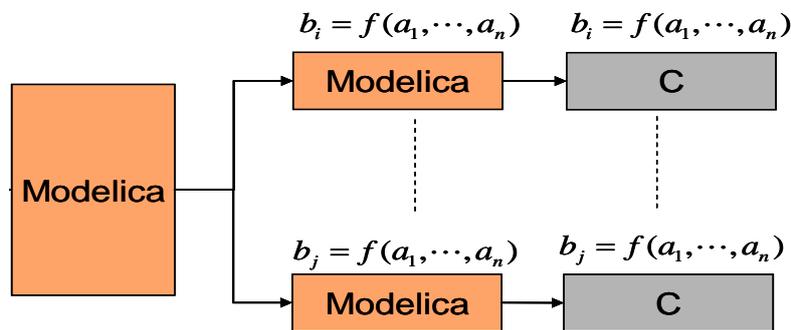


Figure III-24 Fonction de calcul associée.

Cette structure est valable quelque soit le nombre d'accès considérés, l'approche est donc généralisable aux systèmes MIMO.

III.1.3. Validation

Nous allons maintenant procéder à la validation de cette approche sur différents circuits plus ou moins complexes.

Nous commençons par un circuit très simple (à un seul accès et contenant des éléments simples R et C) ce qui permettra la validation de la simulation du modèle en comparant la simulation du circuit en transitoire d'enveloppe dans ADS avec celle du modèle associé en temporel d'enveloppe dans Scicos.

Le paramètre S_{11} est relevé sur une bande de]0, 100 MHz[et nous utilisons un ordre 12 pour le calcul des pôles et résidus associés.

Finalement, nous utilisons la schématique suivante pour la simulation en transitoire d'enveloppe du circuit :

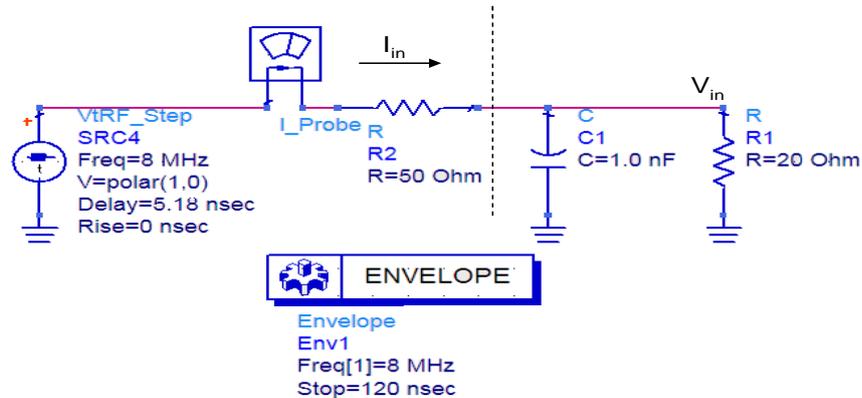
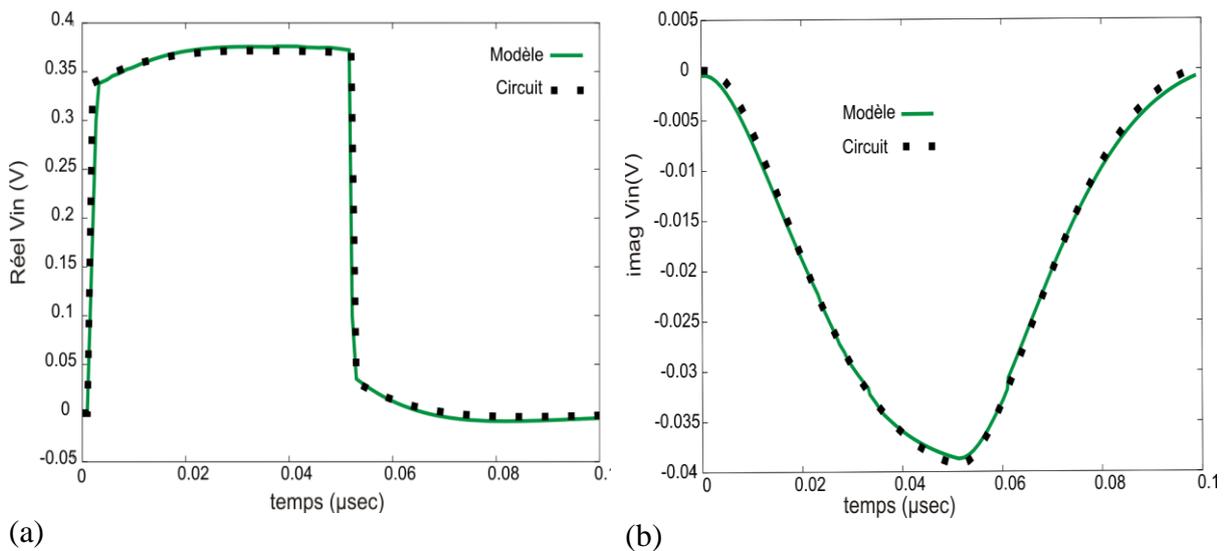


Figure III-25 Schématique de simulation du circuit RC parallèle.

Dans l'environnement de simulation Scicos, on a implémenté ce circuit en utilisant la procédure définie précédemment par calcul de la réponse impulsionnelle à partir de la liste des pôles/résidus associés. Le modèle est excité dans les mêmes conditions.

Les figures suivantes représentent les résultats du modèle (Scilab/Scicos) comparés avec ceux du circuit (ADS) sur la tension aux bornes du circuit RC, la durée de pulse utilisée dans les deux simulations est de 0.1 μ s avec un rapport cyclique de 50% et une puissance associée de 0.5 dBm, le pas temporel est de 1 ns. Le coût de calcul sous ADS est de 0.45 secondes, celui du modèle en temporel d'enveloppe est d'environ une seconde.



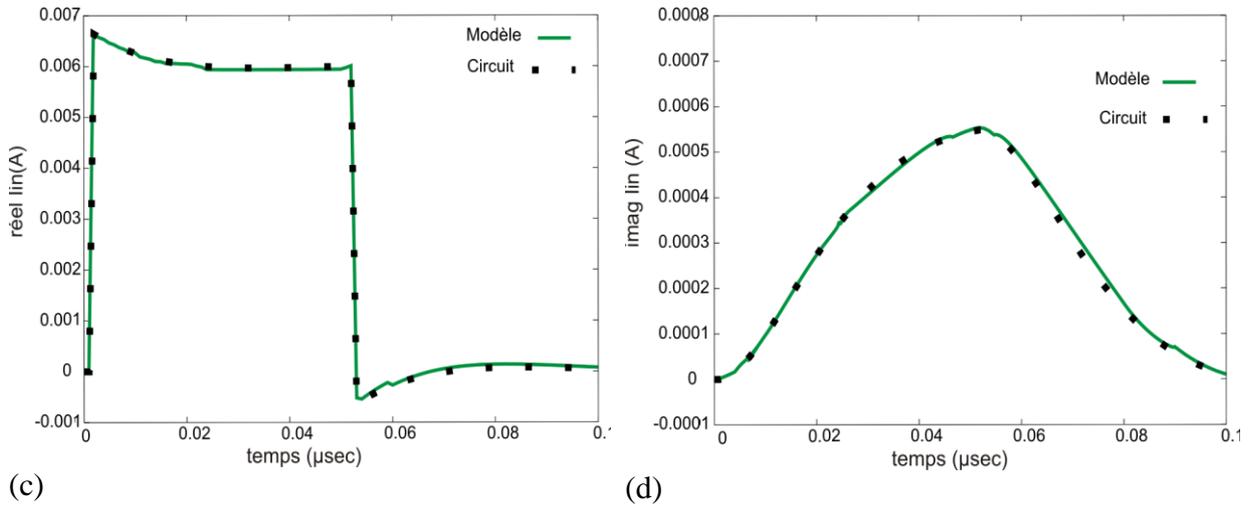


Figure III-26 Comparaison circuit (ADS-transitoire d’enveloppe) et modèle (Scicos – temporel d’enveloppe) pour un circuit à un accès, (a) : partie réelle de la tension d’entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d’entrée, (c) : partie réelle du courant d’entrée, (d) : partie imaginaire du courant d’entrée.

Les résultats démontrent la validité de l’approche comportementale considérée.

Nous appliquons maintenant le principe sur un circuit à deux accès (filtre passe bas RC série) qui possède une fréquence de coupure de 3.14 GHz. La durée du pulse est de 0.1 µs avec un rapport cyclique de 50% et une puissance associée de 0.5 dBm, le pas temporelle est de 1 ns. Le coût de calcul sous ADS est de 0.47 secondes, celui du modèle en temporel d’enveloppe est d’environ 1.4 secondes.

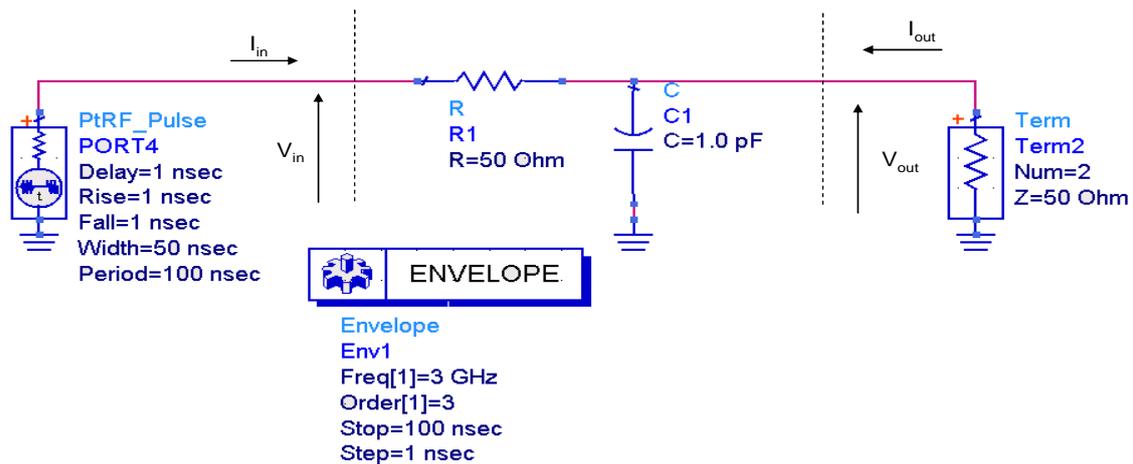
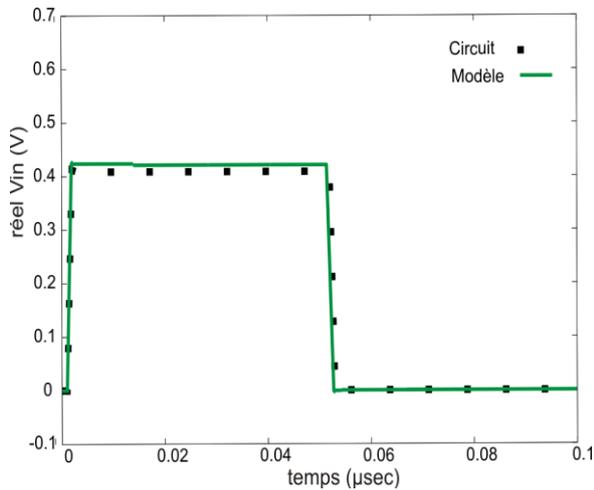


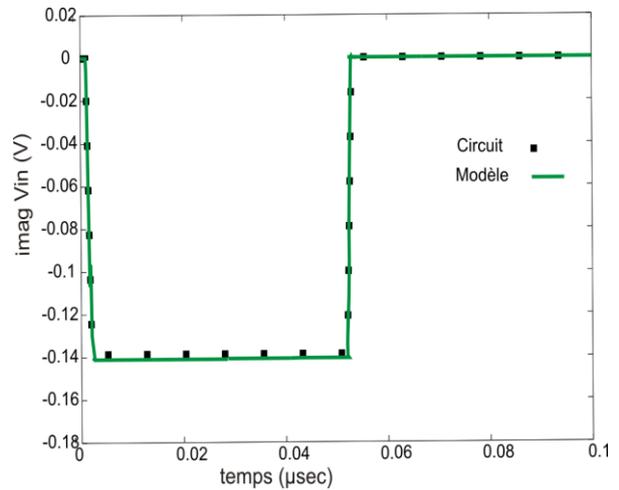
Figure III-27 Filtre passe bas RC (circuit passif à deux accès)

Les 4 paramètres S sont relevés sur la bande]0, 8 GHz[et nous utilisons un ordre 8 pour l'approximation rationnelle.

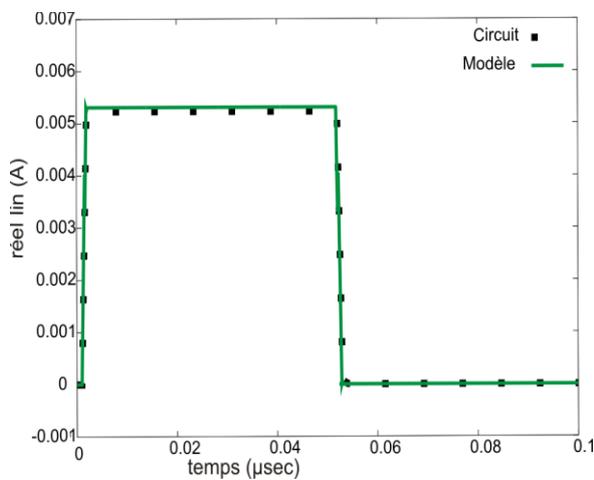
Un signal d'impulsion est appliqué au modèle dans Scicos, aussi qu'au circuit original dans ADS, les figures suivantes donnent la comparaison entre le modèle et le circuit.



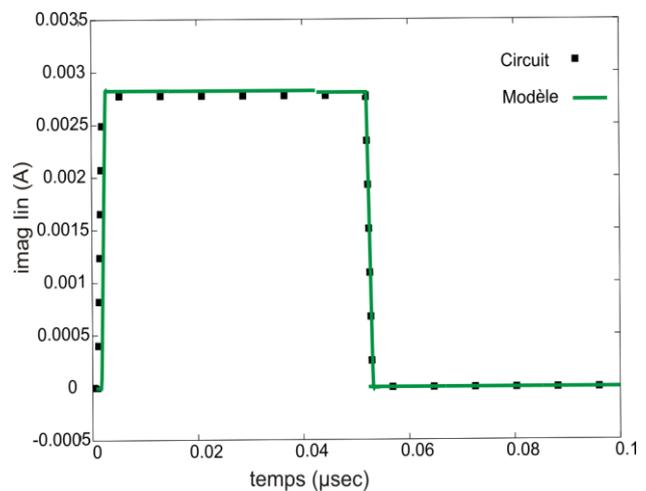
(a)



(b)



(c)



(d)

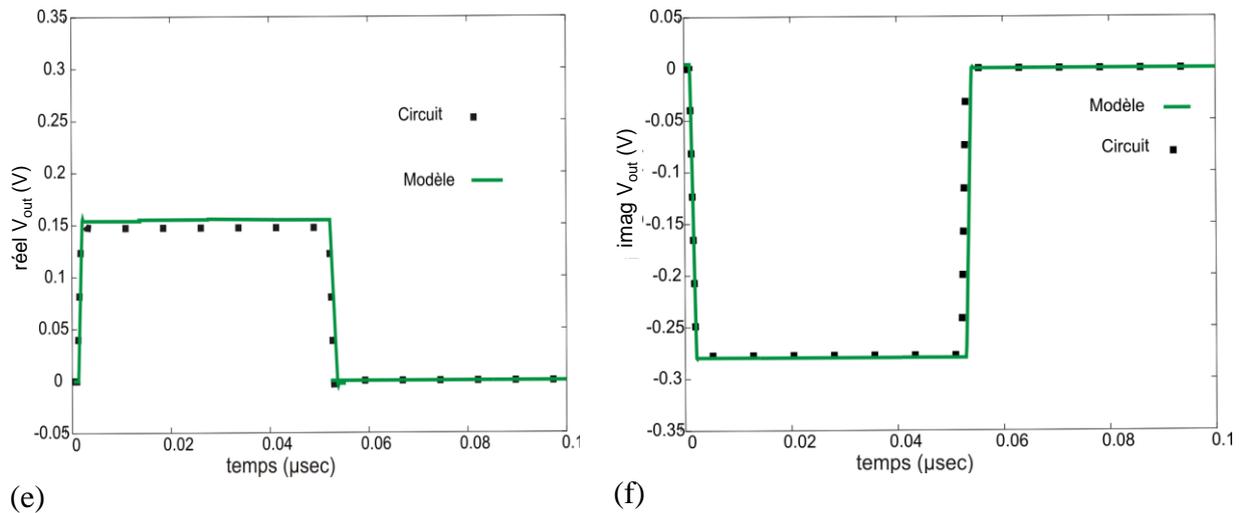


Figure III-28 Comparaison circuit (ADS – transitoire d’enveloppe) et modèle (Scicos – temporel d’enveloppe), (a) : partie réelle de la tension d’entrée, (b) : partie imaginaire de la tension d’entrée, (c) : partie réelle du courant d’entrée, (d) : partie imaginaire du courant d’entrée, (e) : partie réelle de la tension de sortie, (f) : partie imaginaire de la tension de sortie.

Ces résultats montrent également la validation du modèle dans le cas d’un circuit à 2 accès.

Finalement, on va appliquer ce principe sur un circuit complexe : le distributeur 7 ports défini précédemment (1 port d’entrée RF, 2 ports d’entrée DC, 4 ports de sortie RF).

Dans la partie précédente, on a montré la problématique de simulation en transitoire d’enveloppe de ces circuits dans l’environnement de simulation circuit ADS, en présence d’éléments distribués ou de [S]. Le transitoire des grandeurs relevées est peu précis et dépendant du pas temporel utilisé.

La figure suivante illustre ce phénomène sur la partie réelle du courant d’entrée pour différents pas temporels (0.05 ns/ 0.1 ns/ 0.5 ns).

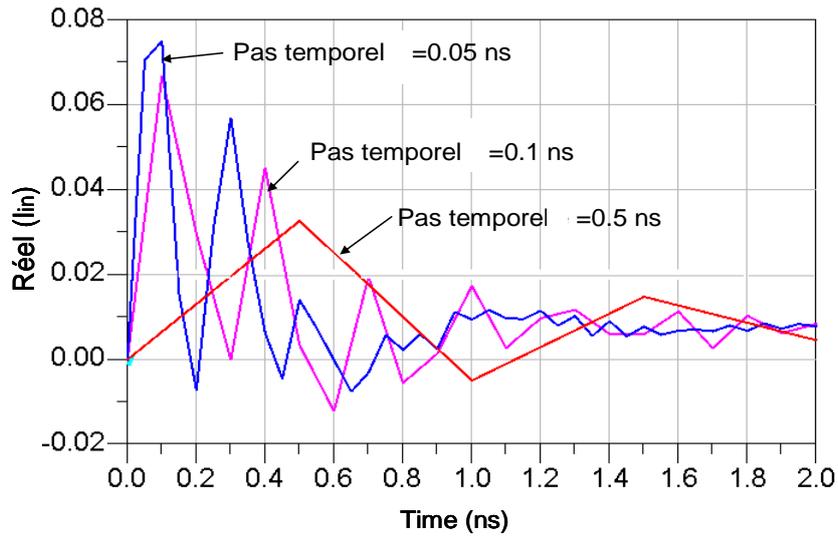


Figure III-29 Vérification du transitoire suivant le pas temporel d'enveloppe.

Nous retrouvons ces phénomènes sur les figures 30 et 31 qui montrent la validation sur les signaux d'entrée (RF et DC) et de sortie RF puisque l'état établi est correctement prédit. Nous avons seulement tracé ici les 3 grandeurs significatives puisque ce circuit est très bien équilibré. Le signal utilisé est une impulsion temporelle d'une durée de 10 ns avec un pas temporel de 0.05 ns. Le coût de calcul sous ADS est de 5.4 secondes, celui du modèle en temporel d'enveloppe est d'environ 2 secondes, ce qui démontre l'efficacité de l'implémentation du modèle.

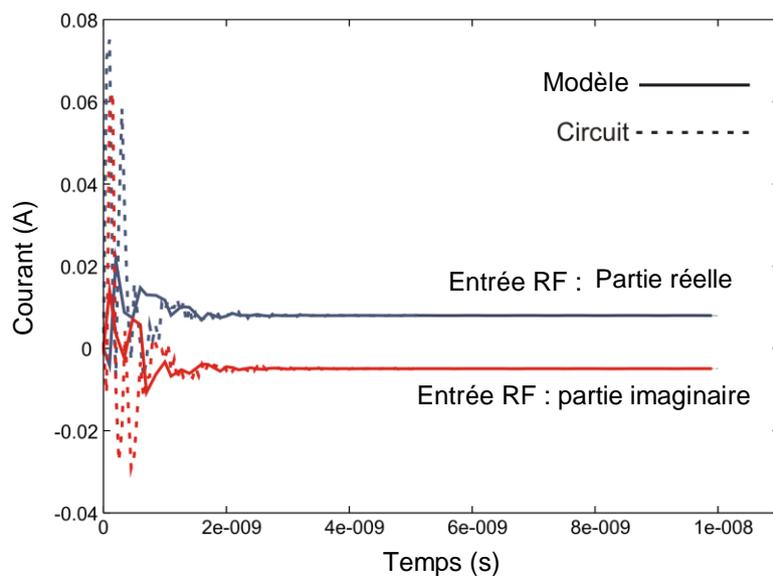


Figure III-30 Comparaison modèle et circuit sur le port d'entrée RF.

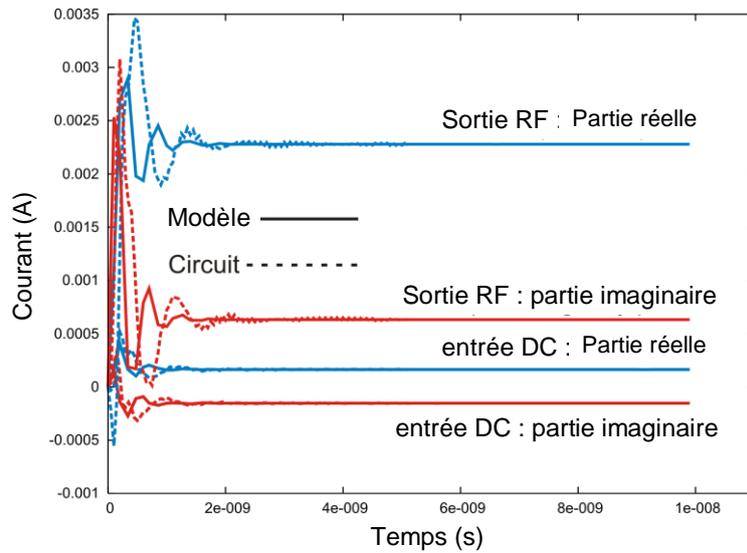


Figure III-31 Comparaison modèle et circuit sur le port d'entrée DC et de sortie RF.

Nous utilisons maintenant les ondes de puissances relevées dans Scicos pour recalculer les paramètres S du circuit. La figure 32 donne la comparaison de ces paramètres (évaluation dans Scicos) avec ceux issus d'ADS qui ont servi à l'extraction du modèle.

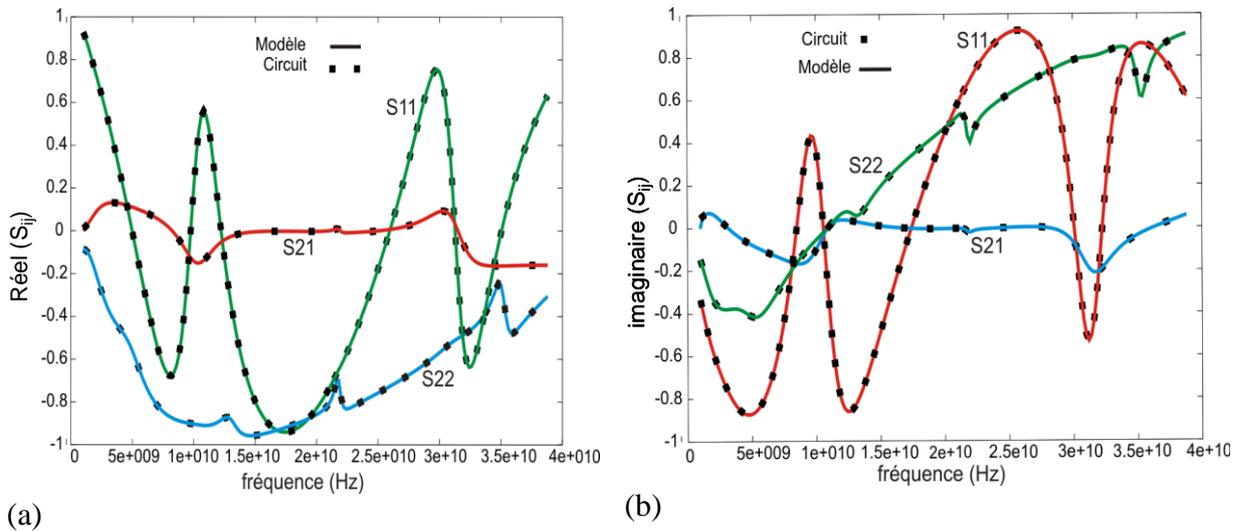


Figure III-32 Comparaison des paramètres S issus du circuit et recalculés à partir des générateurs d'accès système, (a) : partie réelle S , (b) : partie imaginaire S .

Cette dernière validation montre que le modèle associé du distributeur 7 ports est une bonne représentation du circuit originel.

L'implémentation de ce modèle dans Scicos est valide quel que soit le nombre d'accès considéré avec une précision et une rapidité de simulation cohérente. Ces modèles bilatéraux,

prennent en compte les effets mémoire et conserve la notion d'adaptation entre blocs. Ce modèle fonctionne en temporel d'enveloppe.

III.2. Modélisation des parties actives

III.2.1. Pseudo paramètres S non linéaires

Cette partie est concentrée sur la modélisation de la partie active de l'amplificateur de puissance décrite dans [12], c'est un modèle bilatéral des parties actives basée sur les pseudo paramètres S non linéaire. L'identification est simple, elle repose sur des ondes de puissance pour trois conditions d'impédances de charge à TOS faible ($< 1,5$).

L'extraction des paramètres S fort signal statiques nécessite de relever les courants et tensions RF aux bornes de la partie active de l'amplificateur de puissance pour trois conditions de charge à partir de simulations en EH.

Les mesures des courants et tensions pour les différentes conditions de charge seront directement exportées dans un fichier texte. Un programme Scilab permet de calculer les paramètres S fort signal définis dans le chapitre précédent.

Une interpolation cubique est alors utilisée pour « lisser » les paramètres S calculés.

III.2.2. Implémentation dans Scilab/Scicos

Le modèle bilatéral des paramètres S non linéaire est implémenté simplement dans l'environnement de simulation Scicos par les équations suivantes.

$$\begin{pmatrix} \tilde{b}_1(t) \\ \tilde{b}_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11}(\tilde{a}_1) & S_{12}(\tilde{a}_1) \\ S_{21}(\tilde{a}_1) & S_{22}(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1(t) \\ \tilde{a}_2(t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & S_{12}^\Delta(\tilde{a}_1) \\ 0 & S_{22}^\Delta(\tilde{a}_1) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \tilde{a}_1^*(t) \\ \tilde{a}_2^*(t) \end{pmatrix} \quad \text{Équation III-34}$$

L'utilisation du code Modelica dans cette implémentation fait appel à des fonctions externes en C qui permettent la lecture et l'interpolation des fichiers des paramètres S fort signal calculés précédemment. L'interpolation utilisée dans ce code est une interpolation linéaire simple.

La figure suivante donne la schématique du bloc Scicos utilisé pour la simulation de la partie active (transistors) de l'amplificateur de puissance.

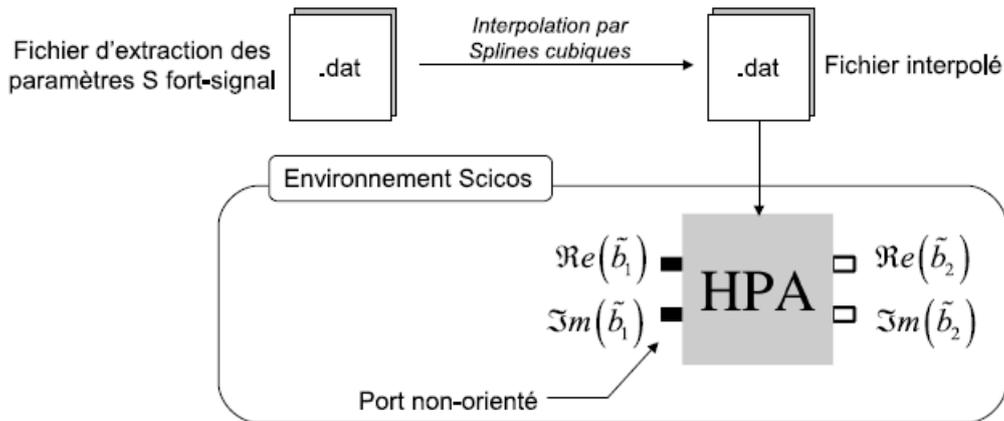


Figure III-33 Principe de création du bloc actif bilatéral

F.X. Estagerie a utilisé un bloc gama_load qui symbolise le coefficient de réflexion de la charge présenté à l'amplificateur de puissance. Nous avons appliqué cette approche sur un amplificateur de puissance bande S (2.1 GHz). Ce modèle est comparé avec la simulation en TE de l'amplificateur de puissance pour une impulsion CW à 2.1 GHz de 10µs à la puissance de compression de 30 dBm, sur des impédances TOS 2(phase = 0, $\pi/2$, π et $3\pi/2$).

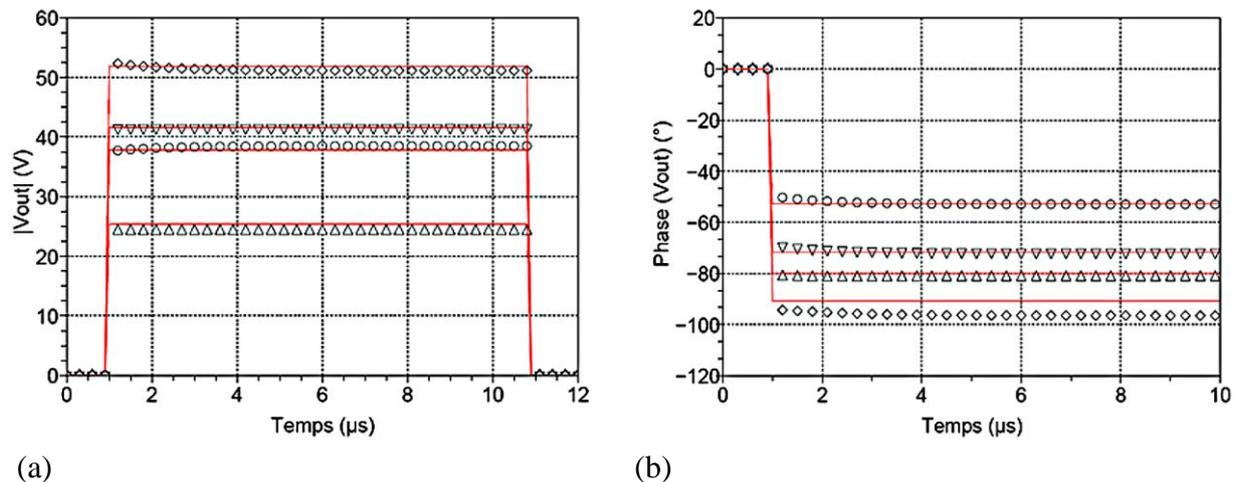


Figure III-34 Allures temporelles sur la tension de sortie à TOS 2 entre le circuit (symboles) et le modèle (traits pleins).

Ce modèle bilatéral statique de la partie active de l'amplificateur de puissance apparaît intéressant pour représenter les cellules actives de l'amplificateur de puissance au niveau de simulateur système Scilab/Scicos. Maintenant que nous avons défini des modèles

bilatéraux pour les parties passives, il est possible d'envisager l'implémentation du modèle topologique dans l'environnement de simulation système.

III.3. Modèle Topologique du HPA

III.3.1. Principe général

Le modèle topologique est une approche comportementale à partir d'une modélisation séparée des parties passives et actives ceci afin de prendre en compte distinctement la désadaptation, également les effets de mémoires.

La structure du modèle topologique est basée sur la topologie de l'amplificateur de puissance considérée, qui sera scindé en différents sous modèles bilatéraux, associées respectivement aux éléments actifs (transistors) et passifs (circuits d'adaptation).

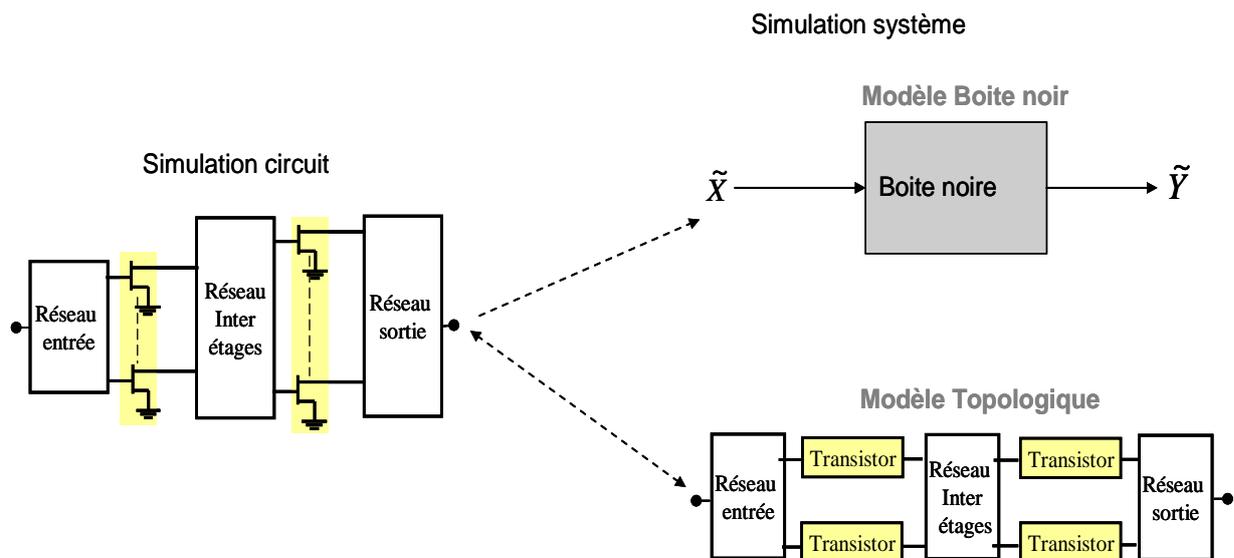


Figure III-35 Principe de modélisation Topologique et boite noire sur un amplificateur à structure arborescente.

Ce type du modèle topologique de l'amplificateur offre aux concepteurs la possibilité d'estimer les performances systèmes (mais également la compréhension des phénomènes mis en jeu) en gardant un accès à l'information sur des nœuds significatifs, comme le montre la figure suivante.

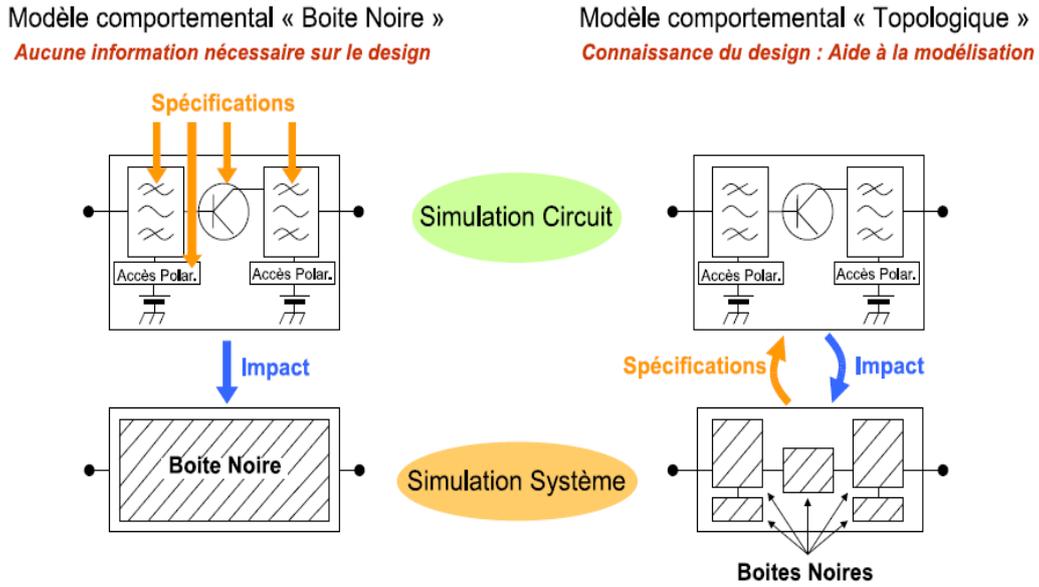


Figure III-36 Approche topologique et boite noire.

Dans ce sens l'approche topologique permet une meilleure interaction entre les niveaux hiérarchiques circuit et système pour améliorer la spécification des circuits.

III.3.2. Combinaison de deux parties

Dans le cas où les circuits d'accès sont bien équilibrés, il est possible de considérer une structure plus simple puisque les impédances présentées aux transistors d'un même étage sont proches, comme le montre la figure suivante.

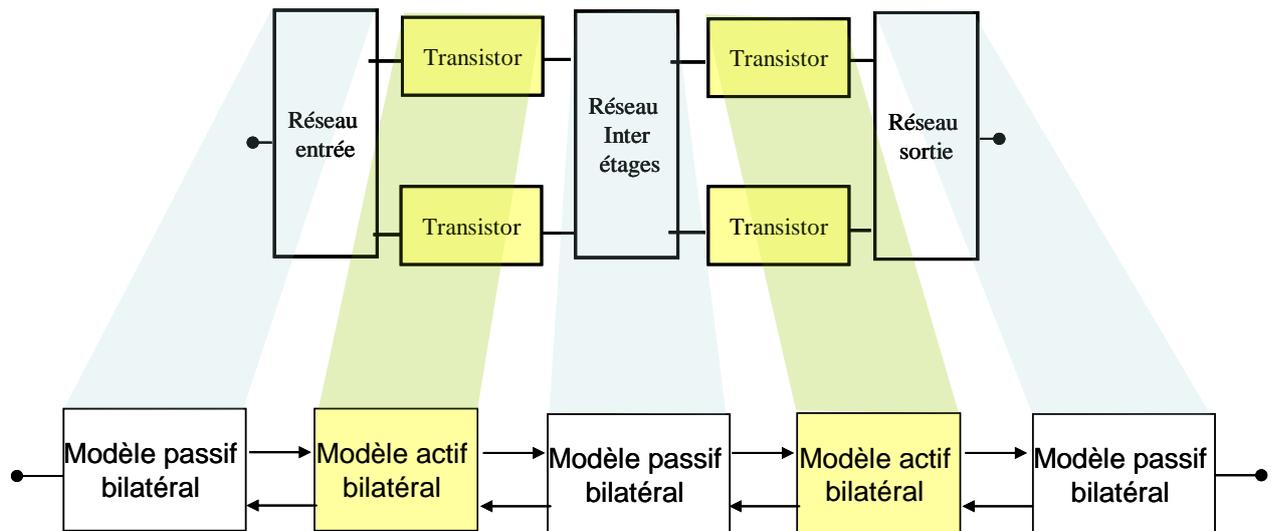


Figure III-37 Simplification de la structure du modèle topologique.

Il suffit de diviser les courants d'entrée/sortie du modèle de transistor par le nombre de transistors de l'étage considéré. Nous allons donc considérer le formalisme des pseudos paramètres S pour décrire les parties actives et l'approximation rationnelle associée à la synthèse de la réponse impulsionnelle pour les parties passives.

III.3.3. Implémentation dans Scilab/Scicos

Ce travail est en cours de réalisation puisque des problèmes de convergence sont rencontrés en présence des plusieurs blocs implicites. Dans ce cas, le simulateur essaye d'adapter sans succès le pas de temps. Le formalisme de ce travail nécessitera de comprendre le fonctionnement interne du solveur DAE utilisé.

IV. Conclusion

Ce chapitre s'est focalisé sur la modélisation comportementale de circuits passifs à plusieurs accès à partir de la méthode du VF qui permet l'approximation rationnelle efficace et robuste de systèmes MIMO.

Nous avons utilisé cette méthode pour des modèles équivalents composés d'éléments simples (R, L et C) au format SPICE compatibles avec la majorité des simulateurs circuits. Nous avons validé cette approche sur deux amplificateurs de puissance et montré l'intérêt pour lever les problèmes de convergence rencontrés en TE.

Nous avons ensuite utilisé cette méthode pour définir des modèles bilatéraux en considérant la synthèse de la réponse impulsionnelle (à partir des pôles/résidus issus du VF) et une numérisation efficace du produit de convolution élémentaire. Nous avons ainsi pu définir un modèle Scicos bilatéral en langage Modelica quel que soit le nombre d'accès considérés. Finalement, nous avons validé cette approche sur différents circuits plus ou moins complexes.

La dernière partie associée à l'implémentation système du modèle topologique, combinant les modèles en pôles/résidus bilatéraux pour les parties passives et les modèles basés sur les pseudos paramètres S non linéaire pour les parties actives a été implémenté dans

Scicos. Cette association pose pour l'instant des problèmes de convergence de l'algorithme d'équilibrage qui devront être étudiés.

V. Bibliographie

[1] E.C.Levy

« Complex Curve Fitting », IRE Transaction on Automatic Control, AC-4 :37-43, May 1959.

[2] C.K. Sanathanan and J.Koener

« Transfer function synthesis as a Ratio of two complex polynomials », IEEE Transaction on Automatic Control, AC: 8:56-58, January 1963.

[3] A.K. Shaw

« Optimal design of digital IIR filters by model fitting frequency response data », IEEE Transaction on Circuits and Systems-II, Analog and Digital Signal Processing, (42) 11:702-710, November 1995.

[4] A. Anakabe, J.M.Collantes, J.Portilla, S.Mons, A.Mallet

« Detecting and Avoiding Odd-Mode Parametric Oscillations in Microwave Power Amplifiers », RF and Microwave Computer-Aided Engineering (Wiley), September 2005, Vol 15, N° 5 pp 469-478.

[5] B.Gustavsen and A.Slymen

« Rational Approximation of frequency domain responses by Vector Fitting », IEEE Transaction on Power Delivery, Vol 14, N°3, pp 1052-1061, July 1999.

[6] A.Slymen and B.Gustavsen

« Vector Fitting by pole relocation for the state equation approximation of non rational transfer matrices », Circuits Systems Signal Process, Vol 19, N°6, pp. 549-566, 2000

[7] B.Gustavsen

« Fast Passivity Enforcement for pole-residue Models by Perturbation of Residue Matrix Eigenvalues », IEEE Transaction on Advanced Packaging, Vol 23, N°4, pp 2278-2285, 2008.

[8] B.Gustavsen

«Enforcing passivity for Admittance Matrices Approximated by Rational functions », IEEE Transaction on Power Systems, 2009.

[9] B. Gustavsen

« Fast Passivity Enforcement for S-Parameters Models by Perturbation of Residue Matrix Eigenvalues », IEEE Transaction on Advanced Packaging, Vol 23, N°4, pp 2278-2285, 2008.

[10] The Vector Fitting Website

« www.energy.sintef.no ».

[11] B.Gustavsen

« Computer Code for Rational Approximation of Frequency Dependent Admittance Matrices », IEEE, Transaction Power Delivery, Vol 17, N°4, pp 1093-1098, October 2002.

[12] F.X. Estagerie, A. Bennadji, T.Reveyrand, S.Mons, R.Quere, L.Constancias

« Behavioral Modeling of power amplifier for radar applications », Proceedings of the European Microwave Association, Vol 4, pp. 146-154, June 2008.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce manuscrit s'inscrit dans la problématique de modélisation comportementale des systèmes MIMO pour la simulation circuit et système efficace d'amplificateurs de puissance.

L'objectif de ce travail était de donner une alternative aux paramètres S classiquement utilisés pour décrire les circuits passifs avec deux idées :

Comment définir un modèle système bilatéral fonctionnant nécessairement en temporel d'enveloppe à partir de la matrice de description [S] d'un système MIMO ?

Comment évaluer les performances d'un amplificateur de puissance en Transitoire d'Enveloppe en présence de sous-circuits linéaires issus d'une simulation EM et donc décrits par leur matrice S.

Ces deux questions posent finalement le problème de l'approximation rationnelle efficace de fonctions de description (Z, Y, S) décrites par des échantillons fréquentiels.

Ces travaux se sont basés sur la méthode du Vector Fitting qui donne une approche efficace pour les systèmes MIMO mais également robuste puisqu'elle garantit la passivité des pôles associés.

Le premier chapitre a présenté les différentes méthodes de simulation des circuits microondes avec une attention particulière pour le niveau circuit (associé principalement à la conception d'une fonction RF de base) et le niveau système (associé à la simulation des performances d'un ou plusieurs blocs sur des signaux réels). Nous avons introduit les principales méthodes associées avec d'une part au niveau circuit l'EH et le TE qui permettent respectivement la simulation face des porteuses pures (CW – 3 tons) ou face à un signal réel (porteuses et modulation), d'autre part au niveau système les méthodes Data Flow et Control Flow à partir des enveloppes I et Q des signaux considérés. Nous avons vu la maturité et l'efficacité de ces méthodes au niveau circuit même si lorsque l'on doit considérer les phénomènes de couplage et les discontinuités de circuits d'accès (distributeur de puissance ...) on doit utiliser une simulation EM (HFSS/Momentum) qui produit au final une matrice de description Z, Y ou S compatible avec le simulateur circuit. Malheureusement, cette représentation n'est pas fonctionnelle en TE et ne permet pas d'accéder aux performances du circuit face à un signal réel ou d'évaluer les facteurs de mérites associés (ACPR, EVM, ...) qui nécessitent de manipuler le signal modulé. Enfin nous avons donné une description de la fonction amplificatrice, dispositif non linéaire très critique puisqu'il affecte l'intégrité du signal à amplifier. Nous avons donc rappelé ses caractéristiques principales, ainsi que les

principaux phénomènes dispersifs qu'il convient de considérer (mémoire) et finalement les figures de mérite usuelles qui permettent d'apprécier son caractère non linéaire.

Après avoir considéré les outils de simulation de niveau circuit et système, le deuxième chapitre s'est concentré sur la modélisation comportementale, mécanisme qui permet la transition efficace entre ces deux niveaux en maintenant le compromis précision/coût de calcul nécessaire au niveau système. Ce domaine est extrêmement prolifique pour la fonction amplification de puissance et nous avons essayé de dresser un panorama des approches les plus significatives en considérant tout d'abord les modèles unilatéraux qui considèrent le module adapté et qui sont donc destinés à intégrer les simulateurs système fonctionnant en mode DataFlow. A cet effet, les effets de mémoire sont généralement approchés par l'association d'un filtre et d'une non linéarité statique, l'état de l'art est certainement représenté par les approches basées sur les séries de Volterra dynamiques tronquées à l'ordre 1 qui sont extraites à partir de signaux simples aptes à révéler la mémoire HF (CW 1 ton) et BF (CW 2 tons « petite raie grand raie ») et présentent des capacités de prédiction très intéressantes sur des signaux modulés complexes qu'ils soient Radar ou Télécom. Nous avons ensuite considérés les modèles bilatéraux qui apparaissent à l'heure actuelle une voie de développement très intéressante avec les simulateurs systèmes de nouvelle génération qui fonctionnent en mode Control Flow et qui intègrent la notion d'impédance est donc d'interaction entre blocs. Il apparaît que les approches basées sur les « pseudos paramètres S fort signal » permettent d'appréhender avec efficacité le comportement statique du circuit sur des TOS très élevés, point clef pour les applications sur les antennes agiles par exemple. Ce formalisme peut être appliqué au niveau du circuit (approche boîte noire) mais également au niveau transistor (approche topologique) avec une représentation des sous-circuits d'accès par leurs paramètres [S].

Il apparaît donc intéressant d'étudier une approche alternative de représentation des systèmes passifs MIMO à la fois pour des applications circuits (en transitoire d'enveloppe) et système (en temporel d'enveloppe) ce qui constitue le cœur de cette thèse et le dernier chapitre. Ce chapitre introduit premièrement les techniques de Vector Fitting et étudie son intérêt au domaine de l'électronique HF sur la modélisation comportementale de systèmes MIMO. Cette méthode permet l'approximation rationnelle d'une fonction par une formulation particulièrement robuste et efficace qui garantit la stabilité des pôles et donc la réponse temporelle du modèle qui peut lui être associée. Enfin, elle s'adapte parfaitement aux problèmes multidimensionnels en considérant des pôles communs ce qui permet d'aboutir aux

pôles/résidus de matrice de description considérée (S, Y ou Z). Nous avons également montré l'intérêt du choix de positionnement des pôles pour déterminer l'ordre optimal lié à l'approximation et faciliter la convergence de l'algorithme.

Nous avons appliqué cette méthode pour générer un circuit équivalent constitué d'éléments simples R, L et C sous la forme d'un fichier SPICE donc compatible avec les simulateurs circuits usuels. Nous avons pu démontrer sur deux amplificateurs de puissance l'intérêt de cette approche pour accéder aux performances du circuit en transitoire d'enveloppe ce qui représente un intérêt pour la prédiction de performances systèmes lors de la phase de conception.

Nous avons également appliqué cette méthode au niveau système pour définir des modèles comportementaux bilatéraux de systèmes MIMO. Ces modèles se basent sur la synthèse des réponses impulsionnelles associées à chaque S_{ij} et nous avons proposé une implémentation efficace dans l'environnement ScicosLab au travers du langage Modelica. Ces modèles ont notamment été utilisés dans le cadre du PEA Scerné (DGA) pour la simulation « grain fin » des composants passifs rencontrés dans les modules d'E/R d'antennes agiles (charge, filtre, circulateur, ...). Nous avons ensuite validé ces modèles sur des circuits simples (1 accès) mais également pour des circuits plus complexes (distributeur d'un amplificateur de puissance à 7 accès).

A la fin de ce chapitre nous avons également appliqué ces modèles pour l'implémentation système du modèle topologique initié dans la thèse de F. X. Estagerie. Il apparaît que l'association des différents modèles sous ScicosLab pose dans ce cas des problèmes de convergences au simulateur. Ce point constitue les perspectives directes de cette étude qui nécessitera un travail sur l'environnement en partenariat avec l'INRIA.

ANNEXE

Annexe A :

Le modèle d'état de $\sigma(s)$ est :

$$\begin{cases} x' = Ax + Bu \\ y = \tilde{c}^T x + Du \end{cases}$$

A est une matrice diagonale contenant les pôles de départ, B est un vecteur colonne « unité », et \tilde{c}^T est un vecteur ligne contenant les résidus de $\sigma(s)$, $D=1$.

Pour calculer le modèle d'état de $\frac{1}{\sigma(s)}$ correspondant à $\sigma(s)$, l'entrée $u(t)$ et la sortie $y(t)$ sont permutées [A1-1]. Ainsi à partir de l'équation de sortie $y = \tilde{c}^T x + Du$ on obtient :

$$u = D^{-1}(y - \tilde{c}^T x)$$

En remplaçant cette expression dans l'équation dynamique (avec $D=1$) on obtient :

$$x' = (A - B\tilde{c}^T)x + By$$

Finalement, le modèle d'état de $\frac{1}{\sigma(s)}$ sera défini par :

$$\begin{cases} x' = (A - B\tilde{c}^T)x + By \\ u = -\tilde{c}^T x + y \end{cases}$$

Les pôles de $f(s)$, ou résidus de $\sigma(s)$, seront les valeurs propres de $A - B\tilde{c}^T$.

Références

[A1-1] : R. Mansouri, M. Bettayeb, T. Djamah, S. Djennoune

“Vector Fitting fractional system identification using particle swarm optimisation”,
Science Direct, Applied Mathematics and Computation 206 (2008) pp 510-520.

Annexe B :

La réponse impulsionnelle s'écrit sous la forme suivante :

$$h(t) = \sum_{i=1}^M R_i e^{P_i t}$$

Où R_i est le résidu d'indice i , P_i le Pôle d'indice i et M l'ordre d'approximation.

La sortie du système $y(t)$ est :

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_0^{t_n} h(t - \tau) \cdot x(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^M \int_0^{t_n} R_i e^{P_i(t-\tau)} x(\tau) d\tau .$$

À l'instant t_n , $y(t_n)$ s'écrit :

$$y(t_n) = \sum_{i=1}^M \int_0^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^M \left(\int_0^{t_{n-1}} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau + \int_{t_{n-1}}^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau \right)$$

En posant $\Delta t = t_n - t_{n-1}$, il vient :

$$\begin{aligned} y(t_n) &= \sum_{i=1}^M \left(\int_0^{t_{n-1}} R_i e^{P_i(t_{n-1}+\Delta t-\tau)} x(\tau) d\tau + \int_{t_{n-1}}^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau \right) \\ &= \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} \int_0^{t_{n-1}} R_i e^{P_i(t_{n-1}-\tau)} x(\tau) d\tau + \int_{t_{n-1}}^{t_n} R_i e^{P_i(t_n-\tau)} x(\tau) d\tau \right) \end{aligned}$$

$$Z(t_{n-1}) = \int_0^{t_{n-1}} R_i e^{P_i(t_{n-1}-\tau)} x(\tau) d\tau \text{ est le registre de sauvegarde des résultats à } t = t_{n-1} .$$

Nous utilisons l'approximation par la méthode des rectangles comme le montre la figure suivante en considérant $x(t_n) = x(t_{n-1})$.

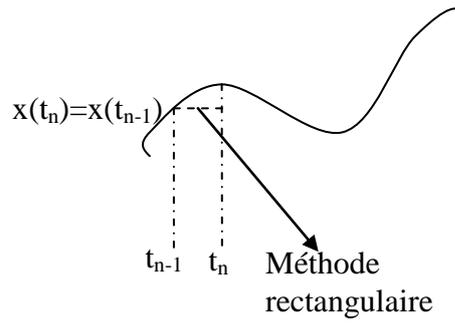


Figure A-1 : Approximation par la méthode de rectangle

Il vient ainsi :

$$\begin{aligned}
 y(t_n) &= \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} Z(t_{n-1}) + x(t_n) e^{P_i t_n} \int_{t_{n-1}}^{t_n} R_i e^{-P_i \tau} d\tau \right) \\
 &= \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} Z(t_{n-1}) + x(t_n) \frac{R_i}{P_i} e^{P_i t_n} \left(-e^{-P_i t_n} + e^{-P_i t_{n-1}} \right) \right) \\
 &= \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} Z(t_{n-1}) + x(t_n) \frac{R_i}{P_i} \left(e^{P_i \Delta t} - 1 \right) \right)
 \end{aligned}$$

Et la forme finale qui donne la valeur de la sortie à $t = t_n$ en fonction de l'entrée à t_n et du registre à t_{n-1} .

$$y(t_n) = \sum_{i=1}^M \left(e^{P_i \Delta t} Z(t_{n-1}) + x(t_n) \frac{R_i}{P_i} \left(e^{P_i \Delta t} - 1 \right) \right)$$

$$Z(t_n) = x(t_n) \frac{R_i}{P_i} \left(e^{P_i \Delta t} - 1 \right).$$

LISTE DES PUBLICATIONS ET DES COMMUNICATIONS

[1] **H. MEHDI, A. BENNADJI, S. MONS, E. NGOYA, R. QUERE**

"Bilateral S-Parameters Model for time domain system simulation"

IEEE Conference, INMMIC 2010, May 2010, Gothenborg, Sweden

[2] **H. MEHDI, A. BENNADJI, S. MONS, E. NGOYA**

"Modélisation comportementale topologique d'amplificateur de puissance"

16eme Journées Nationales Micro-ondes, Mai 2009, Grenoble, France

[3] **H. MEHDI, A. BENNADJI, S. MONS, E. NGOYA, R. QUERE**

"An Efficient Envelope Transient Simulation of S-Parameters Circuits in System Simulator"

EUMW International Conference, september 2010, Paris, France

[4] **H. MEHDI, A. BENNADJI, S. MONS, E. NGOYA, R. QUERE**

"Improvement of the Envelope Transient Simulation of S-Parameters in Circuit and System Simulation"

IJMWT international Transaction, EUMA, en cours.

Résumé

Ce travail de thèse concerne la modélisation comportementale des systèmes RF MIMO. L'objectif est la prédiction des performances systèmes d'un amplificateur de puissance qui intègre des sous circuits passifs représentés par des paramètres S. l'approche présenté se base sur les techniques de Vector Fitting qui permettant l'approximation rationnelle efficace de données fréquentielles.

La première application concerne la synthèse équivalente d'un sous circuit passif décrits par des [S] à partir d'éléments simples R, L et C. cette approche permet dans un simulateur de niveau circuit, d'apporte une alternative aux problèmes de convergence en transitoire d'enveloppe et d'accéder aux performances du circuit face à un stimulus réel.

La deuxième application concerne la modélisation et l'implémentation de ces modèles comportementaux dans un environnement système Scilab/Scicos qui permet la résolution de systèmes implicites. La méthode permet d'intégrer des modèles en enveloppe quelque soit le nombre d'accès considérés.

Ces modèles permettant d'envisager l'implémentation du modèle topologique d'amplificateur de puissance dans un environnement systèmes.

Mots clés

Modélisation Comportementale, Amplificateur de puissance, Volterra, Vector Fitting, système MIMO, Transitoire d'enveloppe, Scilab/Scicos, Modelica.

Abstract

This work concerns the behavioural modelisation of MIMO RF systems. The objective is to predict the power amplifier system performance that integrates into sub-"passive circuits" in which they are presented in S-parameters. This approach is based on Vector Fitting technique permits the effective rational approximation of frequency data.

The first application concerns the equivalent synthesis of a sub passive circuit described from [S] parameters and simulated using simple R, L, C elements. This approach allows us to have an alternative solution of the transient envelop convergence problems and to have an access to circuit performances in the presence of real stimulus.

The second application concerns the modelisation and implementation of behavioural models in a "Scilab/Scicos" environment, in which, solving an implicit systems becomes a doable task, also, it takes into account the integration of the model nomatter what the number of accesses is.

These models permit to implement a power amplifier's topological model in a system environment (Scicos).