



**HAL**  
open science

# Validation et extension non analytique de la théorie des modèles de Volterra à noyaux dynamiques pour la modélisation des amplificateurs à TOP

Wissam Saabe

► **To cite this version:**

Wissam Saabe. Validation et extension non analytique de la théorie des modèles de Volterra à noyaux dynamiques pour la modélisation des amplificateurs à TOP. Electronique. Université de Limoges, 2022. Français. NNT : 2022LIMO0019 . tel-03666782

**HAL Id: tel-03666782**

**<https://theses.hal.science/tel-03666782>**

Submitted on 12 May 2022

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ED n°610 : Sciences et Ingénierie des systèmes, Mathématiques,  
Informatique

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire XLIM – UMR CNRS n°7252

## Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Wissam SAABE

le 8 Mars 2022

## Validation et extension non analytique de la théorie des modèles de Volterra à noyaux dynamiques pour la modélisation des amplificateurs à TOP

Thèse dirigée par Edouard NGOYA & Jacques SOMBRIN

### JURY :

#### Rapporteurs

Myriam Ariaudo, HDR, ENSEA

Yide Wang, PR, Université de Nantes

#### Examineurs

Yves Elskens, PR, Université Aix-Marseille

Frédéric André, HDR, Ingénieur, Thalès AVS

Pedro Rynkiewicz, Ingénieur, CNES

Jacques Sombrin, Ingénieur, TESA

Sébastien Mons, CR, XLIM

Edouard Ngoya, DR, XLIM

#### Invités

Christophe Mazière, Ingénieur, AMCAD

Geoffroy Soubercaze-Pun, Ingénieur, CNES



Université  
de Limoges



« *Citation* »

Auteur

*Dédicace,*



# *Remerciements*

Remerciements jury

# Table des matières

<b>Table des figures</b>	<b>3</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>7</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>8</b>
<b>1 L'amplificateur de puissance TOP dans le contexte des télécommunications par satellite</b>	<b>10</b>
1.1 Introduction	10
1.2 Système de télécommunication par satellite	10
1.2.1 Historique et applications satellitaires	10
1.2.2 Description d'un système de télécommunication par satellite	13
1.2.3 Normes pour la transmission numérique par satellite	17
1.2.4 Bilan de liaison d'une transmission par satellite	23
1.3 Caractérisations de l'amplificateur de puissance TOP	26
1.3.1 Description du TOP	26
1.3.2 Caractérisation mono-porteuse	28
1.3.3 Caractérisation bi-porteuse	31
1.3.4 Caractérisation multi-porteuse	34
1.3.5 Effets de mémoire dans les TOP	39
1.4 Conclusion	42
Bibliographie	43
<b>2 Modélisation comportementale des amplificateurs de puissance TOP pour la simulation système</b>	<b>45</b>
2.1 Introduction	45
2.2 Différents niveaux d'abstraction de la modélisation des TOP	45
2.3 Modèles sans mémoire	50
2.4 Modèles avec mémoire Haute-Fréquence	52
2.4.1 Les modèles de Hammerstein et de Wiener	53
2.4.2 Les modèles n-box	55
2.5 Les modèles avec mémoire Haute-Fréquence et Basse-Fréquence	58
2.5.1 Généralités sur la théorie des systèmes dynamiques	58
2.5.2 La série de Volterra classique	59
2.5.3 La série de Volterra dynamique	63
2.6 Conclusion	67
Bibliographie	68

---

<b>3</b>	<b>Application du modèle Volterra HF sur un ATOP spatial</b>	<b>71</b>
3.1	Introduction	71
3.2	Description du modèle Volterra-HF	72
3.2.1	Formalisme du modèle Volterra-HF	72
3.2.2	Principe d'extraction	73
3.2.3	Implémentation numérique du modèle	74
3.3	Application au TOP spatial	82
3.3.1	Mesures de caractérisation de l'ATOP	82
3.3.2	Extraction du modèle Volterra HF	86
3.3.3	Évaluation du modèle Volterra HF sur le critère $C/I_3$	90
3.3.4	Évaluation du modèle Volterra HF sur le critère NPR	97
3.3.5	Synthèse des qualités et limites du modèle de Volterra HF	102
3.4	Extensions du modèle de Volterra HF	102
3.4.1	Première observation : impact de la dispersion fréquentielle des courbes de conversion AM-PM	103
3.4.2	Deuxième observation : oscillations des non-linéarités	107
3.4.3	Troisième observation : modèle de Wiener	109
3.4.4	Extension V <sub>1</sub>	113
3.4.5	Extension V <sub>2</sub>	114
3.4.6	Extension V <sub>3</sub>	114
3.4.7	Extension V <sub>4</sub>	116
3.5	Évaluation des modèles étendus	117
3.5.1	Test bi-porteuses	117
3.5.2	Test multi-porteuses	123
3.6	Conclusion	126
	Bibliographie	127
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>128</b>
	<b>Publications et communications relatives à ce travail</b>	<b>130</b>
	<b>Annexe</b>	<b>132</b>



# Table des figures

1.1	Liaisons montantes et descendantes entre les segments sol, spatial et de contrôle	13
1.2	Charge utile "transparente"	15
1.3	HPA ATOP	16
1.4	TEB en fonction de $E_b/N_0$ pour une BPSK non codée	18
1.5	Efficacité spectrale en fonction du SNR par bit	19
1.6	Constellation QPSK/8PSK/16APSK/32APSK [8]	21
1.7	Tracé de la puissance de sortie d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.	23
1.8	SNIR en fonction de l'OBO	25
1.9	Schéma d'un tube	26
1.10	Principe de caractérisation monoporteuse d'un amplificateur	29
1.11	Caractéristiques AM/AM (a) et AM/PM (b)	30
1.12	Gain en fonction de $P_e$	31
1.13	Principe de caractérisation bi-porteuse	32
1.14	Principe de caractérisation bi-porteuse	33
1.15	$C/I3$ fonction de $P_e$	34
1.16	Signal pseudo bruit blanc	35
1.17	Méthode du trou	36
1.18	Spectre du signal de sortie + bruit d'intermodulation	37
1.19	Caractéristiques AM/AM (a) et AM/PM (b) pour plusieurs fréquences	40
1.20	Ondulation du gain dans la bande	41
2.1	Cycle en V de conception et niveau d'abstraction	46
2.2	Bloc SISO	49
2.3	Topologie Hammerstein	53
2.4	Topologie Wiener	54
2.5	Topologie Wiener-Hammerstein	55
2.6	Schéma en bloc du modèle de Saleh	56
2.7	Schéma en bloc du modèle de Poza-Sarkozy-Berger	56
2.8	Schéma en bloc du modèle d'Abuelma'atti	57
2.9	Schéma en bloc du modèle d'Abuelma'atti	58
2.10	Signal deux porteuses dont un signal de pompe et un signal de modulation à faible indice	66
3.1	Principe d'identification du noyau dynamique à partir d'un signal mono-porteuse	73
3.2	Schéma de banc de caractérisation CW	74
3.3	Caractérisation AMAM de l'ATOP	74
3.4	Fonctions de base suivant l'amplitude du signal	77
3.5	Fonctions de base suivant la fréquence du signal	77
3.6	Valeurs des coefficients $\gamma_k$ en fonction de l'ordre $K$	78

3.7	Topologie du modèle de Volterra HF	80
3.8	Schéma de principe du modèle discrétisé de Volterra HF	81
3.9	Puissance de sortie en dBm en fonction de la puissance d'entrée en dBm à $F_c = 19.5 \text{ GHz}$	83
3.10	Puissance de sortie en dBm en fonction de la fréquence à puissance d'entrée de saturation fixé à -1.2 dBm	83
3.11	Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée en dBm aux fréquences 17, 19.5 et 22 GHz	84
3.12	Gain en dB en fonction de la fréquence pour 3 niveaux de puissance d'entrée	84
3.13	AMPM en degré en fonction de la puissance d'entrée en dBm aux fréquences 17, 19.5 et 22 GHz	85
3.14	Phase de sortie en fonction de la fréquence $P_{sat}$	85
3.15	Extraction du modèle de Volterra HF à l'aide de l'outil SCERNE	86
3.16	Erreur NMSE en fonction de l'ordre $K$ du modèle et de la largeur de bande des données de mesure	87
3.17	Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 1$ ) du gain en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée	88
3.18	Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) du gain en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée	89
3.19	Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) du gain en fonction de la puissance d'entrée pour différentes fréquences	89
3.20	Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) de l'AMPM en fonction de la puissance d'entrée pour différentes fréquences	90
3.21	Caractérisation bi-porteuse	91
3.22	Gain des porteuses gauche et droite, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesure/modèle $V_0$ , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)	92
3.23	$C/I_3$ gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesure/modèle $V_0$ , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)	92
3.24	Caractérisation bi-porteuse déséquilibrée	93
3.25	Gain des porteuses gauche (grand signal) et droit (petit signal, 30 dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle $V_0$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10 dB)	94
3.26	$C/I_3$ gauche (grand signal) et droit (petit signal, 30 dBc), fonction de l'écart de porteuses : comparaison mesures/modèle $V_0$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10 dB)	94
3.27	Caractérisation bi-porteuse avec centre décalé	95
3.28	Gain des porteuses gauche et droit, fonction de la puissance $P_{in}$ : comparaison mesures/modèle $V_0$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré à 18.5 GHz	96
3.29	$C/I_3$ gauche et droit, fonction de la puissance $P_{in}$ : comparaison mesures/modèle $V_0$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré à 18.5 GHz	96
3.30	Spectre d'entrée (a) et forme d'onde temporelle (b) d'un signal de 500 MHz de bande	98
3.31	Spectre d'entrée et de sortie d'un signal de 500 MHz de bande (a) et décomposition du spectre de sortie en signal utile et bruit (b)	99
3.32	Mesures du NPR en fonction de la puissance d'entrée du signal	100

3.33	Comparaison Mesure/Modèle : NPR en fonction de la puissance d'entrée pour 40 MHz (a), 125 MHz (b), 200 MHz (c) et 500 MHz (d) de bande utile . . . . .	101
3.34	Courbes de conversion AM-PM sur les 5 GHz de bande du PA (17-22 GHz) : comparaison mesures/modèle . . . . .	103
3.35	Courbes de conversion AM-PM sur les 5 GHz de bande du PA (17-22 GHz) : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1 (une seule fonction de base) . . . . .	104
3.36	C/I <sub>3</sub> gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1 . . . . .	104
3.37	Gain CW du PA, fonction de Pin, pour 21 points de fréquences dans la bande : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1 . . . . .	105
3.38	Gain porteuse gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesures/modèles ( Volterra HF normal : V <sub>0</sub> et Volterra sans dispersion AMPM : V <sub>1</sub> ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB) . . . . .	106
3.39	C/I <sub>3</sub> gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesures/modèles ( Volterra HF normal : V <sub>0</sub> et Volterra sans dispersion AMPM : V <sub>1</sub> ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB) . . . . .	106
3.40	Non-linéarités orthogonales, $\beta_k(X) \cdot X$ , générées par la procédure SVD (présence d'oscillations) . . . . .	107
3.41	Non-linéarités colinéarisées, $\lambda_k(X) \cdot X$ , (suppression des oscillations) . . . . .	109
3.42	Schéma d'identification du filtre de Wiener . . . . .	110
3.43	Comparaison fonctions de transfert : filtre d'entrée Wiener avec gain petit signal de l'ATOP . . . . .	111
3.44	Comparaison des faisceaux de courbes de gain de l'ATOP sur la bande 17-22 GHz : mesures/Modèle Wiener-Hammerstein . . . . .	111
3.45	Comparaison des faisceaux de courbes AM-PM de l'ATOP sur la bande 17-22 GHz : mesures/Modèle Wiener-Hammerstein . . . . .	112
3.46	Schéma de principe du modèle de Volterra HF de base : V <sub>0</sub> . . . . .	112
3.47	Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V <sub>1</sub> . . . . .	113
3.48	Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V <sub>2</sub> . . . . .	114
3.49	Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V <sub>3</sub> . . . . .	115
3.50	Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V <sub>4</sub> . . . . .	116
3.51	Gain des porteuses gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèles (Volterra HF V <sub>0</sub> et extensions V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> et V <sub>4</sub> ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB) . . . . .	118
3.52	C/I <sub>3</sub> gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèles (Volterra HF V <sub>0</sub> et extensions V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> et V <sub>4</sub> ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB) . . . . .	118
3.53	Gain des porteuses gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèles (Volterra HF V <sub>0</sub> et extensions V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> et V <sub>4</sub> ) pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10dB) . . . . .	119
3.54	C/I gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèles (Volterra HF V <sub>0</sub> et extensions V <sub>1</sub> , V <sub>2</sub> , V <sub>3</sub> et V <sub>4</sub> ) pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10dB) . . . . .	119
3.55	Gain des porteuses gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèle Volterra extension V <sub>4</sub> , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB) . . . . .	120
3.56	C/I gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré 19.5Ghz : Comparaison mesures/modèle Volterra extension V <sub>4</sub> , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB) . . . . .	120

3.57	Gain des porteuses gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra extension $V_4$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2, et 10dB) . . . . .	121
3.58	C/I gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra extension $V_4$ , pour 2 niveaux de recul (IBO=2, et 10dB) . . . . .	121
3.59	Gain des porteuses gauche et droit, fonction de la puissance $P_{in}$ : comparaison mesures/modèle Volterra extension $V_4$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré 18.5 GHz . . . . .	122
3.60	C/I gauche et droit, fonction de la puissance $P_{in}$ : comparaison mesures/modèle Volterra extension $V_4$ , pour 2 écart de fréquences (500 kHz et 250 MHz), centré 18,5 GHz . . . . .	122
3.61	NPR fonction de la puissance $P_{in}$ , bande de signal 40 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF $V_0$ et extensions . . . . .	123
3.62	NPR fonction de la puissance $P_{in}$ , bande de signal 125 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF $V_0$ et extensions . . . . .	124
3.63	NPR fonction de la puissance $P_{in}$ , bande de signal 200 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF $V_0$ et extensions . . . . .	124
3.64	NPR fonction de la puissance $P_{in}$ , bande de signal 500 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF $V_0$ et extensions . . . . .	125

# Liste des tableaux

1.1	Nomenclature de l'UIT et les classifications radar IEEE et de l'industrie spatiale. [2][3][4] . . . . .	12
1.2	Synthèse des données disponibles sur les satcoms et leur charge utile. . . . .	17
1.3	Impact du rendement sur la largeur de fréquence requise pour une modulation BPSK et un TEB fixé à $10^{-6}$ et un rythme de bit de 2.048 Mbit/s [?] . . . . .	20

# Introduction générale

Au cours de ces vingt dernières années, la forte demande de haut-débit des services et applications proposées dans les systèmes de communication sans fil a continuellement pousser à améliorer l'exploitation des ressources spectrales et énergétiques limitées. Plus particulièrement, les communications par satellite, appelées SATCOM, proposent de nouveaux services tels que l'accès à l'internet haut débit, notamment pour couvrir les zones blanches ou permettre cette connectivité à bord des avions. Pour cela, les SATCOM peuvent profiter, d'une part, de récents standards de transmission sous la norme DVB-S2X, permettant actuellement d'utiliser des modulations numériques avec une très grande efficacité spectrale. D'autre part, les amplificateurs de puissance à tube utilisés dans les charges utiles des satellites, sont employés à un point de fonctionnement proche de leur saturation, ce qui permet de maximiser l'utilisation de l'énergie récoltée par les panneaux solaires. Cependant, ceci dégrade significativement la qualité de la transmission notamment en présence de signaux à grande dynamique. Les ingénieurs doivent donc réaliser le meilleur compromis entre la linéarité du système et l'efficacité énergétique. Afin de réduire les phases de réglage de ces dispositifs, les concepteurs de charge utile ont donc recours à des outils d'analyse et de simulation.

Cette analyse nécessite des modèles numériques qui puissent s'exécuter en un temps raisonnable dans le cadre d'une simulation système et également d'une précision suffisante pour prendre en compte les phénomènes physiques au sein des amplificateurs de puissance. Dans ce cadre, la modélisation comportementale des amplificateurs paraît être une approche pertinente permettant d'avoir une représentation mathématique du système à partir de données expérimentales du dispositif. L'enjeu ici est de pouvoir obtenir un résultat similaire au système réel dans l'expression de la non linéarité et des effets de mémoire. Dans la littérature, on trouve de nombreux modèles qui s'appuient sur la théorie des séries de Volterra dédiée à la représentation des systèmes dynamiques non linéaires. Ces modèles possèdent les uns et les autres des avantages et des limitations. La perspective de dispositif ayant des effets dispersifs de plus en plus importants dans un régime non linéaire rends encore plus indispensable le développement de modèle comportementaux performants. C'est dans cette optique que ces travaux de thèses s'inscrivent et qui se basent sur un certain nombre de travaux développés dans le laboratoire XLIM, dont le modèle de Volterra HF.

Le premier chapitre est consacré à la description générale d'un système de télécommunication par satellite et présente la technologie d'amplification de puissance à tube à ondes progressives pour la transmission de signaux radio-fréquence. Cela nous permettra

d'introduire le rôle important de cette fonction RF dans le système de transmission et d'éclairer le lecteur sur les différentes caractérisations permettant d'analyser les effets non linéaires et les effets de mémoires de ce dispositif.

Le second chapitre est exclusivement dédié à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance. Nous présenterons les principes de la simulation système et nous passerons en revue certains modèles proposés dans la littérature pour en détailler la structure mathématique, puis les avantages et les inconvénients.

Le troisième et dernier chapitre est consacré à l'application du modèle de Volterra HF sur un amplificateur à tube à ondes progressives. Nous expliciterons la démarche mathématique suivie dans le développement de ce modèle issu de précédant travaux réalisés dans le laboratoire XLIM. Nous évaluerons les capacités de ce modèle face aux caractérisations de l'ATOP et en tirerons les conclusions. Afin de tenter de surpasser les limitations observées dans cette étude, nous proposerons des contributions originales constituées de différentes modifications dans la structure originelle du modèle de Volterra HF. L'extraction et l'évaluation de ces modèles se fera sur la base de mesures fournies par le CNES.

Enfin, nous concluons sur l'apport de ces différentes techniques développées dans le chapitre 3 et le manuscrit se terminera en proposant des perspectives liées à ces activités de modélisation comportementale.

# L'amplificateur de puissance TOP dans le contexte des télécommunications par satellite

## 1.1 Introduction

Ce premier chapitre est dédié à la description générale d'un système de télécommunication par satellite et présente l'amplificateur de puissance à tube à ondes progressives pour la transmission de signaux radio-fréquence.

Pour débiter ce chapitre, le contexte des systèmes de télécommunication par satellite et les différents sous-systèmes composant la chaîne de transmission sont décrits. Nous rappellerons les normes qui régissent la transmission numérique du signal et détaillerons le bilan de liaison de la communication par satellite dans lequel l'amplificateur de puissance (PA) joue un rôle crucial. En effet, le point de fonctionnement de l'amplificateur de puissance doit être optimisé pour à la fois élever le niveau du signal à transmettre et utiliser efficacement l'énergie électrique issue des panneaux solaires du satellite.

Par la suite, nous tâcherons de décrire les différentes parties composant le tube à ondes progressives et les différentes figures de mérite qui permettent de caractériser les phénomènes non linéaire et de mémoire dans l'amplificateur de puissance développé à partir de cette technologie. Il est effectivement nécessaire d'évaluer les distorsions apportées par le PA lors des différentes phases de conception. Ces caractéristiques, utilisées par les systémiers, seront repris dans ces travaux de thèse afin d'évaluer la capacité des modèles développés à prédire le comportement du PA.

## 1.2 Système de télécommunication par satellite

### 1.2.1 Historique et applications satellitaires

L'idée d'envoyer des objets dans l'espace pour relayer une transmission entre n'importe quel point du globe fut émise par l'auteur de science-fiction Arthur C. Clarke en 1945 [1]. Dans cet article, il présentait la faisabilité d'établir cette communication à l'aide d'un réseau de satellites artificiels placés en orbite géostationnaire et énonçait déjà des calculs,



notamment liés aux puissances nécessaires d'émission et de réception d'un tel système. De cette époque commence l'ère des satellites stimulée par 2 technologies distinctes : les missiles et les systèmes de communication micro-onde. La conquête spatiale débute le 4 octobre 1957 avec le lancement du 1<sup>er</sup> satellite artificiel (Sputnik 1) par l'ex-URSS.

Depuis ce lancement, ce ne sont pas moins de 8000 satellites qui ont été lancés en orbite pour différents usages tels que les télécommunications, l'observation de la Terre, la navigation et les missions scientifiques et militaires. Les télécommunications par satellite se distinguent comme le secteur d'activité le plus important en matière de potentiel d'usage et de nombre de satellites lancés. Les services communément délivrés par les satellites de télécommunication (satcoms) comprennent la diffusion de la télévision et de la radio, la téléphonie internationale et la communication de données. La connectivité à Internet s'ajoute actuellement aux services proposés et la forte demande en haut débit dynamise aujourd'hui le marché des satcoms.

Pour la transmission de ces contenus informatifs entre la Terre et l'espace, les communications par satellite utilisent les ondes électromagnétiques (EM). Une onde EM est caractérisée par sa longueur d'onde en mètre ou également par sa fréquence en Hertz. Aussi, l'ensemble des fréquences de zéro à l'infini constitue le spectre EM et une gamme de fréquence particulière est appelée bande de fréquence. De plus, les fréquences inférieures à 300 GHz appartiennent au domaine des radiofréquences (RF) utilisé pour les radiocommunications. De ce fait, l'Union Internationale des Télécommunications (International Telecommunication Union ou ITU), ou encore UIT, est chargée de coordonner les services et les réseaux (terrestres et satellites) de télécommunication du monde, notamment sur le partage du spectre RF pour une utilisation rationnelle, efficace et économique de cette ressource naturelle limitée. Cette agence spécialisée de l'Organisation des Nations Unies (ONU) publie précisément le Règlement des Radiocommunications (RR) [2] dans lequel est définie l'allocation des bandes de fréquences pour les différents services de radiocommunications spatiales que sont principalement :

- Les services fixes par satellite (Fixed-Satellite Service ou FSS) ;
- Les services mobiles par satellite (Mobile-Satellite Service ou MSS) ;
- Les services de radiodiffusion par satellite (Broadcasting-Satellite Service ou BSS).

Pour ce faire, il existe deux méthodes pour définir les bandes RF. D'un côté, la nomenclature de l'UIT subdivise le spectre RF en bandes d'une décade 1.1. La plupart des liaisons satellites opèrent de la bande VHF à la bande EHF et majoritairement dans la bande SHF. D'un autre côté, une classification différente provient de la Seconde Guerre mondiale où les militaires ont nommé les plages de fréquences par des lettres pour garder secret le développement des systèmes de radiodétection. Cette terminologie a été reprise par la « IEEE Standards Association » qui divise la gamme de fréquences 1-40 GHz en 7 bandes. De même, les bandes de fréquences supérieures à 40 GHz sont désignées par plusieurs lettres comme la bande Q, V ou W. Il se trouve que les industriels du spatial emploient majoritairement cette terminologie radar pour désigner les bandes utilisées par les satellites. Le tableau 1.1 permet de comparer la nomenclature de l'UIT avec les autres classements.

Ainsi, la bande de fréquence RF allouée a un impact décisif dans la conception de la chaîne

UIT				Radar IEEE		Radiocommunication spatiale	
Fréquence	Longueur d'onde	Numéro <sup>a</sup>	Dénomination	Fréquence	Symbole	Fréquence nominale	Exemples (GHz)
3-30 kHz	100 à 10 km	4	VLF				
30-300 kHz	10 à 1 km	5	LF				
300-3000 kHz	1 à 0,1 km	6	MF				
3-30 MHz	100 à 10 m	7	HF	3-30 MHz	HF		
30-300 MHz	10 à 1 m	8	VHF	30-300 MHz	VHF		
300-3000 MHz	1 à 0,1 m	9	UHF	300-1000 MHz	UHF		
				1-2 GHz	L	Bande 1,5 GHz	1.525-1.710
				2-4 GHz	S	Bande 2,5 GHz	2.5-2.690
3-30 GHz	10 à 1 cm	10	SHF	4-8 GHz	C	Bande 4/6 GHz	3.4-4.2 4.5-4.8 5.85-7.075
				8-12 GHz	X		
				12-18 GHz	Ku	Bande 11/14 GHz Bande 12/14 GHz	10.7-13.25 14.0-14.5
				18-27 GHz	K <sup>b</sup>	Bande 20 GHz	17.7-20.2
				27-40 GHz	Ka	Bande 30 GHz	27.5-30.0
30-300 GHz	10 à 1 mm	11	EHF	40-75 GHz	V	Bande 40 GHz	37.5-42.5 47.2-50.2
				75-110 GHz	W		
				110-300 GHz	mm		

**Tableau 1.1 – Nomenclature de l'UIT et les classifications radar IEEE et de l'industrie spatiale. [2][3][4]**

a. La bande numéro N s'étend de  $0.3 \times 10^N$  Hz à  $3 \times 10^N$  Hz.

b. Pour les radiocommunications spatiales, les bandes K et Ka sont souvent désignés par le seul symbole Ka

de communication satellite pour obtenir les meilleures performances du point de vue de la qualité de transmission. Nous allons tout d'abord décrire brièvement la configuration d'un système de communication par satellite, ainsi que les étapes permettant la transmission du signal RF contenant l'information au sein du satcom.

### 1.2.2 Description d'un système de télécommunication par satellite

Un système de communication par satellite comporte trois parties distinctes, comme représenté sur la figure 1.1. Premièrement, le segment sol comprend l'ensemble des terminaux fixes, transportables ou mobiles à la surface de la Terre qui utilisent les services fournis par les satcoms. Suivant le type de service considéré (FSS, BSS ou MSS), les terminaux peuvent être de différentes tailles, de quelques centimètres à une dizaine de mètres. Ensuite, le segment de contrôle est composé de l'ensemble des équipements au sol employés pour les opérations de surveillance et de contrôle du satcom. Ces stations de contrôle sont appelées stations TTC (Tracking, Telemetry and Command) et communiquent avec le module TTC au sein du satellite. Enfin, le segment spatial inclut un ou plusieurs satcoms, actifs ou de remplacement, rassemblés éventuellement en une constellation.

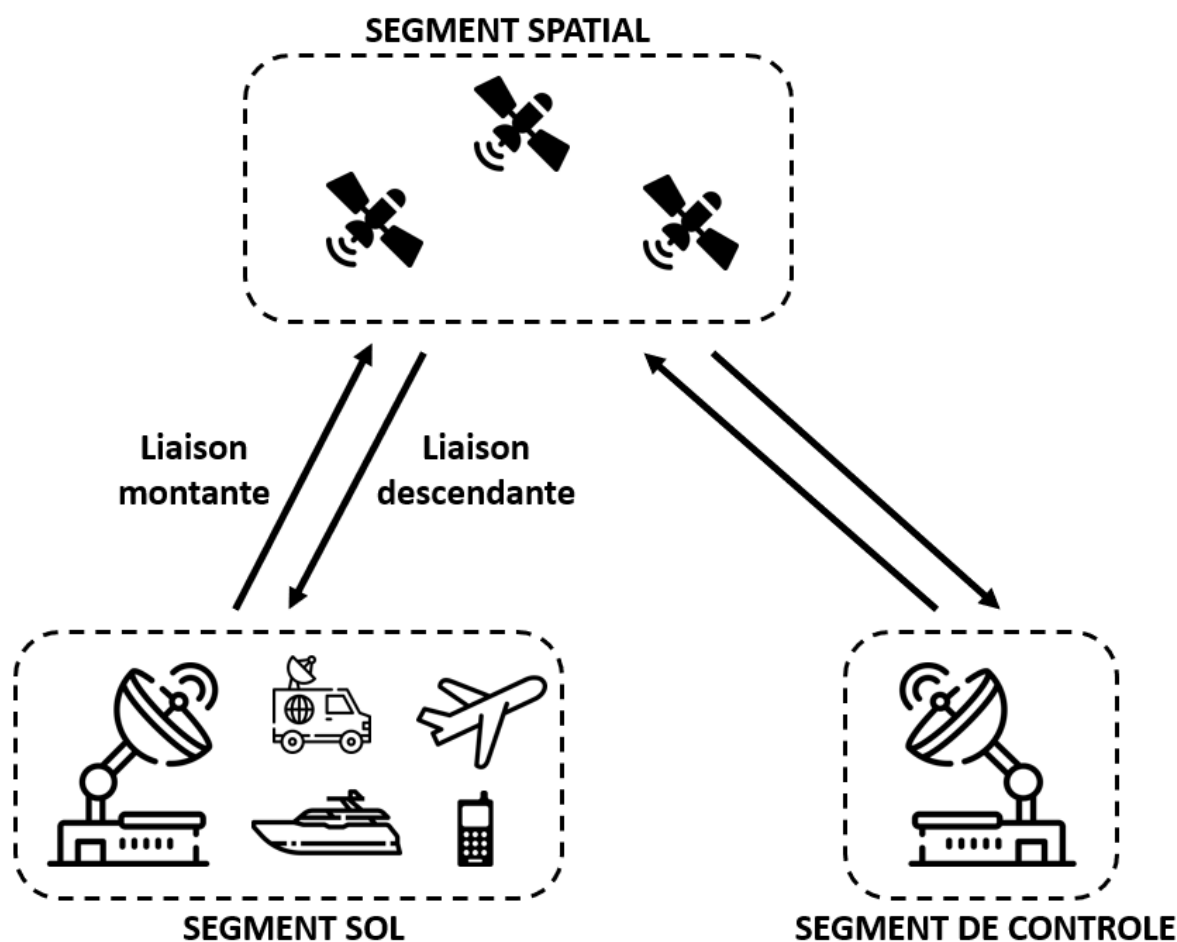


Figure 1.1 – Liaisons montantes et descendantes entre les segments sol, spatial et de contrôle

Le satellite de télécommunication est composé de deux principaux sous-ensembles. Le premier sous-ensemble est la plateforme qui est composée de tous les modules nécessaires à l'autonomie énergétique et à la bonne orientation du satellite en orbite. Le second sous-ensemble est la charge utile qui comprend le répéteur et les antennes. La charge utile fonctionne comme un relais dans le cas des satcoms. En effet, les antennes de réception reçoivent les signaux émis depuis le segment au sol. Puis, ces signaux sont traités par les différentes fonctions électroniques du répéteur : filtrage, transposition en fréquence et amplification. Enfin, les signaux sont renvoyés par les antennes de transmission vers la Terre. Dans certains satcoms modernes, le signal est traité à bord par des processeurs numériques (modem), c'est-à-dire que le signal subit une démodulation, puis une modulation. Les satellites effectuant cette opération sont appelés « régénérateurs ». Toutefois, la plupart des satcoms sont dits « transparents », à savoir qu'ils relayent le signal sans le démoduler.

En outre, la retransmission des signaux de télécommunication exige l'utilisation d'une large bande de fréquence. Cette bande de fréquence est généralement divisée en plusieurs canaux de communication. Ainsi, un transpondeur est défini comme une série d'unités interconnectées qui forme un seul canal de communication entre les antennes d'émission et de réception, c'est-à-dire au sein du répéteur. Comme illustré sur la figure 1.2, certaines unités utilisées par un transpondeur peuvent être communes à d'autres transpondeurs. Les unités d'un transpondeur transparent basique sont les suivantes :

- Un filtre large bande, situé après l'antenne de réception, sélectionne la bande de fréquence à traiter et coupe le bruit en dehors de la bande utile ;
- Un amplificateur faible bruit (Low Noise Amplifier ou LNA) augmente la puissance du signal utile à un niveau supérieur à la puissance du bruit ajouté par les autres unités du transpondeur ;
- Un mélangeur transpose la fréquence du signal incident vers une fréquence de transmission différente pour éviter le brouillage entre la liaison montante et la liaison descendante. Le filtre large bande, le LNA et le mélangeur forment la partie réceptrice du répéteur ;
- Un multiplexeur d'entrée (Input Multiplexer ou IMUX) qui divise, par des filtres très sélectifs, la bande de fréquence utile en différents canaux, autrement dit en différents transpondeurs ;
- Le sous-système d'amplification de forte puissance (High Power Amplifier ou HPA) qui fournit la puissance nécessaire au signal utile pour être transmis au sol dans de bonnes conditions ;
- Un multiplexeur de sortie (Output Multiplexer ou OMUX) qui combine les différents canaux vers l'antenne d'émission.

Par ailleurs, les composants actifs du répéteur (LNA et HPA) sont les parties les plus susceptibles d'avoir une défaillance et ainsi, réduire ou cesser leur fonction. En conséquence, pour satisfaire les objectifs de fiabilité, il est souvent nécessaire d'ajouter des composants actifs de remplacement dans la charge utile. En cas de panne, ces composants redondants peuvent être mis en fonctionnement grâce à des commutateurs reliés au module TTC.

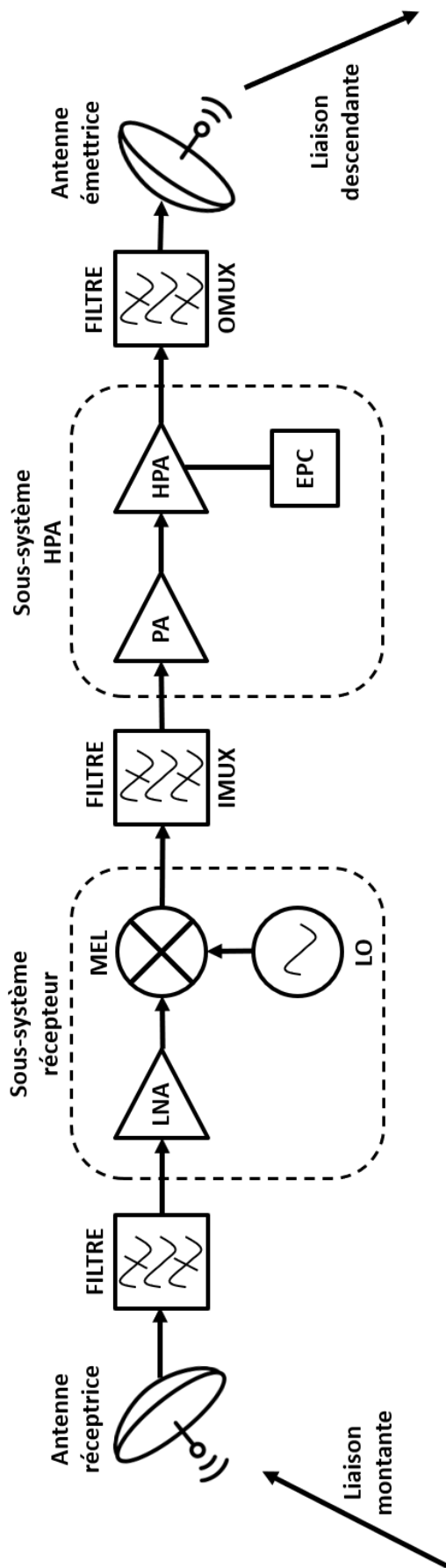


Figure 1.2 – Charge utile "transparente"

Actuellement, deux principales technologies sont disponibles pour réaliser le sous-système HPA : le SSPA (l'amplificateur de puissance à l'état solide ou en Anglais, Solid-State Power Amplifier) et l'ATOP (l'amplificateur de puissance à tube à ondes progressives ou en Anglais, Traveling Wave Tube Amplifier : TWTA).

Le HPA à base d'ATOP est un sous-système complexe, schématisé sur la figure 1.3, et comprend plusieurs unités distinctes que sont :

- L'amplificateur de canal (Channel Amplifier ou CAMP) ou préamplificateur ;
- Le linéariseur ;
- Le tube à ondes progressives (TOP) ;
- Le module d'alimentation électrique (Electronic Power Conditioner ou EPC) qui fournit le courant continu (CC, Direct Current ou DC) nécessaire au CAMP et au TOP.

La désignation de l'amplificateur à tube à ondes progressives (ATOP) inclut le TOP et l'EPC.

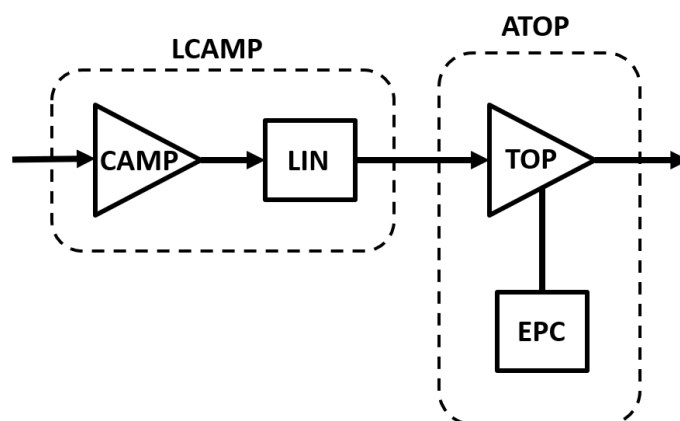


Figure 1.3 – HPA ATOP

L'ATOP fut la première technologie à être utilisée pour les systèmes de communication RF. Elle s'est imposée dans les satcoms utilisant les bandes X, Ku, K et Ka grâce à la forte puissance de sortie générée (50 à 250 watts) et un haut rendement énergétique et sa grande fiabilité. A contrario, le SSPA présente l'avantage de compacité en réunissant plusieurs des fonctions amplificatrices en une seule unité. Même si son domaine d'application s'étend rapidement à l'heure actuelle, le SSPA est plutôt employé sur les bandes L et S à des puissances de sortie plus faibles d'une dizaine de watts, principalement pour leur faible encombrement et leur faible coût. Les deux technologies sont concurrentes dans la bande C pour des puissances de sortie de l'ordre de 20 à 40 watts . En revanche, pour de plus fortes puissances de sortie ou des fréquences plus élevées, les SSPA perdent l'avantage non seulement de l'encombrement, à cause de la masse plus importante des systèmes de dissipation de chaleur, mais également du coût.

Le tableau 1.2 présente la prépondérance des ATOP dans les satellites lancés entre 1982 et 2016 d'après les données disponibles sur les charges utiles [5]. En effet, sur les 305 satellites identifiés, 76% ont une charge utile entièrement à base d'ATOP.

Total des satellites	565
Satellite en orbite basse	16
Satellites géostationnaires	549
Charge utile ATOP	226
Charge utile SSPA	19
Charge utile hybride ATOP/SSPA	60
Charge utile de type inconnu	244

**Tableau 1.2 – Synthèse des données disponibles sur les satcoms et leur charge utile.**

Le HPA est un élément critique dans l'intégrité du signal transmis ainsi que le bilan de liaison énergétique et il représente un élément crucial dans le programme d'assemblage du satcom. Comme nous l'avons entraperçu, c'est un élément très complexe qui requiert un savoir-faire pointu de la part des industriels. La demande pour ce type de produit est extrêmement élevée et sa conception nécessite plusieurs mois. C'est pourquoi une attention particulière est donnée sur ce composant dès la phase d'avant-projet d'un satellite [6] [7] [8].

Dans ces travaux, nous nous intéressons à l'ATOP et particulièrement aux effets induits par ce dispositif sur le signal RF. Pour cela, nous donnerons dans le paragraphe suivant une brève présentation des différentes formes d'onde proposées par l'institut européen des normes de télécommunications (European Telecommunications Standards Institute ou ETSI) dans les transmissions par satellite et nous étudierons l'influence de l'ATOP dans les performances d'une liaison satellitaire.

### 1.2.3 Normes pour la transmission numérique par satellite

Le développement des techniques de traitement du signal a permis de transformer les données de nature analogique en numérique pour assurer une meilleure qualité signal transmis. Ces signaux sont ainsi représentés par des bits désignés le plus souvent par les chiffres 0 et 1. Malheureusement, des défauts du canal de transmission peuvent occasionner des erreurs sous la forme de bits erronés. Aussi, la qualité de la transmission est évaluée par le taux d'erreur binaire (Bit Error Rate ou BER), ou encore TEB, défini comme le rapport du nombre de bits reçus en erreur au nombre de bits total transmis. Dans une transmission de contenu numérique par satellite, le TEB est souvent exprimé en fonction du rapport signal à bruit par bit, noté  $E_b/N_0$ , correspondant au ratio entre l'énergie par bit et la densité spectrale de bruit. Comme présenté sur la figure 1.4, plus la valeur de  $E_b/N_0$  est grande, plus le TEB est faible. Le rapport signal à bruit  $C/N$  (ou SNR) est proportionnel au rapport  $E_b/N_0$  :

$$SNR = \frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{D_b}{B} \quad (1.1)$$

Avec :

- $D_b$  le débit binaire d'information en bits par seconde ;
- $B$  la largeur spectrale du signal en Hertz ;
- $C$  la puissance totale du signal en Watts
- $N$  la puissance totale du bruit dans la bande occupée par le signal en Watts.

Le coefficient de proportionnalité  $D_b/B$  correspond à l'efficacité spectrale noté  $\kappa$  (en bits/s/Hz).

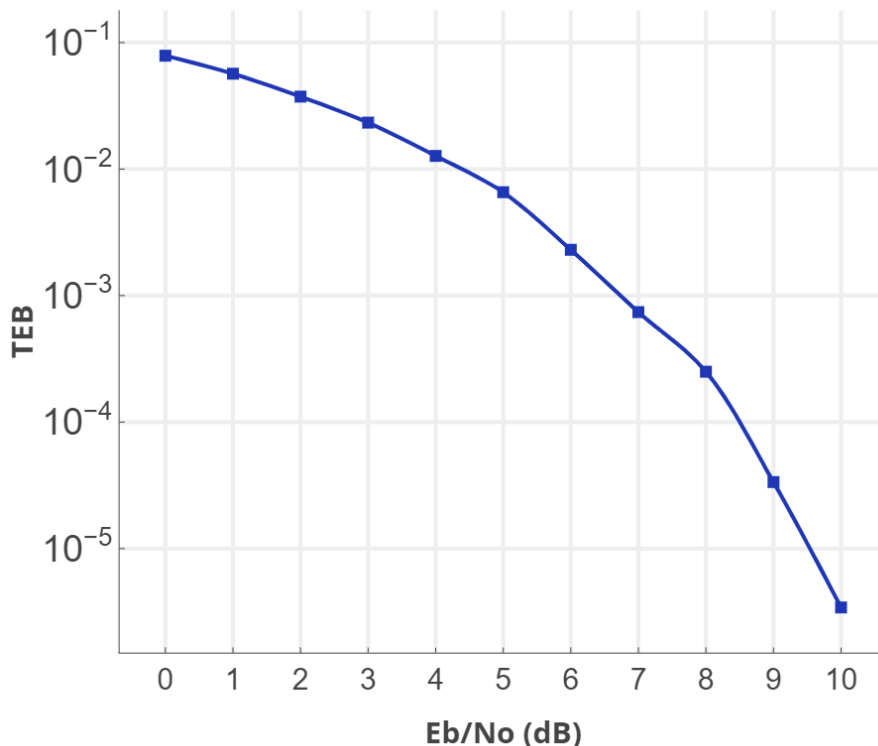


Figure 1.4 – TEB en fonction de  $E_b/N_0$  pour une BPSK non codée

De plus, le théorème de Shannon-Hartley donne la capacité maximale  $R$ , en bits par seconde, pour laquelle la transmission de données est sans erreurs dans un canal de propagation gaussien [9] :

$$R = B \log_2 \left( 1 + \frac{C}{N} \right) \quad (1.2)$$

Pour le cas où le débit binaire  $D_b$  atteint la capacité maximale du canal de transmission  $R$ , la relation de Shannon-Hartley devient :

$$\begin{aligned} R &= B \log_2 \left( 1 + \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B} \right) \\ \frac{R}{B} &= \log_2 \left( 1 + \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{R}{B} \right) \\ \kappa &= \log_2 \left( 1 + \frac{E_b}{N_0} \cdot \kappa \right) \end{aligned} \quad (1.3)$$

En réarrangeant l'équation précédente, nous avons la relation suivante :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{2^\kappa - 1}{\kappa} \quad (1.4)$$



qui révèle ainsi le compromis nécessaire entre l'efficacité spectrale  $\kappa$  et le rapport signal à bruit par bit dont le tracé (figure 1.5) correspond à la limite de Shannon.

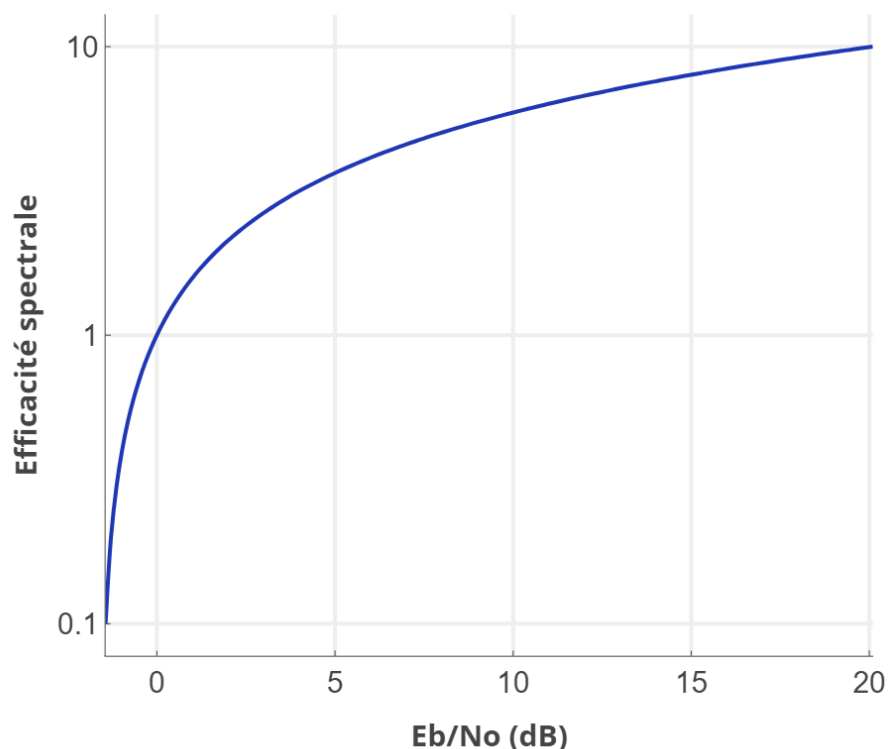


Figure 1.5 – Efficacité spectrale en fonction du SNR par bit

L'objectif pour un opérateur de satellite est alors d'approcher le débit maximal du canal en augmentant le rapport  $E_b/N_0$  et/ou la largeur de bande  $B$ . Cependant, le débit des communications par satellite demeure affecté par des limitations en largeur de bande spectrale, de la part de la régulation de l'ITU, et par des limitations en puissance, de la part des ATOP à bord du satcom. Afin de maximiser les capacités des satcoms, des normes instaurées par l'ETSI, via le consortium européen DVB (Digital Video Broadcasting), ont pour objectif de proposer des formes d'onde permettant d'assurer les meilleures performances possibles, une très grande flexibilité et une complexité raisonnable des récepteurs [10]. Ces formes d'onde présentent des caractéristiques telles que le débit binaire des données utiles, le codage canal, le schéma de modulation et le filtre de mise en forme résumés ci-dessous.

Le codage canal (forward error correction ou FEC) est une étape qui s'applique sur les données numériques avant émission pour pouvoir détecter, voire corriger certaines erreurs après transmission sur un canal bruité. Elle consiste à insérer un nombre  $r$  de bits redondants au train numérique original. Cette information redondante est introduite grâce à des codes d'erreur qui ont des niveaux de complexité et de protection très variés. La protection d'un signal est évaluée grâce au rendement du code  $k$ , ou rendement FEC, qui est la proportion du nombre  $p$  de bits d'information originaux (non redondant) parmi les  $(p+r)$  bits transmis.

$$k = \frac{p}{P+r} \quad (1.5)$$

Le débit binaire  $D_c$  du signal codé est alors :

$$D_c = \frac{D_b}{k} \quad (1.6)$$

Ainsi, pour un seuil de TEB donné, un faible rendement du code  $k$  permet de diminuer le rapport signal à bruit  $C/N$ , au détriment de la bande spectrale occupée ou autrement dit du débit binaire transmis comme le montre le tableau 1.3.

Rendement $k$	requis typique (dB)	requis (dB/Hz)	largeur de fréquence requise (MHz)
1	10,5	73,6	2,9
7/8	6,9	70,0	3,3
3/4	5,9	69,0	3,9
2/3	5,5	68,6	4,4
1/2	5,0	68,1	5,9

**Tableau 1.3 – Impact du rendement sur la largeur de fréquence requise pour une modulation BPSK et un TEB fixé à  $10^{-6}$  et un rythme de bit de 2.048 Mbit/s [? ]**

Pour s'adapter au canal de communication par satellite, la transmission du signal contenant l'information requiert l'application d'une modulation. Ce procédé consiste à transposer le signal original en bande de base sur onde porteuse RF en variant l'amplitude, la phase ou la fréquence de la porteuse RF. Dans le but d'assurer un maximum de débit, la modulation numérique a été privilégiée dans les normes actuelles de diffusion par satellite.

Le principe de la modulation numérique compte, tout d'abord, associer des séquences de  $n$  bits des données numériques à des symboles  $s$  (codage symbole). Chaque symbole correspond à un état de modulation du signal à transmettre. La modulation d'amplitude et de phase (Amplitude and Phase-Shift keying ou APSK) est particulièrement adaptée aux liaisons satellite. Avec ce format de modulation, les symboles sont des nombres complexes  $\tilde{s}$ . La figure 1.6 présente certains codages symbole utilisés dans les normes actuelles sous la forme d'une constellation de  $S = 2^n$  symboles sur un plan complexe. La valeur  $S$  est appelée la valence du signal et est définie comme le nombre d'états de modulation significatifs possibles du signal. De plus, le débit symbole  $D_s$  (ou encore appelé rapidité de modulation) peut être déterminé à partir du débit binaire du signal protégé  $D_c$ , ou du signal original  $D_b$  grâce à la relation suivante :

$$D_s = \frac{1}{T_s} = \frac{D_c}{n} = \frac{D_c}{\log_2(S)} = \frac{D_b}{k \cdot \log_2(S)} \text{ (en Symb/s ou bauds)} \quad (1.7)$$

Avec,  $T_s$  la durée d'un symbole.

Par conséquent, à débit binaire constant, l'opérateur peut réduire la bande spectrale occupée par le signal en augmentant le nombre de bits  $n$  par symbole. En revanche, les formats de modulation à haute efficacité spectrale impliquent des émetteurs et des récepteurs plus complexes, et notamment un rapport signal à bruit élevé dans un canal bruité.

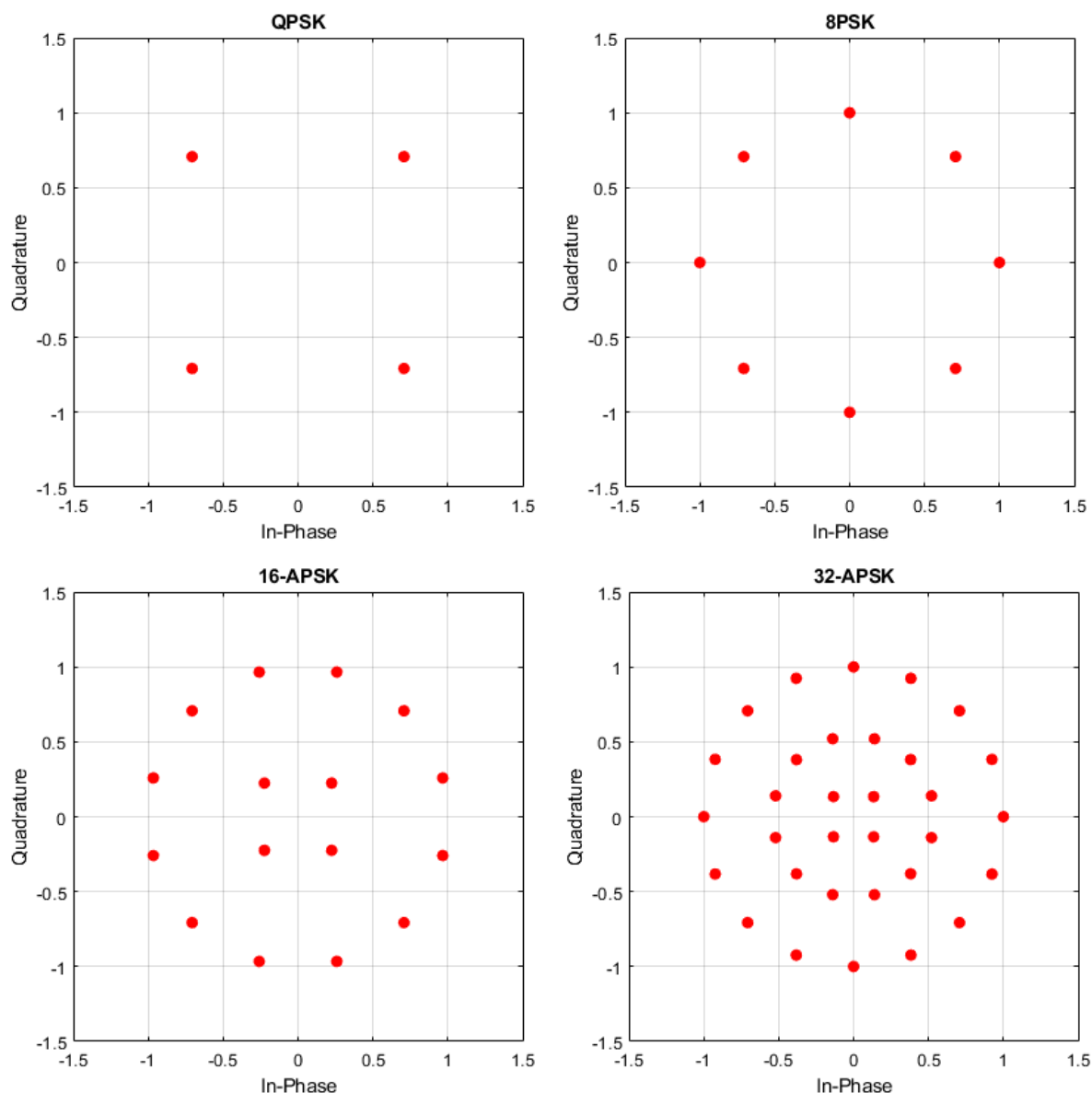


Figure 1.6 – Constellation QPSK/8PSK/16APSK/32APSK [8]

Ce signal numérique ainsi codé présente un encombrement spectral en théorie infinie. Pour réduire le spectre et assurer des conditions d'interférence entre symboles (IES) nulles, le filtre le plus communément utilisé dans les systèmes de communications est le filtre en racine de cosinus surélevé (RRC) décrit par l'expression ci-dessous :

$$p(t) = \text{sinc}_\pi \left( \frac{t}{T_s} \right) \cdot \frac{\cos \left( \frac{\pi \alpha t}{T_s} \right)}{1 - \left( \frac{2\alpha t}{T_s} \right)^2} \quad (1.8)$$

Avec,  $\alpha$  le facteur d'excès de bande ou parfois appelé facteur de retombée (roll-off factor).

La valeur du roll-off détermine la pente du filtre et alors, la largeur spectrale occupée par le signal est calculée par la relation suivante :

$$B = \frac{(1 + \alpha)}{T_s} \quad (1.9)$$

Pour un débit symbole donné, plus le roll-off est faible, plus la bande occupée est étroite. En revanche, la réponse impulsionnelle étant longue dans ce cas, l'IES est plus importante, de même que le taux d'erreur binaire.

Par conséquent, l'efficacité spectrale pour un schéma de modulation à  $S$  symboles dépendra du rendement FEC, de la valence  $S$  et du roll-off  $\alpha$  comme suit :

$$\kappa = \frac{D_b}{B} = \frac{D_b T_s}{(1 + \alpha)} \cdot \frac{k \cdot \log_2(S)}{(1 + \alpha)} \quad (1.10)$$

Le rapport signal à bruit SNR sera donc également dépendant de ces paramètres :

$$SNR = \frac{C}{N} = \frac{E_b}{(N_0 \cdot (1 + \alpha))} \cdot \frac{k \cdot \log_2(S)}{(1 + \alpha)} \quad (1.11)$$

Finalement, l'optimisation de la chaîne de communication dépend directement des paramètres de la forme d'onde. L'opérateur cherchera donc à obtenir les meilleurs performances en puissance et en spectre en variant ces différents paramètres.

Ainsi, la norme DVB-S a été adoptée en 1994 pour la diffusion de la télévision numérique par satellite. Cette norme utilise une modulation QPSK avec le choix entre plusieurs rendements FEC pour s'adapter aux conditions de propagation. Elle fut principalement employée dans les bandes C et Ku en raison de leurs faibles sensibilités aux conditions atmosphériques et météorologiques. Ce standard a été remplacé en 2005 par la norme DVB-S2 [10]. Cette dernière s'applique sur les nouveaux services de diffusion de la télévision numérique haute définition (HDTV) mais également sur les services de connexion à Internet. Elle propose surtout un plus large panel de modulation (QPSK, 8PSK, 16-APSK et 32-APSK) et de rendement FEC permettant d'optimiser de manière dynamique l'efficacité spectrale selon les variations météorologiques, notamment lors de transmission en bande Ka. De plus, la mise en forme du signal est assurée par un filtre RRC avec un roll-off de 20%, 25% ou 35%. Aujourd'hui, un des challenges de la norme DVB-S2 est d'augmenter le débit de transmission pour déployer les nouveaux services tels que la diffusion de la télévision ultra haute définition (UHDTV) et l'accès à l'Internet très haut débit. Profitant des récents progrès technologiques des satcoms et des récepteurs, une extension de la norme DVB-S2, nommée DVB-S2X, a été ratifiée en 2014. Ce standard ajoute des modulations à très haute efficacité spectrale (64-APSK, 128-APSK et 256-APSK), des valeurs de roll-off plus performantes (5%, 10% et 15%) et supporte des bandes spectrales allant de 70MHz à des centaines de MHz [11].

En conséquence, grâce aux normes actuelles, l'opérateur peut maximiser la capacité du satcom en fonction des conditions de propagation de manière plus fine grâce aux différentes combinaisons des paramètres de la forme d'onde, appelées MODCOD (MODulation and CODing).

En revanche, les performances des formes d'onde peuvent être dégradées par des éléments de la chaîne de communication. En effet, l'amplificateur de puissance est en mesure d'affecter

le rapport signal à bruit SNR en engendrant notamment du bruit d'intermodulation dans la bande du signal. Nous verrons dans la partie suivante la manière dont sont pris en compte ces effets indésirables dans le bilan de liaison d'une transmission satellite.

#### 1.2.4 Bilan de liaison d'une transmission par satellite

Dans la partie précédente, nous avons vu que le rapport signal à bruit SNR est dépendant des paramètres de la forme d'onde et que les normes actuelles permettent d'adapter ces paramètres en fonction des conditions de propagation pour assurer une certaine qualité de service. Ainsi, un SNR élevé permet en principe d'assurer une efficacité spectrale importante. Pour cela, l'ATOP à bord du satcom apporte la puissance nécessaire au signal afin d'assurer cette transmission dans le cas d'une liaison descendante.

Cependant, les ATOP ne peuvent dégager une puissance de sortie illimitée et présentent notamment la caractéristique AM/AM, illustrée sur la figure 1.7, représentant la relation entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée d'un amplificateur excité par un signal monoporteuse. A faible puissance d'entrée, la courbe AM/AM est linéaire, c'est-à-dire qu'une variation d'une certaine valeur en décibel de la puissance d'entrée  $P_e$  produira une variation d'autant de décibel de la puissance de sortie  $P_s$ . A forte puissance d'entrée, la courbe AM/AM sature et présente une puissance de sortie maximale qui définit le point de saturation. Autour de ce point, la courbe est dite non linéaire.

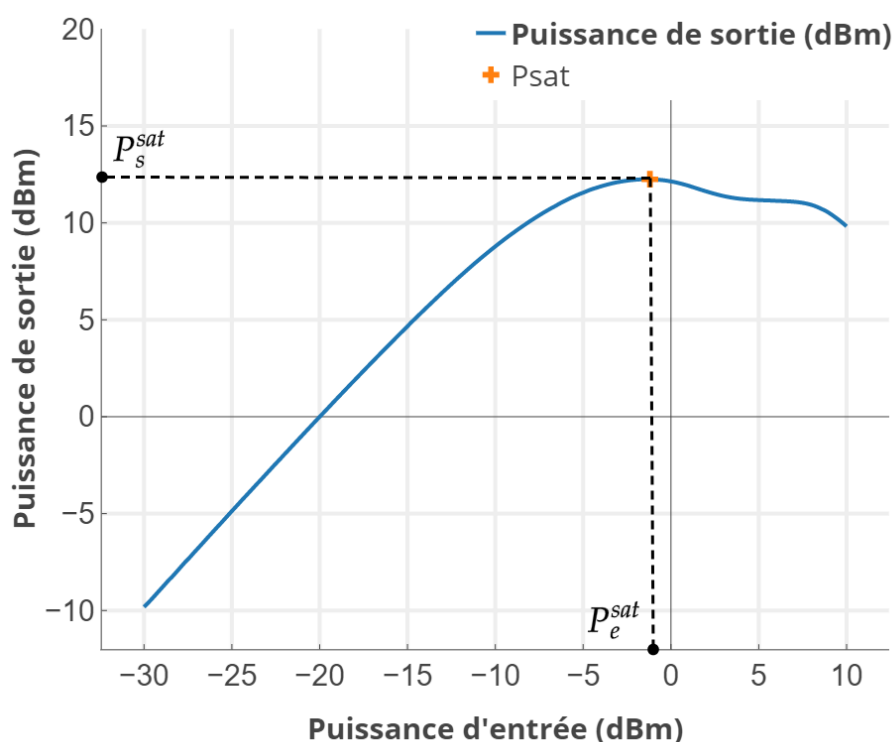


Figure 1.7 – Tracé de la puissance de sortie d'un amplificateur en fonction de la puissance d'entrée.

Le point de fonctionnement de l'ATOP est donc optimisé pour à la fois fournir la puissance nécessaire au signal et utiliser de manière la plus efficace possible l'énergie électrique récoltée

par les panneaux solaires du satcom. En effet, l'amplificateur convertit la puissance continue de l'alimentation en puissance alternative du signal RF et cette conversion est maximale autour du point de saturation [6]. Malheureusement, un fonctionnement de l'ATOP autour de ce point introduit des distorsions non linéaires du signal transmis. Cette dégradation est plus ou moins importante suivant le type de modulation du signal et du nombre de porteuses amplifiées. En revanche, la distorsion peut être réduite en éloignant le point de fonctionnement de la saturation, c'est-à-dire vers la région linéaire. En particulier, le point de saturation d'un ATOP stimulé par un signal monoporteuse est utilisé comme référence et les puissances des signaux sont normalisées par rapport à ce point. Ainsi, le point de fonctionnement de l'amplificateur est défini à partir du recul en puissance en entrée et en sortie par rapport à ce point de saturation, que l'on note respectivement IBO (Input Back-Off ou décote d'entrée) et OBO (Output Back-Off ou décote de sortie). Les définitions suivantes de l'IBO et l'OBO sont adoptées dans ce manuscrit (valeurs positives lorsque la puissance est plus faible que la puissance à saturation) :

$$\begin{aligned} IBO(dB) &= 10 \log \left( \frac{P_e^{sat}}{P_e} \right) \\ OBO(dB) &= 10 \log \left( \frac{P_s^{sat}}{P_s} \right) \end{aligned} \quad (1.12)$$

On trouvera dans certains cas les définitions opposées.

Cette situation présente une problématique du compromis entre l'efficacité énergétique et la linéarité. La distorsion du signal est quantifiée par le rapport  $C/I$  qui prend en compte le bruit d'intermodulation dû à l'amplificateur non linéaire. Plus le rapport est grand, plus l'amplificateur fonctionne dans un régime linéaire. Cette quantité intervient dans l'optimisation de la transmission par satellite grâce au rapport signal sur bruit plus intermodulation, ou SNIR, calculée en échelle linéaire comme suit [12] [13] :

$$SNIR^{-1} = \left[ \frac{C}{N+I} \right]^{-1} = \left[ \frac{C}{N} \right]^{-1} + \left[ \frac{C}{I} \right]^{-1} \quad (1.13)$$

Dans le cas où l'amplificateur est linéaire, le SNIR est équivalent au SNR. Le rapport  $C/I$  peut être approximé par le rapport  $C/IM3$  ou bien par le NPR (Noise Power Ratio). Le  $C/IM3$  est caractérisé à partir d'un signal bi-porteuse et se calcule comme le rapport entre les amplitudes des deux porteuses RF utiles et celles de leurs produits d'intermodulation d'ordre 3. Quant au NPR, il est souvent mesuré à partir d'un signal multi-porteuse proche du bruit blanc et la relation approchée avec le  $C/I$  est la suivante :

$$NPR_{mesuré} = \frac{C+I}{I} = \frac{C}{I} + 1 \quad (1.14)$$

D'où,

$$SNIR^{-1} = \left[ \frac{C}{N+I} \right]^{-1} = \left[ \frac{C}{N} \right]^{-1} + [NPR - 1]^{-1} \quad (1.15)$$

La figure 1.8 illustre le tracé des valeurs en dB du SNIR, du C/N et du C/I en fonction de l'OBO en dB pour un amplificateur de puissance donné avec sa puissance de saturation  $P_{sat}$  et pour un bruit donné N [12]. L'OBO est ici calculé à partir de la puissance totale des signaux utiles C :

$$OBO = \frac{P_s^{sat}}{C} \quad (1.16)$$

Soit,

$$SNIR^{-1} = \left[ \frac{P_s^{sat}}{OBO \cdot N} \right]^{-1} + \left[ \frac{P_s^{sat}}{OBO \cdot I} \right]^{-1} \quad (1.17)$$

Le rapport C/N est une droite de pente -1 dB/dB. La puissance du bruit d'intermodulation est fonction de l'OBO. Le rapport C/I est linéaire en petit signal (valeur élevé d'OBO) avec une pente de 2 dB/dB. Le point de fonctionnement de l'amplificateur est choisi à partir du SNIR maximal.

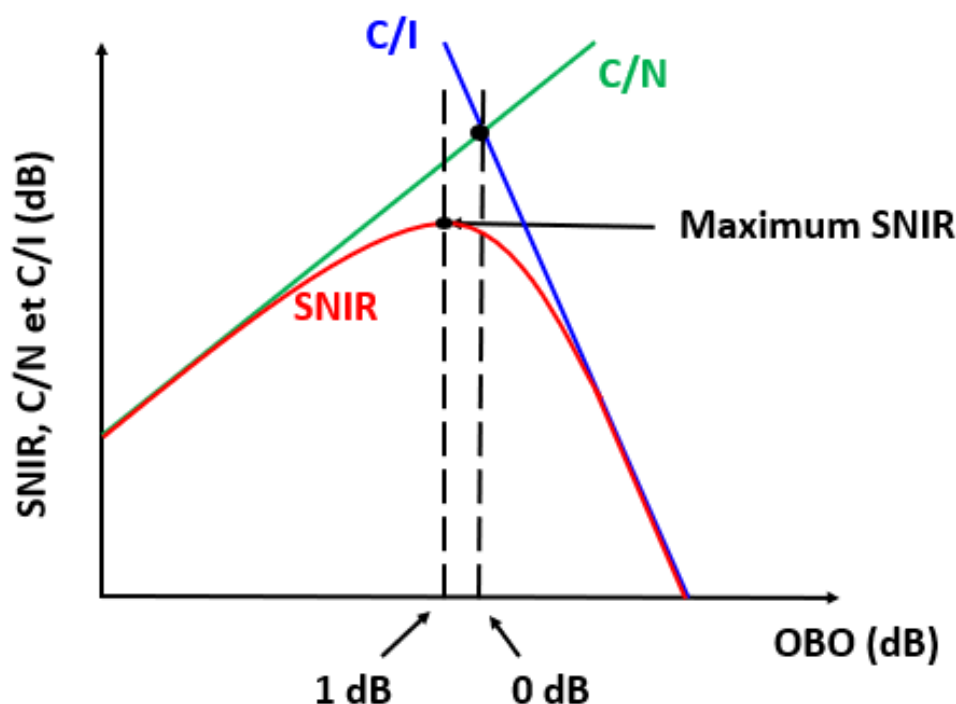


Figure 1.8 – SNIR en fonction de l'OBO

Finalement, le SNIR est un critère indispensable dans l'optimisation du point de fonctionnement d'un ATOP dans le cadre d'un système de télécommunication utilisant une ou plusieurs porteuses RF avec des modulations numériques à haute efficacité spectrale. Dans cette optique, les mesures de C/IM3 et de NPR sont essentielles et permettent ainsi de régler au mieux l'ATOP, linéarisé ou non, pendant sa fabrication ou la conception de la charge utile. Dans la partie suivante, une analyse du fonctionnement de l'ATOP sera effectuée et nous

décrivons les méthodes de caractérisation des effets non linéaires de ce composant.

## 1.3 Caractérisations de l'amplificateur de puissance TOP

### 1.3.1 Description du TOP

Le tube à ondes progressives (TOP) est un dispositif sous vide utilisant l'énergie d'un faisceau d'électrons pour amplifier une onde EM progressive [14]. Le principe physique expliquant l'interaction entre le faisceau d'électrons et l'onde EM est connu sous le nom d'effet Vavilov-Cerenkov. Cet effet se manifeste par le rayonnement d'une particule chargée qui se déplace plus vite que la lumière dans un milieu d'indice supérieur à 1. Ici, le dispositif permet plus précisément à un électron de se déplacer dans le vide plus rapidement qu'un champ EM. Pour produire ce phénomène, le TOP est composé d'au moins trois parties : le canon à électrons, la ligne du tube et le collecteur (Fig. 1.9).

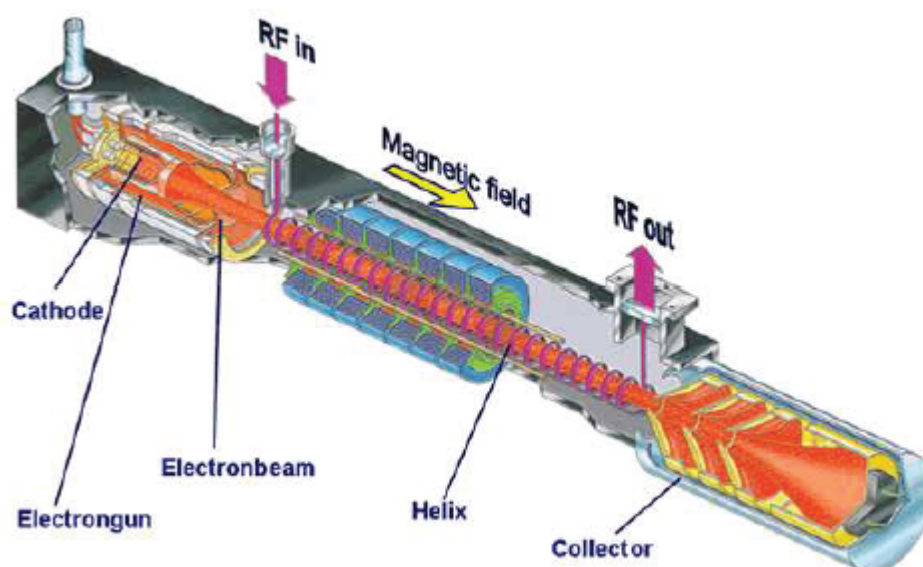


Figure 1.9 – Schéma d'un tube

Le canon électronique, composé d'une cathode et d'une anode, assure la création et la mise en forme du faisceau d'électrons. Le flux d'électrons est engendré par effet thermoionique : la cathode métallique est chauffée à très haute température par un filament de tungstène. Les électrons émis par la cathode sont alors accélérés par le champ électrostatique créé entre la cathode et l'anode. Ce faisceau d'électron est caractérisé par un courant électrique  $I_k$ , une tension d'accélération  $V_k$ , de l'ordre de plusieurs kV, et une vitesse  $V_z$  déterminée d'après la relation fondamentale de la dynamique et de l'ordre de  $c/10$  :



$$\begin{aligned}\frac{1}{2}mv_z^2 &= eV_k \\ v_z &= \sqrt{\frac{2eV_k}{m}}\end{aligned}\tag{1.18}$$

Avec  $e$  la charge de l'électron et  $m$  la masse de l'électron.

Le canon de Pierce, issu des lois de l'optique électronique, est le canon à électrons le plus répandu car il permet de faire converger le faisceau sous la forme d'un cylindre plein de très faible diamètre. Cette forme est maintenue le long de l'axe d'une hélice grâce au champ magnétique d'un aimant.

L'hélice est suspendue dans un fourreau cylindrique grâce à trois montants isolants (céramique, BeO, NB, diamant, ...) et l'ensemble constitue la ligne du tube. Une onde RF externe se propage le long de cette hélice dans la même direction que le faisceau d'électrons. En raison de discontinuité d'impédance aux extrémités de l'hélice, une partie de l'onde RF incidente sera renvoyée vers la source. De ce fait, un atténuateur est placé au tiers de la ligne afin de réduire d'éventuelles oscillations dans la ligne à hélice.

La forme en hélice permet de ralentir cette onde RF afin d'interagir efficacement avec le faisceau d'électrons tout au long de la ligne. En effet, la propagation de l'onde dans la ligne induit un champ électrique variable parallèle à l'axe de l'hélice.

Dans le cas où ce champ électrique se propage avec une vitesse de phase  $V_e$  proche des électrons, il y aura une modulation de la vitesse  $V_z$  des électrons. En particulier, les électrons réagissent face au champ électrique qu'ils rencontrent : ils accélèrent lorsque le champ est négatif et ralentissent lorsque le champ est positif. Les électrons les plus véloces rattrapant les plus lents, des paquets d'électrons se forment dans certaines zones où le champ est nul. Dans ce mécanisme appelé « bunching », il n'y aura pas d'échange d'énergie avec l'onde s'il y a autant d'électrons ralentis que d'électrons accélérés. Pour un TOP, la vitesse de phase de l'onde RF dans l'axe de l'hélice est plus lente que celle des électrons et ainsi, les paquets d'onde restent confinés dans les zones où le champ électrique est maximal. Ces paquets sont donc freinés et cèdent leur énergie cinétique à l'onde RF : c'est l'amplification. Cette action se cumule tout au long de l'espace d'interaction dans le tube. Lorsque les paquets d'électrons ralentis atteignent la vitesse de l'onde après une certaine distance, il n'y a plus d'échange d'énergie : c'est la saturation. C'est à cette distance que l'on place le collecteur.

On peut aussi réduire progressivement le pas de l'hélice pour étendre la zone d'interaction. La saturation apparaît plus loin et on peut améliorer le rendement électrique du tube.

Le collecteur a pour fonction de recueillir les électrons après qu'ils aient cédé une partie de leur énergie cinétique à l'onde RF. Les électrons bombardent donc les parois du collecteur avec une importante énergie résiduelle qui est alors dissipée sous forme de chaleur. Une solution connue pour réduire ces pertes est d'utiliser un collecteur déprimé. Cela consiste à appliquer dans le collecteur un champ électrostatique inverse à celui utilisé dans le canon afin de freiner les électrons. Cependant, le risque est de repousser les électrons les plus lents vers la cathode formant ainsi des électrons oscillant dans le tube. Pour prendre en compte la

dispersion en vitesse importante des électrons, le collecteur déprimé possède plusieurs étages d'électrodes portées à différentes tensions et récolte ainsi les électrons en fonction de leur vitesse. Le TOP récupère ainsi une partie de l'énergie cinétique du faisceau d'électrons sous forme de courant électrique dans le collecteur qui est réutilisé dans le canon électronique via l'alimentation électrique. Ce recyclage du faisceau d'électrons dans le collecteur est la raison du haut rendement des ATOP.

Au regard des hautes tensions appliquées dans le canon électronique et dans le collecteur, l'alimentation électrique (EPC) est un composant sensible dans la conception de l'ATOP. C'est pourquoi le TOP et l'EPC sont conçus le plus souvent ensemble pour assurer les meilleures performances [6].

Il est nécessaire dans les différentes phases de conception du système de faire une évaluation à la fois qualitative et quantitative des distorsions apportées par le HPA à l'intégrité du signal transmis, notamment du fait de sa non-linéarité. Par ailleurs la complexification des systèmes requiert le recours à des modèles comportementaux appropriés dont l'efficacité et les domaines de validité doivent être quantifiés. Pour ce faire les systémiers se basent sur un certain nombre de caractéristiques ou figures de mérite que nous allons synthétiser dans le paragraphe suivant.

### 1.3.2 Caractérisation mono-porteuse

L'onde monoporteuse (Continuous Wave ou CW) est un signal de test fondamental permettant d'évaluer les zones de fonctionnement de l'ATOP en matière de linéarité et de rendement énergétique. Par définition, le signal CW à l'entrée de l'ATOP a une amplitude et une phase constantes et s'écrit comme ci-dessous :

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi) = \Re \left\{ A e^{j(\omega_0 t + \phi)} \right\} = \Re \left\{ \tilde{x}(t) e^{j\omega_0 t} \right\} \quad (1.19)$$

Avec  $\omega_0 = 2\pi f_0$  et  $f_0$  la fréquence porteuse d'excitation du signal, ou fréquence fondamentale. Le formalisme d'enveloppe complexe consiste en l'expression du signal en bande de base ou signal équivalent passe-bas, faisant abstraction de la fréquence porteuse :

$$\tilde{x}(t) = A(t) e^{j\phi(t)} \quad (1.20)$$

Pour le cas du signal CW, l'enveloppe complexe est constante, autrement dit le signal n'est modulé ni en amplitude, ni en phase :  $A(t) = A$  et  $\phi(t) = \phi$ .

En toute généralité, un signal à puissance finie est caractérisé par sa puissance moyenne  $\bar{P}$  en watt calculée sur un intervalle de temps  $T$  suffisamment long. La puissance moyenne normalisée à une impédance de 1 Ohm s'écrit :

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt = \frac{1}{2T} \int_0^T |\tilde{x}(t)|^2 dt \quad (1.21)$$

Pour les signaux modulés, il est intéressant de calculer la puissance instantanée d'enveloppe  $p(t)$  en watt calculée dans un intervalle de temps réduit, équivalent à la période

de la porteuse  $T_0$ . La puissance instantanée normalisée à une impédance de 1 Ohm s'écrit :

$$p(t) = \frac{1}{T_0} \int_t^{t+T_0} |x(\tau)|^2 d\tau = \frac{1}{2} |\tilde{x}(t)|^2 \quad (T_0 \ll T) \quad (1.22)$$

Ainsi suivant la nature de la modulation du signal, la puissance instantanée peut prendre des valeurs très différentes par rapport à la puissance moyenne. Le facteur de crête, ou PAPR (Peak-to-Average Ratio), rend compte de la dynamique de variation de la puissance instantanée et s'exprime comme ci-dessous :

$$PAPR(dB) = 10 \log \left( \frac{\max\{p(t)\}}{\bar{p}} \right) \quad (1.23)$$

Dans le cas du signal CW, la puissance instantanée est constante et équivalente à la puissance moyenne, d'où un PAPR nul. En notant  $P_e = A^2/2$ , la puissance moyenne d'entrée, la caractérisation de l'ATOP avec un signal CW consiste à varier la puissance d'entrée  $P_e$  pour une fréquence porteuse fixe  $f_0$ , comme présenté sur la figure 1.10.

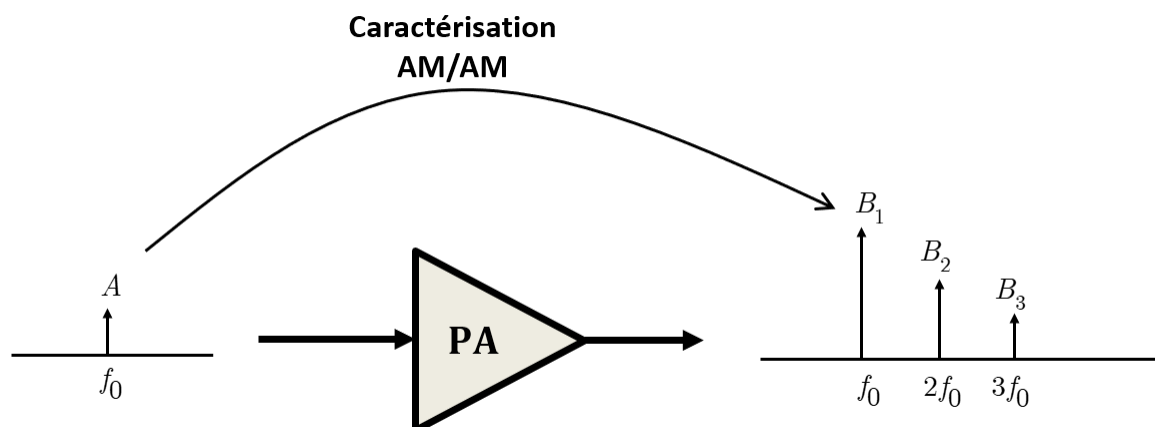


Figure 1.10 – Principe de caractérisation monoporteuse d'un amplificateur

Le signal de sortie peut subir une distorsion non linéaire plus ou moins importante suivant les caractéristiques de l'ATOP. Sur le plan fréquentiel, le spectre de sortie fait apparaître une composante à la fréquence porteuse mais également un certain nombre  $n$  de composantes harmoniques. Ainsi le signal de sortie est de la forme suivante :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \cos(2\pi n f_0 t + \varphi_n) \quad (1.24)$$

En filtrant les harmoniques, nous avons accès à la puissance moyenne du signal de sortie et au déphasage entre les signaux entrée-sortie, à la fréquence fondamentale, qui sont des fonctions de la puissance d'entrée comme notés ci-dessous.

$$P_s(P_e) = \frac{1}{T} \int_0^T |y_1(t)|^2 dt = \frac{B_1^2}{2} \quad (1.25)$$

$$\Delta\phi_s(P_e) = \varphi_1$$

Le signal CW nous permet d'obtenir la conversion d'amplitude AM/AM (amplitude/amplitude),  $P_s(P_e)$ , et la conversion de phase AM/PM (amplitude/phase),  $\Delta\phi_s(P_e) - \Delta\phi_s(0)$ , correspondant respectivement à la variation de l'amplitude du signal de sortie et du déphasage en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. Usuellement, la courbe AM/AM est tracée à partir des puissances d'entrée et de sortie en décibel, comme présenté sur la Fig. 1.11. La non linéarité d'un ATOP est ainsi mis en évidence par la saturation de la courbe AM/AM et la variation de la courbe AM/PM lorsque la puissance d'entrée croît. Comme déjà indiqué précédemment, le point de saturation de la courbe AM/PM est une référence importante pour le concepteur système; elle sert dans la définition des figures IBO et OBO (Eq. 1.12).

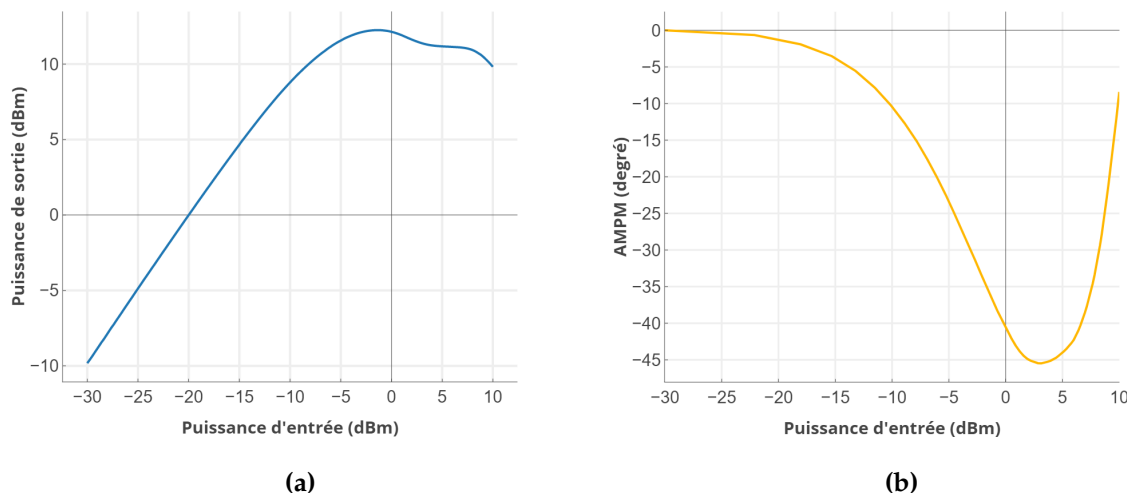


Figure 1.11 – Caractéristiques AM/AM (a) et AM/PM (b)

On trouve souvent la courbe AM/PM inversée, la variable mesurée et tracée étant le retard de phase qui est positif pour les TOP.

De même il est important de caractériser la puissance consommée,  $P_{DC}$ , la puissance dissipée,  $P_{diss}$ , ainsi que le rendement énergétique, PAE (Power Added Efficiency), de l'amplificateur définis par les relations suivantes :

$$P_{dissipée} = P_{DC} + P_e - P_s \quad (1.26)$$

$$PAE(\%) = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \cdot 100 \quad (1.27)$$

La courbe de conversion AM/AM s'exprime également couramment sous la forme d'un gain de puissance entrée-sortie  $G$ . Le gain de puissance est constant en petit signal alors qu'il

diminue dans la zone de saturation, également dite zone de compression de gain, comme illustré figure 1.12

$$G = P_s / P_e \quad (1.28)$$

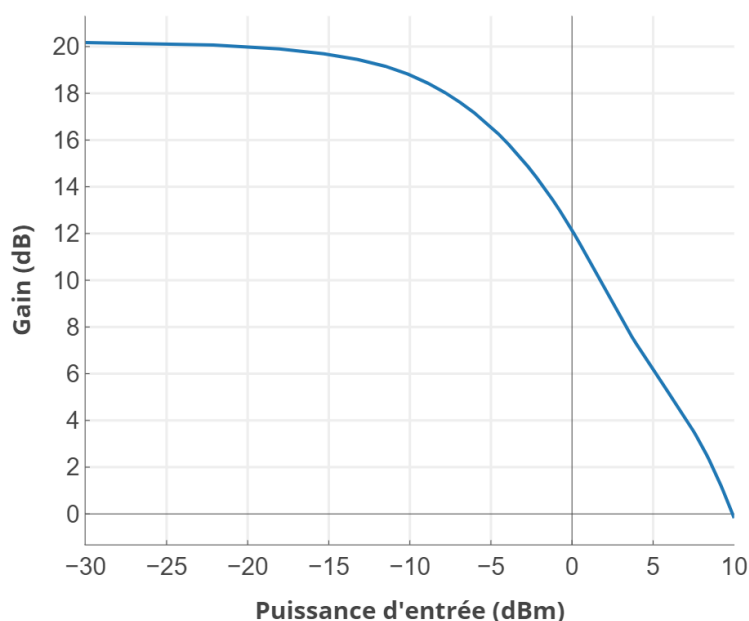


Figure 1.12 – Gain en fonction de  $P_e$

Deux autres facteurs importants, déduits respectivement des courbes AM/AM et AM/PM, sont l'ondulation de gain petit-signal et le temps de propagation de groupe  $\tau_g$ , définis ci-dessous. Ceux-ci sont des fonctions de la fréquence, résultant de plusieurs effets comme les variations d'impédance de charge aux accès ou la limitation de bande passante de la ligne à hélice.

$$\tau_g(f) = -\frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(f)}{df} \quad (1.29)$$

Lorsque la bande passante du signal est importante, ces grandeurs ne peuvent plus être considérées comme constantes. L'ATOP agit alors comme un filtre et le signal subit des distorsions linéaires, de sorte que la caractéristique d'enveloppe complexe (bande de base) ne peut plus être envisagée comme statique. La réponse (bande de base) de l'ATOP n'est pas instantanée; elle résulte d'une combinaison complexe entre le signal d'entrée à l'instant présent et aux instants précédents compris dans une certaine durée de mémoire.

### 1.3.3 Caractérisation bi-porteuse

Dans le satcom, plusieurs fréquences porteuses ( $f_1, \dots, f_D$ ) peuvent être amplifiées simultanément par un seul ATOP. A la sortie du dispositif non linéaire, les fréquences porteuses d'entrée sont accompagnées de leurs harmoniques, mais également de produits

d'intermodulations. Les produits d'intermodulations résultent de la combinaison linéaire des fréquences d'entrée,

$$f_i = k_1 f_1 + k_2 f_2 + \dots + k_p f_p \quad (1.30)$$

avec  $(k_1, \dots, k_p)$  des coefficients entiers positifs, négatifs ou nul. Certains produits d'intermodulation se retrouvent dans la bande des signaux utiles et sont donc impossibles à filtrer. Ces produits sont spécifiquement identifiés comme bruit d'intermodulation dans le bilan de liaison du système ; ils sont caractérisés par un ordre impair :

$$K = |k_1| + \dots + |k_p| \quad (1.31)$$

Ici, les produits impossibles à filtrer correspondent à l'ordre  $K = 1$ . Il est donc important de quantifier cette distorsion en fonction de différents scénarios d'excitation multiporteuse, le plus simple étant le scénario d'excitation bi-porteuse.

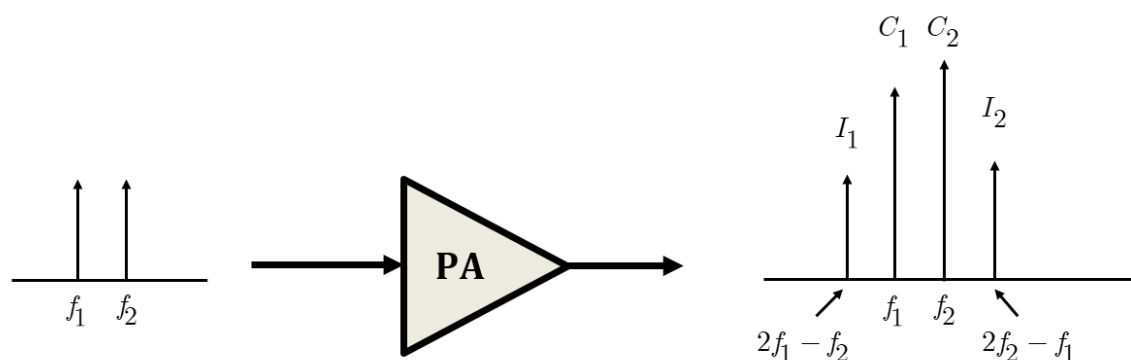


Figure 1.13 – Principe de caractérisation bi-porteuse

La caractérisation bi-porteuse est illustrée sur la figure 1.13 ; le signal d'entrée est composé de deux porteuses équi-amplitude :

$$x(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) \quad (1.32)$$

En posant,  $\Delta\omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{2}$  et  $\omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2}$ , on obtient la forme

$$x(t) = 2A \cos(\Delta\omega t) \cos(\omega_0 t) \quad (1.33)$$

de telle sorte que l'enveloppe du signal se trouve être  $\tilde{x}(t) = 2A \cos(\Delta\omega t)$ , avec les caractéristiques de puissance moyenne et instantanée comme ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \bar{P}_e &= A^2 \\
 p_e(t) &= \frac{1}{2} |2A \cos(\Delta\omega t)|^2 \\
 PAPR(dB) &= 10 \log \left( \frac{\max(p_e(t))}{A^2} \right) = 10 \log \left( \frac{2A^2}{A^2} \right) = 3
 \end{aligned} \tag{1.34}$$

En sortie de l'amplificateur, la remontée spectrale la plus importante et la plus proche des porteuses concerne les produits d'intermodulation d'ordre 3 d'amplitude  $I_1$  et  $I_2$ , qui sont caractérisés par le rapport  $C/I3$  moyen :

$$C/I3(dB) = 10 \log \left( \frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_1|^2 + |I_2|^2} \right) \tag{1.35}$$

Pour des applications large-bande, il est intéressant de distinguer les intermodulations produites du coté gauche ou droit des deux porteuses, car elles peuvent être sensiblement différents. La figure 1.14 présente les courbes AM/AM du HPA, (a) pour une excitation monoporteuse, et (b) pour une excitation bi-porteuse, de même que (c) la puissance moyenne des produits d'intermodulation d'ordre 3, en fonction de la puissance moyenne d'entrée. On observe que la puissance de sortie à saturation est plus élevée pour une excitation monoporteuse que pour une bi-porteuse. Par ailleurs, on observe qu'en petit-signal, la pente des courbes est de  $1 \text{ dB/dB}$  pour les porteuses, alors qu'elle est de  $3 \text{ dB/dB}$  pour les produits d'intermodulation d'ordre 3.

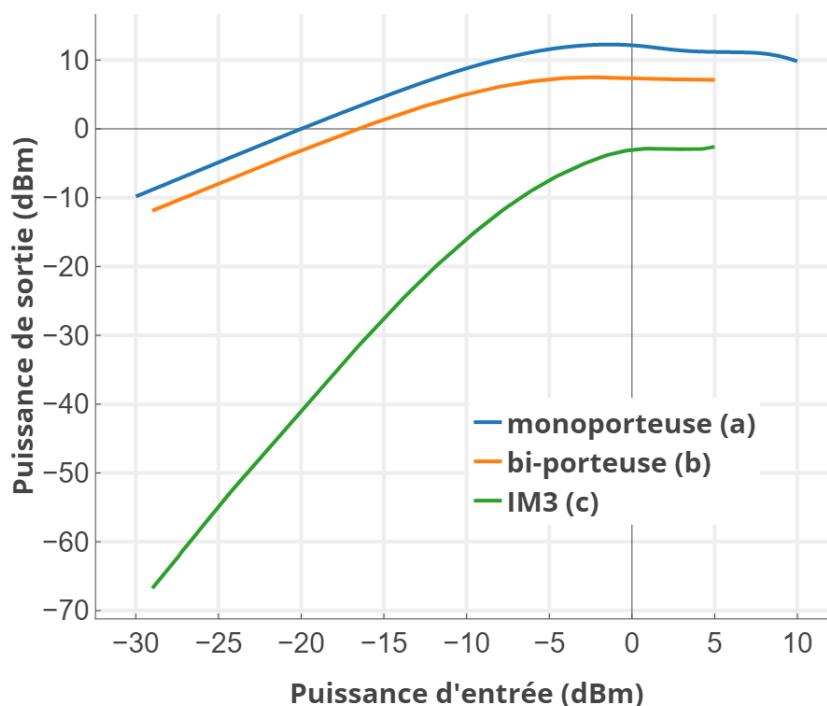


Figure 1.14 – Principe de caractérisation bi-porteuse

Le rapport  $C/I_3$  est tracé sur la figure 1.15 en fonction de la puissance moyenne d'entrée du signal bi-porteuse. Ce rapport suit une pente de  $-2 \text{ dB/dB}$  en petit signal et peut prendre différentes évolutions suivant l'écart de fréquence choisi entre les porteuses, à cause notamment de la dispersion en fréquence du gain de l'ATOP. Cette figure de mérite nous permet d'avoir une représentation simple des effets non linéaires de l'ATOP et également d'identifier des phénomènes de mémoire plus complexe. Cependant, le signal bi-porteuse est insuffisant pour caractériser de manière précise le bruit d'intermodulation généré par plusieurs signaux modulés transmis simultanément dans l'ATOP.

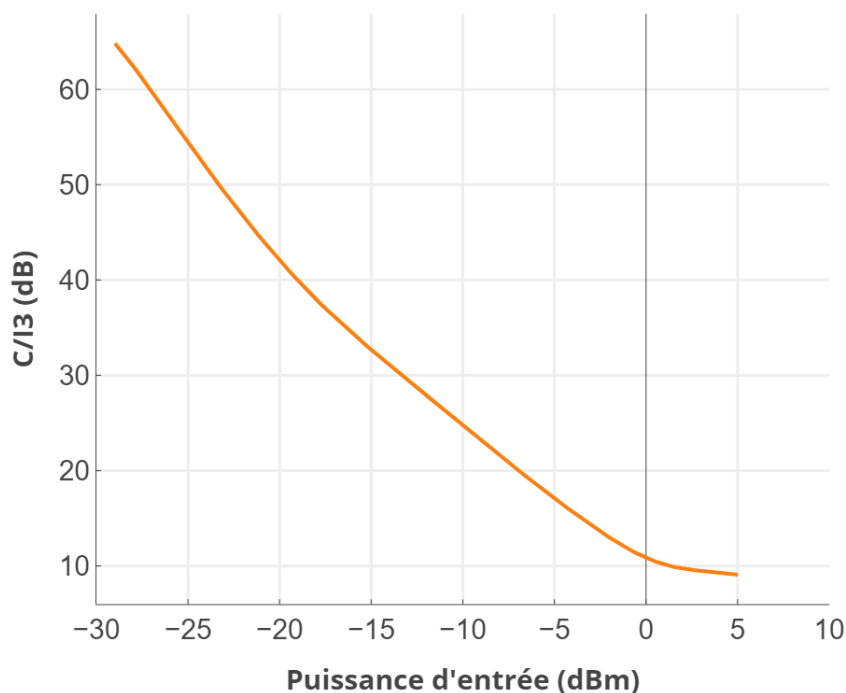


Figure 1.15 –  $C/I_3$  fonction de  $P_e$

### 1.3.4 Caractérisation multi-porteuse

Dans de nombreux satcoms, l'ATOP est soumis à un grand nombre de porteuses modulées. Afin de s'approcher de ce mode de fonctionnement, une caractérisation à l'aide d'un signal multi-porteuse est appliquée pour exciter la non linéarité et les effets dispersifs de l'ATOP. Ce signal est généré de telle sorte que l'on se rapproche temporellement de la statistique d'un bruit blanc gaussien à bande limitée.

Une méthode classique consiste en la génération d'un spectre discret composé de  $N$  porteuses de même amplitude associées à des phases aléatoires réparties suivant une loi uniforme sur  $[0, 2\pi[$  (Fig. 1.16). L'expression temporelle d'un tel signal est :

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N A \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (1.36)$$

Avec  $\varphi_i$  désignant la phase de la  $i$ ème porteuse et tirée comme une variable aléatoire



uniformément répartie sur  $[0, 2\pi[$ .

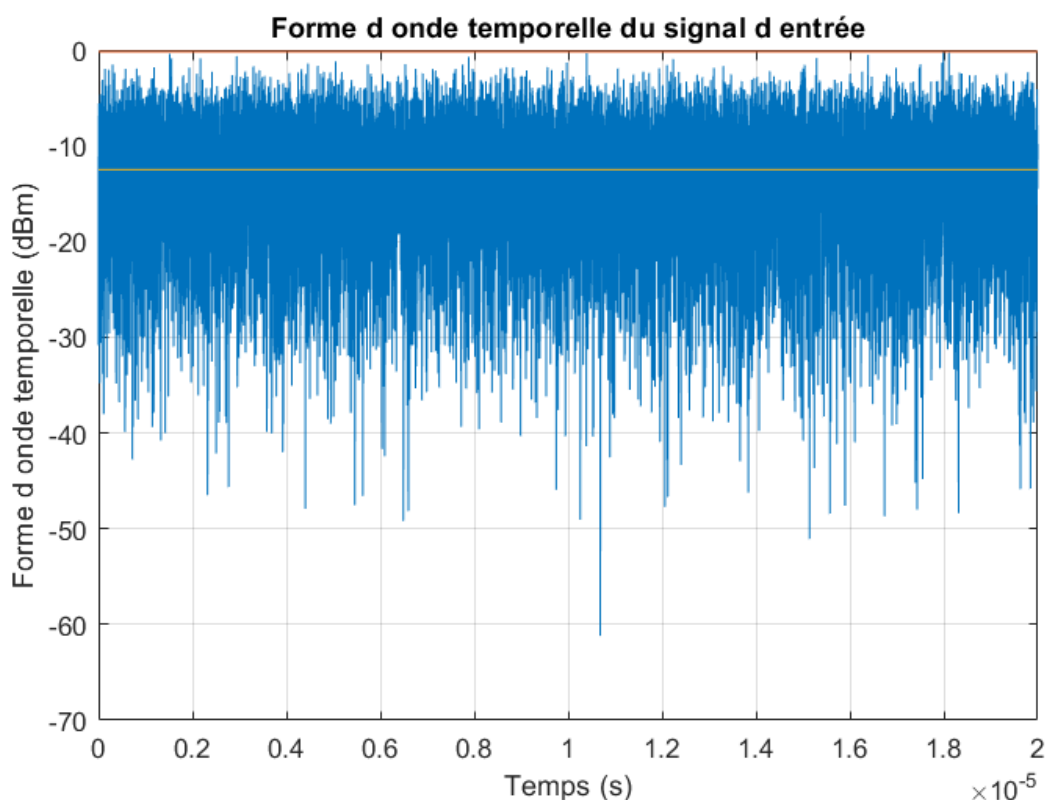


Figure 1.16 – Signal pseudo bruit blanc

La fonction densité de probabilité (Probability Density Function ou PDF) du signal permet de représenter la répartition statistique des valeurs prises par l'amplitude de l'enveloppe sur une certaine durée. L'utilisation d'un grand nombre de porteuses régulièrement espacées permet de tendre le PDF du signal vers une loi normale correspondant au bruit blanc gaussien.

La caractérisation multi-porteuse consiste alors à injecter ce pseudo-bruit à l'entrée de l'ATOP et à mesurer en sortie le rapport en puissance du signal et du bruit d'intermodulation généré par la non linéarité. Ce critère de linéarité est appelé NPR (Noise Power Ratio) et est exprimé en dB comme ci-dessous :

$$NPR(dB) = 10 \log \left( \frac{\bar{P}_{\text{Signal}}}{\bar{P}_{\text{Bruit IM}}} \right) \quad (1.37)$$

Le bruit d'intermodulation dans la bande du signal intègre tous les produits d'intermodulation d'ordre impair entre les  $N$  porteuses. Certains de ces produits peuvent retomber sur ces fréquences porteuses. Il est alors impossible de dissocier le bruit d'intermodulation et le signal utile pour calculer le NPR.

Une première méthode consiste à supprimer quelques porteuses dans le spectre du signal d'entrée afin de créer un trou d'une certaine largeur spectrale dans la bande utile. Comme schématisé sur la figure 1.17, la non linéarité de l'ATOP générera du bruit d'intermodulation

dans le trou et le NPR peut donc se calculer comme le rapport en puissance moyenne du signal dans la bande directement attenant au trou et du bruit d'intermodulation dans le trou. Le trou ne doit pas excéder 5 à 10% de la bande du signal afin de ne pas déformer de trop la PDF du signal. Le signal doit aussi comporter un grand nombre de porteuses afin de disposer d'un nombre d'échantillons suffisant dans le trou et permettre ainsi une estimation acceptable de la puissance moyenne du bruit d'intermodulation [15] [16].

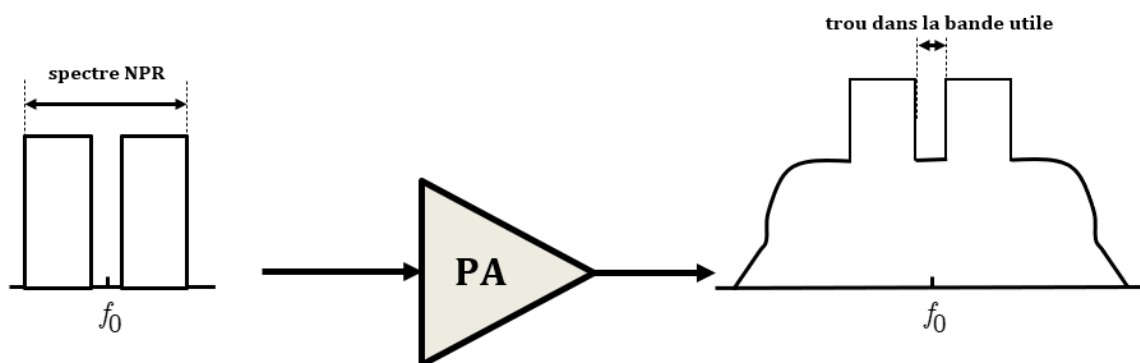


Figure 1.17 – Méthode du trou

Une seconde méthode utilise la technique d'intercorrélation entre les signaux d'entrée et de sortie pour dissocier le signal utile du bruit d'intermodulation. En effet, l'ATOP peut être considéré en première approximation comme un système non linéaire sans mémoire avec la fonction de description suivante :

$$y(t) = f_{NL}(x(t)) \quad (1.38)$$

En développant dans le formalisme des enveloppes complexes, la relation au fondamental peut s'exprimer comme suit :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \tilde{f}_{NL}(\tilde{x}(t)) \\ \text{avec, } x(t) &= \Re \left[ \tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t} \right] \\ y(t) &= \Re \left[ \tilde{y}(t)e^{j\omega_0 t} \right] \end{aligned} \quad (1.39)$$

Dans le cas où le système est stimulé par un signal à statistique gaussienne centrée, le théorème de Busgang [17] étendu au domaine complexe [18] permet d'exprimer l'enveloppe du signal de sortie sous la forme suivante,

$$\tilde{y}(t) = \lambda \tilde{x}(t) + \tilde{n}(t) \quad (1.40)$$

où l'enveloppe complexe du signal de sortie est la somme d'une composante sans distorsion, amplifiée d'un gain complexe équivalent  $\lambda$ , et du bruit d'intermodulation  $\tilde{n}(t)$

qui est par définition non corrélé avec le signal d'entrée (hypothèse d'orthogonalité) :

$$C_{\tilde{x}\tilde{n}} = E [\tilde{n}(t) \cdot \tilde{x}^*(t)] = 0 \quad (1.41)$$

L'hypothèse d'orthogonalité permet de calculer facilement le gain complexe équivalent ainsi que le bruit d'intermodulation résultant comme :

$$\lambda = \frac{C_{xy}(\tau)}{C_x(\tau)} = \frac{E [\tilde{y}(t) \cdot \tilde{x}^*(t)]}{E [\tilde{x}(t) \cdot \tilde{x}^*(t)]} \quad (1.42)$$

$$\tilde{n}(t) = \tilde{y}(t) - \lambda \tilde{x}(t) \quad (1.43)$$

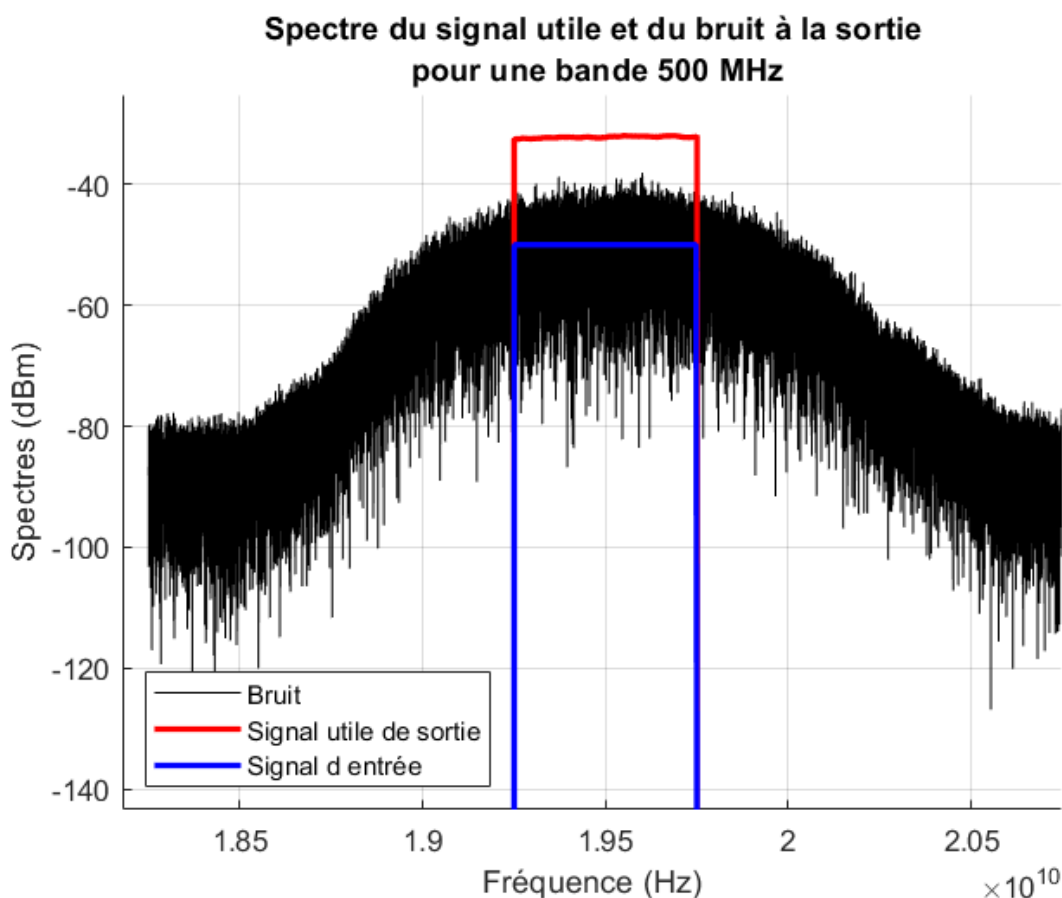


Figure 1.18 – Spectre du signal de sortie + bruit d'intermodulation

La connaissance des spectres de signal et de bruit (Fig. 1.18) permet de calculer le NPR comme ci-dessous :

$$NPR(dB) = 10 \log \left( \frac{\sum_{i=1}^N |\tilde{Y}(f_i)|^2}{\sum_{i=1}^N |\tilde{N}(f_i)|^2} \right) \quad (1.44)$$

Cependant, cette méthode suppose que l'ATOP est un système sans mémoire, c'est-à-dire indépendant de la fréquence. Cette approximation qui peut être justifiée lorsque le

signal est à bande étroite ne l'est plus pour un signal large bande. Dans ce cas de figure il est judicieux de remplacer le gain complexe équivalent par une réponse impulsionnelle équivalente paramétrée par la puissance moyenne du signal d'entrée. On obtient alors la forme [15] [16] :

$$\tilde{y}(t) = h_x(t) * \tilde{x}(t) + \tilde{n}(t) \quad (1.45)$$

La transformée de Fourier permet de représenter l'équation 1.45 dans le domaine spectral comme suit,

$$\tilde{Y}(f) = \tilde{H}_x(f)\tilde{X}(f) + \tilde{N}(f) \quad (1.46)$$

d'où l'on tire facilement :

$$H_x(f) = \frac{\tilde{Y}(f)}{\tilde{X}(f)} - \frac{\tilde{N}(f)\tilde{X}^*(f)}{|\tilde{X}(f)|^2} \quad (1.47)$$

Dans le cas où on utilise le pseudo-bruit avec N porteuses de même amplitude, on peut alors écrire :

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^N \tilde{H}_x(f_i) &= \sum_{i=1}^N \frac{\tilde{Y}(f_i)}{\tilde{X}(f_i)} - \sum_{i=1}^N \frac{\tilde{N}(f_i)\tilde{X}^*(f_i)}{|\tilde{X}(f_i)|^2} \\ \sum_{i=1}^N \tilde{H}_x(f_i) &= \sum_{i=1}^N \frac{\tilde{Y}(f_i)}{\tilde{X}(f_i)} - \frac{S_{\tilde{x}\tilde{n}}(f)}{P_e} \end{aligned} \quad (1.48)$$

Avec  $P_e$  la puissance d'entrée et  $S_{\tilde{x}\tilde{n}}$  la densité inter-spectrale de puissance entre le signal d'entrée et le bruit d'intermodulation. Si la fonction de transfert équivalente  $H_x(f)$  est suffisamment douce elle peut être représentée par un polynôme de degré  $P$  tel que :

$$H_x(f) = \sum_{p=0}^P a_p f^p \quad (1.49)$$

En appliquant l'hypothèse d'orthogonalité ( $S_{\tilde{x}\tilde{n}} = 0$ ), la détermination des coefficients du polynôme pour un degré  $P$  fixé par la méthode des moindres carrés revient à minimiser le résidu :

$$r(a_0, \dots, a_P) = \sum_{i=1}^N \left| \tilde{H}_x(f_i) - \frac{\tilde{Y}(f_i)}{\tilde{X}(f_i)} \right|^2 \quad (1.50)$$

On peut noter que lorsque le degré  $P$  est considéré nul, la fonction de transfert correspond au gain complexe équivalent calculé pour un système sans mémoire. La valeur optimale du degré  $P$  doit être recherchée numériquement :

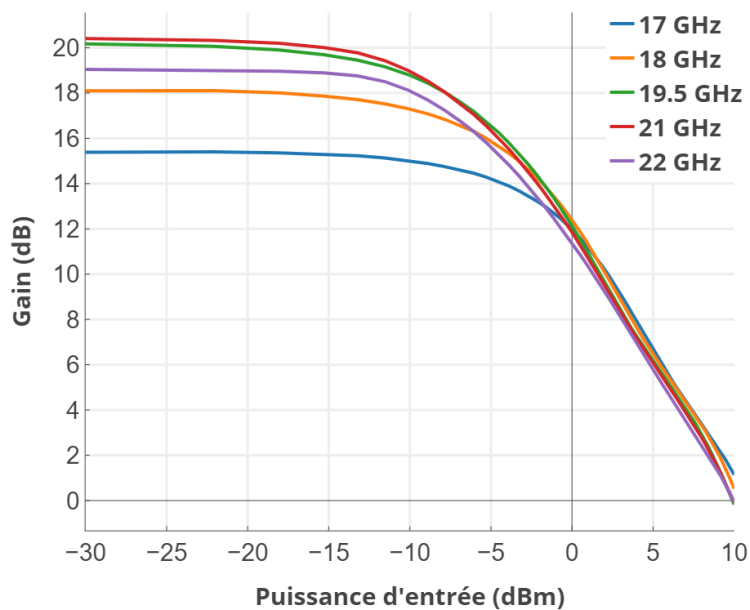
$$NPR(dB) = 10 \log \left( \frac{\sum_{i=1}^N |\tilde{Y}(f_i)|^2}{\sum_{i=1}^N |\tilde{Y}(f_i) - \tilde{H}(f_i)\tilde{X}(f_i)|^2} \right) \quad (1.51)$$

### 1.3.5 Effets de mémoire dans les TOP

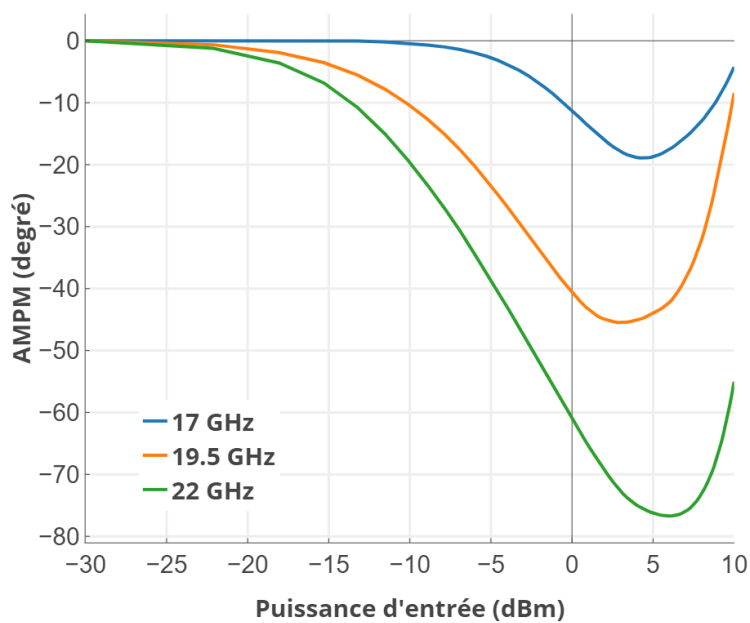
Nous avons pu voir que l'ATOP est un dispositif non linéaire et que cette propriété génère de nouvelles composantes spectrales. En particulier, la caractéristique AM/AM indique que le signal de sortie dépend de l'amplitude du signal d'entrée. Cependant, en toute généralité, les distorsions du signal de sortie d'un amplificateur de puissance dépendent de l'amplitude et de la largeur spectrale du signal d'entrée, ainsi que de la température ambiante, de l'auto-échauffement, du vieillissement de composants, de la variation des dispositifs d'alimentation et de contrôle de gain ou des effets de pièges dans le cas des SSPA. Ces causes distinctes sont associées à des constantes de temps différentes et induisent que la caractéristique de l'amplificateur évolue au cours du temps. Autrement dit, la sortie à un instant donné de l'amplificateur est dépendante non seulement de l'entrée au même instant mais aussi de l'entrée aux instants précédents. Ces phénomènes combinés avec la non linéarité de l'amplificateur de puissance sont réunis sous la dénomination d'effets de mémoire. La distinction des phénomènes de mémoire est faite en fonction de leurs constantes de temps par rapport aux périodes de la porteuse RF et de l'enveloppe du signal d'entrée. Les effets de mémoire à constante de temps courte sont appelés effets de mémoire haute fréquence (HF) et à l'opposé, on parlera d'effets de mémoire basse fréquence (BF) pour les phénomènes de mémoire à constante de temps longue.

La caractéristique AM/PM est souvent retenue comme une première indication de la mémoire non linéaire étant donné qu'elle est une manifestation d'un retard du signal de sortie dépendant de la puissance du signal d'entrée. Toutefois, ce retard est généralement considéré comme négligeable lorsque sa durée est faible devant celle de l'enveloppe du signal.

Les effets de mémoire HF se manifestent sous la forme d'une variation des caractéristiques AM/AM et AM/PM suivant la fréquence d'excitation, comme illustré sur la figure 1.19. Dans le cas des SSPA, cette variation est issue des effets filtrants des réseaux d'adaptation et des temps de transit des porteurs dans les jonctions semi-conducteurs. Dans le cas des ATOP, ces variations proviennent principalement des caractéristiques filtrantes de l'hélice et de la désadaptation des charges à ses accès [19]. On peut observer sur la figure 1.20 qu'en petit signal, le gain du tube est proportionnel à la longueur de l'hélice, et que par conséquent, lorsque la fréquence diminue, le gain diminue. Par ailleurs, le gain diminue également lorsque la longueur d'onde du signal se rapproche de deux fois le pas de l'hélice. Cette condition place le tube dans un mode d'oscillation. Sur une bande étroite, les ondulations du gain suivant la fréquence sont les variations les plus dominantes et proviennent des désadaptations aux accès de l'hélice. Une petite partie de l'onde RF se réfléchit à la sortie puis à l'entrée de l'hélice, et enfin se combine avec l'onde principale par effet de battement. Dans ce cas, des pics de gain peuvent se manifester avec une périodicité suivant la fréquence qui dépend de la longueur de l'hélice. Ce processus s'applique sur la phase, et donc sur le retard de groupe, où l'on peut observer des ondulations également.

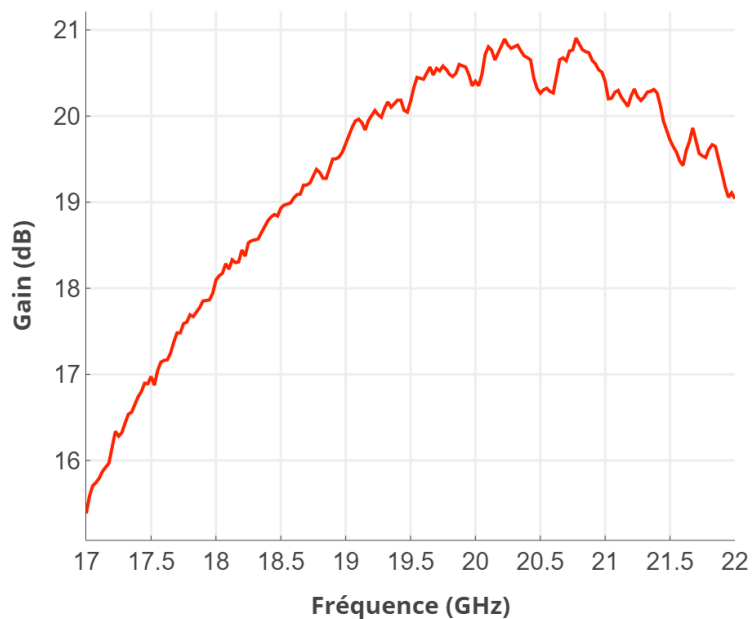


(a)



(b)

Figure 1.19 – Caractéristiques AM/AM (a) et AM/PM (b) pour plusieurs fréquences



**Figure 1.20 – Ondulation du gain dans la bande**

A l'opposé, les effets de mémoire BF sont l'incidence de constantes de temps longues dans l'amplificateur. Ces effets peuvent être mis en évidence en comparant les figures de mérite  $C/I_3$  gauche et droite. Effectivement, des variations importantes et des dissymétries attestent de la présence de mémoire BF dans l'amplificateur. Dans les SSPA, ces effets sont principalement dus à l'auto-échauffement, aux phénomènes de pièges dans les transistors et aux variations lente de la polarisation. Dans les technologies à tube à ondes progressives, la source de ces effets de mémoire basse fréquence peut être issue de l'alimentation et la modulation des courants collecteurs par la variation de puissance du signal et également les changements de température de l'hélice du TOP.

## 1.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte des télécommunications par satellite et l'amplificateur de puissance à tube à ondes progressives. Nous avons mis en lumière le rôle important du PA dans la transmission du signal de communication et les dégradations qu'il pouvait apporter à la qualité du signal. Les phénomènes de non linéarité et de mémoire ont été décrits et les méthodes de caractérisation ont été détaillées avec leurs figures de mérite respectives. Ces figures de mérite permettent de juger de la qualité du dispositif et ont un rôle d'aide à la décision dans la mise au point de l'ATOP. De plus, la technologie complexe et la mise au point de ce dispositif en font un élément critique dans le flux de conception du satellite. En effet, il est l'un des derniers composants fabriqués avant assemblage du satellite entier et cela limite le temps disponible pour le réglage de l'ATOP et son optimisation. Dans ce cadre, la simulation numérique est un moyen incontournable afin d'analyser et de prédire le comportement de l'ATOP afin de trouver en amont le point de fonctionnement optimal de l'ATOP. Cela nécessite d'établir des modèles numériques ayant la capacité de prendre en compte les phénomènes complexes précédemment décrits au sein de l'ATOP et également compatibles avec des simulateurs dit système afin de jouer des scénarios avec des signaux applicatifs. Ces modèles seront explicités dans le chapitre suivant.



## Bibliographie

- [1] A. C. Clarke, "Extra-Terrestrial Relays," in *Progress in Astronautics and Rocketry*. Elsevier, 1966, vol. 19, pp. 3–6. [Online]. Available : <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/B9781483227160500062>
- [2] , *Radio regulations*. International Telecommunication Union, 2016.
- [3] , "IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands," *IEEE Std 521-2002 (Revision of IEEE Std 521-1984)*, pp. 0\_1–3, 2003. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1160089/>
- [4] , "Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications," International Telecommunication Union, Tech. Rep. Recommendation ITU-R V.431-8, Aug. 2015.
- [5] W. Q. Lohmeyer, R. J. Aniceto, and K. L. Cahoy, "Communication satellite power amplifiers : current and future SSPA and TWTA technologies : Communication Satellite Power Amplifiers," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 34, no. 2, pp. 95–113, Mar. 2016. [Online]. Available : <http://doi.wiley.com/10.1002/sat.1098>
- [6] T. M. Braun, *Satellite communications payload and system*. Hoboken, New Jersey : Wiley, a John Wiley & Sons, Inc., Publication IEEE Press, 2012.
- [7] "Component Crunch Slows Delivery of Ka-band Communications Sats." [Online]. Available : <https://spacenews.com/component-crunch-slows-delivery-ka-band-communications-sats/>
- [8] J. N. Pelton, S. Madry, S. Camacho-Lara, J. N. Pelton, and I. S. University, Eds., *Handbook of satellite applications*, ser. Springer reference. New York : Springer, 2013, oCLC : ocn773476383.
- [9] G. E. Corazza, Ed., *Digital satellite communications*, ser. Information Technology : Transmission, Processing and Storage. New York : Springer, 2007, oCLC : ocn164610880.
- [10] A. Morello and U. Reimers, "DVB-S2, the second generation standard for satellite broadcasting and unicasting," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 22, no. 3, pp. 249–268, May 2004. [Online]. Available : <http://doi.wiley.com/10.1002/sat.788>
- [11] M. Angelone, N. Alagha, P.-D. Arapoglou, and A. Ginesi, "DVB-S2x system performance results for broadcast and unicast broadband networks : DVB-S2x System Performance Results," *International Journal of Satellite Communications and Networking*, vol. 34, no. 3, pp. 387–412, May 2016. [Online]. Available : <http://doi.wiley.com/10.1002/sat.1168>
- [12] J. B. Sombrin, "Optimization criteria for power amplifiers," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 3, no. 1, pp. 35–45, Feb. 2011. [Online].

Available : [https://www.cambridge.org/core/product/identifier/S1759078710000863/type/journal\\_article](https://www.cambridge.org/core/product/identifier/S1759078710000863/type/journal_article)

- [13] M. Aloisio, E. Casini, and A. Ginesi, "Evolution of Space Traveling-Wave Tube Amplifier Requirements and Specifications for Modern Communication Satellites," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, no. 7, pp. 1587–1596, Jul. 2007. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/4252352/>
- [14] T. Lemoine, "Tubes électroniques hyperfréquences - Technologies, tubes à grille et klystrons," p. 27, 2008.
- [15] J. Lajoinie, E. Ngoya, D. Barataud, J. Nebus, J. Sombrin, and B. Rivierre, "Efficient simulation of NPR for the optimum design of satellite transponders SSPAs," in *1998 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.98CH36192)*, vol. 2. Baltimore, MD, USA : IEEE, 1998, pp. 741–744. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/705097/>
- [16] T. Reveyrand, D. Barataud, J.-M. Nebus, A. Mallet, F. Gizard, L. Lapierre, and J. Sombrin, "Accurate characterization of intermodulation noise in multi carrier wide band power amplifiers based on a digital synthesis of pseudo noise gaussian stimuli," *annals of telecommunications - annales des télécommunications*, vol. 61, no. 5-6, pp. 627–644, Jun. 2006. [Online]. Available : <http://link.springer.com/10.1007/BF03219926>
- [17] J. J. Bussgang and J. J. Bussgang, "Crosscorrelation functions of amplitude-distorted gaussian signals," *Tech. Rep. 216, Research Lab. Electron*, 1952.
- [18] N. Y. Ermolova and S. . Haggman, "An extension of bussgang's theory to complex-valued signals," in *Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium, 2004. NORSIG 2004.*, June 2004, pp. 45–48.
- [19] A. S. Gilmour, *Klystrons, traveling wave tubes, magnetrons, crossed-field amplifiers, and gyrotrons*, ser. Artech House microwave library. Boston, MA : Artech House, 2011, oCLC : ocn679941616.

# **Modélisation comportementale des amplificateurs de puissance TOP pour la simulation système**

## **2.1 Introduction**

Depuis une vingtaine d'année, la simulation numérique des dispositifs électroniques est un moyen incontournable pour la réalisation de systèmes de télécommunication. Nous avons vu que la conception de la chaîne de communication demande un réglage fin de l'ATOP afin d'obtenir les performances souhaitées en termes de linéarité. Cette mise au point est compliquée notamment à cause des phénomènes complexes qui se produisent au sein du PA que sont la non linéarité et les effets de mémoire. L'utilisation de modèle numérique précis est nécessaire et la simulation doit à la fois permettre de reproduire le comportement de l'ATOP face à signaux réalistes et dans des temps raisonnables. Dans ce chapitre, nous allons découvrir différents modèles non linéaires de PA présentés dans la littérature en commençant par les modèles sans mémoire. Les modèles sans mémoire permettent de reproduire la caractéristique statique du PA et sont valables pour des signaux à bande étroite ou CW. Dans la suite, nous présenterons des modèles comportementaux à mémoire HF permettant de prendre en compte la dispersion des caractéristiques du PA dans la bande de fonctionnement. Nous finirons par la description de modèles prenant en compte à la fois la mémoire haute fréquence et la mémoire basse fréquence. Ces modèles découlent du formalisme de la série de Volterra dont nous ferons le développement et nous mènerons aux modèles développés au laboratoire XLIM.

## **2.2 Différents niveaux d'abstraction de la modélisation des TOP**

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la charge utile d'un satcom est un système complexe dans lequel l'ATOP est un élément clé. D'un point de vue industriel, la réalisation de la charge utile s'intègre dans un cycle en V répondant aux besoins du client. Le cycle en V est la combinaison de deux flux, comme illustré sur la figure 2.1 :

- Un flux descendant (top-down) où l'on retrouve les phases de spécification et de développement des différentes fonctions de la chaîne de communication ;
- Un flux montant (bottom-up) caractérisé par les phases de test et de validation.

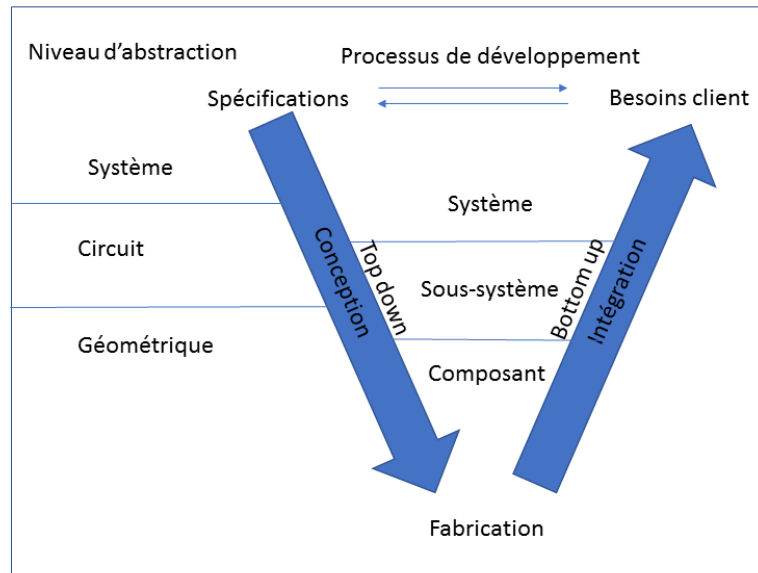


Figure 2.1 – Cycle en V de conception et niveau d'abstraction

Dans un environnement économique concurrentiel, cette démarche de conception doit répondre à une réduction du délai de mise sur le marché (Time To Market) du satellite. La problématique pour un industriel revient donc à réduire le temps de développement et de fabrication tout en assurant l'optimisation et la qualité du système de communication. Ce contexte impose l'utilisation de la modélisation et de la simulation à toutes les étapes de conception.

Pour cela, différents types de modélisation et de simulation sont nécessaires pour répondre aux différents niveaux d'abstraction mis en œuvre dans le processus de conception. De manière générale, un haut niveau d'abstraction donnera une bonne vision globale du système avec un faible degré de description des éléments le composant. Au contraire, un bas niveau d'abstraction s'intéressera aux phénomènes physiques d'un sous-ensemble localisé avec un haut niveau de précision. Dans le domaine de l'électronique, on distingue globalement 3 niveaux d'abstraction distincts : géométrique, circuit et système. Pour chacun des trois niveaux d'abstraction, on trouve dans la littérature diverses approches de modélisation du TOP.

Au niveau géométrique, on trouve les modèles dits physiques, ou de type "boîte blanche", tentant de décrire finement les phénomènes mis en jeu par les lois de la physique fondamentale. A partir d'un maillage de la structure interne d'un TOP, des algorithmes [1-6] permettent de calculer la propagation du champ électromagnétique en résolvant les

équations de Maxwell, ainsi que les équations régissant la dynamique du faisceau d'électrons. En fonction des dimensions et de la géométrie de la structure du TOP, le maillage peut être constitué de milliers voire de millions d'éléments suivant les ressources informatiques disponibles. Le modèle physique nécessite donc une connaissance complète de la géométrie du TOP et des caractéristiques physiques intrinsèques aux matériaux qui le composent. On trouve dans la littérature des codes de simulation de modèles physiques s'effectuant dans le domaine fréquentiel ou dans le domaine temporel [7]. La simulation d'un modèle physique dans le domaine fréquentiel s'effectue généralement à la fréquence de fonctionnement du tube. Cette simulation est la plus utilisée dans la conception des TOP car elle a l'avantage d'être rapide. Cependant, elle ne permet pas de décrire le régime transitoire où se manifestent les effets de mémoire caractérisants les oscillations dans le tube. La simulation dans le domaine temporel, en revanche, a l'avantage de ne faire d'hypothèse ni sur la fréquence de travail, ni sur la forme d'onde du signal, mais pêche par des temps de simulation souvent rédhibitoires [2].

Au niveau circuit, le modèle dit analytique, ou de type "boîte grise", s'établit sur une approximation des phénomènes par des schémas équivalents ou un ensemble de fonctions mathématiques qui n'ont pas une signification strictement physique. Ce type de modèle est très utilisé dans la conception des SSPA où ils sont représentés par des circuits équivalents. Les éléments du circuit équivalent (résistance, capacité ...) constituent les paramètres du modèle et peuvent être identifiés par la mesure ou une simulation physique partielle de l'amplificateur. Les premiers modèles analytiques de TOP s'attachaient à représenter l'interaction entre l'onde EM parcourant l'hélice et le faisceau d'électrons en faisant des hypothèses simplificatrices (absence de charge d'espace). Le modèle de Pierce, développé en 1947, exprime l'équation de propagation dans la ligne du tube. Pour cela, la ligne est décrite par un circuit équivalent grâce aux équations des télégraphistes. De plus, le faisceau d'électrons est considéré comme un fluide et sa vitesse est reliée à la tension du circuit équivalent par l'équation du mouvement. Ce modèle analytique permet de calculer le gain petit signal du TOP. En revanche, il ne prend pas en compte les phénomènes non linéaires comme la saturation. Le modèle de Rowe, introduit par Nordsieck en 1953, prend une description de la ligne similaire au modèle de Pierce. Toutefois, Rowe traite le faisceau d'électrons comme un ensemble de particules et prend en compte la distribution de la vitesse des électrons à une position donnée par un formalisme Lagrangien. Cette méthode autorise une plus forte perturbation des électrons par l'onde se propageant sur la ligne et donc fait apparaître la saturation.

Ces deux modèles permettent finalement d'évaluer le champ électrique amplifié suivant une seule dimension correspondant à la direction de propagation. En revanche, elles omettent les phénomènes liés au champ de charge d'espace créé par le faisceau qui ont tendance à faire diminuer le gain. Comme on le voit, la plupart des modèles analytiques développés dans la littérature se basent sur une description de la ligne par un circuit équivalent [8]; leur limitation principale étant un domaine de validité restreint à une faible portion de la bande de fonctionnement du TOP.

Au niveau système, le modèle dit comportemental, ou de type "boîte noire", s'appuie quasi

exclusivement sur l'analyse des données d'entrée et de sortie du composant étudié. En effet, le fonctionnement interne du TOP est ignoré et son comportement est décrit sous la forme d'une table de données ou d'une relation purement mathématique. Le modèle comportemental tente de faire le meilleur compromis entre la finesse de description des phénomènes et un temps de calcul compatible avec les délais de réalisation du système. Ce type de modélisation appliqué à l'ATOP fait l'objet du reste de ce chapitre.

De nombreux autres travaux ont proposés des modèles construits par l'association des topologies Wiener et Hammerstein en parallèle et/ou cascade [9, 10]. Dans [11], Saleh étend son modèle statique précédent à la prise en compte de la dispersion en fréquence en insérant des filtres linéaires en entrée et en sortie des voies

La modélisation comportementale est particulièrement adaptée à une simulation système dans laquelle on s'intéresse à l'étude d'un sous-système ou d'un système global composé d'un grand nombre d'éléments mettant en jeu des signaux complexes. L'utilisation d'un modèle comportemental permet de réduire la complexité de chaque élément au profit de la rapidité d'exécution et au détriment de la précision de description, en essayant de trouver le bon équilibre. Grâce à cette démarche, il est possible d'obtenir la réponse approchée de l'ATOP face un signal de télécommunication en un temps de calcul raisonnable.

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que les signaux de communication transmis étaient de type passe-bande. En effet, l'information utile est centrée sur la fréquence porteuse et est complètement contenue dans l'enveloppe du signal, comme rappelé dans les équations 2.1. La simulation système peut donc s'effectuer sur la dynamique de l'enveloppe en faisant abstraction de la fréquence porteuse. Cette approche offre l'avantage d'une fréquence d'échantillonnage calée sur la vitesse de variation de l'enveloppe, donc plus faible que celle utilisée pour le signal réel (calée sur la vitesse de variation de la porteuse), permettant ainsi de réduire considérablement le nombre de points à simuler. En revanche, l'analyse se fait exclusivement autour de la fréquence porteuse et les fréquences harmoniques sont complètement ignorées ; hypothèse que l'on considère acceptable pour la plupart des chaînes de communication où les non-linéarités sont précédées et suivies d'éléments filtrants passe-bande.

$$\begin{aligned}x(t) &= \Re \left[ \tilde{x}(t)e^{j2\pi f_0 t} \right] \\y(t) &= \Re \left[ \tilde{y}(t)e^{j2\pi f_0 t} \right]\end{aligned}\tag{2.1}$$

On trouve dans la littérature une très large bibliographie de modèles comportementaux pour les amplificateurs de puissance [12]. Nous nous limiterons dans notre traitement uniquement sur les modèles unilatéraux, c'est-à-dire que l'ATOP est considéré comme adapté sur impédance optimale en entrée et en sortie et qu'il n'y a pas de transmission inverse. Il peut être représenté par un bloc avec une seule entrée et une seule sortie (Single Input Single Output ou SISO), chacune définie par une seule grandeur électrique.

La modélisation consiste à déterminer la fonction mathématique représentant la relation dynamique entrée-sortie.

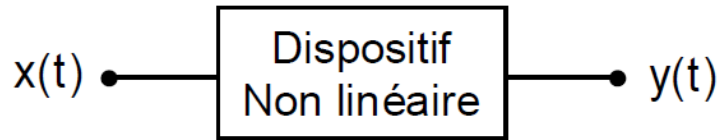


Figure 2.2 – Bloc SISO

$$y(t) = f(x(t), t) \quad (2.2)$$

Cette écriture symbolique peut être mise en relation avec les variables physiques de l'ATOP que sont les ondes de tension-courant (I et V) ou les ondes de puissance (a et b) présentes aux accès du tube.

Le passage entre les deux formalismes s'écrit comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1 + Z_0 I_1}{\sqrt{2 \cdot (Z_0 + Z_0^*)}} & b_1 &= \frac{V_1 - Z_0^* I_1}{\sqrt{2 \cdot (Z_0 + Z_0^*)}} \\ a_2 &= \frac{V_2 + Z_0 I_2}{\sqrt{2 \cdot (Z_0 + Z_0^*)}} & b_2 &= \frac{V_2 - Z_0^* I_2}{\sqrt{2 \cdot (Z_0 + Z_0^*)}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Dans l'hypothèse du modèle unilatéral, adaptation d'impédance parfaite entrée-sortie ( $Z_0 = Z_0^*$ ), généralement 50 Ohms, on obtient les relations ci-dessous :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{V_1}{\sqrt{Z_0}} & b_1 &= 0 \\ a_2 &= 0 & b_2 &= \frac{V_2}{\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Les ondes réfléchies sont nulles et les ondes réfléchies en entrée et par la charge sont nulles et les ondes incidentes en entrée et vers la charge sont directement proportionnelles aux tensions d'entrée et sortie respectivement. La modélisation unilatérale consiste à établir la relation entre la tension de sortie  $V_2$  et la tension d'entrée  $V_1$ , ou encore, entre l'onde de puissance  $b_2$  et l'onde  $a_1$ . Dans le cadre d'une simulation système, les relations du modèle sont exprimées dans le formalisme d'enveloppe complexe comme ci-dessous :

$$\tilde{V}_2(t) = f(\tilde{V}_1(t), t) \quad (2.5)$$

Par la suite, pour commodité de notations, on posera :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= f(\tilde{x}(t), t) \\ \tilde{V}_1(t) &= \tilde{x}(t) \\ \tilde{V}_2(t) &= \tilde{y}(t) \end{aligned} \quad (2.6)$$

La suite de ce chapitre abordera les différentes catégories de modélisation comportementale d'ATOP suivant leur capacité à prendre en compte les effets non linéaires et de mémoire, c'est-à-dire :

- les modèles sans mémoire ;



- Les modèles à mémoire haute fréquence ;
- Les modèles à mémoire haute et basse fréquence.

### 2.3 Modèles sans mémoire

En général, un système est qualifié sans mémoire lorsque, à un temps donné  $t_n$ , le signal de sortie  $y(t_n)$  est fonction uniquement du signal de sortie  $x(t_n)$  au même instant  $t_n$ . Ainsi, la relation dynamique 2.2 se réduit à la forme statique :

$$y(t) = f(x(t)) \quad (2.7)$$

Une première approche classique consiste de représenter le signal de sortie sous la forme d'une série de puissance à coefficients réels du type :

$$y(t) = \sum_{p=1}^P c_p x^p(t) \quad (2.8)$$

Si on considère une porteuse, avec une modulation d'amplitude  $A(t)$  et une modulation de phase  $\phi(t)$ , à l'entrée de l'amplificateur tel que :

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \quad (2.9)$$

Si l'on considère à titre d'exemple l'approximation 2.8 avec un polynôme d'ordre 3, on obtient :

$$\begin{aligned} y(t) &= c_1 x(t) + c_2 x^2(t) + c_3 x^3(t) \\ &= c_1 A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) + c_2 (A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)))^2 + c_3 (A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)))^3 \\ &= \frac{1}{2} c_2 A(t)^2 \\ &\quad + \left[ c_1 + \frac{3}{4} c_3 A(t)^2 \right] A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\ &\quad + \frac{1}{2} c_2 A(t)^2 \cos(2(\omega_0 t + \phi(t))) \\ &\quad + \frac{1}{4} c_3 A(t)^3 \cos(3(\omega_0 t + \phi(t))) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Pour la simulation système passe-bande, seule les composantes centrées sur la fréquence fondamentale sont pertinentes, les autres situées autour des harmoniques de la porteuse et du DC étant filtrées. En éliminant ces composantes hors bandes, on obtient une forme générale :

$$\begin{aligned} y(t) &= G(A(t))x(t) \\ G(A(t)) &= \sum_{p=0}^P c_{2p+1} A(t)^{2p} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Dans l'exemple du polynôme cubique précédent, on a  $c_1 = \alpha_1$  et  $c_3 = \alpha_3 A(t)^2$ . Le signal



de sortie apparaît comme le produit d'un gain non linéaire  $G(A(t))$  par le signal d'entrée ; par ailleurs, le gain est un polynôme, à coefficients pairs, de l'amplitude instantanée du signal d'entrée.

Pour les commodités de la modélisation passe-bande, il est plus instructif de considérer une expression des signaux en formalisme d'enveloppe complexe.

$$\begin{aligned} y(t) &= \Re \left[ \tilde{y}(t)e^{j\omega_0 t} \right] = \frac{\tilde{y}(t)e^{j\omega_0 t} + \tilde{y}^*(t)e^{-j\omega_0 t}}{2} \\ x(t) &= \Re \left[ \tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t} \right] = \frac{\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t} + \tilde{x}^*(t)e^{-j\omega_0 t}}{2} \end{aligned} \quad (2.12)$$

En insérant l'expression du signal  $x(t)$  ci-dessus dans le polynôme 2.8, on obtient grâce à la formule du binôme de Newton :

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{p=1}^P \frac{1}{2^p} c_p \left[ \sum_{k=0}^p \binom{p}{k} (\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t})^{p-k} (\tilde{x}^*(t)e^{-j\omega_0 t})^k \right] \\ &= \sum_{p=1}^P \frac{1}{2^p} c_p \left[ \sum_{k=0}^p \binom{p}{k} (\tilde{x}(t))^{p-k} (\tilde{x}^*(t))^k e^{j(p-2k)\omega_0 t} \right] \end{aligned} \quad (2.13)$$

D'où l'on peut extraire aisément par identification, la relation entre les enveloppes des signaux d'entrée et de sortie, de la forme :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \tilde{G}(|\tilde{x}(t)|)\tilde{x}(t) \\ \tilde{G}(|\tilde{x}(t)|) &= \sum_{k=0}^P \frac{1}{2^{2k}} c_{2k+1} \binom{2k+1}{k} |\tilde{x}(t)|^{2k} \end{aligned} \quad (2.14)$$

On voit également que dans le formalisme des enveloppes complexes, le signal de sortie est le produit d'un gain non linéaire par le signal d'entrée, et que le gain non linéaire est un polynôme pair du module du signal d'entrée. Si l'on reprend l'exemple cubique précédent, on voit que les coefficients du polynôme de gain non linéaire sont tous des nombres réels. Un tel modèle ne pourrait représenter que des amplificateurs ne présentant pas de retard de phase. Ce genre de modèle est désigné dans la littérature comme *modèle statique*. En réalité, les ATOP réels présentent un temps de transit non nul. Dans ce cas, les coefficients du modèle doivent être des nombres complexes. Le modèle est alors désigné comme *modèle quasi-statique*. On observe ensuite que le gain non linéaire exprimé dans l'équation du modèle quasi-statique représente tout simplement les courbes AM-AM et AM-PM de l'amplificateur, définis dans le chapitre précédent. Ainsi, on peut exprimer le gain non linéaire sous la forme :

$$\tilde{G}(|\tilde{x}(t)|) = G_I(|\tilde{x}(t)|) + jG_Q(|\tilde{x}(t)|) = G_{AM-AM}(|\tilde{x}(t)|)e^{jG_{AM-PM}(|\tilde{x}(t)|)} \quad (2.15)$$

L'approximation polynomiale, même si elle convient à la majeure partie des applications, peut se trouver limitative. Aussi, dans un cadre plus général, on pose le gain non linéaire, non plus comme un polynôme mais comme une série de fonctions de base appropriées ci-dessous :

$$\tilde{G}(|\tilde{x}(t)|) = \sum_{k=0}^K \tilde{c}_k \tilde{\zeta}_k(|\tilde{x}(t)|) \quad (2.16)$$

Avec  $\tilde{\zeta}_k$  représentant une fonction de base d'ordre  $k$ . Dans la littérature, outre les monômes  $\tilde{\zeta}_k(|\tilde{x}|) = |\tilde{x}|^{2k}$ , plusieurs formulations de fonction de base ont été proposées telles que les fonctions de Bessel du premier ordre ou les polynômes de Tchebychev [13, 14].

Lorsque l'équation du gain 2.16 est posée et les fonctions de base choisies, la modélisation de l'amplificateur consiste à trouver les coefficients de la série réalisant un bon accord entre la réponse du modèle et les données de mesure. Cette procédure est généralement effectuée par minimisation moindres carrés de l'erreur entre le modèle et la mesure. Selon les fonctions de base choisies et l'ordre de l'approximation  $K$ , les coefficients obtenus peuvent être plus ou moins sensibles aux bruits de mesure. En règle général, l'approximation est bonne lorsque l'ordre du modèle augmente. Mais en même temps, la sensibilité au bruit croît; ce qui conduit à des propriétés médiocres d'extrapolation du modèle vers des signaux autres que ceux ayant servi dans les données d'identification des coefficients. Pour tenter de remédier à ces problèmes, un certain nombre de fonctions empiriques, tirées de l'expérience, ont été proposées par différents auteurs. Le modèle empirique le plus répandu est le modèle de Saleh [11], défini par l'équation ci-dessous :

$$\begin{aligned} G_{AM-AM}(|\tilde{x}(t)|) &= \frac{\alpha_1}{1 + \beta_1 |\tilde{x}(t)|^2} \\ G_{AM-PM}(|\tilde{x}(t)|) &= \frac{\alpha_2 |\tilde{x}(t)|^2}{1 + \beta_2 |\tilde{x}(t)|^2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

On peut citer d'autres modèles analogues comme le modèle de Rapp [15], de Thomas [16] ou de Berman [17]. Le modèle de Rapp, par exemple, comporte quatre paramètres identifiables par minimisation moindres carrés. La sensibilité du modèle aux bruits de mesure est réduite, mais ses capacités à décrire des comportements variés sont également moindres, du fait de la raideur de la fonction de base unique.

Tous ces modèles sont limités par l'hypothèse de système statique qui ignore toute dispersion de fréquence, et ne conviennent par conséquent que pour des applications aux signaux à bande étroite.

## 2.4 Modèles avec mémoire Haute-Fréquence

Les effets de mémoire HF se manifestent par la variation du gain dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Ils sont mis en évidence par la variation des caractéristiques AM-AM et AM-PM en fonction de la fréquence. Dans ce type de mémoire, les constantes de temps du système sont de l'ordre de grandeur de la période de la porteuse, c'est-à-dire relativement courtes. Pour rendre compte de cette dépendance à la fréquence, les modèles à mémoire HF associent des non linéarités statiques et des filtres linéaires. L'association des ces structures élémentaires forme différentes topologies de modèles à mémoire HF dont les plus simples sont les modèles dits de Wiener et d'Hammerstein.

### 2.4.1 Les modèles de Hammerstein et de Wiener

La structure du modèle d'Hammerstein est une cascade constitué d'un modèle de gain non linéaire linéaire statique suivi d'un filtre linéaire, comme ci-dessous :

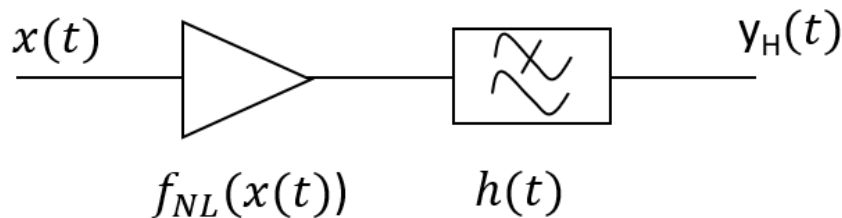


Figure 2.3 – Topologie Hammerstein

A titre d'illustration, en représentant le modèle non linéaire par une fonction polynomiale, la sortie de chacun des blocs s'écrit :

$$z_H(t) = f(x(t)) = \sum_{p=1}^P a_p x^p(t) \quad (2.18)$$

$$y_H(t) = \int_0^{+\infty} h(\tau) z_H(t - \tau) d\tau \quad (2.19)$$

Où  $h(t)$  est la réponse impulsionnelle du filtre. Si l'on combine les deux expressions, on obtient :

$$\begin{aligned} y_H(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^{+\infty} a_p h(\tau) x^p(t - \tau) d\tau \\ &= \int_0^{+\infty} a_1 h(\tau) x(t - \tau) d\tau + \int_0^{+\infty} a_2 h(\tau) x^2(t - \tau) d\tau \\ &\quad + \dots + \int_0^{+\infty} a_p h(\tau) x^p(t - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (2.20)$$

Il est alors instructif de projeter le système à une dimension du temps ci-dessus dans un espace à plusieurs dimensions de temps artificiel, en notant l'identité :

$$\begin{aligned} h(\tau_1) &\triangleq h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) = h(\tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \dots \delta(\tau_1 - \tau_p) \\ \text{Avec, } \tau_1 &= \tau_2, \dots, \tau_p \end{aligned} \quad (2.21)$$

Où  $\delta(\tau)$  représente l'impulsion de Dirac. Ainsi, en introduisant 2.21 dans 2.20, nous pouvons écrire la forme ci-dessous qui est une série de Volterra que nous verrons plus loin :

$$\begin{aligned} y_H(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^\infty \dots \int_0^\infty h_{H,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \\ \text{Avec, } h_{H,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) &= a_p h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \end{aligned} \quad (2.22)$$

Aussi, le modèle d'Hammerstein est un cas particulier du modèle de Volterra pour lequel les noyaux sont des fonctions diagonales des dimensions du temps de la série :

$$h_{H,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) = a_p h(\tau_1) \delta(\tau_1 - \tau_2) \dots \delta(\tau_1 - \tau_p) = \begin{cases} \neq 0, & \tau_1 = \tau_2, \dots, \tau_p \\ 0, & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (2.23)$$

La structure duale du modèle d'Hammerstein est le modèle de Wiener. Il s'agit d'une cascade dans laquelle un modèle de gain non linéaire statique précédé d'un filtre linéaire, comme ci-dessous :

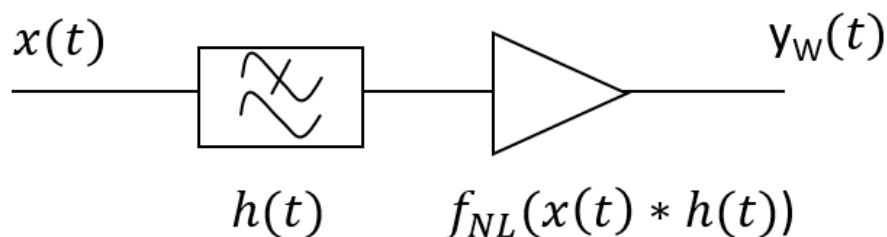


Figure 2.4 – Topologie Wiener

De même que précédemment, en considérant une non linéarité polynômiale, la sortie du modèle s'exprime comme :

$$\begin{aligned} y_W(t) &= \sum_{p=1}^P a_p z^p(t) \\ &= \sum_{p=1}^P a_p \left[ \int_0^{+\infty} h(\tau) x(t - \tau) d\tau \right]^p \end{aligned} \quad (2.24)$$

De sorte qu'une projection de l'équation sur un espace à plusieurs dimensions de temps, aboutit à :

$$\begin{aligned} y_W(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} h_{W,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \\ h_{W,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) &= a_p h(\tau_1) h(\tau_2) \dots h(\tau_p) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Aussi, le modèle de Wiener est un cas particulier du modèle de Volterra pour lequel les noyaux sont des isotropes dans toutes les dimensions du temps de la série.

Ainsi, les modèles d'Hammerstein et de Wiener sont tous les deux des formes approchées du modèle de Volterra. De part leur forme particulière, les noyaux sont identifiés par procédure de minimisation moindres carrés de l'erreur entre la sortie du modèle et la mesure, sur des signaux d'excitation donnés. Le modèle d'Hammerstein possède l'avantage de présenter un minimum global unique de forme quadratique. Graphiquement, on peut observer que le modèle d'Hammerstein correspond à un cas de figure où les courbes AM-AM

de l'amplificateur présentent une courbure indépendante de la fréquence, de telle sorte que tracées en échelle logarithmique, les courbes AM-AM sont parallèles d'une fréquence à une autre. A contrario, pour le modèle de Wiener, les courbes AM-AM ont des courbures plutôt proportionnelles à l'écart de fréquence, de telle sorte que le faisceau de courbes AM-AM s'entrecroise. Dans la pratique, aucune des deux situations n'est véritablement vérifiée et on a recours à des combinaisons de plusieurs structures parallèles et/ou séries, dites n-box.

### 2.4.2 Les modèles n-box

Dans le but de prendre en compte des caractéristiques d'amplificateurs plus complexes, on utilise des associations de plus de deux blocs de non linéarité et de filtre. Une association des plus connues est le modèle de Wiener-Hammerstein, qui est une cascade dans laquelle une non-linéarité statique est précédée et suivie d'un filtre linéaire, comme ci-dessous.

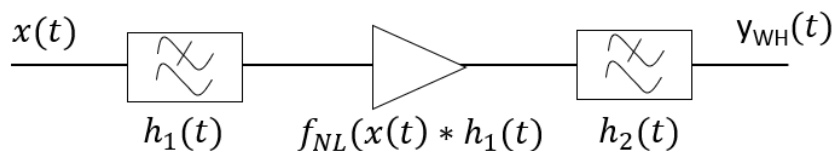


Figure 2.5 – Topologie Wiener-Hammerstein

Une fois de plus, à titre d'illustration, en considérant une non-linéarité polynomiale et  $h(t)$ ,  $g(t)$  les réponses impulsionnelles des filtres d'entrée et de sortie, respectivement. On obtient, en tenant compte des dérivations des modèles d'Hammerstein et de Wiener précédents, l'expression du signal de sortie suivante :

$$\begin{aligned}
 y_{WH}(t) &= \int_0^{+\infty} g(\sigma) y_W(t - \sigma) d\sigma \\
 &= \sum_{p=1}^P \int_0^{\infty} \left[ \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} a_p h(\tau_1) \dots h(\tau_p) g(\sigma) x(t - \tau_1 - \sigma) \dots x(t - \tau_p - \sigma) d\tau_1 \dots d\tau_p \right] d\sigma
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

De sorte qu'avec le changement de variable  $u = \tau + \sigma$ , l'expression devient :

$$\begin{aligned}
 y_{WH}(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^{\infty} \dots \int_0^{\infty} h_{WH,p}(\tau_1, \dots, \tau_p) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \\
 \text{Avec, } h_{WH,p}(u_1, \dots, u_p) &= \int_0^{\infty} a_p g(\sigma) h(u_1 - \sigma) \dots h(u_p - \sigma) d\sigma
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Le modèle Wiener-Hammerstein possède des meilleures propriétés d'approximation que les deux modèles séparés, cependant l'identification de ces noyaux pose une difficulté beaucoup plus ardue. En particulier, la détermination de ces deux filtres d'entrée-sortie, à partir de caractéristiques AM-AM et AM-PM, conduit à une infinité de solution avec des propriétés

d'approximation différentes.

De nombreux autres travaux ont proposé des modèles construits par l'association des topologies Wiener et Hammerstein en parallèle et/ou cascade [9, 10]. Dans [11], Saleh étend son modèle statique précédent à la prise en compte de la dispersion en fréquence en insérant des filtres linéaires en entrée et en sortie des voies en quadrature et en phase du modèle initial. Le modèle se schématise alors comme la figure ci-dessous.

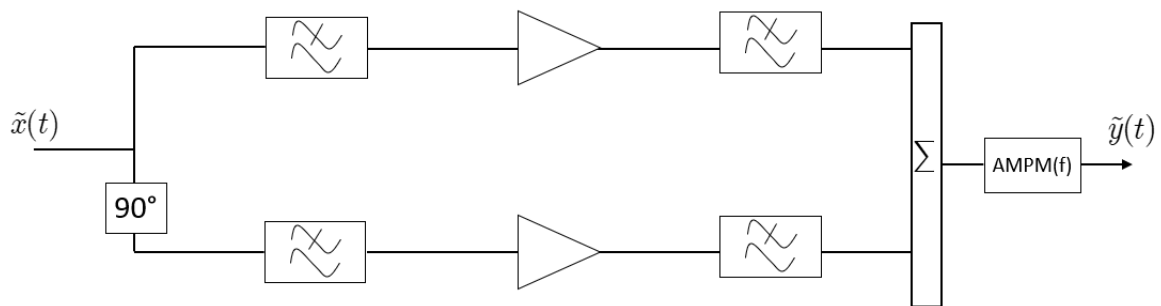


Figure 2.6 – Schéma en bloc du modèle de Saleh

Un second modèle analogue à l'extension de Saleh est le modèle de Poza-Sarkozy-Berger [18] schématisé dans la figure 2.7. La différence entre les deux modèles réside simplement dans la stratégie d'identification des filtres.

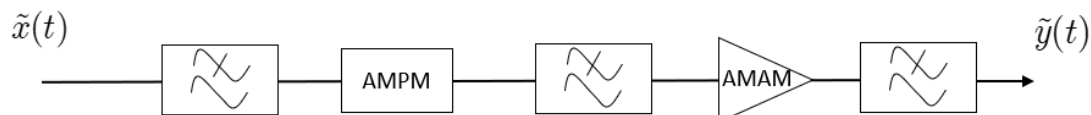


Figure 2.7 – Schéma en bloc du modèle de Poza-Sarkozy-Berger

Le modèle d'Abuelma'atti [19] propose une structure d'Hammerstein à plusieurs voies parallèles. Chaque voie est constituée d'une non-linéarité statique suivie d'un filtre linéaire, avec séparation des composantes I et Q du signal, comme illustrée sur la figure 2.8.

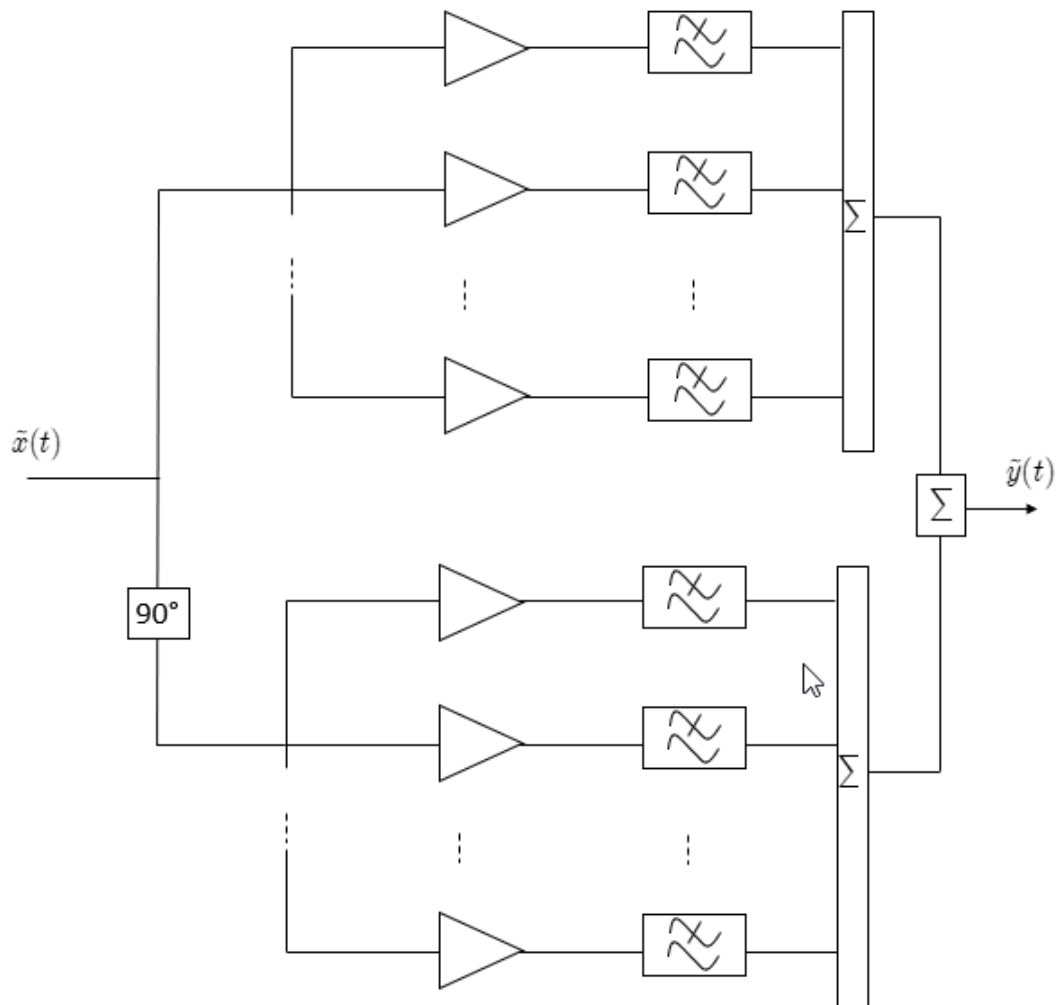


Figure 2.8 – Schéma en bloc du modèle d'Abuelma'atti

Le modèle polyspectral proposé par Silva [20] est globalement une mise en parallèle d'un filtre linéaire avec un modèle Wiener-Hammerstein, illustré ci-dessous. Les caractéristiques AM-AM et AM-PM à la fréquence centrale sont utilisées pour le bloc non linéaire. La procédure d'identification proposée pour les filtres fait appel à des mesures spécifiques fréquentielles et temporelles.

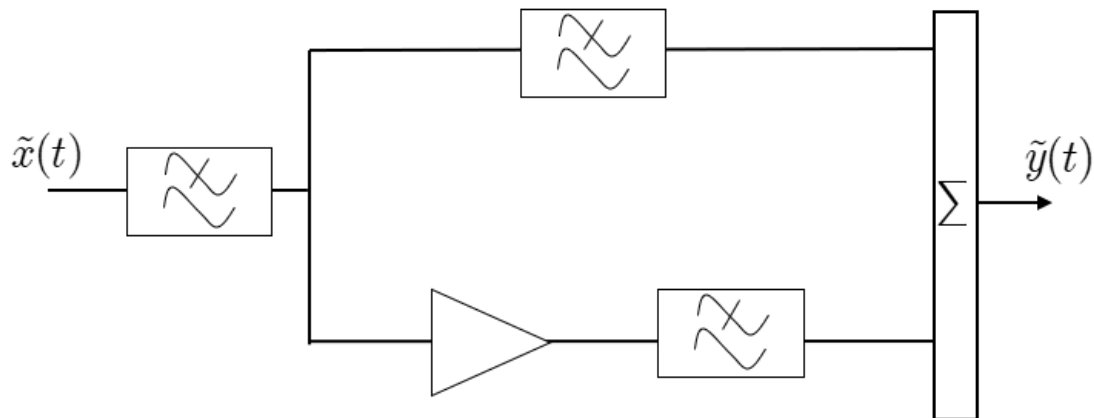


Figure 2.9 – Schéma en bloc du modèle d'Abuelma'atti

## 2.5 Les modèles avec mémoire Haute-Fréquence et Basse-Fréquence

Au-delà des effets de dispersion de fréquence RF ou effets de mémoire HF, les amplificateurs de puissance manifestent des comportements plus complexes en régime non linéaire. Désignés comme effets de mémoire BF, ces comportements sont attribués à des phénomènes à constantes de temps longues comme l'auto-échauffement du système ou les relaxations des dispositifs d'alimentation. La manifestation de ce type de mémoire a surtout été identifiée et étudiée dans les SSPA ; même si peu de travaux sont disponibles pour les ATOP, les mesures réalisées au cours de ce travail montrent que son système d'alimentation peut avoir un impact important sur la réponse au signaux modulés. La représentation globale de ces phénomènes complexes demande de faire appel à des formulations mathématiques plus générales que nous introduisons par la suite à partir de la théorie des systèmes dynamiques.

### 2.5.1 Généralités sur la théorie des systèmes dynamiques

La théorie des systèmes dynamiques se propose d'établir une formalisation mathématique des systèmes notamment sous forme d'équations différentielles. La formulation générale d'un modèle non linéaire est la suivante [21] :

$$f_{NL} \left( \frac{\partial^m x(t)}{\partial t^m}, \dots, \frac{\partial x(t)}{\partial t}, x(t), \frac{\partial^n y(t)}{\partial t^n}, \dots, \frac{\partial y(t)}{\partial t}, y(t) \right) = 0 \quad (2.28)$$

Dans les logiciels dédiés à la simulation systèmes, les modèles comportementaux manipulent des signaux en temps discret. Les dérivées partielles peuvent être approximées par la méthode d'Euler et donc être représentées par les signaux d'entrée et de sortie échantillonnés uniformément avec le pas  $\Delta t$ . De cette manière, la formulation implicite



devient :

$$f_{NL}(x(t - m\Delta t), \dots, x(t - \Delta t), x(t), y(t - n\Delta t), \dots, y(t - \Delta t), y(t)) = 0 \quad (2.29)$$

La forme explicite de cette expression représente l'extension non linéaire des filtres numériques impulsionnelle infinie (RII) :

$$y(t) = f_{NL}(x(t - m\Delta t), \dots, x(t - \Delta t), x(t), y(t - n\Delta t), \dots, y(t - \Delta t)) \quad (2.30)$$

Par la suite, nous supposons que la réponse de l'amplificateur est de durée de mémoire finie  $M\Delta t$ . Ces conditions permettent d'exprimer le modèle non linéaire sous une forme non récursive pouvant être définie comme une extension non linéaire des filtres à réponse impulsionnelle finie (RIF) :

$$y(t) = f_{NL}(x(t), x(t - \Delta t), \dots, x(t - M\Delta t)) \quad (2.31)$$

Pour simplifier l'écriture, le signal d'entrée échantillonné est exprimé tel que  $x(t - m\Delta t) = x_m$  :

$$y(t) = f_{NL}(x_0, x_1, x_2, \dots, x_M) \quad (2.32)$$

Finalement, la réponse du système non linéaire à mémoire finie dépend du signal d'entrée au même instant ainsi que des échantillons précédents.

Il existe plusieurs méthodes dans la représentation mathématique de ce type de système. Dans la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance, on retrouve essentiellement deux approches : les réseaux de neurones artificiels et les séries de Volterra. Dans ce travail, nous nous focaliserons plutôt sur les séries de Volterra brièvement rappelées ci-après.

### 2.5.2 La série de Volterra classique

La série de Volterra a été introduite par Vito Volterra en 1887 dans [22]. Les premières applications dans l'analyse des circuits électroniques non linéaires ont été réalisés par Norbert Wiener au cours de la seconde guerre mondiale et depuis, la série de Volterra s'est révélée être un outil mathématique important dans la modélisation de différents systèmes non linéaires à mémoire. La série de Volterra peut être introduite par la décomposition en série de Taylor autour du point d'origine nul, autrement dit en série de MacLaurin, de la fonction  $f_{NL}$  du vecteur  $\vec{X} = (x_0, x_1, \dots, x_M)$  à  $Q + 1$  variables exprimée dans l'équation 2.32 :

$$y(t) = \sum_{m_1=0}^M a_{m_1} x_{m_1} + \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M a_{m_1 m_2} x_{m_1} x_{m_2} + \dots + \sum_{m_1=0}^M \dots \sum_{m_p=0}^M a_{m_1 \dots m_p} x_{m_1} \dots x_{m_p} \quad (2.33)$$

Les coefficients  $a_{m_1 \dots m_p}$  correspondent aux dérivées partielles d'ordre  $p$  de  $f_{NL}$  au point d'origine nul :

$$a_{m_1 \dots m_p} = \frac{1}{n!} \frac{\partial^p f_{NL}}{\partial x_{m_1} \dots \partial x_{m_p}} \Big|_{\vec{x}=\vec{0}} \quad (2.34)$$

La série est dimensionnée suivant l'ordre de la non linéarité  $P$  et le nombre d'échantillon dans la mémoire  $M + 1$ . Si l'on réduit le développement à l'ordre  $p = 1$ , le modèle se restreint à la représentation des systèmes linéaires à mémoire invariants dans le temps (SLIT) :

$$y(t) = \sum_{m_1=0}^M a_{m_1} x_{m_1} \quad (2.35)$$

Par analogie entre la sommation et l'intégrale de convolution, on peut interpréter le terme  $a_{m_1}$  comme la réponse impulsionnelle du système  $h(\tau_1)$  avec  $\tau_1 = m_1 \Delta t$ . En faisant tendre  $M \Delta t$  vers  $o$ , on obtient la forme intégrale du produit de convolution :

$$y(t) = \int_0^T h(\tau_1) x(t - \tau_1) d\tau_1 \quad (2.36)$$

Si l'on poursuit ces étapes sur les ordres supérieurs du développement de Taylor à plusieurs variables, on obtient l'expression suivante :

$$\begin{aligned} y(t) = & \int_0^T h(\tau_1) x(t - \tau_1) d\tau_1 + \int_0^T \int_0^T h_2(\tau_1, \tau_2) x(t - \tau_1) x(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\ & + \dots + \int_0^T \dots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \end{aligned} \quad (2.37)$$

Cette formulation correspond à la série de Volterra classique. Les termes  $h_p(\tau_1, \dots, \tau_p)$  sont définis comme les noyaux d'ordre  $p$  et représentent les invariants du systèmes. La série de Volterra est dimensionnée par l'ordre de la non linéarité  $P$  et de la durée de mémoire  $T = M \Delta t$ . Elle peut être considéré comme une extension aux systèmes non linéaires du produit de convolution appliqué aux systèmes linéaires. En pratique, la série de Volterra devient rapidement difficile à identifier à cause du nombre de coefficients de l'ordre de  $(M + 1)^P$ . L'application de ce formalisme se restreint à des systèmes faiblement non linéaires. Malgré tout, des hypothèses sur les noyaux de la série peuvent être envisagées afin de réduire la complexité du modèle. Ainsi, nous avons vu précédemment que les modèles d'Hammerstein et de Wiener sont des modèles dérivés de la série de Volterra où les noyaux ont une expression simplifiée.

D'une autre manière, les différents termes de la série de Volterra sont exprimés de façon simplifiée par l'opérateur  $V[\cdot]$  :

$$y(t) = \sum_{p=1}^P V_p[x(t)] = V_1[x(t)] + V_2[x(t)] + \dots + V_P[x(t)] \quad (2.38)$$

Où  $V_p[x(t)]$  est la réponse non linéaire d'ordre  $p$  de la série exprimée comme ci-dessous :

$$V_p[x(t)] = \int_0^T \cdots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \prod_{i=1}^p x(t - \tau_i) d\tau_i \quad (2.39)$$

Dans la littérature, l'hypothèse de symétrie des noyaux est souvent posée [23]. Un noyau est dit symétrique lorsqu'il est inchangé pour toute permutation de ses arguments. Par exemple, pour le noyau de Volterra symétrique d'ordre 2, on a l'égalité  $h_2(\tau_1, \tau_2) = h_2(\tau_2, \tau_1)$ . Dans ce cas, on peut remplacer un noyau quelconque  $h_p$  par la somme de tous les  $p!$  noyaux résultant de toutes les permutations des arguments, pondérée par  $1/p!$ . Par cette opération, on obtient le noyau symétrique  $h_p^{sym}(\tau_1, \dots, \tau_p)$  :

$$h_p^{sym}(\tau_1, \dots, \tau_p) = \sum_{k=1}^{p!} \frac{1}{p!} h_p(\sigma_p(\tau)) \quad (2.40)$$

Avec  $\sigma_p(\tau)$  un des vecteurs résultant des  $p!$  permutations de  $p$  composantes du vecteur  $\tau = [\tau_1, \dots, \tau_p]$ .

L'hypothèse de symétrie des noyaux est utile pour le développement du modèle de Volterra classique en bande de base [24]. En effet, la série de Volterra fait intervenir pour chaque ordre  $p$  un produit entre les signaux réels retardés qui s'exprime dans le formalisme d'enveloppe complexe comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^p x(t - \tau_i) &= \prod_{i=1}^p \frac{1}{2} [\tilde{x}(t - \tau_i) e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega_0 \tau_i} + \tilde{x}^*(t - \tau_i) e^{-j\omega_0 t} e^{j\omega_0 \tau_i}] \\ &= \prod_{i=1}^p \frac{1}{2} [X_i + X_i^*] \\ &= \frac{1}{2^p} [X_1 + X_1^*] [X_2 + X_2^*] \cdots [X_p + X_p^*] \end{aligned} \quad (2.41)$$

Avec  $X_i$  le signal analytique associé au signal d'entrée retardé  $x_i(t - \tau_i)$  et  $X_i^*$  son conjugué tel que :

$$\begin{aligned} x_i(t - \tau_i) &= A \cos(\omega_0(t - \tau_i) + \phi) \\ &= \Re e [X_i] \\ &= \Re e [\tilde{x}(t - \tau_i) e^{j\omega_0 t} e^{-j\omega_0 \tau_i}] \end{aligned} \quad (2.42)$$

On remarque que pour obtenir le modèle en bande de base, il faut retenir dans un premier temps les termes d'ordre  $p$  impair comme dans le modèle polynomial sans mémoire. Par exemple, le développement du produit d'ordre  $p = 3$  donne :

$$\begin{aligned} \prod_{i=1}^3 x(t - \tau_i) &= \frac{1}{2^3} [X_1 + X_1^*] [X_2 + X_2^*] [X_3 + X_3^*] \\ &= \frac{1}{8} (X_1 X_2 X_3 + X_1 X_2 X_3^* + X_1 X_2^* X_3 + X_1^* X_2 X_3 \\ &\quad + X_1 X_2^* X_3^* + X_1^* X_2 X_3^* + X_1^* X_2^* X_3 + X_1^* X_2^* X_3^*) \end{aligned} \quad (2.43)$$

Dans ce résultat, seuls les termes ayant une combinaison de deux variables complexes non

conjuguées  $X_i$  et d'une variable conjuguée  $X_i^*$  produisent des composantes spectrales autour de  $f_0$ , c'est-à-dire les termes  $X_1 X_2 X_3^*$ ,  $X_1 X_2^* X_3$  et  $X_1^* X_2 X_3$ . Grâce à la propriété de symétrie des noyaux, chacune de ces combinaisons donne le même résultat :

$$X_1 X_2 X_3^* = X_1 X_2^* X_3 = X_1^* X_2 X_3 \quad (2.44)$$

En généralisant à tous les ordres impairs, il faut donc retenir les combinaisons avec une variable complexe non conjuguée de plus que de variables complexes conjuguées, ce qui revient à multiplier une seule de ces combinaisons par le coefficient binomial  $\binom{2p+1}{p}$ . Finalement, la série de Volterra en bande de base est formée par la relation suivante :

$$\tilde{y}(t) = \sum_{p=0}^P \tilde{V}_{2p+1}[\tilde{x}(t)] = \tilde{V}_1[\tilde{x}(t)] + \tilde{V}_3[\tilde{x}(t)] + \dots + \tilde{V}_{2p+1}[\tilde{x}(t)] \quad (2.45)$$

Avec,

$$\begin{aligned} \tilde{V}_{2p+1}[\tilde{x}(t)] = \int_0^T \dots \int_0^T h_{2p+1}(\tau_1, \dots, \tau_{2p+1}) \frac{1}{2^{2p}} \binom{2p+1}{p} \\ \prod_{i=1}^p \tilde{x}^*(t - \tau_i) e^{j\omega_0 \tau_i} d\tau_i \prod_{i=p+1}^{2p+1} \tilde{x}(t - \tau_i) e^{-j\omega_0 \tau_i} d\tau_i \end{aligned} \quad (2.46)$$

Dans la littérature, plusieurs modèles sont dérivés à partir de la forme en temps discret du modèle de Volterra en bande de base exprimé comme ci-dessous, avec  $t = k \cdot \Delta t$  :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(k) = \sum_{p=0}^P \sum_{m_1}^M \dots \sum_{m_{2p-1}}^M h_{2p+1}(m_1, \dots, m_{2p+1}) \frac{1}{2^{2p}} \binom{2p+1}{p} \\ \prod_{i=1}^p \tilde{x}^*(k - m_i) e^{j\omega_0 m_i} \prod_{i=p+1}^{2p+1} \tilde{x}(k - m_i) e^{-j\omega_0 m_i} \end{aligned} \quad (2.47)$$

La complexité de la formulation en enveloppe complexe est identique à la formulation en signal réel ; elle reste donc très élevée. Une simplification du modèle discret est nécessaire pour rendre la formule pratique en fonction de considérations empiriques. C'est ainsi que l'on obtient le polynôme à mémoire (memory polynomial ou MP) en exploitant la condition des noyaux diagonaux telle que  $m = m_1 = m_3 = \dots = m_{2p+1}$ , autrement dit en éliminant tous les termes croisés :

$$\tilde{y}(k) = \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M \tilde{a}_{pm} |\tilde{x}(k - m)|^{2p} \tilde{x}(k - m) \quad (2.48)$$

Dans [25], Morgan étend le polynôme à mémoire avec la prise en compte de certains termes croisés et propose le modèle suivant :

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(k) = & \sum_{p=0}^P \sum_{m=0}^M \tilde{a}_{pm} |\tilde{x}(k-m)|^{2p} \tilde{x}(k-m) \\
 & + \sum_{p=1}^{P_b} \sum_{m=0}^{M_b} \sum_{v=1}^{V_b} \tilde{b}_{pmv} |\tilde{x}(k-m)|^{2p} \tilde{x}(k-m-v) \\
 & + \sum_{p=1}^{P_c} \sum_{m=0}^{M_c} \sum_{v=1}^{V_c} \tilde{c}_{pmv} |\tilde{x}(k-m)|^{2p} \tilde{x}(k-m+v)
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Cette formulation est connue sous le nom de polynôme à mémoire généralisé (Generalized Memory Polynomial ou GMP). Les modèles MP et GMP sont les deux modèles les plus répandus et présentent d'excellentes performances dans la reproduction des effets non linéaire et de mémoire lorsque les signaux d'excitation appartiennent à la même classe des signaux ayant servi à l'identification. Autrement dit, le domaine de validité de cette catégorie de modèle se restreint à la dynamique du signal d'identification [26].

Le modèle de Volterra en temps discret ou continu propose ainsi un formalisme où les effets de non linéarité et de mémoire sont intimement imbriqués dans les termes de la série. Une des principales difficultés réside dans la détermination du nombre optimal de coefficients à considérer pour la modélisation d'un dispositif fortement non linéaire. Pour tenter de surmonter cette complexité, Filicori [27], Mirri [28] et Le Gallou [29] ont introduit le concept de la série de Volterra à noyaux dynamiques que nous décrivons par la suite.

### 2.5.3 La série de Volterra dynamique

Afin de contourner les limitations des séries de Volterra classique, Asdente [30] propose de développer la fonction 2.32 en série de Taylor non plus au voisinage d'un vecteur nul, mais d'un vecteur bien choisi  $\vec{Z} = (z_0, z_1, z_2, \dots, z_M)$  :

$$\begin{aligned}
 y(t) = & f(\vec{Z}) + \sum_{m_1=0}^M a_{m_1} (x_{m_1} - z_{m_1}) + \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M a_{m_1 m_2} (x_{m_1} - z_{m_1}) (x_{m_2} - z_{m_2}) + \dots \\
 & + \sum_{m_1=0}^M \dots \sum_{m_D=0}^M a_{m_1 \dots m_D} (x_{m_1} - z_{m_1}) \dots (x_{m_D} - z_{m_D})
 \end{aligned} \tag{2.50}$$

Ici, les coefficients  $a_{m_1 \dots m_D}$  correspondent aux dérivées partielles d'ordre d de  $f_{NL}$  par rapport au vecteur  $\vec{Z}$  :

$$a_{m_1 \dots m_d} = \frac{1}{n!} \frac{\partial^d f_{NL}}{\partial x_{m_1} \dots \partial x_{m_d}} \Big|_{\vec{x}=\vec{Z}} \tag{2.51}$$

L'avantage de ce développement est qu'il possède des propriétés de convergence supérieures à la série de Volterra si la fonction  $f(\vec{Z})$  est convenablement choisie. Dans cette perspective, Filicori [27] a proposé de considérer une trajectoire plus simple donnée par le vecteur statique  $\vec{X}_0 = (x(t), x(t), \dots, x(t))$ , où  $x(t)$  est le signal d'entrée à l'instant présent. L'équation 2.50 devient donc :

$$\begin{aligned}
 y(t) = & f(\vec{X}_0) + \sum_{m_1=0}^M a_{m_1} (x_{m_1} - x_0) + \sum_{m_1=0}^M \sum_{m_2=0}^M a_{m_1 m_2} (x_{m_1} - x_0) (x_{m_2} - x_0) + \dots \\
 & + \sum_{m_1=0}^M \dots \sum_{m_D=0}^M a_{m_1 \dots m_D} (x_{m_1} - x_0) \dots (x_{m_D} - x_0)
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

La fonction  $f(\vec{X}_0)$  traduit la réponse du système lorsque celui-ci est excité par un signal constant tel que  $x(t - \tau) = x(t)$  quel que soit le retard  $\tau$ . Ceci correspond à la caractéristique statique du système, que l'on peut alors représenter fidèlement avec les modèles sans mémoire vus auparavant. Par ailleurs, les coefficients  $a_{m_1 \dots m_D}$  correspondent ici aux dérivées partielles d'ordre  $d$  de  $f_{NL}$  autour du vecteur  $\vec{X}_0$  :

$$a_{m_1 \dots m_d} = \frac{1}{n!} \frac{\partial^d f_{NL}}{\partial x_{m_1} \dots \partial x_{m_d}} \Big|_{\vec{X}=\vec{X}_0} \tag{2.53}$$

Ces coefficients ne sont plus des constantes du système mais des fonctions du temps à travers le vecteur  $\vec{X}_0$ . Comme précédemment, en considérant un pas de temps  $\Delta t$  infinitésimal, il en découle la forme intégrale de la série de Volterra à noyaux dynamiques suivante :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= y_{STAT}(t) + y_{DYN}(t) \\
 \text{avec, } y_{STAT}(t) &= f(x(t)) = g_0(x(t)).x(t) \\
 \text{et, } y_{DYN}(t) &= \sum_{d=1}^D \int_0^T \dots \int_0^T g_d(x(t), \tau_1, \dots, \tau_d) \prod_{i=1}^d (x(t - \tau_i) - x(t)) d\tau_i
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

On distingue ainsi des noyaux d'ordre  $d$  dépendant du signal d'entrée instantané  $x(t)$ , d'où l'appellation de noyaux dynamiques. L'intérêt d'une telle démarche est de pouvoir séparer les effets non linéaires purement statiques des effets de mémoire alors qu'il sont intimement imbriqués dans la série de Volterra classique. Il est par ailleurs intéressant d'établir la relation entre les noyaux dynamiques  $g_d(x(t), \tau_1, \dots, \tau_d)$  et les noyaux classiques  $h_p(\tau_1, \dots, \tau_p)$ . Ceci est fait en définissant la fonction de déviation  $e_i(t, \tau)$  ci-dessous :

$$e_i(t, \tau) = x(t - \tau_i) - x(t) \tag{2.55}$$

En substituant ce changement de variable dans la série de Volterra classique, on a :

$$y(t) = \sum_{p=1}^P \int_0^T \dots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \prod_{i=1}^p (e_1(t, \tau) + x(t)) d\tau_i \tag{2.56}$$

Cette série fait intervenir pour chaque ordre  $p$  un nouveau produit entre les sommes des différentes fonctions de déviation et du signal instantané qui, grâce à la formule du binôme, se développe comme ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 \prod_{i=1}^p (e_i(t, \tau_i) + x(t)) &= [e_1(t, \tau_1) + x(t)] [e_2(t, \tau_2) + x(t)] \dots [e_p(t, \tau_p) + x(t)] \\
 &= \sum_{p=1}^P \sum_{d=0}^p x^{p-d}(t) \binom{p}{d} \prod_{i=1}^d e_i(t, \tau_i) \\
 &= \sum_{p=1}^P x^p(t) + \sum_{p=1}^P \sum_{d=1}^p x^{p-d}(t) \binom{p}{d} \prod_{i=1}^d x(t - \tau_i) - x(t)
 \end{aligned} \tag{2.57}$$

De ce fait, la série se transforme sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 y(t) &= y_{STAT}(t) + y_{DYN}(t) \\
 \text{avec, } y_{STAT}(t) &= \sum_{p=1}^P x^p(t) \int_0^T \dots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \\
 \text{et, } y_{DYN}(t) &= \sum_{p=1}^P \sum_{d=1}^p \int_0^T \dots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) x^{p-d}(t) \binom{p}{d} \prod_{i=1}^d (x(t - \tau_i) - x(t)) d\tau_i
 \end{aligned} \tag{2.58}$$

On peut ainsi identifier, directement par comparaison entre 2.54 et 2.58, la relation qu'il y a entre les noyaux de la série de Volterra classique et la série dynamique :

$$\begin{aligned}
 g_0(x(t)) &= \sum_{p=1}^P x^{p-1}(t) \int_0^T \dots \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) d\tau_1 \dots d\tau_p \\
 g_d(x(t), \tau_1, \dots, \tau_d) &= \sum_{p=1}^P h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) x^{p-d}(t) \binom{p}{d} \\
 d &= 1, \dots, P
 \end{aligned} \tag{2.59}$$

Ainsi, avec la série de Volterra à noyaux dynamiques, on peut faire l'hypothèse que la non linéarité est causée principalement par la caractéristique statique  $g_0(x(t))$  et ainsi tronquer le développement en puissance de la réponse dynamique à un ordre moindre :  $\{g_d(x(t)), d = 1, \dots, D\}$ ,  $D \ll P$ . On observe également que si la durée de mémoire est faible devant la période du signal d'excitation, les produits différence  $\prod_{i=1}^d (x(t - \tau_i) - x(t)) d\tau_i$  tendent rapidement vers 0 pour  $d > 1$ . Dans cette hypothèse, il est donc raisonnable de tronquer au premier ordre la réponse dynamique du système. On obtient le modèle de Volterra dynamique au premier ordre :

$$y(t) = g_0(x(t))x(t) + \int_0^T g_1(x(t), \tau_1) (x(t - \tau_1) - x(t)) d\tau_1 \tag{2.60}$$

Le passage du modèle en bande de base (voir annexe 1) permet d'obtenir la forme proposée par Le Gallou [29] :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = & \tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|) \tilde{x}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, \Omega) e^{j2\phi_x} \tilde{X}^*(\Omega) e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad (2.61)$$

L'identification des trois noyaux du modèle résultant est réalisé en excitant l'amplificateur avec deux porteuses dont l'une servant de signal de pompe et l'autre de signal de modulation à faible indice.

$$\begin{aligned} x(t) = & \Re \left( \tilde{X}_0 \cdot e^{j\omega_0 t} + \delta \tilde{X} \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega)t} \right) \\ \text{avec } \tilde{x}(t) = & \tilde{X}_0 + \delta \tilde{X} \cdot e^{j\Omega t} \text{ et } |\delta \tilde{X}| \ll 1 \end{aligned} \quad (2.62)$$

Lorsqu'on applique cette excitation au système, on obtient une enveloppe de sortie, illustrée figure 2.10, de la forme :

$$\tilde{y}(t) = \tilde{Y} + \Delta \tilde{Y}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} + \Delta \tilde{Y}(-\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \quad (2.63)$$

La mesure de ce signal permet, au travers de l'équation 2.63, l'identification directe des 3 noyaux  $\tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|)$ ,  $\tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$  et  $\tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$ . C'est donc une approche très intéressante, car elle ne pose pas d'hypothèse préalable sur la durée de mémoire, celle ci peut être théoriquement infinie.

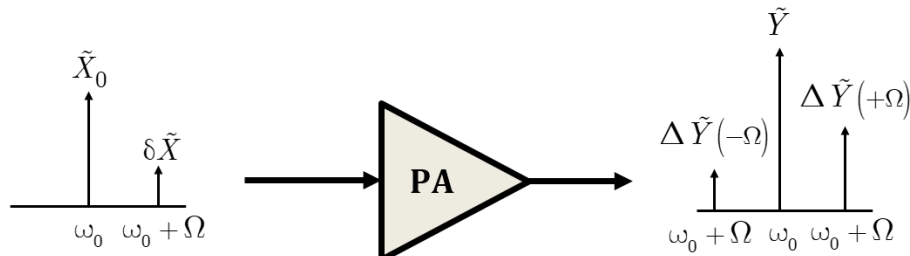


Figure 2.10 – Signal deux porteuses dont un signal de pompe et un signal de modulation à faible indice

Malheureusement, lorsque la durée de mémoire s'avère relativement longue, il est nécessaire de considérer des termes d'ordre supérieur à 1 dans la réponse dynamique, et il n'existe pas à ce jour de procédure de mesure simple permettant l'identification des noyaux. Dans ce but, Zhu [31] a proposé un modèle temps discret basé sur la série à noyaux dynamiques, sous l'acronyme DDR (Dynamic Deviation Reduced order), que l'on présente ci-dessous :



$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{y}_{STAT}(t) + \tilde{y}_{DYN}(t) \\
 \tilde{y}_{STAT}(t) &= \tilde{x}(t) \sum_{p=0}^P a_{2p+1} |\tilde{x}(t)|^{2p} \\
 \tilde{y}_{DYN}(t) &= \sum_{d=1}^D \sum_{p=d}^P |\tilde{x}(t_n)|^{2(p-d)} \\
 &\quad \sum_{m_1=1}^M \dots \sum_{m_i=m_{i-1}}^M b_{d,p}(m_1, \dots, m_d) \prod_{i=1}^{d-1} \tilde{x}^*(t - m_i \Delta t) \prod_{i=d}^{2d-1} \tilde{x}(t - m_i \Delta t)
 \end{aligned} \tag{2.64}$$

Grâce à la propriété de séparation des effets statique et dynamique, l'exploitation de l'équation 2.64 permet de donner plus de souplesse dans la troncature des coefficients de la série, où les trois paramètres  $P$ ,  $D$  et  $M$  représentent respectivement l'ordre de non linéarité statique, l'ordre de non linéarité dynamique et la durée de la mémoire du système. La séparation des effets purement statiques des effets dynamiques permet de choisir indépendamment les paramètres  $P$ ,  $D$  et  $M$  de la série et ainsi de minimiser le nombre total de coefficients du modèle. De nombreux exemples d'application du modèle ont été présentés dans les travaux de Zhu [32] [33] [34], notamment pour la linéarisation des amplificateurs.

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de modélisation permettant de concevoir les amplificateurs de puissance, de spécifier les systèmes de communication et d'en prédire les performances. L'étude a permis de mettre en avant la diversité des modèles comportementaux de PA dans le cadre de simulation système. Les développements mathématiques ont été présentés en partant de la simple représentation de la caractéristique non linéaire du PA à partir de la série de Taylor jusqu'aux phénomènes de mémoire HF et BF grâce à la série de Volterra. Cela a mis en évidence un certain nombre d'avantages et de limitations, notamment la difficulté pour un dispositif donné du choix du modèle, de définir l'ordre optimal de la non linéarité et de la mémoire à appliquer, et finalement la figuration des limites de validité du modèle. Dans de nombreuses situations la validité du modèle est restreinte au signal utilisé pour l'identification des coefficients du modèle, ou à la classe des signaux très voisins en terme de puissance moyenne, de bande de fréquence et de statistique temporelle du signal. La suite de ce manuscrit sera consacrée à la présentation des contributions originales sur la base des travaux réalisés à XLIM allant dans l'objectif de modéliser un ATOP.

## Bibliographie

- [1] D. Chernin, T. Antonsen, B. Levush, and D. Whaley, "A three-dimensional multifrequency large signal model for helix traveling wave tubes," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 1, pp. 3–11, Jan. 2001. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/892161/>
- [2] C. Kory, "Investigation of fully three-dimensional helical RF field effects on TWT beam/circuit interaction," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 48, no. 8, pp. 1718–1726, Aug. 2001. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/936694/>
- [3] D. Chernin, J. Petillo, T. Antonsen, and B. Levush, "Recent advances in modeling of traveling wave tubes," in *2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems*. Tel Aviv, Israel : IEEE, Nov. 2009, pp. 1–2. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5385985/>
- [4] C. K. Chong and W. L. Menninger, "Latest Advancements in High-Power Millimeter-Wave Helix TWTs," *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 38, no. 6, pp. 1227–1238, Jun. 2010. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5438766/>
- [5] P. Bernardi, F. Andre, J.-F. David, A. Le Clair, and F. Doveil, "Efficient Time-Domain Simulations of a Helix Traveling-Wave Tube," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 58, no. 6, pp. 1761–1767, Jun. 2011. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/5762338/>
- [6] B. Li, J.-Q. Li, Q. Hu, Y.-L. Hu, L. Xu, T. Huang, X.-L. Jin, X.-F. Zhu, and Z.-H. Yang, "Recent Developments to the Microwave Tube Simulator Suite," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 61, no. 6, pp. 1735–1741, Jun. 2014. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/6755498/>
- [7] S. Théveny, F. André, and Y. Elskens, "On frequency and time domain models of traveling wave tubes." [Online]. Available : <https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01340471>
- [8] P. Bernardi, *Use and improvement of the discrete model of excitation of a periodic waveguide for the practical time domain simulation of the traveling-wave tube*, 2011.
- [9] R. Blum and M. C. Jeruchim, "Modeling nonlinear amplifiers for communication simulation," in *IEEE International Conference on Communications, World Prosperity Through Communications*,, 1989, pp. 1468–1472 vol.3.
- [10] F. M. Ghannouchi, O. Hammi, and M. Helaoui, *Behavioral modeling and predistortion of wideband wireless transmitters*. Wiley, Jul. 2015.
- [11] A. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 29, no. 11, pp. 1715–1720, Nov. 1981. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1094911/>

- [12] *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*, ser. The Cambridge RF and Microwave Engineering Series. Cambridge University Press, 2008.
- [13] O. Shimbo, "Effects of intermodulation, AM-PM conversion, and additive noise in multicarrier TWT systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 59, no. 2, pp. 230–238, 1971. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1450058/>
- [14] F. Ghannouchi, O. Hammi, and M. Helaoui, *Behavioral Modeling and Predistortion of Wideband Wireless Transmitters*, 07 2015.
- [15] C. Rapp, "Effects of hpa-nonlinearity on 4-dpsk/ofdm-signal for a digital sound broadcasting system," 10 1991, pp. 179–184.
- [16] C. Thomas, M. Weidner, and S. Durrani, "Digital Amplitude-Phase Keying with M-Ary Alphabets," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 2, pp. 168–180, Feb. 1974. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1092165/>
- [17] A. Berman and C. Mahle, "Nonlinear Phase Shift in Traveling-Wave Tubes as Applied to Multiple Access Communications Satellites," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 18, no. 1, pp. 37–48, Feb. 1970. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1090321/>
- [18] H. Poza, H. Berger, and D. Bernstein, "A wideband data link computer simulation model," *Computers & Electrical Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 135–149, Jun. 1978. [Online]. Available : <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/0045790678900241>
- [19] M. Abuelma'atti, "Frequency-dependent nonlinear quadrature model for twt amplifiers," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 32, no. 8, pp. 982–986, 1984.
- [20] C. P. Silva, A. A. Moulthrop, and M. S. Muha, "Introduction to polyspectral modeling and compensation techniques for wideband communications systems," in *58th ARFTG Conference Digest*, vol. 40, 2001, pp. 1–15.
- [21] S. Billings, *Nonlinear System Identification : NARMAX Methods in the Time, Frequency, and Spatio-Temporal Domains*, ser. Matematicas (E-libro–2014/09). Wiley, 2013.
- [22] V. Volterra, *Theory of Functionals and of Integral and Integro-differential Equations*, ser. Dover Books on Mathematics Series. Dover Publications, 2005.
- [23] M. Schetzen, "A theory of non-linear system identification," *International Journal of Control*, vol. 20, no. 4, pp. 577–592, Oct. 1974. [Online]. Available : <http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/00207177408932762>
- [24] S. Benedetto, E. Biglieri, and R. Daffara, "Modeling and performance evaluation of nonlinear satellite links—a volterra series approach," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 494 – 507, 08 1979.

- [25] D. R. Morgan, Z. Ma, J. Kim, M. G. Zierdt, and J. Pastalan, "A generalized memory polynomial model for digital predistortion of rf power amplifiers," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 54, no. 10, pp. 3852–3860, 2006.
- [26] H. E. Hamoud, T. Reveyrand, S. Mons, and E. NGOYA, "A comparative overview of digital predistortion behavioral modeling for multi-standards applications," in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, 2018, pp. 1–3.
- [27] F. Filicori, G. Vannini, and V. Monaco, "A nonlinear integral model of electron devices for HB circuit analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 7, pp. 1456–1465, Jul. 1992. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/146327/>
- [28] D. Mirri, G. Luculano, F. Filicori, G. Pasini, G. Vannini, and G. Gabriella, "A modified Volterra series approach for nonlinear dynamic systems modeling," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I : Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, no. 8, pp. 1118–1128, Aug. 2002. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/1023016/>
- [29] E. Ngoya, N. Le Gallou, J. Nebus, H. Buret, and P. Reig, "Accurate RF and microwave system level modeling of wideband nonlinear circuits," in *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.00CH37017)*, vol. 1. Boston, MA, USA : IEEE, 2000, pp. 79–82. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/860889/>
- [30] M. Asdente, M. Pascucci, and A. Ricca, "Modified volterra-wiener functional method for highly nonlinear systems," vol. 45, pp. 756–760, 12 1976.
- [31] A. Zhu, J. C. Pedro, and T. J. Brazil, "Dynamic Deviation Reduction-Based Volterra Behavioral Modeling of RF Power Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 12, pp. 4323–4332, Dec. 2006. [Online]. Available : <http://ieeexplore.ieee.org/document/4020503/>
- [32] M. Allegue-Martínez, N. Kelly, and A. Zhu, "Digital linear pre-compensation technique to enhance predistortion performance in multicarrier dvb-s2 satellite communication systems," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 13, pp. 957–959, 2014. [Online]. Available : <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/el.2014.1172>
- [33] Y. Guo, C. Yu, and A. Zhu, "Simplified power adaptive digital predistorter for rf power amplifiers in dynamic power transmission," in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, 2015, pp. 1132–1135.
- [34] Y. Li, X. Wang, J. Pang, and A. Zhu, "Boosted model tree-based behavioral modeling for digital predistortion of rf power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 9, pp. 3976–3988, 2021.

# Application du modèle Volterra HF sur un ATOP spatial

## 3.1 Introduction

En règle générale, la qualité et les limites de validité d'un modèle comportemental dépendent d'une part de l'architecture interne du modèle, et d'autre part, de la nature des signaux utilisés pour la caractérisation du dispositif. Dans le cadre de ces travaux, nous nous sommes penchés sur les modèles extraits uniquement à partir de la connaissance des caractéristiques CW mono-porteuse car les seuls disponibles en amplitude et en phase dans le banc de mesures ATOP du CNES. La caractérisation mono-porteuse permet de bien sonder la non-linéarité et la dispersion en fréquence au sein de la bande utile de l'amplificateur, cependant elle n'informe pas sur l'impact des dispersions en bande basse fréquence provenant, par exemple, des dynamiques d'auto-polarisation ou d'auto-échauffement. Nous avons dans ce travail admis en premier ordre que les dynamiques sont négligeables. Dans ce contexte, les modèles adéquats pour la modélisation de l'ATOP se réduisent principalement aux modèles sans mémoire et aux modèles dit à mémoire haute fréquence que nous avons présentés dans le chapitre précédent. Ces modèles possèdent les uns et les autres des avantages et des limitations, dont principalement, soit une précision limitée du fait de la raideur des fonctions de base utilisés (par exemple, les modèles de Saleh, Rapp ou Abuelma'atti), soit la forte sensibilité au bruit de mesure et au signal d'apprentissage (par exemple, les modèles basés sur les polynômes à mémoire). Pour tenter de résoudre ces limitations, un certain nombre d'extensions ont été développées dans le laboratoire XLIM [1–5], dont le modèle dit de Volterra HF, que nous avons choisi comme base de travail et que nous allons décrire ci-après.

## 3.2 Description du modèle Volterra-HF

### 3.2.1 Formalisme du modèle Volterra-HF

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit le développement en bande de base de la série de Volterra dynamique tronquée au premier ordre (2.61) que nous rappelons ici :

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) = & \tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|) \tilde{x}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, \Omega) e^{j2\phi_x} \tilde{X}^*(\Omega) e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad (3.1)$$

Ce modèle est constitué d'un gain non-linéaire statique  $\tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|)$  et de deux fonctions de transfert non-linéaires  $\tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$  et  $\tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$  qui traduisent respectivement les effets de non-linéarité purement statiques et les effets de mémoire non-linéaires de premier ordre. Ces caractéristiques sont des fonctions à la fois de la fréquence et de l'amplitude instantanée de l'enveloppe du signal d'entrée  $\tilde{x}(t)$ , d'où l'appellation de noyaux de Volterra dynamique.

Considérons un signal d'enveloppe à amplitude constante, avec phase à l'origine nulle, tel que :

$$\tilde{x}(t) = \tilde{X}_0 e^{j\Omega_0 t} \text{ avec } \tilde{X}_0 = |\tilde{x}(t)| = cste \quad (3.2)$$

En appliquant ce signal dans 3.1, on obtient aisément la réponse :

$$\tilde{y}(t) = \tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0) \tilde{X}_0 \cdot e^{j\Omega_0 t} \quad (3.3)$$

Où :

$$\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0) = \tilde{H}_0(\tilde{X}_0) + \tilde{H}_1(\tilde{X}_0, \Omega_0) + \tilde{H}_2(\tilde{X}_0, \Omega_0) \quad (3.4)$$

On observe que les trois noyaux de l'équation originelle 3.1 fusionnent en un seul noyau  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$ , d'où il en ressort qu'il n'est pas possible de distinguer les contributions de chacun des noyaux à partir d'une mesure CW. Le noyau unique obtenu caractérise la non-linéarité et la dispersion haute-fréquence (ou encore en bande passante) du système. Dès lors, le modèle ainsi réduit a été désigné modèle de Volterra Haute Fréquence (HF).

Ainsi, à partir de l'expérience précédente, si l'on considère maintenant une excitation d'enveloppe arbitraire définie par son intégrale de Fourier  $\tilde{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega$ , l'application du résultat 3.3 dans l'équation originelle 3.1 donne une forme réduite, qui est l'équation de base dite de Volterra HF, caractérisée par une fonction de transfert non-linéaire unique, paramétré par l'amplitude instantanée du signal d'entrée [1] [6] :

$$\tilde{y}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \tilde{X}(\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad (3.5)$$

On peut alors définir la réponse impulsionnelle non linéaire du système (équivalent système linéaire à constantes variables dans le temps), en considérant la transformée de

Fourier inverse de la fonction de transfert  $\tilde{H}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$ .

$$\tilde{h}_{HF}(t, \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{H}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) e^{j\Omega\tau} d\Omega \quad (3.6)$$

Finalement, en insérant 3.6 dans 3.5, on obtient l'équation du modèle de Volterra HF sous la forme d'intégrale de convolution temporelle ci-dessous, qui se prête bien à la numérisation dans les simulateurs de système, comme nous le verrons par la suite.

$$\tilde{y}(t) = \int_0^t \tilde{h}_{HF}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \tilde{x}(t-\tau) d\tau \quad (3.7)$$

### 3.2.2 Principe d'extraction

Le principe d'extraction du noyau dynamique du modèle de Volterra HF est particulièrement simple, d'après l'équation 3.5; il repose tout simplement sur la mesure du gain CW du dispositif. On caractérise ainsi l'amplificateur de puissance à l'aide d'une excitation CW, en réalisant un balayage en puissance  $\tilde{X}_0$  et en fréquence  $\Omega_0$  du signal, de manière à couvrir toute la plage de fonctionnement en termes de puissance d'entrée  $A$  et de bande passante. Le schéma principe de la mesure est illustré 3.1. Le noyau de Volterra  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$  correspond tout simplement au gain complexe (amplitude et phase) mesuré de l'amplificateur.

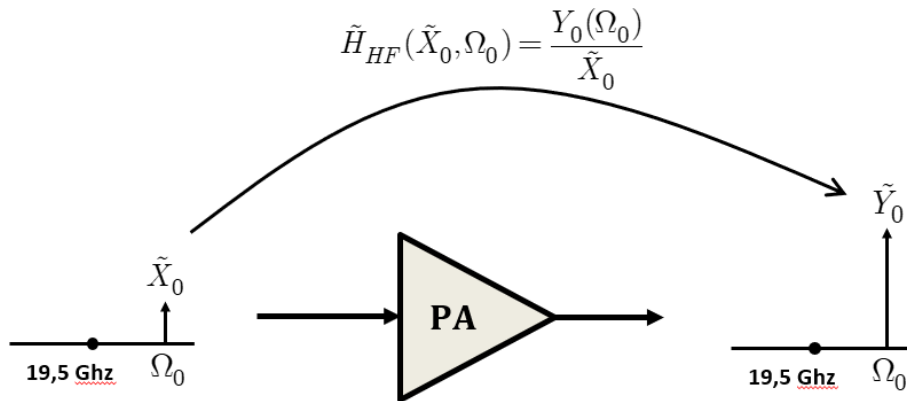


Figure 3.1 – Principe d'identification du noyau dynamique à partir d'un signal mono-porteuse

Dans le domaine des hyperfréquences, ce type de caractérisation se réalise de manière classique à l'aide d'équipement de mesure de type analyseur de réseau vectoriel (ARV), illustré dans la figure 3.2, en offrant de bonnes garanties de précision en amplitude et en phase. Par ailleurs, lorsque le dispositif à l'étude est disponible sous la forme de schéma de conception sur outil de simulation CAO, la caractérisation peut également être réalisée de manière précise à l'aide d'un simulateur d'équilibrage harmonique. Pour illustration, la figure 3.3 présente la caractéristique  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$  d'un ATOP fonctionnant à la fréquence centrale de 19.5 GHz, sur une bande de 5 GHz. Le module de la caractéristique correspond aux courbes AM/AM du PA. On peut ainsi observer une forte compression de gain, supérieure à 10 dB,



en zone de saturation, de même qu'une dispersion significative de fréquence, qui par ailleurs dépend fortement de la puissance d'entrée.

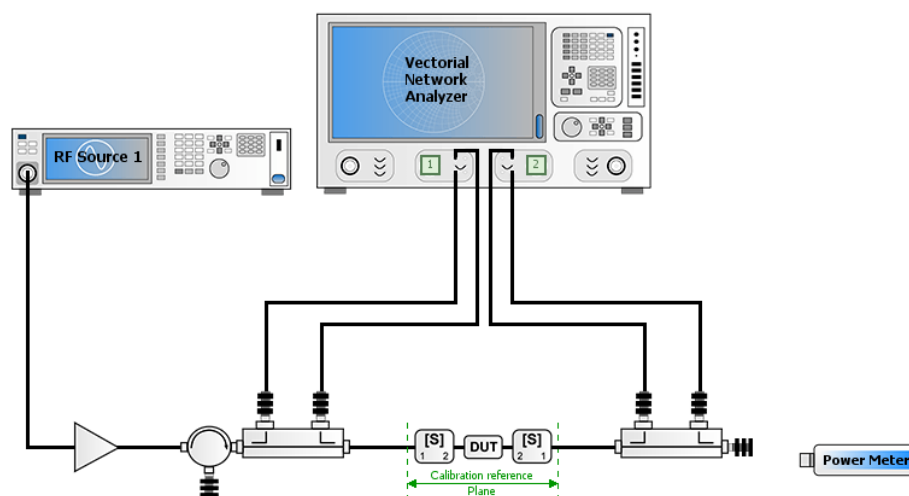


Figure 3.2 – Schéma de banc de caractérisation CW

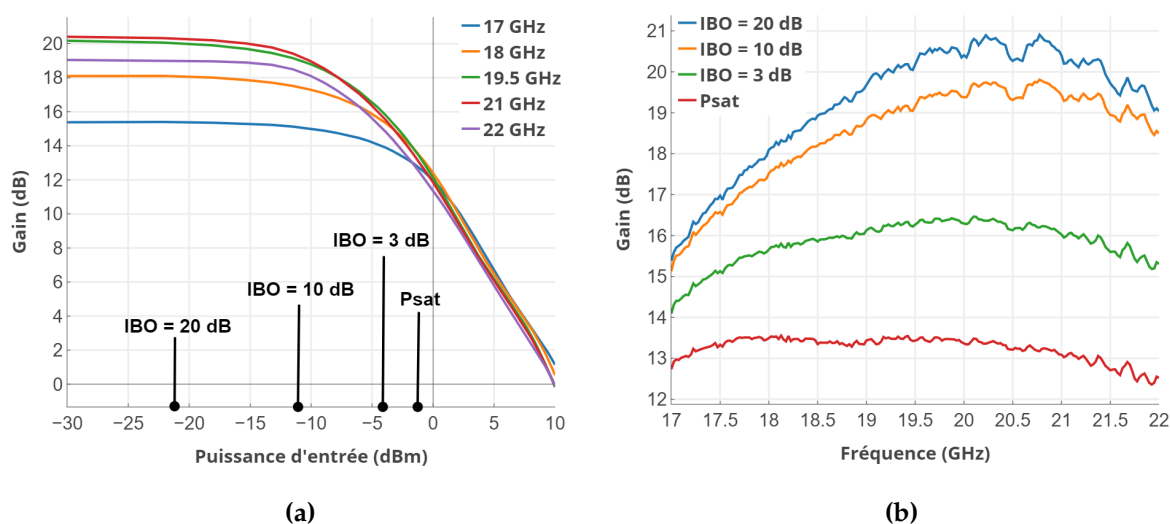


Figure 3.3 – Caractérisation AMAM de l'ATOP

### 3.2.3 Implémentation numérique du modèle

L'efficacité d'implémentation numérique est un aspect très important du modèle. Elle doit garantir deux critères souvent antagonistes : d'une part, la capacité du modèle à reproduire des comportements très divers résultant de différents dispositifs d'étude, et d'autre part, une faible sensibilité aux bruits de mesures présents dans les données d'extraction du modèle. Nous avons indiqué préalablement que nombre de modèles présentés précédemment pèchent dans l'un ou l'autre des critères.

Dans le but de rechercher un bon compromis entre les critères énoncés ci-dessus, la



démarche originale adoptée pour le modèle de Volterra HF suit les étapes suivantes, si  $M$  et  $N$  représentent respectivement les nombres de points de puissance ( $\tilde{X}_0$ ) et de fréquence ( $\Omega_0$ ) considérés dans le schéma de mesure du PA, illustré figure 3.1 :

1. considérer la matrice à deux dimensions, constituée par les données de mesures de la fonction de transfert  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$ , illustrée dans la figure 3.3;
2. effectuer une décomposition en valeur singulière (SVD) de la matrice  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$
3. la décomposition SVD permet d'obtenir des vecteurs de base orthogonaux suivant les deux axes de puissance ( $\tilde{X}_0$ ) et fréquence ( $\Omega_0$ ), de même que les valeurs singulières correspondant à chaque couple de vecteurs de base.
4. on espère ainsi que, d'une part les vecteurs de base nous donnent de cette manière accès aux caractéristiques fondamentales du PA suivant les axes puissance et fréquence, et d'autre part, les valeurs singulières associées nous renseignent sur le poids de chacune des caractéristiques fondamentales;
5. on peut ainsi faire l'hypothèse que, du fait de la robustesse de la décomposition orthogonale, les bruits de mesure affecteront principalement les caractéristiques de faible poids. Ainsi, en appliquant un seuillage sur les valeurs singulières, nous pouvons éliminer efficacement les bruits de mesure et autres biais parasites.
6. les vecteurs de base ainsi obtenus serviront alors d'ossatures pour la construction des fonctions de base de l'équation du modèle, de telle sorte que, dans le modèle de Volterra HF, les fonctions de base du modèle soient optimales, c'est-à-dire auto-adaptatives et non plus figées, comme c'est le cas dans les approches classiques. En effet, comme nous l'avons indiqué auparavant, les fonctions de base classiquement utilisées dans les modèles HF sont figées, soit comme des monômes (modèles polynômes à mémoire), des polynômes de Tchebychev, des fonctions de Bessel, ou plus couramment des formes analytiques empiriques (modèle de Saleh ou Rapp). L'auto-adaptation des fonctions de base permet de minimiser le nombre de coefficients du modèle et réduire ainsi le sur-apprentissage. Nous verrons par la suite que, dans la pratique, le nombre de fonctions de base retenues est généralement très faible, de l'ordre de 3, assurant l'efficacité numérique du modèle.

Afin de nous fixer les idées, nous allons succinctement résumer l'énoncé mathématique de cette procédure; plus de détails pourront être trouvés dans la référence [3].

L'idée de base consiste à postuler que la fonction de transfert  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$  du PA peut s'exprimer de façon optimale sous la forme d'une série de fonctions de base orthogonales et séparables comme ci-après :

$$\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \cdot \tilde{\alpha}_k(\Omega_0) \cdot \tilde{\beta}_k(|\tilde{X}_0|) \quad (3.8)$$

Où,  $\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)$  et  $\tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0)$  sont des fonctions de base orthonormales, c'est à dire :

$$\int_{-B/2}^{B/2} |\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)|^2 d\Omega_0 = \int_0^{\tilde{X}_{sat}} |\tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0)|^2 d\tilde{X}_0 = 1, \forall k$$

$$\text{et } \int_{-B/2}^{B/2} \tilde{\alpha}_k(\Omega_0) \tilde{\alpha}_p^*(\Omega_0) d\Omega_0 = \int_0^{\tilde{X}_{sat}} \tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0) \tilde{\beta}_p^*(\tilde{X}_0) d\tilde{X}_0 = 0, k \neq p, \forall (k, p)$$
(3.9)

Il s'agit ensuite de déterminer les fonctions de base  $\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)$  et  $\tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0)$  ainsi que les coefficients du modèle  $\gamma_k$ .

Pour ce faire, on discrétise finement les deux variables, amplitude  $\tilde{X}_0$  et fréquence  $\Omega_0$  du signal d'excitation CW, sur la plage de fonctionnement du PA. En considérant ainsi  $M$  points d'amplitude  $[\tilde{X}_{01}, \tilde{X}_{01}, \tilde{X}_{02}, \dots, \tilde{X}_{0M}]$  et  $N$  points de fréquence  $[\Omega_{01}, \Omega_{02}, \dots, \Omega_{0N}]$ , les données de mesure de  $\tilde{H}_{HF}(\tilde{X}_0, \Omega_0)$  forment alors une matrice  $D$  de dimension  $(M \times N)$ . La matrice de données  $D$  peut alors être décomposée suivant la méthode SVD pour obtenir le produit :

$$D = U \cdot \Sigma \cdot V^{*T}$$
(3.10)

Avec,

$$U = \begin{pmatrix} \tilde{\beta}_1(\tilde{X}_{01}) & \dots & \tilde{\beta}_M(\tilde{X}_{01}) \\ \tilde{\beta}_1(\tilde{X}_{02}) & \dots & \tilde{\beta}_M(\tilde{X}_{02}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\beta}_1(\tilde{X}_{0M}) & \dots & \tilde{\beta}_M(\tilde{X}_{0M}) \end{pmatrix}$$

$$V = \begin{pmatrix} \tilde{\alpha}_1(\Omega_{01}) & \dots & \tilde{\alpha}_N(\Omega_{01}) \\ \tilde{\alpha}_1(\Omega_{02}) & \dots & \tilde{\alpha}_N(\Omega_{02}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{\alpha}_1(\Omega_{0N}) & \dots & \tilde{\alpha}_N(\Omega_{0N}) \end{pmatrix}$$
(3.11)

$$\Sigma = \begin{pmatrix} \gamma_1 & & & \\ & \gamma_2 & & \\ & & \ddots & \\ & & & \gamma_M \end{pmatrix}$$

Où :

- chaque colonne de la matrice  $U$  de dimension  $(M \times M)$  représente les échantillons, sur l'axe des amplitudes, de la  $k^{\text{ième}}$  fonction de base désirée  $\tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0)$  ;
- chaque colonne de la matrice  $V$  de dimension  $(N \times N)$  représente les échantillons, sur l'axe des fréquences, de la  $k^{\text{ième}}$  fonction de base désirée  $\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)$  ;
- chaque élément de la matrice diagonale  $\Sigma$  de dimension  $(M \times N)$  représente le  $k^{\text{ième}}$  coefficient de décomposition désiré.

A titre d'illustration, si l'on considère les mesures de gain de l'ATOP présentées figure 3.3, les figures 3.4 et 3.5 montrent respectivement les 4 premières fonctions de base suivant l'amplitude  $\tilde{\beta}_1(\tilde{X}_0)$ ,  $\tilde{\beta}_2(\tilde{X}_0)$ ,  $\tilde{\beta}_3(\tilde{X}_0)$ ,  $\tilde{\beta}_4(\tilde{X}_0)$  et suivant la fréquence  $\tilde{\alpha}_1(\Omega_0)$ ,  $\tilde{\alpha}_2(\Omega_0)$ ,  $\tilde{\alpha}_3(\Omega_0)$ ,  $\tilde{\alpha}_4(\Omega_0)$ . La figure 3.6 montre les 10 premiers coefficients (ou poids)  $\gamma_k$  associés à chaque couple de fonctions de base, en fonction de l'ordre  $K$ .

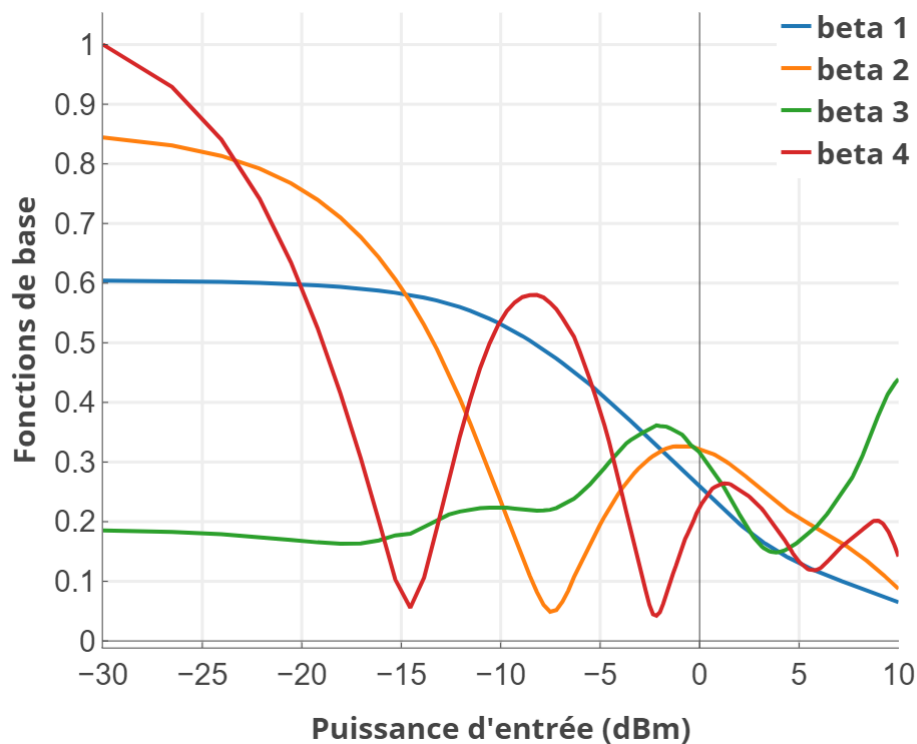


Figure 3.4 – Fonctions de base suivant l'amplitude du signal

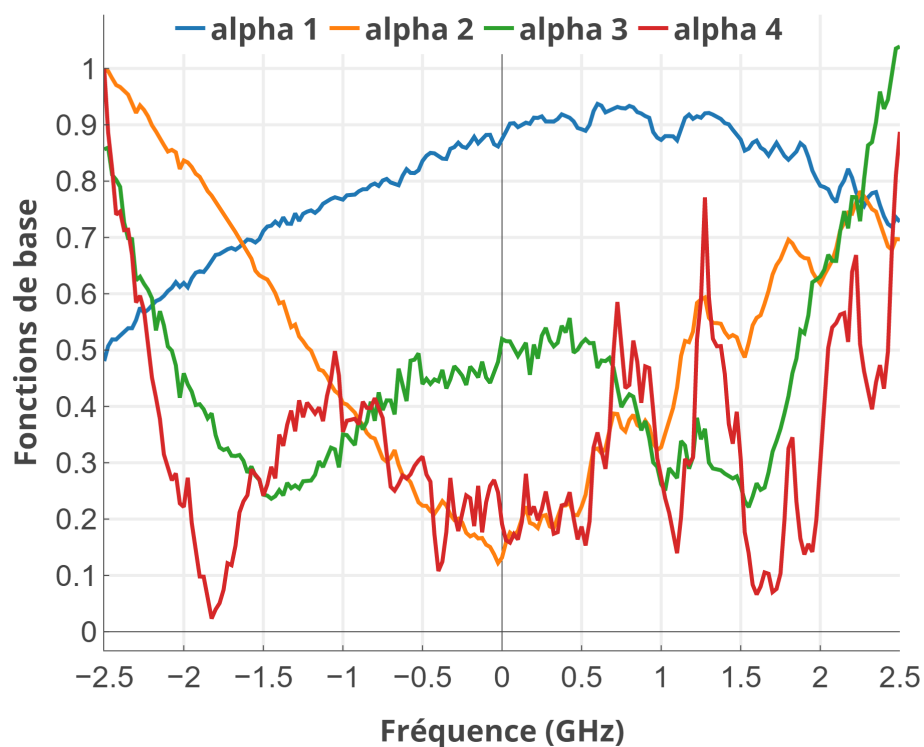


Figure 3.5 – Fonctions de base suivant la fréquence du signal

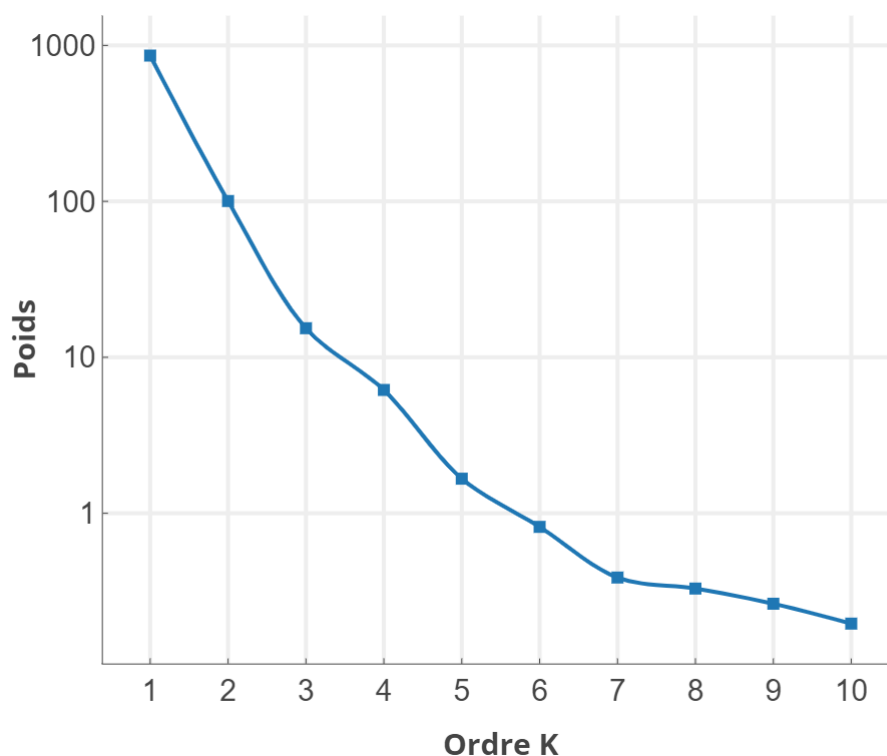


Figure 3.6 – Valeurs des coefficients  $\gamma_k$  en fonction de l'ordre  $K$

On peut faire les observations suivantes :

- les poids décroissent très rapidement, ce qui permet dans cet exemple de limiter la série à l'ordre 4 avec une bonne précision, s'affranchissant des erreurs de mesures.
- l'allure de la fonction de base d'ordre 1,  $\tilde{\beta}_1(\tilde{X}_0)$ , est très semblable à la courbe de compression de gain du PA mesurée à la fréquence centrale ;
- l'allure de la fonction de base d'ordre 1,  $\tilde{\alpha}_1(\Omega_0)$ , est très semblable au gain petit signal du PA sur la bande passante du PA ;
- les fonctions de base suivant l'amplitude prennent une allure de plus en plus ondulatoire avec l'augmentation de l'ordre.

De là, on en déduit que les fonctions  $\tilde{\beta}_k(\tilde{X}_0)$  et  $\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)$  représentent respectivement les non linéarités et filtres de dispersion intrinsèques du dispositif. On peut donc ainsi, en appliquant la procédure SVD directement sur le tableau de mesures CW, identifier des fonctions de base optimales du modèle. Cependant, les fonctions de base sont obtenues sous la forme d'une suite d'échantillons discrets. Il est nécessaire ensuite de trouver des formules d'interpolation adéquates permettant de décrire les fonctions de base en tout point d'amplitude et de fréquence du signal, dans la plage de fonctionnement du dispositif. Il est important pour l'efficacité finale du modèle que les formules d'interpolation assurent à la fois une bonne stabilité numérique (réduction d'oscillations parasites) et un temps de calcul réduit de la réponse du modèle. Dans ce but, les formules d'interpolation choisies dans le modèle de Volterra HF sont, d'un part les splines cubiques pour les fonctions de base suivant l'amplitude du signal, et d'autre part la décomposition en pôles/résidus pour les fonctions de base suivant

la fréquence. L'interpolation par splines cubiques [7] est une méthode de calcul rapide, très largement utilisée en simulation; dans le cas présent, sa stabilité numérique est assurée grâce à la suppression des bruits de mesure effectuée dans la décomposition orthogonale. Deux ou trois dizaines d'échantillons d'amplitude du signal sont suffisants pour obtenir une bonne fidélité de modèle. En ce qui concerne l'interpolation en fonction rationnelle par décomposition en pôles/résidus, on fait appel à l'algorithme très connu et performant, dit *Vector Fitting* [8], qui permet d'assurer une stabilité numérique inconditionnelle.

En considérant l'interpolation des fonctions de base  $\tilde{\alpha}_k(\Omega_0)$  en pôles/résidus, on a :

$$\tilde{\alpha}_k(\Omega) = \sum_{l=1}^L \frac{\tilde{r}_{k,l}}{j\Omega - \tilde{p}_{k,l}} \quad (3.12)$$

Où  $\tilde{r}_{k,l}$  et  $\tilde{p}_{k,l}$  sont respectivement les résidus et les pôles du filtre. Le nombre de pôles  $L$  est principalement conditionné par la largeur de bande passante et le temps de propagation de groupe du PA. Pour l'ATOP, il peut varier d'une dizaine pour 500 MHz de bande à une cinquantaine de pôles pour plusieurs GHz de bande.

Ensuite, en considérant  $\tilde{r}_{k,l}e^{\tilde{p}_{k,l}t}$  la réponse impulsionnelle de chaque mode du filtre  $\tilde{\alpha}_k(\Omega)$  de l'équation 3.12, dans l'équation 3.6, on obtient l'expression finale de la réponse impulsionnelle non linéaire du modèle :

$$\tilde{h}_{HF}(t, \tau) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \gamma_k \cdot \tilde{\beta}_k(|\tilde{x}(t)|) \cdot \tilde{r}_{k,l} e^{\tilde{p}_{k,l}\tau} \quad (3.13)$$

Enfin, on arrive à l'équation finale du modèle ci-dessous, après insertion de 3.13 dans 3.7 :

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \int_0^t \left[ \left( \sum_{l=1}^L \tilde{r}_{k,l} e^{\tilde{p}_{k,l}\tau} \right) \cdot \tilde{\beta}_k(|\tilde{x}(t-\tau)|) \tilde{x}(t-\tau) \right] d\tau \quad (3.14)$$

L'observation du produit de convolution dans l'équation 3.14 indique que le modèle de Volterra HF se résout à la mise en parallèle de  $K$  topologies de type modèle de Hammerstein présenté précédemment, à savoir la mise en cascade d'une non linéarité purement statique avec un filtre linéaire. Ceci est illustré sur la figure 3.7. Les non linéarités sont définies par les gains statiques  $\tilde{\beta}_k(|\tilde{x}(t)|)$  décrits par des splines cubiques. Les filtres sont définis par les fonctions de transfert  $\tilde{\alpha}_k(\Omega)$  décrites sous la forme d'éléments simples en pôles/résidus.

Le grand intérêt de la description en pôles/résidus est qu'elle se prête efficacement à la numérisation de l'intégrale de convolution. En effet, la réponse de chaque élément simple est approximée numériquement sous la forme d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle infinie (RII). En utilisant l'intégration numérique par méthode des trapèzes, l'expression discrète finale du modèle est comme ci-dessous [3]. Le modèle ne nécessite à chaque instant que la conservation en mémoire d'un échantillon du signal, en plus d'un échantillon de chacune des variables d'état représentant les éléments simples des filtres.

$$\tilde{y}(t_n) = \sum_{k=1}^K \gamma_k \sum_{l=1}^L \tilde{r}_{k,l} \tilde{z}_{k,l}(t_n) \quad (3.15)$$

Avec,

$$\tilde{z}_{k,l}(t_n) = c_{k,l}^0 [\tilde{\beta}_k(|\tilde{x}(t_n)|) \tilde{x}(t_n)] + c_{k,l}^1 [\tilde{\beta}_k(|\tilde{x}(t_{n-1})|) \tilde{x}(t_{n-1})] + c_{k,l}^3 \tilde{z}_{k,l}(t_{n-1}) \quad (3.16)$$

Où,

$$\begin{aligned} c_{k,l}^0 &= (c_{k,l}^3 - \tilde{p}_{k,l}\Delta t - 1) / ((\tilde{p}_{k,l})^2 \Delta t) \\ c_{k,l}^1 &= [c_{k,l}^3 (1 - \tilde{p}_{k,l}\Delta t) - 1] / ((\tilde{p}_{k,l})^2 \Delta t) \\ c_{k,l}^3 &= e^{\tilde{p}_{k,l}\Delta t} \\ \Delta t &= t_n - t_{n-1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

Le schéma de principe du modèle discrétisé est alors comme illustré figure 3.8, aisément implémentable dans les environnements de simulation système tels que Matlab. Ce modèle a été expérimenté dans de nombreux travaux de thèse [1–5] sur des SSPA, avec des résultats relativement satisfaisants ; l'objet de ce travail est de mener une expérimentation de celui-ci sur les ATOP, de cerner les limites éventuelles et proposer des solutions d'extension du modèle.

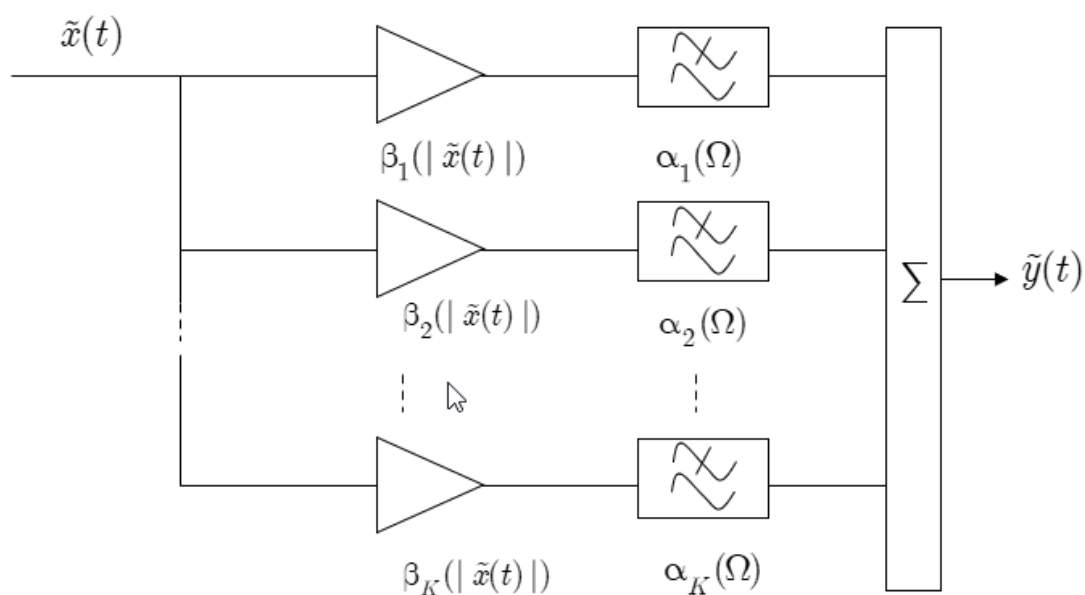


Figure 3.7 – Topologie du modèle de Volterra HF

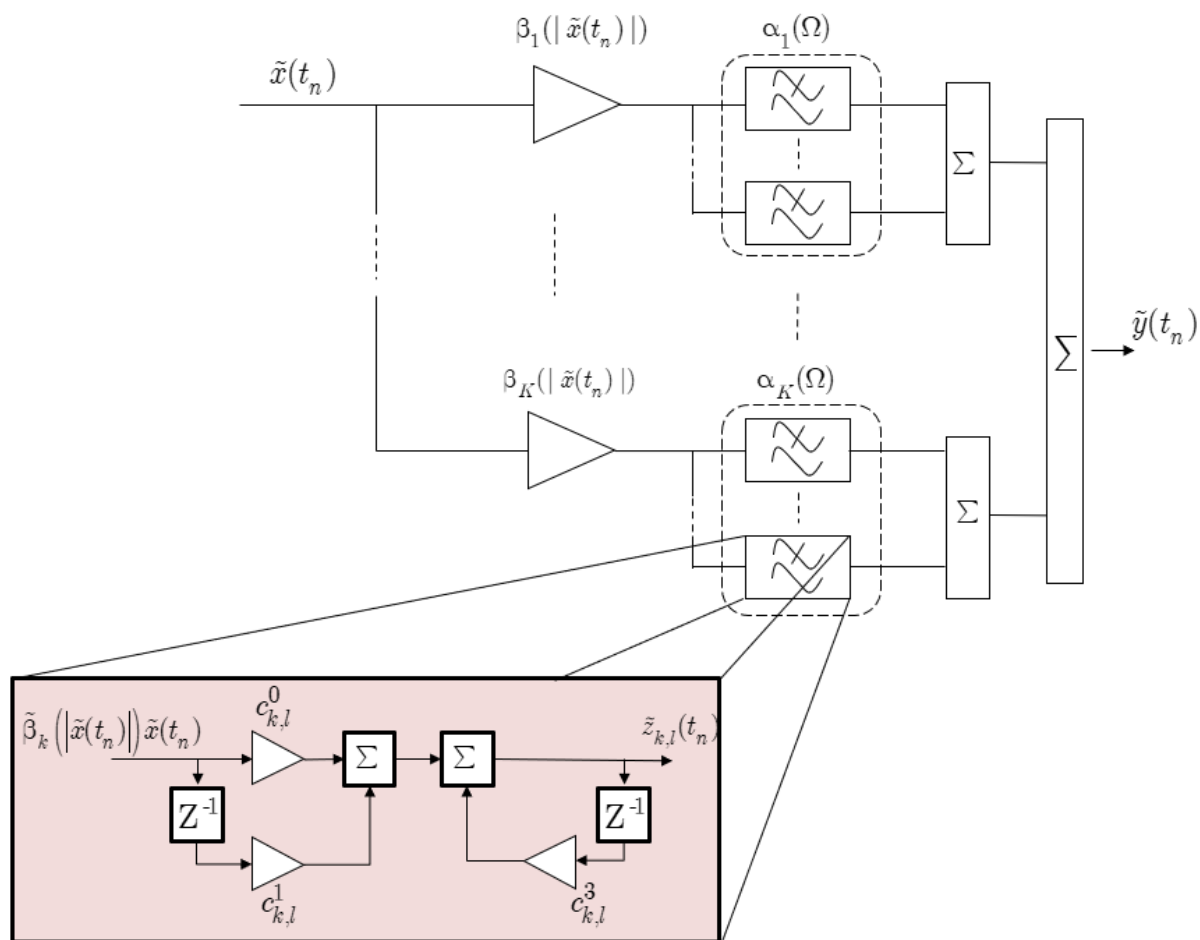


Figure 3.8 – Schéma de principe du modèle discrétisé de Volterra HF

### 3.3 Application au TOP spatial

#### 3.3.1 Mesures de caractérisation de l'ATOP

Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous souhaitons mener l'expérimentation du modèle de Volterra HF à partir de mesures réalisées par le CNES d'un ATOP fonctionnant en bande Ka avec une puissance de sortie nominale de l'ordre de 170 W. Les applications visées avec ce type de dispositif sont la diffusion TV ultra-haute définition et l'internet très haut débit fixe par satellite. La configuration du banc de mesure est la suivante :

- en entrée du TOP : un "saver" (pertes négligeables) et un isolateur pris en compte lors de l'étalonnage ;
- en sortie du TOP : une chaîne RF de guides d'onde et un coupleur dont les pertes sont prises en compte dans les résultats de la puissance de sortie.

Une attention particulière a été apportée à l'alimentation du tube où des couplages entre les câbles provoquent des effets de mémoire basse-fréquence sur l'ATOP. En effet, plusieurs résonances ont pu être observées sur la puissance consommée et des mesures 2 tons. Afin de limiter ces effets, des filtres en ferrites ont été placés le long des câbles entre le TOP et le module d'alimentation. Les mesures ont été réalisées avec un analyseur de réseau vectoriel de type Keysight PNA ayant la configuration suivante :

- un filtre FI de bande passante de 10 Hz ("*IF bandwidth*") ;
- un moyennage de 3 points lors de la calibration ("*Average Cal*") ;
- un moyennage de 8 points lors de la mesure ("*Average Measure*").

Nous avons ainsi, comme données de mesures CW, la puissance de sortie  $P_{out}$  en dBm et la phase en degré en fonction de la puissance d'entrée  $P_{in}$  en dBm et de la fréquence porteuse.

Les mesures ont été réalisées avec une excursion de puissance d'entrée de -30 dBm à +10 dBm avec un pas de 0.2 dB. La résolution de la mesure en fréquence est de 25 MHz sur une bande 5 GHz, soit de 17 GHz à 22 GHz. Ce balayage du signal en puissance et en fréquence représente une campagne de mesure de 40401 points. Le point de saturation à la fréquence centrale  $F_c$  de 19.5 GHz est obtenu pour une puissance d'entrée de -1.2 dBm environ avec une légère fluctuation en fonction de la fréquence, comme le montre les figures 3.9 et 3.10.

La figure 3.11 présente les courbes de compression de gain calculées à la fréquence centrale de 19.5 GHz et aux deux fréquences extrêmes de 17 et 22 GHz. On observe une importante compression de gain atteignant les 20 dB. Pour mieux apprécier la mémoire HF de l'ATOP, nous présentons sur la figure 3.12 le gain en fonction de la fréquence pour plusieurs niveaux de puissance. On observe une dispersion significative du gain en petit signal avec de fortes ondulations pour les fréquences supérieures à la fréquence centrale.

La figure 3.13 présente les courbes de conversion AMPM pour les fréquences 17, 19.5 et 22 GHz. On constate une forte accentuation de la conversion AMPM avec l'augmentation de la fréquence, notamment au delà du point de saturation. La grande longueur de ligne à retard qui constitue l'amplificateur TOP engendre un très grand déphasage en sortie, observable sur la figure 3.14 où l'on voit que le parcours du déphasage effectuée 25 fois  $2\pi$  radians sur la bande de fréquence.



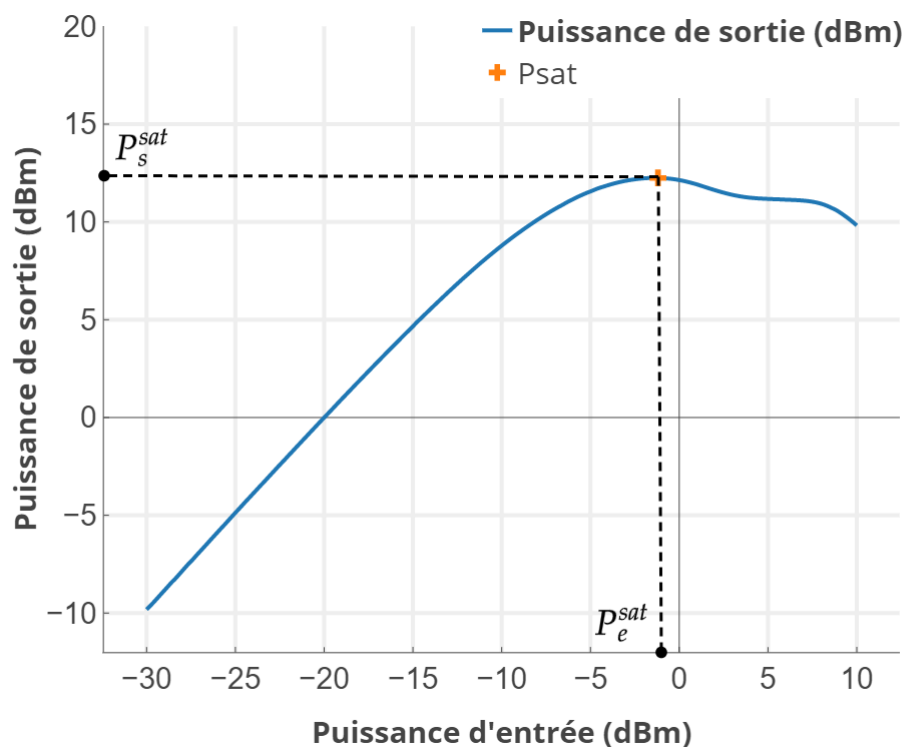


Figure 3.9 – Puissance de sortie en dBm en fonction de la puissance d’entrée en dBm à  $F_c = 19.5 \text{ GHz}$

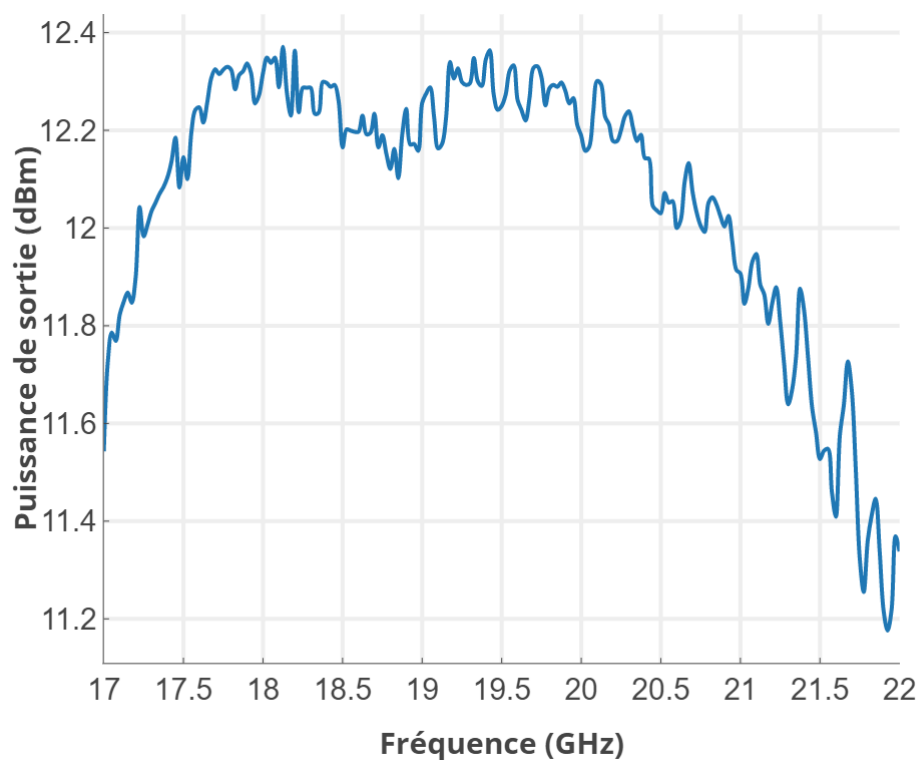


Figure 3.10 – Puissance de sortie en dBm en fonction de la fréquence à puissance d’entrée de saturation fixé à  $-1.2 \text{ dBm}$

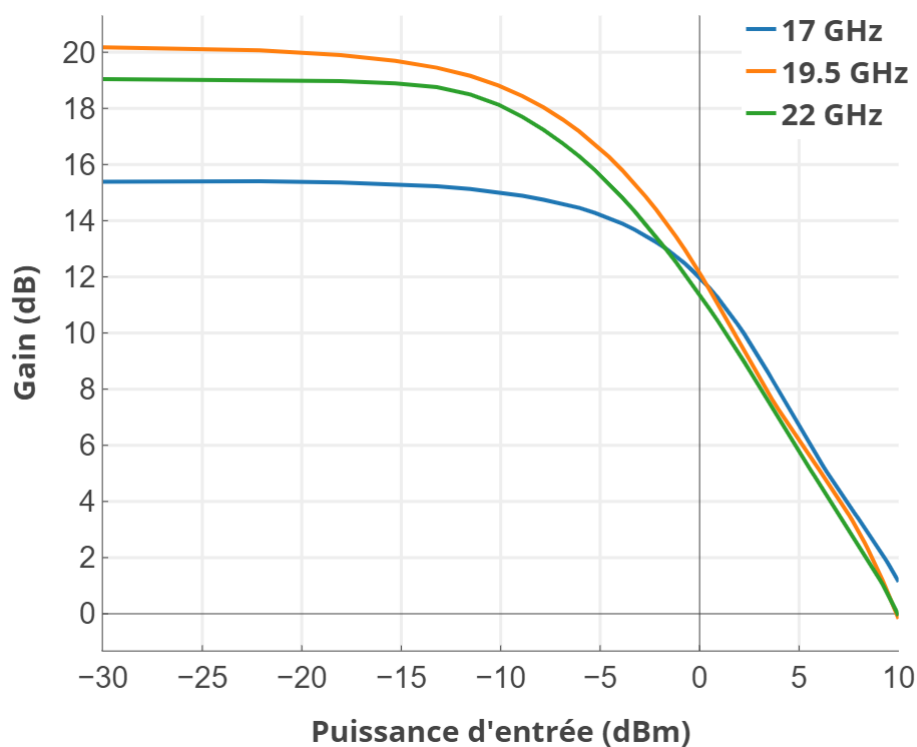


Figure 3.11 – Gain en dB en fonction de la puissance d'entrée en dBm aux fréquences 17, 19.5 et 22 GHz

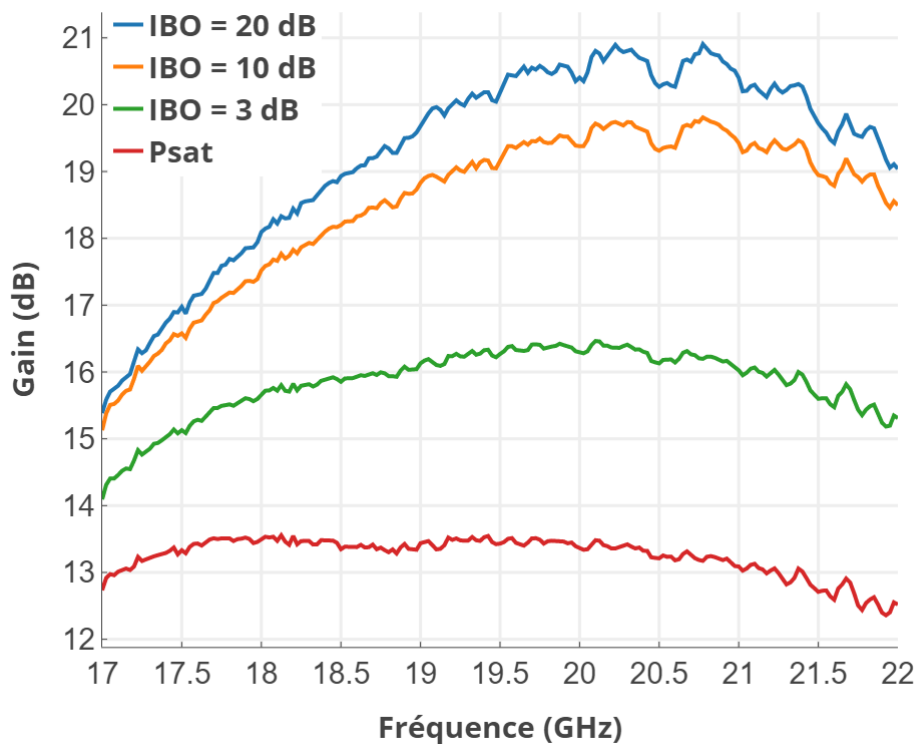


Figure 3.12 – Gain en dB en fonction de la fréquence pour 3 niveaux de puissance d'entrée

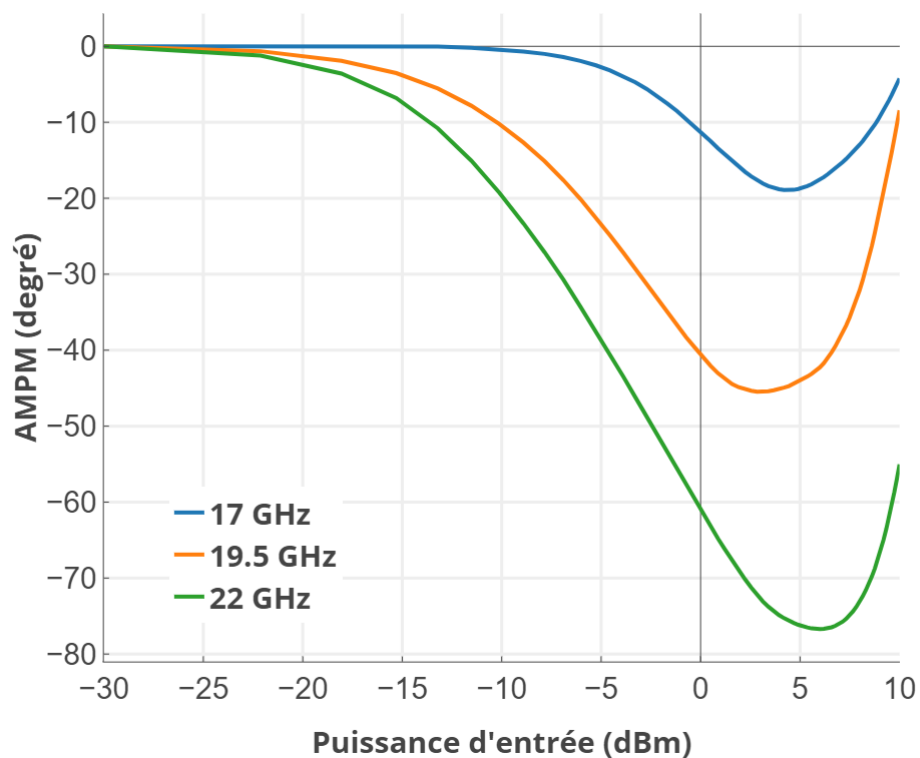


Figure 3.13 – AMPM en degré en fonction de la puissance d'entrée en dBm aux fréquences 17, 19.5 et 22 GHz

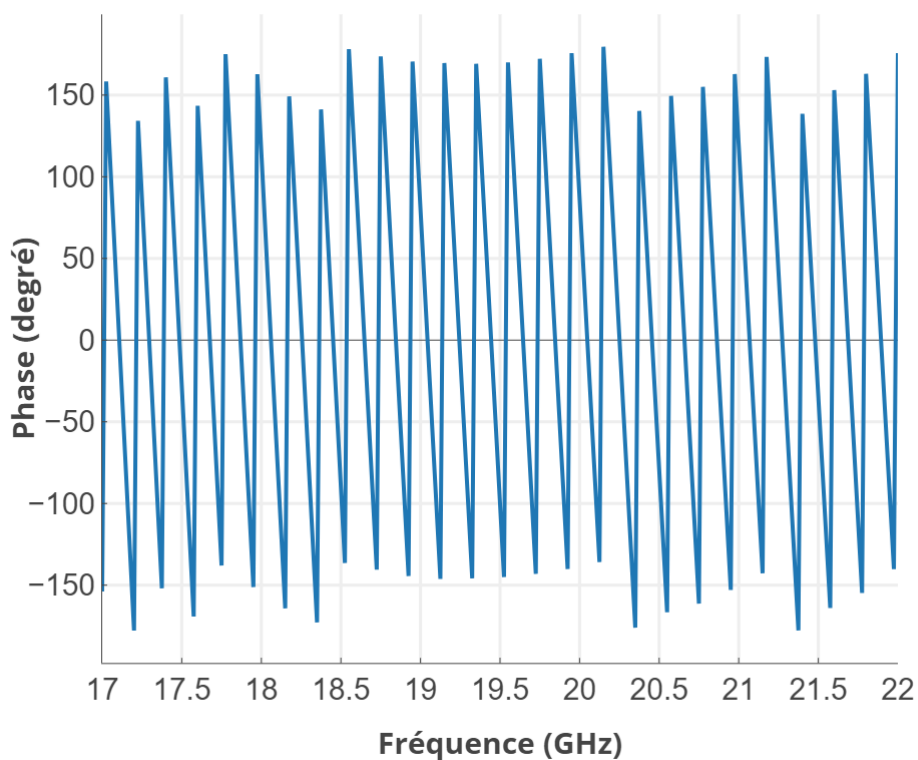


Figure 3.14 – Phase de sortie en fonction de la fréquence  $P_{sat}$

### 3.3.2 Extraction du modèle Volterra HF

La procédure d'extraction des coefficients du modèle, décrit dans les paragraphes précédents, a été implémenté dans l'outil SCERNE développé au laboratoire XLIM. Celui-ci permet de renseigner le fichier de données de mesure, de choisir les paramètres du modèle et enfin de visualiser les résultats du modèle. Les données de mesure dont nous disposons ne contiennent que les ondes de puissances  $A_1$  et  $B_2$ . L'amplificateur sera donc considéré unilatéral, c'est-à-dire adapté en entrée et en sortie à une impédance constante  $R_0$  de 50 Ohms.

La figure 3.15 montre l'interface d'entrée de l'outil de modélisation. Nous pouvons indiquer le nom du fichier de mesures CW et spécifier le nombre maximum de fonctions de base  $K$  souhaité, ainsi que le nombre de pôles  $L$  des filtres conformément à l'équation 3.15. Le fait d'avoir choisi une base orthogonale pour représenter les non-linéarités permet de réduire au strict minimum le nombre de voies d'Hammerstein; généralement 2 ou 3 voies suffisent, là où il faudrait une dizaine et plus si l'on choisissait des caractéristiques polynomiales par exemple.

Figure 3.15 – Extraction du modèle de Volterra HF à l'aide de l'outil SCERNE

L'expérimentation menée sur les données de mesure montre une reproduction fidèle de la réponse CW de l'ATOP et ce quelle que soit la largeur de bande (500 MHz à 5 GHz). Pour faire cette analyse, nous calculons l'erreur quadratique moyenne normalisée entre la réponse du modèle  $y^{mod}$  et la base de mesure CW  $y^{mes}$  :

$$NMSE(dB) = 10 \log \left( \frac{\sum_i |y_i^{mes} - y_i^{mod}|^2}{\sum_i |y_i^{mes}|^2} \right) \quad (3.18)$$

Le graphique 3.16 montre l'évolution du NMSE en fonction de l'ordre  $K$  choisi pour l'extraction du modèle. L'erreur est d'autant plus faible que l'ordre est élevé jusqu'à atteindre une limite inférieure à -40 dB. Ces calculs d'erreur nous montrent également que les extractions réalisées sur des largeurs de bande de 500 MHz à 1 GHz demandent seulement l'utilisation de 2 voies en parallèle alors qu'il en faudrait 4 pour des bandes de 5 GHz. La vitesse de décroissance du NMSE nous permet d'estimer le nombre optimal de fonction de base : lorsque la décroissance devient faible, on estime que l'erreur résultante est due aux bruits de mesures.

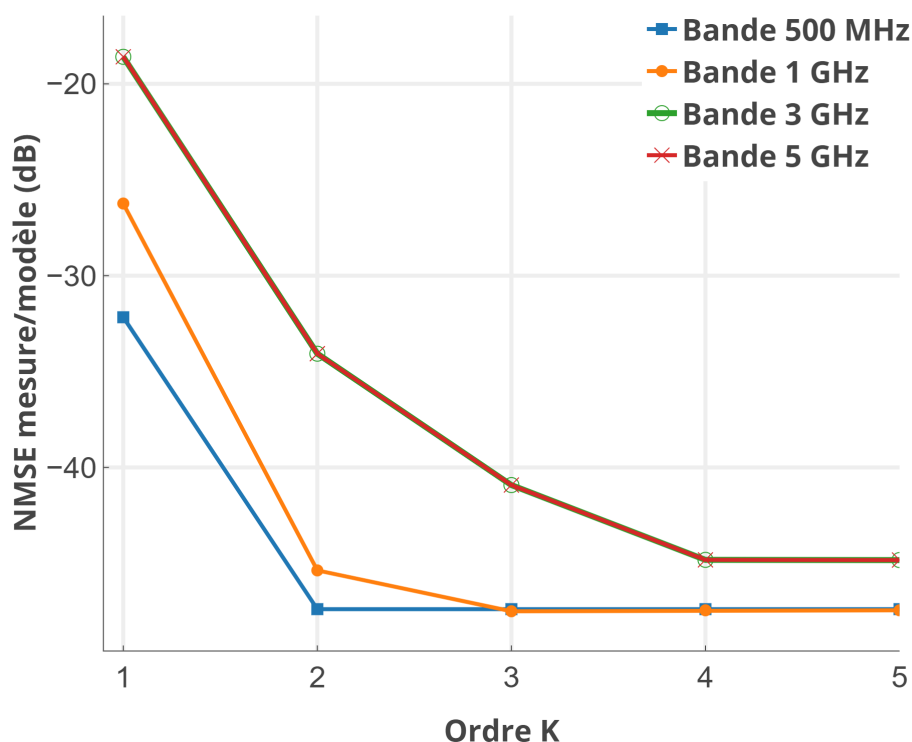


Figure 3.16 – Erreur NMSE en fonction de l'ordre  $K$  du modèle et de la largeur de bande des données de mesure

Dans la suite, nous nous intéresserons à la modélisation de l'amplificateur pour la plus grande largeur de bande (5 GHz). Nous avons comparé, sur la figure 3.17, les résultats du modèle avec les données de mesures, pour un modèle restreint à l'ordre  $K = 1$ . La figure présente la dispersion en fréquence pour plusieurs niveaux d'IBO. Les courbes résultant du modèle sont présentées en différentes couleurs, pendant que les courbes des données de

mesures sont toutes de couleur noire. On peut observer que les résultats du modèle restreint à l'ordre  $K = 1$  présentent sensiblement la même dispersion en fréquence, quel que soit le niveau de puissance d'entrée, ce qui entraîne une erreur importante au-delà du point de saturation du PA, notamment sur le bord gauche de la bande passante.

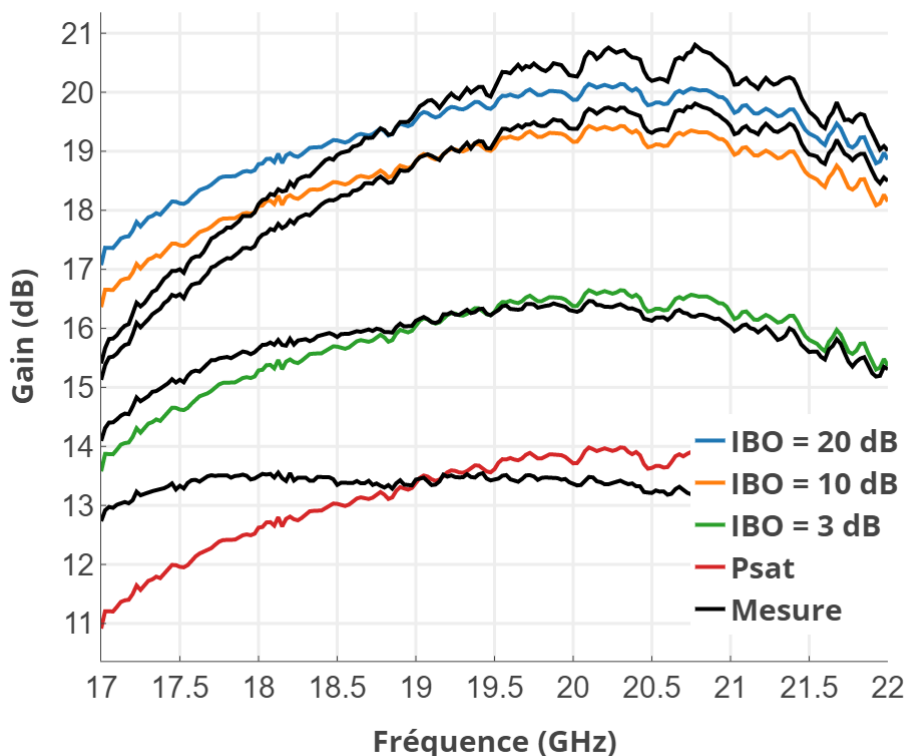


Figure 3.17 – Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 1$ ) du gain en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée

La figure 3.18 présente les mêmes courbes, mais pour un modèle considéré à l'ordre  $K = 4$ . On obtient alors un excellent accord entre les résultats du modèle et les données de mesure. Les figures 3.19 et 3.20 montrent également un excellent accord modèle/mesure sur les courbes de compression de gain et de conversion AM/PM. Les résultats du modèle en différentes couleurs, pour plusieurs points de fréquence, sont confondus avec les données de mesure en couleur noire.

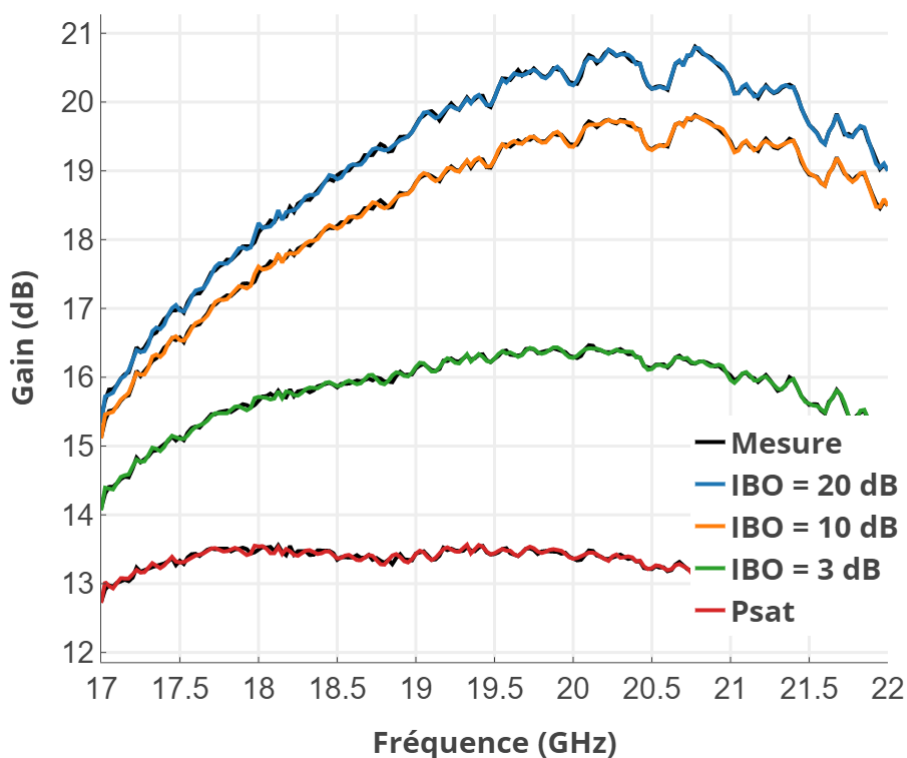


Figure 3.18 – Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) du gain en fonction de la fréquence pour différents niveaux de puissance d'entrée

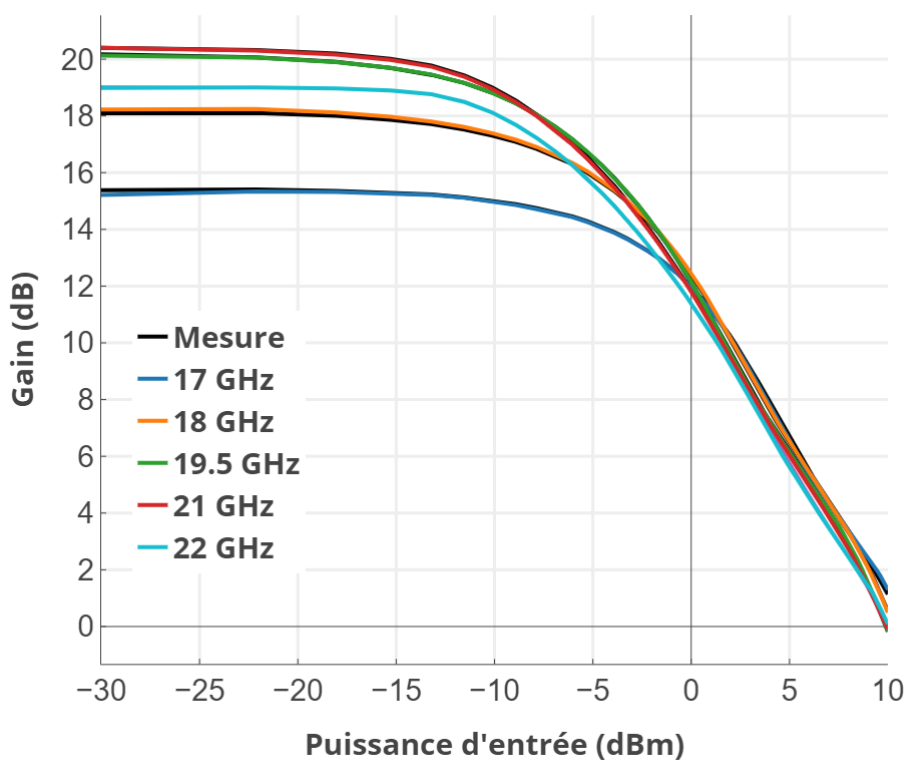


Figure 3.19 – Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) du gain en fonction de la puissance d'entrée pour différentes fréquences

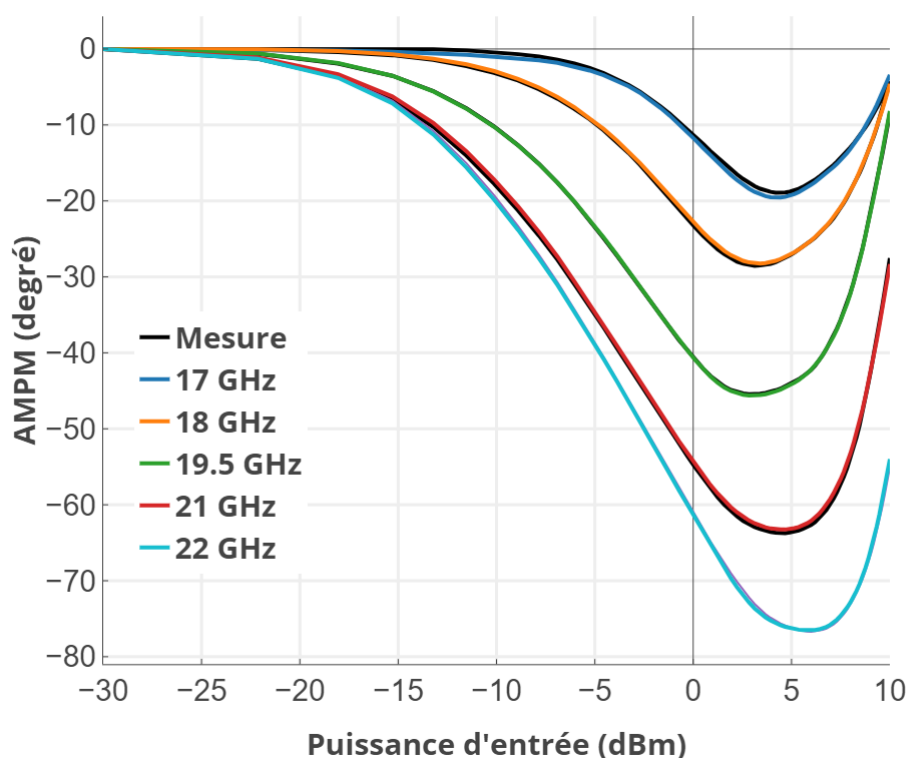


Figure 3.20 – Comparaison Mesure/Modèle ( $K = 4$ ) de l'AMPM en fonction de la puissance d'entrée pour différentes fréquences

D'après ces premiers résultats de modélisation, le modèle semble très bien approprié pour une simulation système où l'on souhaite évaluer les performances du dispositif en signaux CW. La suite de l'expérimentation du modèle consistera à évaluer ses capacités de prédictions face à des signaux multi-porteuses.

### 3.3.3 Évaluation du modèle Volterra HF sur le critère $C/I_3$

Le signal bi-porteuse est intéressant car il permet d'analyser assez finement les capacités du modèle face à des signaux à enveloppe variable. Nous évaluerons le modèle de Volterra HF pour trois configurations de signal 2-tons ci-dessous :

- **Configuration 1** : 2 porteuses équi-amplitudes, centrées à 19.5 GHz (c'est à dire, au milieu de la bande passante), avec un balayage de l'espacement fréquentiel (de 200 kHz à 1 GHz) et de la puissance moyenne ;
- **Configuration 2** : 2 porteuses non équi-amplitudes, centrées à 19.5 GHz, avec un balayage de l'espacement fréquentiel (de 200 kHz à 1 GHz), et de la puissance d'entrée de la porteuse de la plus grande amplitude (de -8 à 2 dBm) ;
- **Configuration 3** : 2 porteuses équi-amplitudes, centrées à 18.5 GHz (c'est à dire, au décalées de -1 GHz du milieu de la bande passante), avec un balayage de la puissance moyenne, ce pour deux écarts de porteuses (500 KHz et 250 MHz) ;

Pour chaque configuration, le gain sur chaque porteuse et le  $C/I_3$  gauche et droit seront évalués.



**Configuration 1 : 2 porteuses équi-amplitudes**

La caractérisation bi-porteuse est illustrée sur la figure 3.21; le signal d'entrée est composé de deux porteuses équi-amplitudes  $A$ . Dans cette configuration, la caractérisation consiste à varier la puissance  $A$  et l'écart  $\Delta\omega$  entre les 2 porteuses.

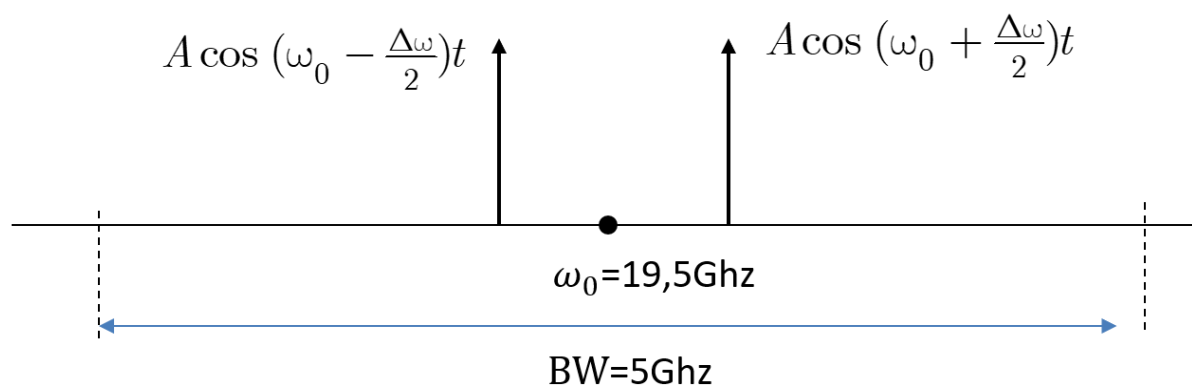


Figure 3.21 – Caractérisation bi-porteuse

Les figures 3.22 et 3.23 comparent les gains mesurés et modélisés sur les deux porteuses ainsi que les  $C/I_3$  gauche et droit, respectivement. On observe trois faisceaux de courbes correspondant chacun à un niveau de recul IBO donné. On remarque que le modèle donne une assez bonne prédiction sur les gains de porteuses, à faible écart de porteuse ou alors à faible niveau de puissance. L'erreur croît progressivement avec la combinaison écart de porteuses et niveau de puissance, pour atteindre une valeur maximale de 1 dB, à 1 GHz d'écart de porteuse et 3 dB d'IBO.

Sur les mesures  $C/I_3$ , figure 3.22, on peut remarquer de fortes ondulations, notamment à faible niveau de puissance, entre 0 et 300 MHz environ d'écart de porteuses. De telles ondulations, n'étant pas visibles sur les courbes de caractérisation mono-porteuse du PA, sont vraisemblablement dues à des effets de mémoire basse fréquence. Comme indiqué précédemment, les effets de mémoire basse fréquence ne sont pas malheureusement pas accessibles au modèle de Volterra HF, étant réalisé uniquement sur la base de caractérisation mono-porteuse CW. On observe tout de même que la réponse  $C/I_3$  du modèle réalise globalement la trajectoire moyenne des  $C/I_3$  mesurés, ce jusqu'à environ 300 MHz d'écart de porteuses. Par contre, au delà de 300 MHz d'écart, le modèle s'écarte de la trajectoire moyenne des  $C/I_3$  mesurés jusqu'à atteindre des erreurs importantes d'environ 5-7 dB à 1 GHz.

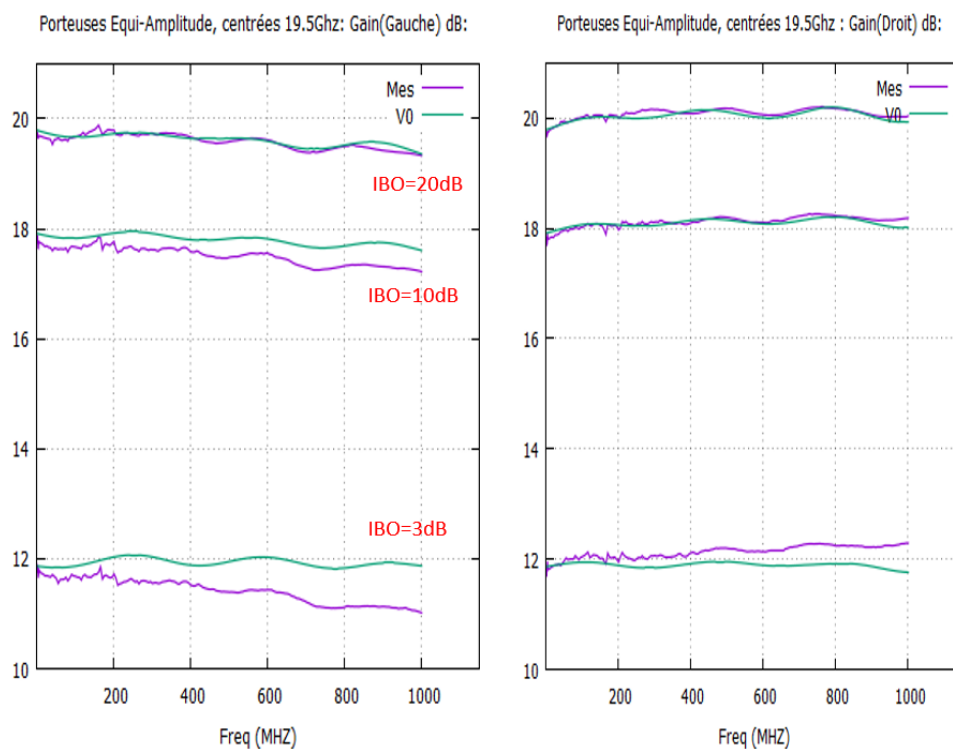


Figure 3.22 – Gain des porteuses gauche et droite, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19,5 GHz : comparaison mesure/modèle  $V_0$ , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)

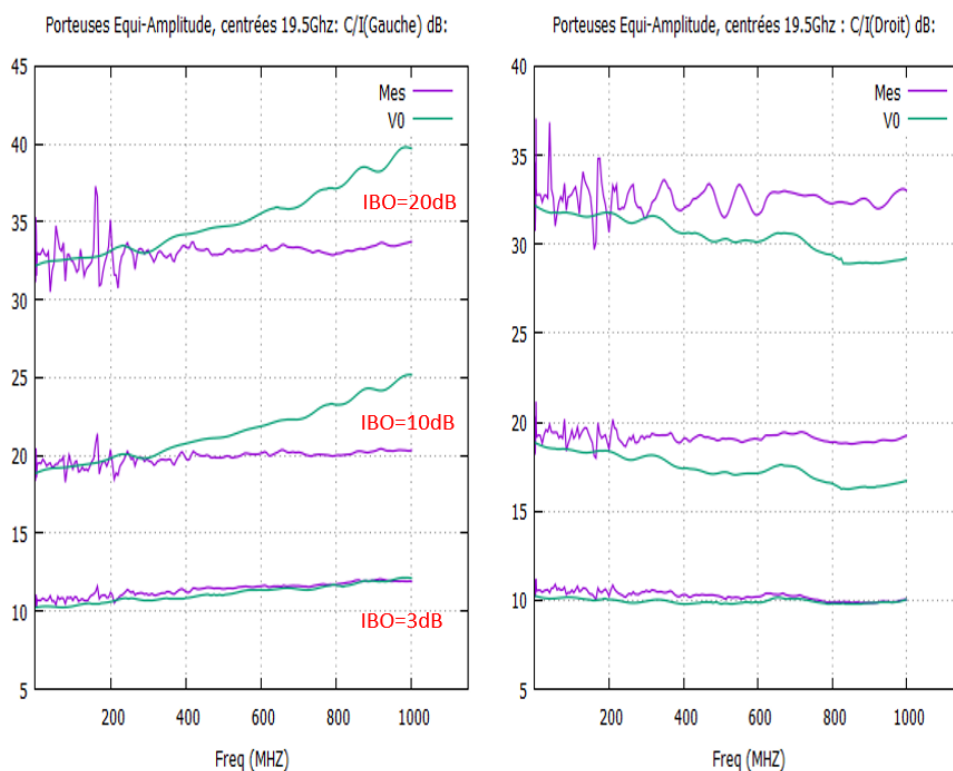


Figure 3.23 – C/I<sub>3</sub> gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19,5 GHz : comparaison mesure/modèle  $V_0$ , pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)

### Configuration 2 : 2 porteuses non équi-amplitudes

Dans la configuration 2, on considère un signal composé de 2 porteuses déséquilibrées d'amplitudes  $A_1$  et  $A_2$ . La porteuse de faible amplitude  $A_2$  est placée 30 dBc en dessous de la porteuse de grande amplitude  $A_1$  (figure 3.24). Cette configuration a pour objectif de jauger la dynamique en amplitude du modèle.

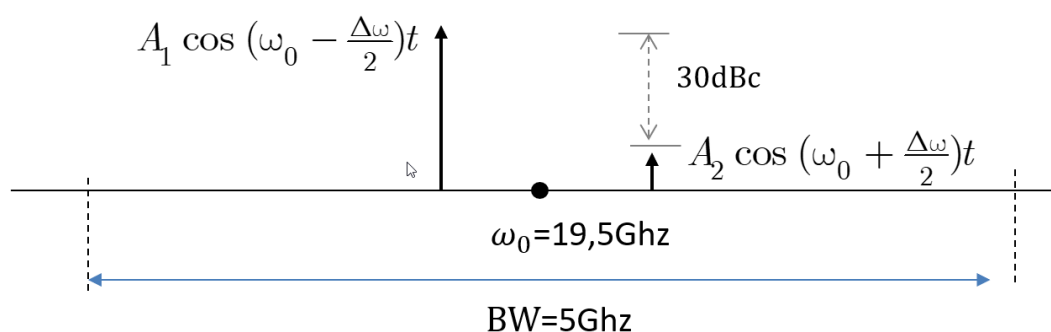


Figure 3.24 – Caractérisation bi-porteuse déséquilibrée

Les figures 3.25 et 3.26 comparent les gains mesurés et modélisés sur les deux porteuses ainsi que les  $C/I_3$  gauche et droit, respectivement. On observe une assez bonne prédiction du gain sur la porteuse de grande amplitude, à la fois en zone de saturation ( $\text{IBO} = 2 \text{ dB}$ ) et en zone linéaire ( $\text{IBO} = 10 \text{ dB}$ ), avec une erreur maximale de l'ordre de  $0,15 \text{ dB}$ . L'erreur sur le gain de la porteuse de faible amplitude est plus importante de l'ordre de  $0,5 \text{ dB}$  en zone linéaire et de  $1 \text{ dB}$  en zone de saturation. On peut penser, en ce qui concerne la porteuse de faible amplitude, que la mesure du gain est elle-même certainement entachée d'une erreur.

Tout comme nous l'avons noté précédemment, les  $C/I_3$  mesurés présentent des fortes ondulations. Si le modèle tend à reproduire la trajectoire moyenne des courbes mesurées à très faible écart de porteuses, il s'en éloigne très rapidement, pour atteindre une erreur maximale d'environ  $7 \text{ dB}$ . On a pu noter, tout de même, que le modèle est relativement plus précis sur la raie d'intermodulation côté petit signal, sans connaître clairement la raison.

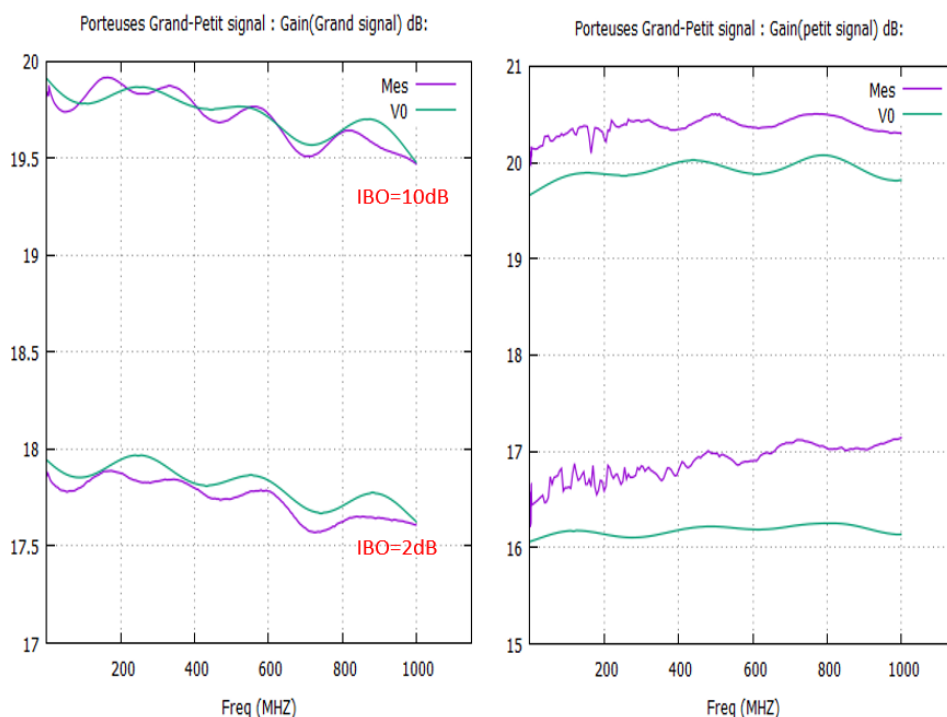


Figure 3.25 – Gain des porteuses gauche (grand signal) et droit (petit signal, 30 dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle  $V_0$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10 dB)

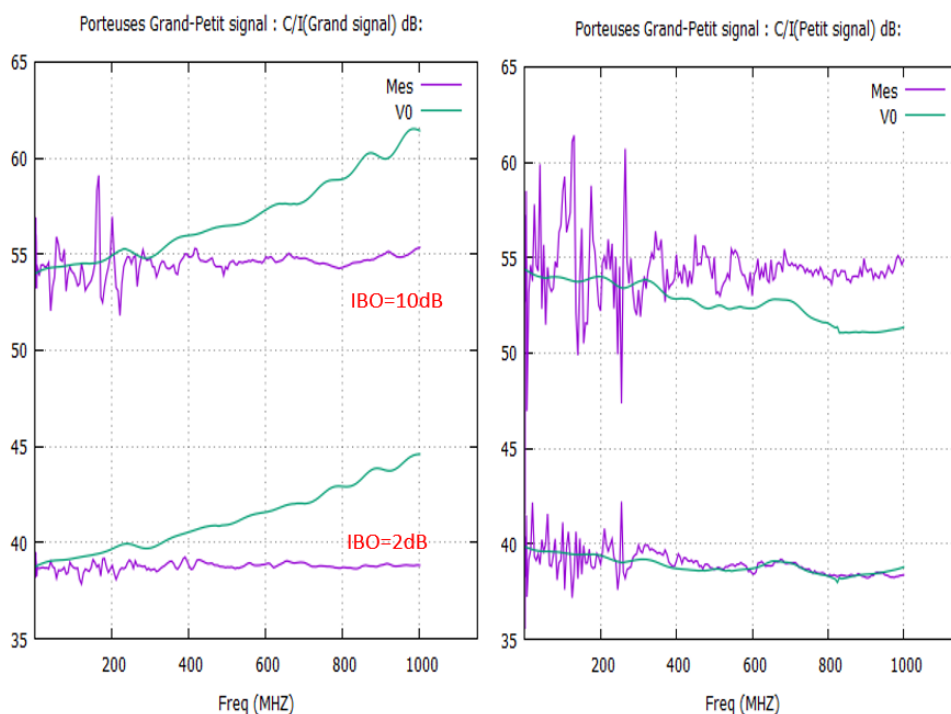


Figure 3.26 –  $C/I_3$  gauche (grand signal) et droit (petit signal, 30 dBc), fonction de l'écart de porteuses : comparaison mesures/modèle  $V_0$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10 dB)

**Configuration 3 : 2 porteuses équi-amplitudes centrées à 18.5 GHz**

Dans la configuration 3, on considère un signal composé de 2 porteuses équi-amplitudes, tout comme précédemment dans la configuration 1, à la différence que les deux porteuses sont centrées sur une fréquence décalée du centre de la bande du PA. Cette configuration a pour objet de juger de la réponse du modèle en cas de glissement de porteuse. L'amplificateur est caractérisé pour deux écarts de porteuses (faible et moyen), et un balayage de la puissance d'entrée, de la zone linéaire à la saturation.

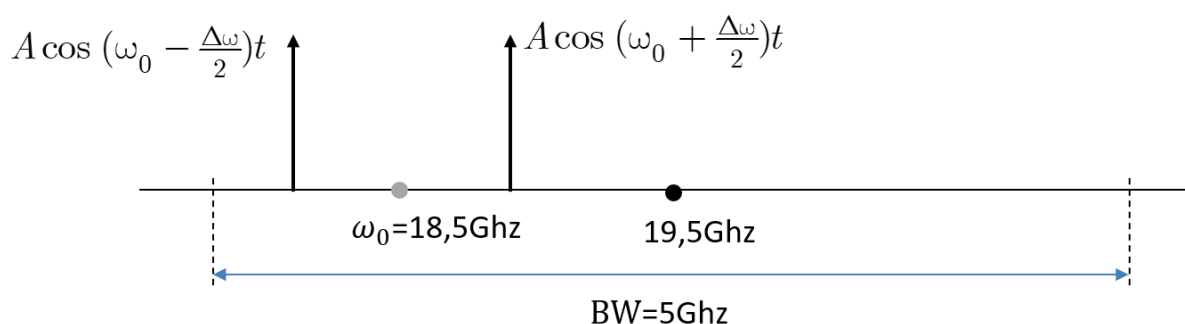


Figure 3.27 – Caractérisation bi-porteuse avec centre décalé

Les figures 3.28 et 3.29 comparent les gains mesurés et modélisés ainsi que les  $C/I_3$  gauche et droit. On peut observer une bonne reproduction des deux gains de porteuse sur toute la plage de puissance. Les courbes de  $C/I_3$  présentent des erreurs notables, notamment sur le côté droit.

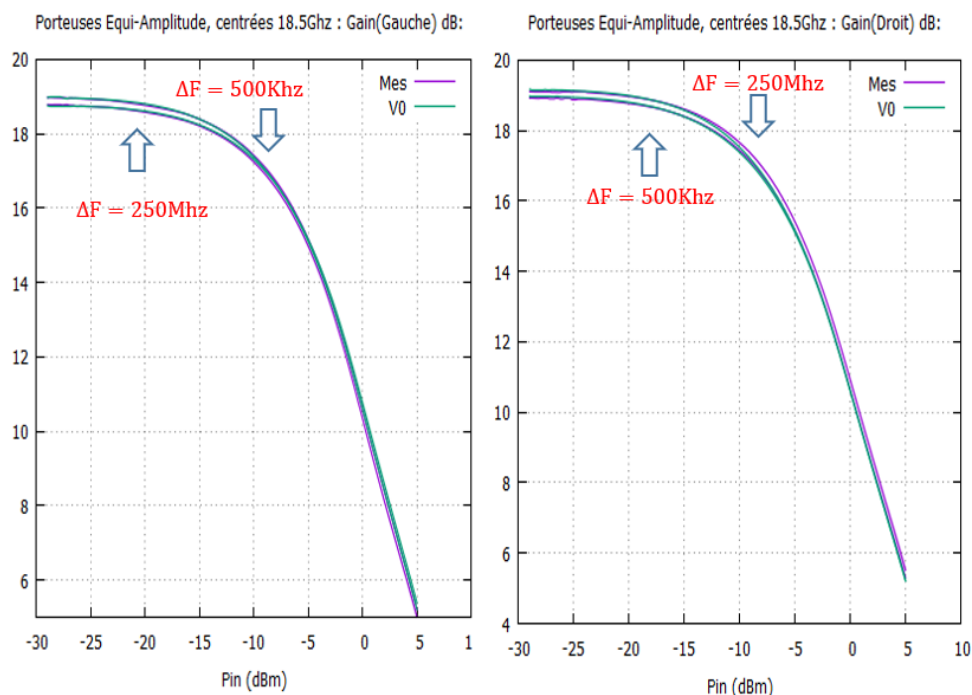


Figure 3.28 – Gain des portuses gauche et droit, fonction de la puissance  $P_{in}$  : comparaison mesures/modèle  $V_0$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré à 18,5 GHz

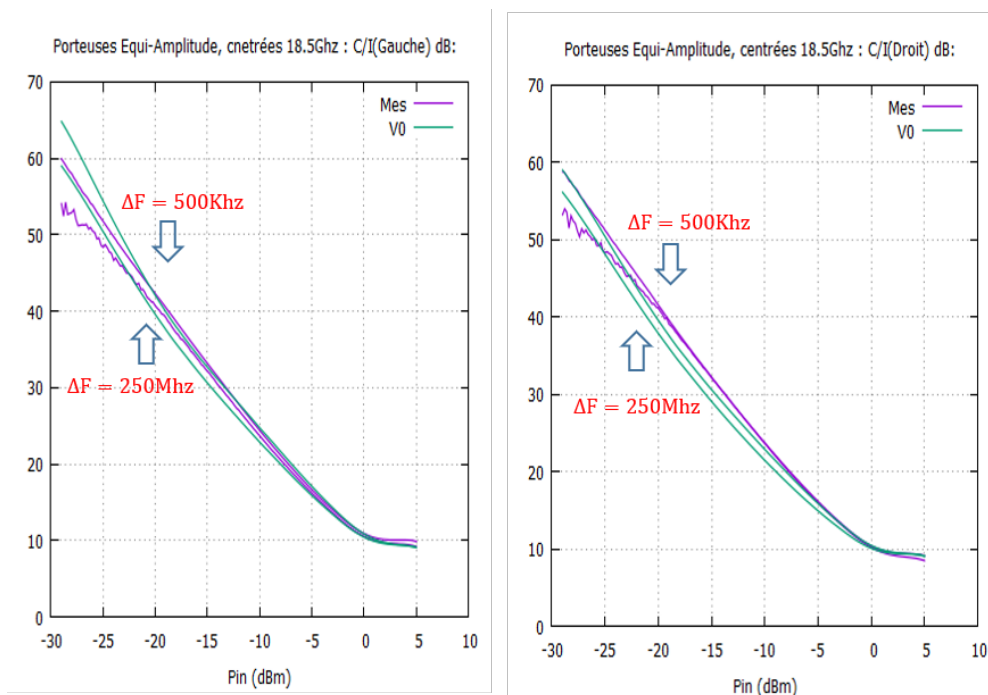


Figure 3.29 –  $C/I_3$  gauche et droit, fonction de la puissance  $P_{in}$  : comparaison mesures/modèle  $V_0$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré à 18,5 GHz

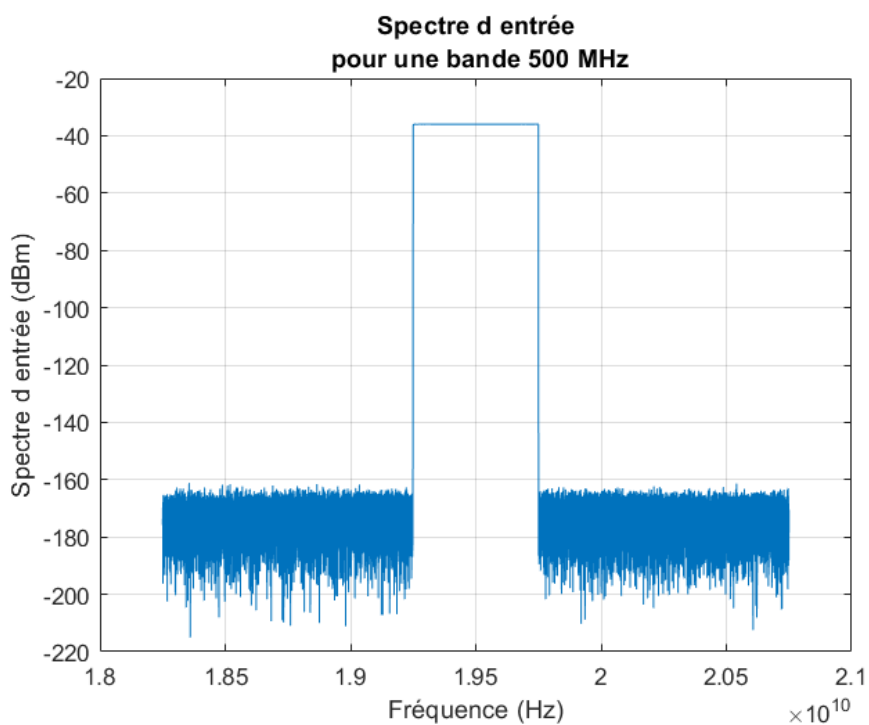
### 3.3.4 Évaluation du modèle Volterra HF sur le critère NPR

Dans cette section, nous allons évaluer la réponse du modèle pour un signal multi-porteuse, plus proche des applications visées par l'ATOP. Ce signal est généré de telle sorte que l'on se rapproche temporellement de la statistique d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. Nous rappelons ici la méthode précédemment décrite dans le chapitre 1. La méthode consiste en la génération d'un spectre discret composé de  $N$  porteuses de même amplitude  $A$  associées à des phases aléatoires réparties suivant une loi uniforme sur  $[0, 2\pi[$ . L'expression temporelle d'un tel signal est :

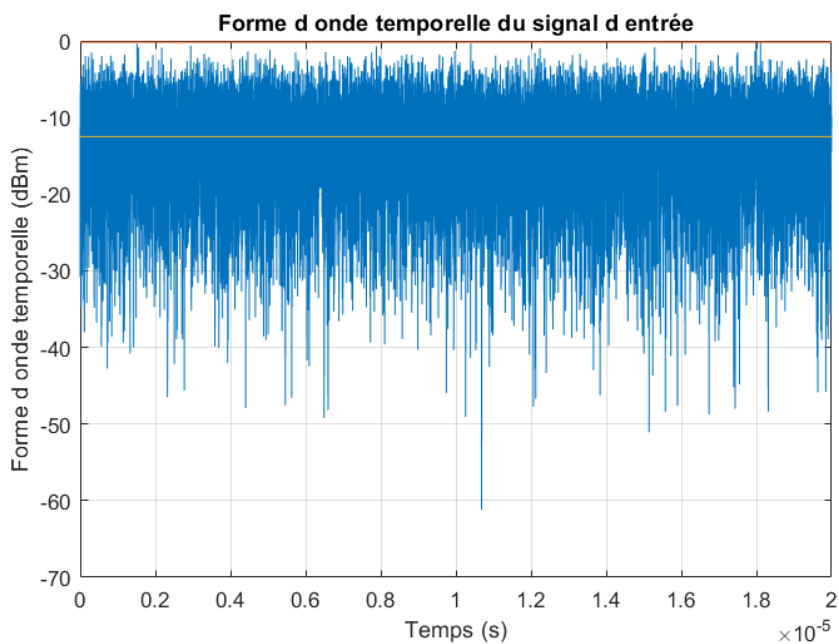
$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^N A \cos(\omega_i t + \varphi_i) \quad (3.19)$$

Avec  $\varphi_i$  désignant la phase de la  $i$ ème porteuse et tirée comme une variable aléatoire uniformément répartie sur  $[0, 2\pi[$ .

La figure 3.30 présente un exemple de forme d'onde temporelle ainsi que du spectre du signal obtenu, ici sur une largeur de bande de 500 MHz. Les mesures sont effectuées sur un analyseur vectoriel de signal (VSA) qui permet l'acquisition des échantillons temporels I-Q de l'enveloppe du signal. La fréquence d'échantillonnage est prise 5 fois supérieure à la bande utile du signal de manière à bien prendre en compte les remontées spectrales jusqu'à l'ordre 5, comme on peut le voir sur le spectre de sortie figure 3.31a. L'ATOP a été mesuré au CNES avec 4 différentes largeurs de bande du signal : 40, 125, 200 et 500 MHz. Pour chaque cas, la puissance moyenne du signal est balayée d'environ -30 dBm à 4 dBm. A partir des enregistrements des signaux d'entrée et de sortie, le calcul du NPR est effectué en utilisant la méthode du gain équivalent, décrite auparavant dans le chapitre 1. A titre d'illustration, la figure 3.31a montre le spectre blanc du signal d'entrée, ainsi que celui du signal de sortie, où l'on peut directement mesurer les remontées spectrales hors-bande produites par la non-linéarité. Pour calculer le NPR, il est nécessaire de discriminer le spectre des bruits d'intermodulation du signal utile; ce qui est fait grâce à la méthode du gain équivalent. On obtient ainsi les 3 courbes présentées dans la figure 3.31b, représentant le spectres des signaux utiles d'entrée et de sortie avec celui du bruit d'intermodulation sur toute la bande d'acquisition. Le rapport signal à bruit dans la bande utile donne alors le NPR de l'amplificateur. La figure 3.32 montre les mesures de NPR réalisées sur les 4 largeurs de bande de signal, en fonction de la puissance d'entrée. On peut noter que le NPR obtenu est faiblement variable en fonction de la largeur de bande du signal de 40 MHz à 500 MHz; écart maximum de 2 dB au delà de -15 dBm de puissance d'entrée. On observe cependant une saturation des courbes de NPR en dessous de -15 voire -17 dBm, qui témoigne vraisemblablement de la limite de dynamique du banc de mesure. Nous avons simulé les réponses de l'amplificateur avec le modèle de Volterra, pour les mêmes signaux de bruit blanc, et pour les 4 bandes de fréquences et calculé le NPR suivant la même méthode du gain équivalent. Les résultats sont présentés sur les figures 3.33a, 3.33b, 3.33c et 3.33d. Le modèle reproduit relativement bien les évolutions du NPR mesuré, avec une erreur maximale de 1 à 2 dB, en dehors de la zone de saturation du banc de mesure.



(a)



(b)

Figure 3.30 – Spectre d'entrée (a) et forme d'onde temporelle (b) d'un signal de 500 MHz de bande



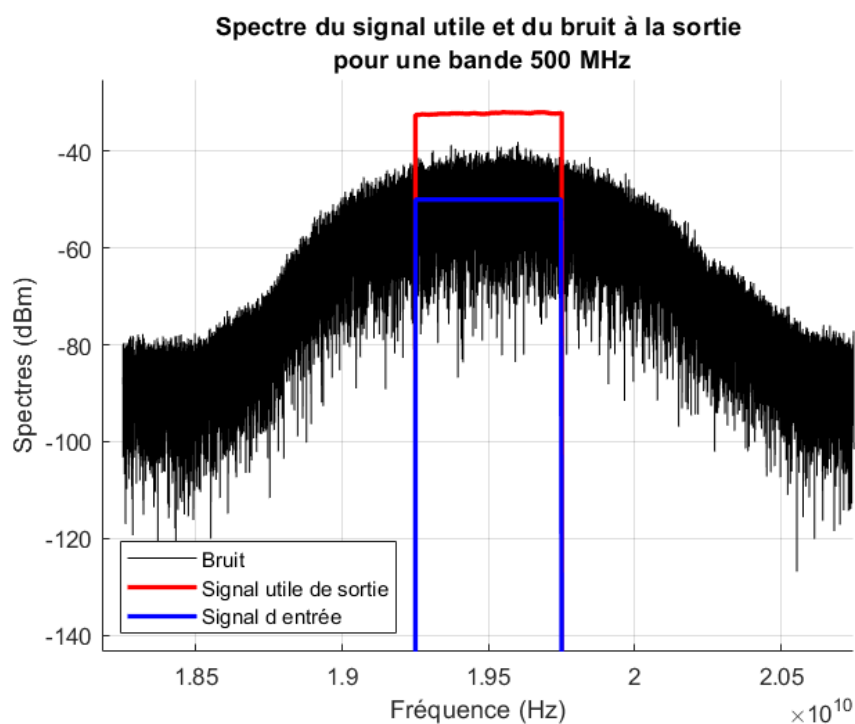
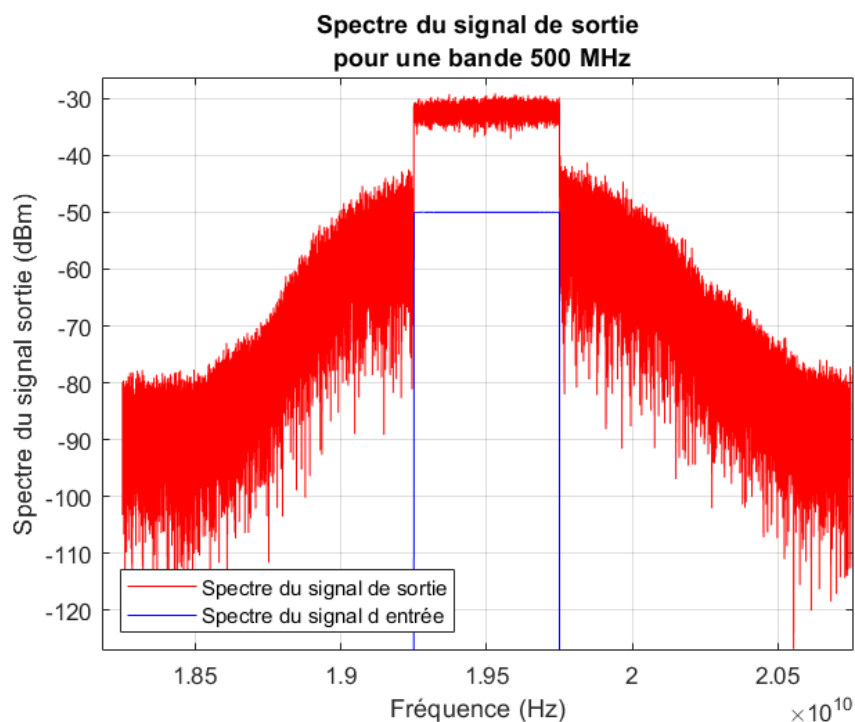


Figure 3.31 – Spectre d’entrée et de sortie d’un signal de 500 MHz de bande (a) et décomposition du spectre de sortie en signal utile et bruit (b)

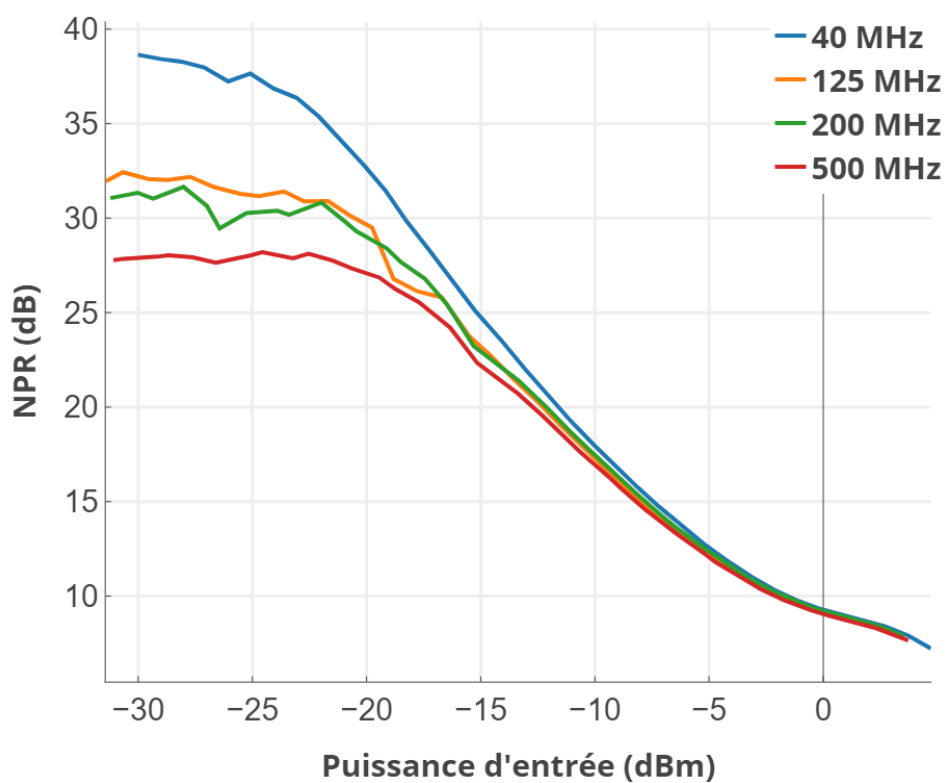


Figure 3.32 – Mesures du NPR en fonction de la puissance d'entrée du signal

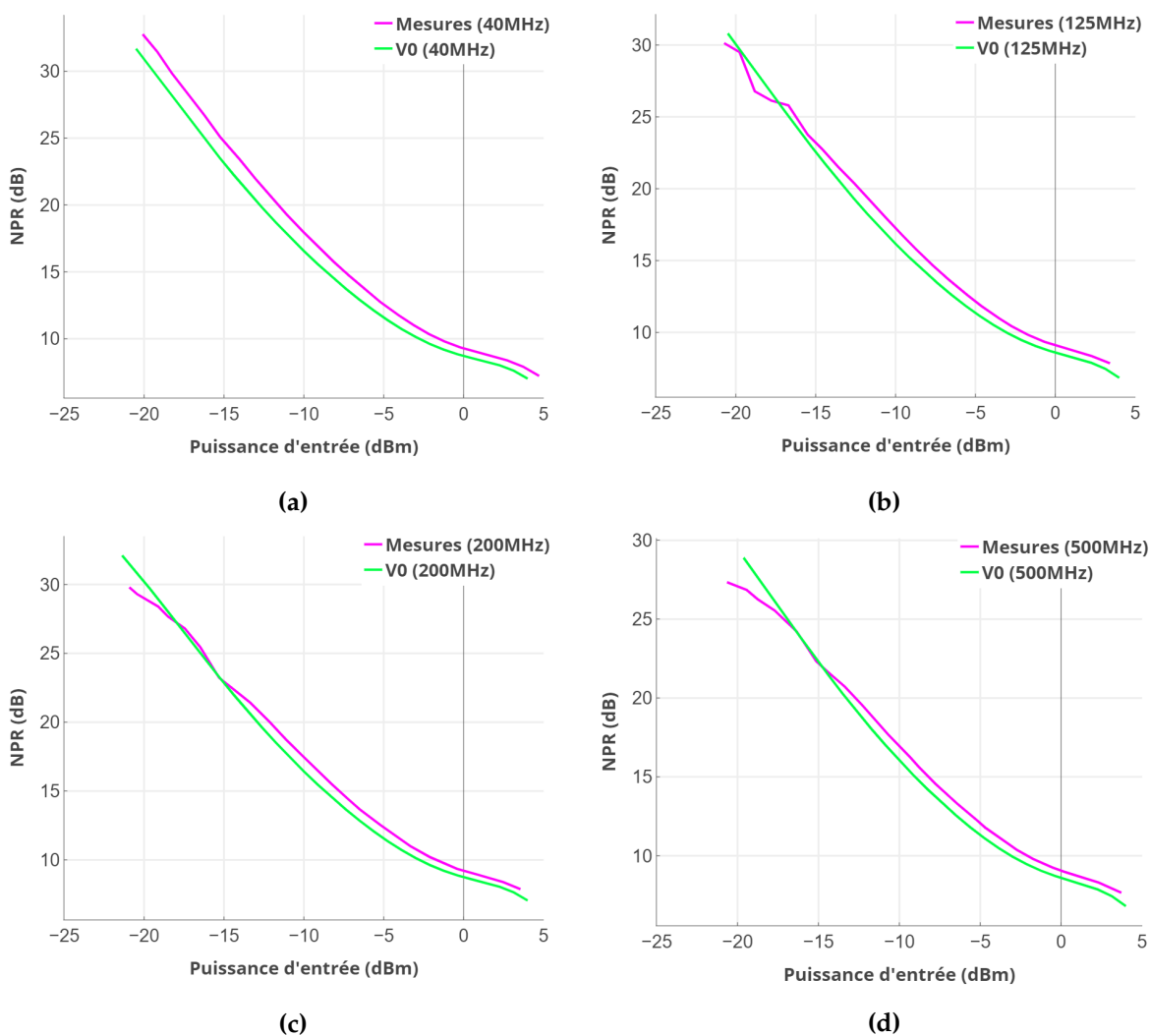


Figure 3.33 – Comparaison Mesure/Modèle : NPR en fonction de la puissance d'entrée pour 40 MHz (a), 125 MHz (b), 200 MHz (c) et 500 MHz (d) de bande utile

### 3.3.5 Synthèse des qualités et limites du modèle de Volterra HF

L'expérimentation menée sur la base de mesures CW (avec balayage de puissance et de fréquence) a montré une reproduction fidèle de la réponse CW de l'ATOP (courbes AM-AM et AM-PM), sur toute la largeur de bande de 5 GHz. Cependant, le comportement vis-à-vis des signaux à bi-porteuses (et par extension multi-porteuses) est relativement insatisfaisant :

- l'erreur sur les produits IMD<sub>3</sub> est négligeable à faible écart de porteuse, mais malheureusement elle croît progressivement avec l'écart des porteuses ; elle ne diminue pas quand la puissance baisse ; elle atteint environ 2 dB pour 500 MHz, et finalement 7 dB pour 1 GHz d'écart de porteuses. Ceci limite globalement la bande de validité du modèle (dans cet exemple) à environ 200 MHz de bande utile de signal.
- bien que de moindre ampleur, le modèle commet également une erreur sur la prédiction des gains des porteuses. Contrairement aux IMD<sub>3</sub>, l'erreur sur les porteuses est fortement réduite à moyenne et faible puissance. L'erreur maximale observée à la puissance de saturation est d'environ 0.5 dB à 500 MHz et de 1 dB à 1 GHz d'écart de porteuses.

Nous allons dans le paragraphe suivant étudier les sources possibles de ces limitations et tenter d'y apporter des solutions.

### 3.4 Extensions du modèle de Volterra HF

Nous avons vu dans la section précédente que le modèle de Volterra HF, bien que performant pour reproduire les caractéristiques CW mono-porteuse, présente des limitations importantes dans la prédiction des réponses à des signaux bi-porteuses. Par ailleurs, nous avons vu que les courbes de mesures de  $C/I_3$  de l'ATOP présentaient de fortes ondulations fonction de l'écart de porteuses, qui semblent relever des effets de mémoire basse fréquence. Le modèle de Volterra HF, du fait de sa caractérisation sur la base de mesures mono-porteuse ne peut évidemment pas prétendre pouvoir reproduire les variations d'IMD<sub>3</sub> relevant des effets de mémoire basse fréquence. Cependant, comme on peut noter par exemple sur les figures 3.22, 3.23, 3.25 et 3.26, les courbes de gains de porteuses et de  $C/I_3$  présentent des variations rapides, mais ces variations s'articulent autour de trajectoires lentement variables avec l'écart de fréquence, que l'on peut raisonnablement attribuer à des effets de mémoire haute fréquence. Ainsi, à défaut de pouvoir prédire les variations rapides, on peut espérer que le modèle de Volterra HF puisse reproduire assez fidèlement les trajectoires lentement variables, c'est-à-dire, la moyenne glissante des courbes de mesures de l'ATOP. Nous allons dans cette section tenter de comprendre pourquoi le modèle de Volterra HF ne parvient pas à suivre convenablement la trajectoire moyenne de courbes  $C/I_3$  mesurés, et proposer des solutions de correction. Il est à noter que les corrections devront améliorer la précision du modèle en IMD<sub>3</sub> sans détériorer la bonne qualité du modèle en CW, tout en maintenant par ailleurs la bonne efficacité numérique du modèle de Volterra HF. Nous avons à cet effet fait plusieurs observations que nous allons passer en revue ci-après.

### 3.4.1 Première observation : impact de la dispersion fréquentielle des courbes de conversion AM-PM

Nous avons noté que l'ATOP présente une courbe de conversion AM-PM avec une dispersion fréquentielle importante, comme on peut le voir sur la figure 3.34. On y voit un delta d'environ  $60^\circ$  entre les pics de conversion AM-PM aux deux extrémités de la bande de fréquence (17 GHz - 22 GHz). On peut, par ailleurs, observer que malgré cette grande amplitude de variation, le modèle de Volterra HF reproduit remarquablement bien la dispersion AM-PM, qui est une caractéristique généralement difficile à modéliser. Cependant, une étude des paramètres du modèle montre que la dispersion de ces courbes est essentiellement portée par les fonctions de base d'ordre supérieur de la décomposition SVD. Aussi, pour comprendre l'apport de la dispersion des courbes AM-PM dans la génération des produits d'intermodulations, nous avons limité la décomposition d'ordre 1 (1 seule fonction de base). Dans ce cas, on peut voir sur la figure 3.35, que le modèle ne reproduit pas du tout la dispersion fréquentielle des courbes AM-PM. Mais, en appliquant le modèle ainsi réduit au test bi-porteuses de la configuration 1 précédente, nous avons obtenu une reproduction très convenable des  $C/I_3$ , c'est-à-dire qu'elle suit bien la trajectoire moyenne des courbes mesurées, comme on peut le voir sur la figure 3.36. Malheureusement, du fait de la limitation à l'ordre 1, la dispersion du gain CW du PA est modélisé de façon médiocre, comme on le voit sur la figure 3.37. On obtient des erreurs importantes dans la zone de compression de gain, notamment dans la partie basse de la bande passante (17 GHz).

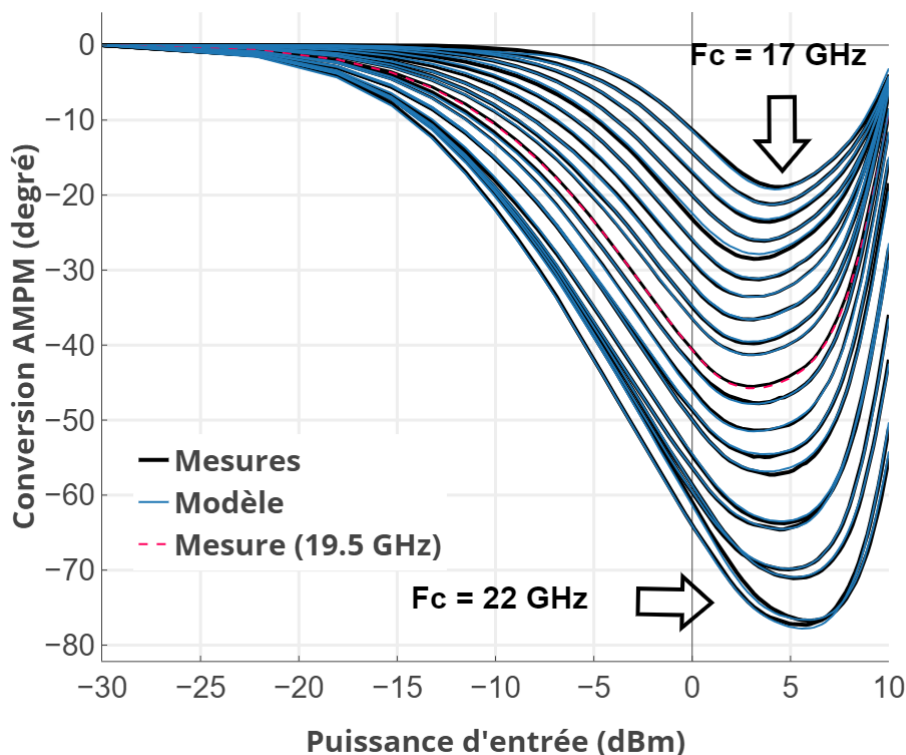


Figure 3.34 – Courbes de conversion AM-PM sur les 5 GHz de bande du PA (17-22 GHz) : comparaison mesures/modèle

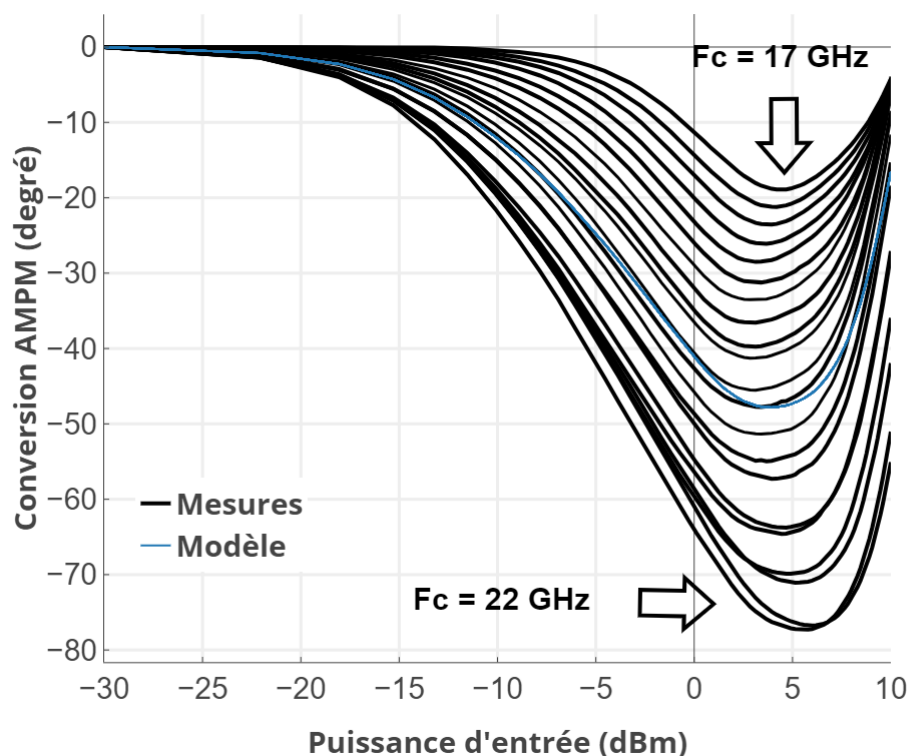


Figure 3.35 – Courbes de conversion AM-PM sur les 5 GHz de bande du PA (17-22 GHz) : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1 (une seule fonction de base)

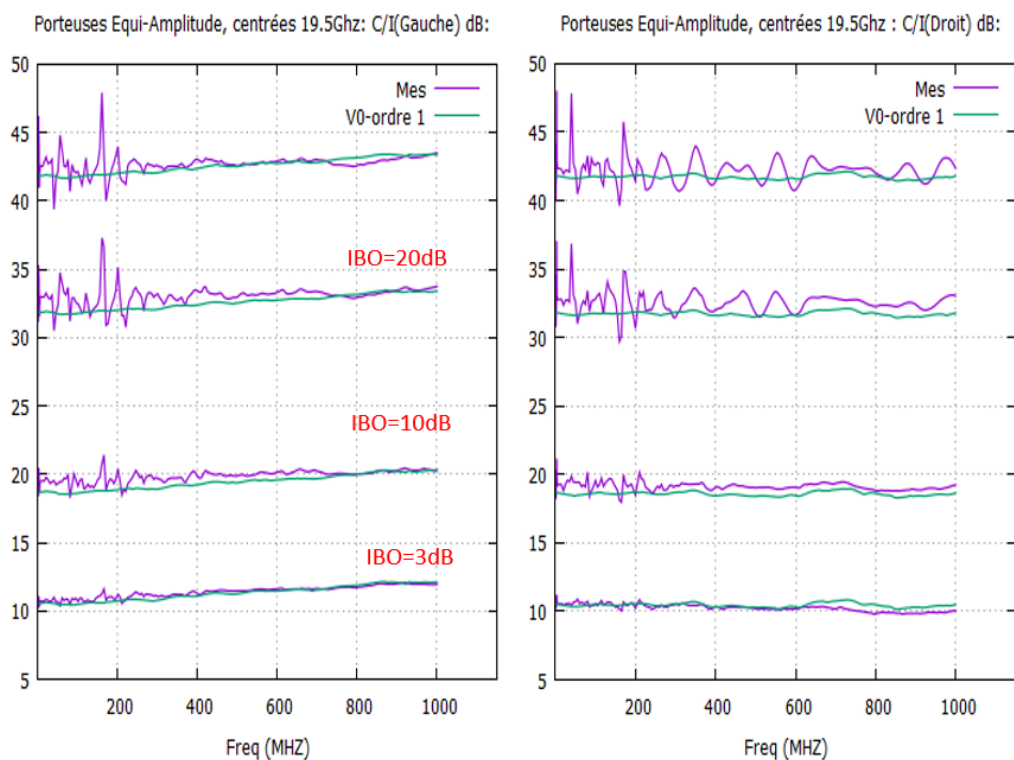


Figure 3.36 – C/I3 gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1

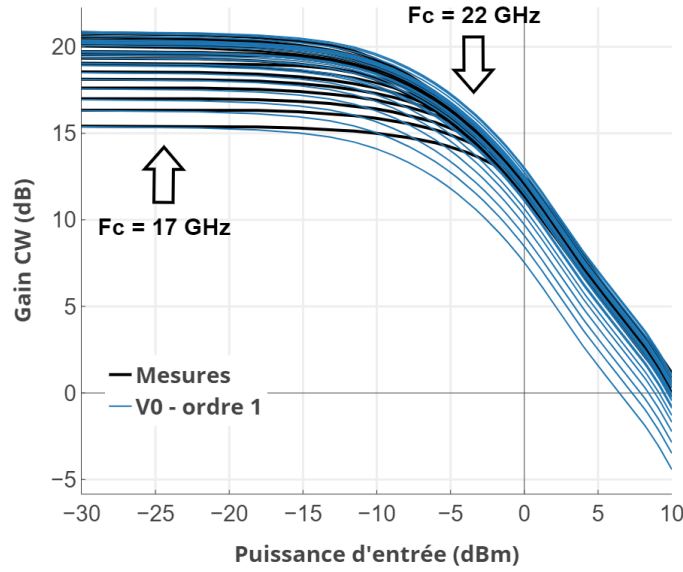


Figure 3.37 – Gain CW du PA, fonction de  $P_{in}$ , pour 21 points de fréquences dans la bande : comparaison mesures/modèle Volterra - Ordre 1

Par la suite, nous allons tenter d'améliorer la reproduction des C/I3 sans détériorer de trop la réponse CW du modèle. Pour cela, dans une première étape, nous allons tout simplement ignorer la dispersion AM-PM dans les données de mesures CW de l'ATOP, quitte à les réintégrer par la suite. Pour ce faire, soit  $H_{HF}(|X|, \Omega)$  la caractéristique CW mesurée du PA. On pose :

$$H_{HF}(|X|, \Omega) = G(|X|, \Omega)e^{j\phi(|X|, \Omega)} \quad (3.20)$$

où,  $G(|X|, \Omega) = |H_{HF}(|X|, \Omega)|$  et  $\phi(|X|, \Omega) = \angle H_{HF}(|X|, \Omega)$  sont respectivement le gain et le déphasage du PA, fonction de l'amplitude  $|X|$  du signal d'entrée et de l'écart de fréquence  $\Omega$  par rapport au centre de la bande.

On dérive alors la caractéristique auxiliaire  $\bar{H}_{HF}(|X|, \Omega)$  correspondant au PA sans dispersion des courbes AM-PM :

$$\begin{aligned} \bar{H}_{HF}(|X|, \Omega) &= G(|X|, \Omega)e^{j\phi(|X|, 0)} \\ H_{HF}(|X|, \Omega) &= \bar{H}_{HF}(|X|, \Omega)D_{AMP}(|X|, \Omega) \\ D_{AMP}(|X|, \Omega) &= e^{j[\phi(|X|, \Omega) - \phi(|X|, 0)]} \end{aligned} \quad (3.21)$$

On note au passage que la fonction  $D_{AMP}(|X|, \Omega)$  définit la dispersion fréquentielle de la conversion AM-PM. Le travail ensuite consiste à modéliser la caractéristique du PA, sans dispersion de conversion AM-PM, avec la série de Volterra HF complète (ordre 4). Les résultats obtenus sont alors montrés sur les figures 3.38 et 3.39, dans lesquelles on compare le modèle de Volterra HF complet ( $V_0$ ), avec celui qui ignore la dispersion AM-PM ( $V_1$ ). On observe que la reproduction des C/I3 est nettement améliorée sans avoir modifié notablement la prédiction sur les gains des porteuses. Les C/I3 du modèle  $V_1$  suivent assez bien la trajectoire moyenne des C/I3 mesurés.

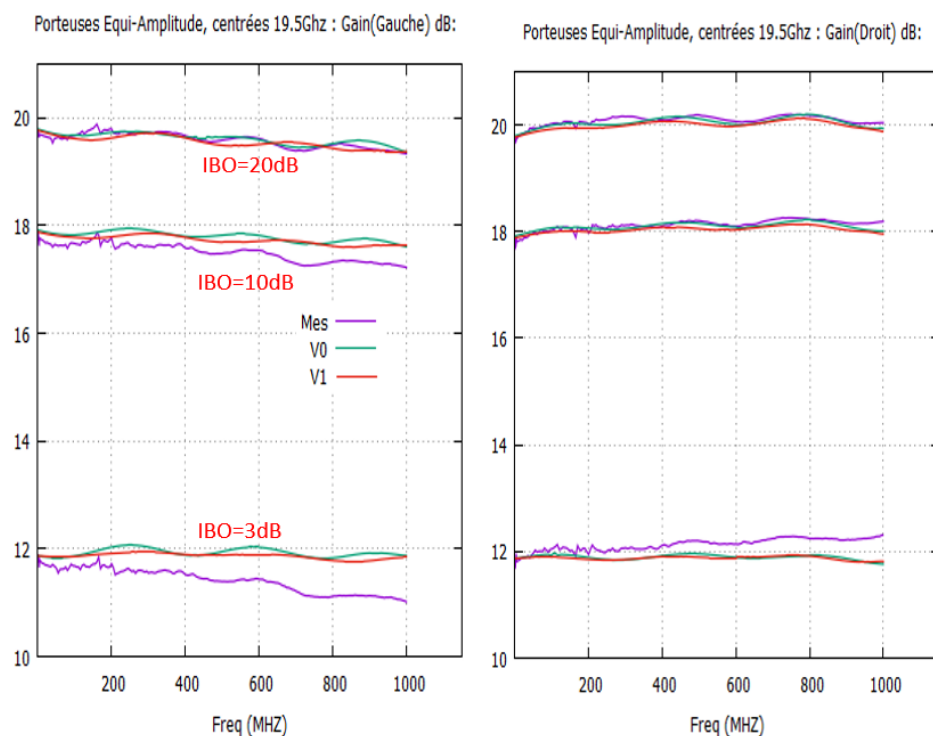


Figure 3.38 – Gain porteuse gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesures/modèles ( Volterra HF normal : V0 et Volterra sans dispersion AMPM : V1) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)

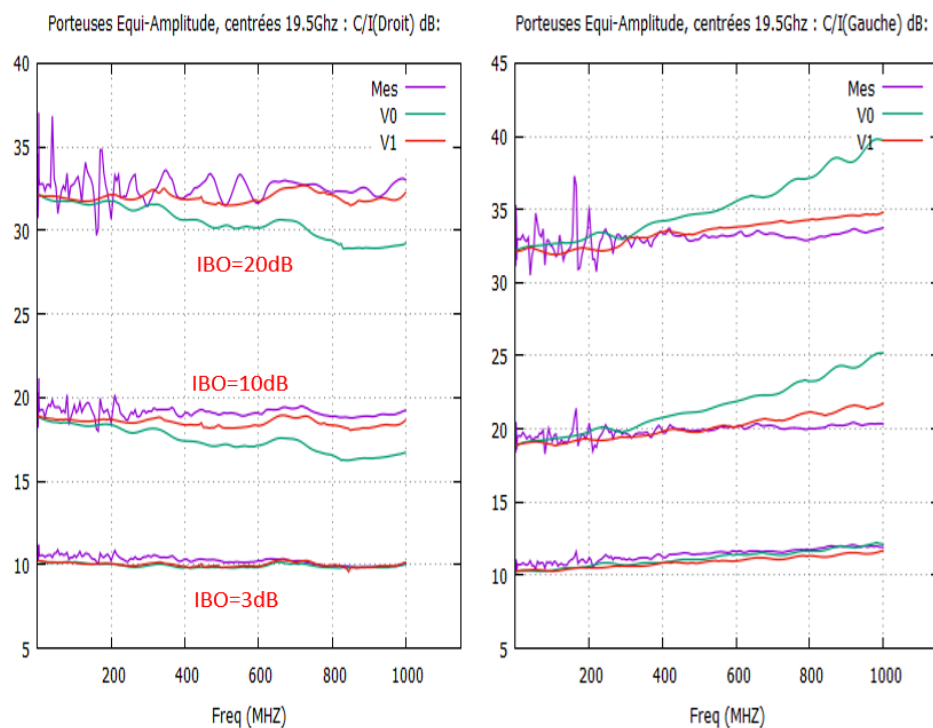


Figure 3.39 – C/I3 gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5 GHz : comparaison mesures/modèles ( Volterra HF normal : V0 et Volterra sans dispersion AMPM : V1) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20 dB)



### 3.4.2 Deuxième observation : oscillations des non-linéarités

Comme nous l'avons évoqué précédemment, la procédure de décomposition SVD permet une représentation précise des caractéristiques CW du PA, avec un minimum de coefficients, tout en fournissant un levier efficace pour filtrer les bruits de mesures grâce au tri des valeurs singulières. La méthode permet en outre la synthèse automatique des non-linéarités et des filtres formant la dynamique non linéaire. Cependant, on observe qu'à l'exception de la non-linéarité fondamentale (1ère fonction de base), les non-linéarités d'ordre supérieures ont des allures exotiques qui ne cadrent pas avec ce que l'on mesure habituellement en électronique. On peut en effet voir sur la figure 3.40, où nous avons tracé les 4 non-linéarités du modèle,  $|\beta_k(X)| \cdot |X|$ , ( $k = 1, 2, 3, 4$ ), que la non-linéarité fondamentale  $\beta_1$  ressemble beaucoup à la courbe de saturation normale de l'ATOP. Par contre, les autres non-linéarités tendent à avoir des oscillations importantes qui ne sont pas des observations physiques usuelles. Nous avons alors remarqué que ces oscillations ont un impact important sur les erreurs observées sur les gains de porteuses en simulation bi-porteuse, notamment lorsque l'écart des porteuses croît.

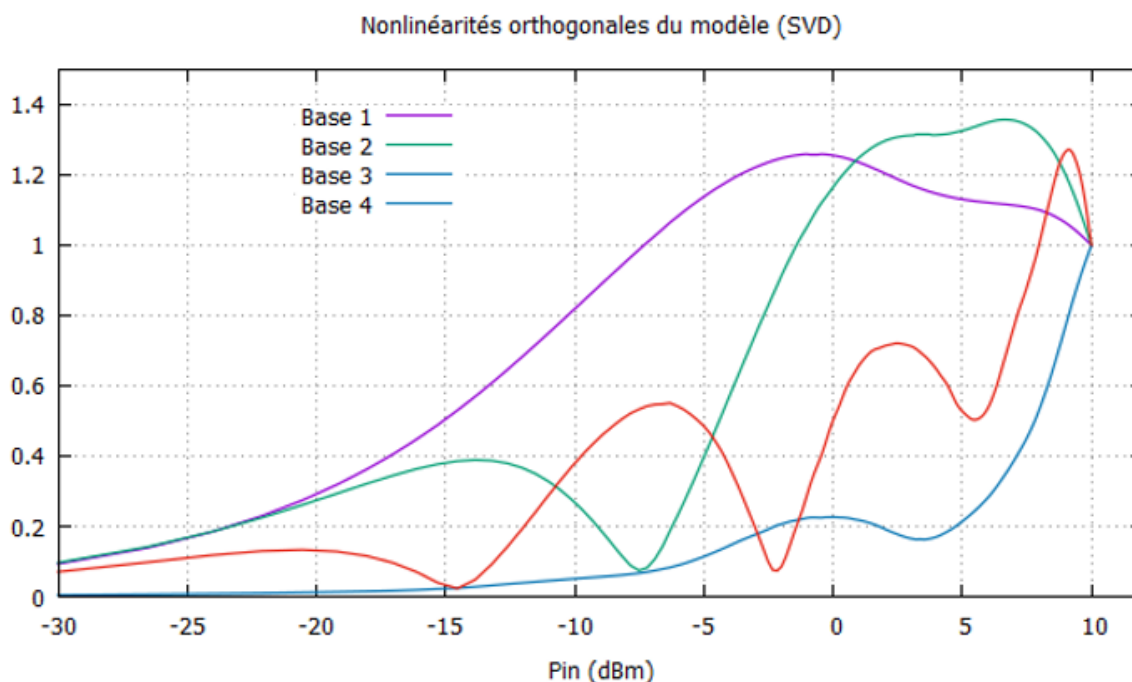


Figure 3.40 – Non-linéarités orthogonales,  $\beta_k(X) \cdot X$ , générées par la procédure SVD (présence d'oscillations)

Aussi, pour tenter de réduire cette erreur, nous avons considéré une modification des fonctions de base qui tend à réduire les oscillations, tout en maintenant une certaine indépendance entre elles. La procédure adoptée consiste à combiner la décomposition SVD à une décomposition polynomiale. Ainsi, les nouvelles fonctions de base  $\lambda_k(|X|)$  sont considérées suivant la formule :

$$\begin{aligned}\lambda_1(|X|) &= \beta_1(|X|) \\ \lambda_k(|X|) &= \beta_1(|X|)|X|^{2+2k}, \quad k = 2, 3, \dots\end{aligned}\tag{3.22}$$

Où  $\beta_1(|X|)$  est la fonction de base fondamentale obtenue par décomposition SVD. A titre d'illustration, on peut voir sur la figure 3.41, les allures des nouvelles non-linéarités ainsi obtenues, qui sont plus lisses, et peut être plus conformes à la physique. Cependant, la modification des non-linéarités nécessite par la suite une ré-identification de filtres  $\alpha_k(\Omega), k = 2, 3, \dots$ . On peut résumer la procédure brièvement en quelques étapes ci-dessous. Soit,  $H_{HF}(|X|, \Omega)$ , la caractéristique CW mesurée du PA :

1. On applique la décomposition SVD à la caractéristique CW, d'où l'on obtient la série  $H_{HF}(|X|, \Omega) = \sum_{k=1}^K \alpha_k(\Omega) \beta_k(|X|)$ . On peut noter au passage que, pour commodité d'allègement d'écriture, nous avons inclut le coefficient de valeur singulière  $\gamma_k$  (qui est une constante) dans le terme  $\alpha_k(\Omega)$ .
2. De la série précédente, nous retenons uniquement les bases fondamentales  $\beta_1(|X|)$  et  $\alpha_1(\Omega)$ . Et on forme le reliquat  $H_R(|X|, \Omega) = H_{HF}(|X|, \Omega) - \alpha_1(\Omega) \beta_1(|X|)$ . On construit la base mi-polynômiale  $\lambda_k(|X|) = \beta_1(|X|)|X|^{2+2k}, k = 2, 3, \dots, K$ , et l'on pose :

$$H_R(|X|, \Omega) = \sum_{k=2}^K \alpha_k(\Omega) \lambda_k(|X|)$$

d'où l'on va déterminer, comme suit, les filtres  $\alpha_k(\Omega), k = 2, 3, \dots$ . Etant donné une fréquence  $\Omega$ , si l'on considère  $M$  échantillons de mesures d'amplitude  $X_m, m = 1, 2, \dots, M$ , on réécrit l'équation  $H_R(|X|, \Omega)$  ci-dessus sous la forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} \lambda_2(|X_1|) & & \lambda_K(|X_1|) \\ \lambda_2(|X_2|) & \cdots & \lambda_K(|X_2|) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_2(|X_M|) & \cdots & \lambda_K(|X_M|) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_2(\Omega) \\ \vdots \\ \alpha_K(\Omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} H_R(|X_1|, \Omega) \\ H_R(|X_2|, \Omega) \\ \vdots \\ H_R(|X_M|, \Omega) \end{pmatrix}\tag{3.23}$$

Nous avons finalement une équation linéaire sur-dimensionnée de la forme  $Au = b$ , que l'on peut résoudre par méthode des moindres carrés comme  $u = (A^*T A)^{-1} A^*T b$ . Cependant, comme nous avons supprimé l'orthogonalité des bases  $\lambda_k(|X|)$ , le système d'équation est généralement mal conditionnée : pour cela, il est préférable de résoudre le système d'équation par la méthode SVD, où l'on peut mettre un seuillage sur les valeurs singulières pour minimiser l'impact des bruits de mesure.

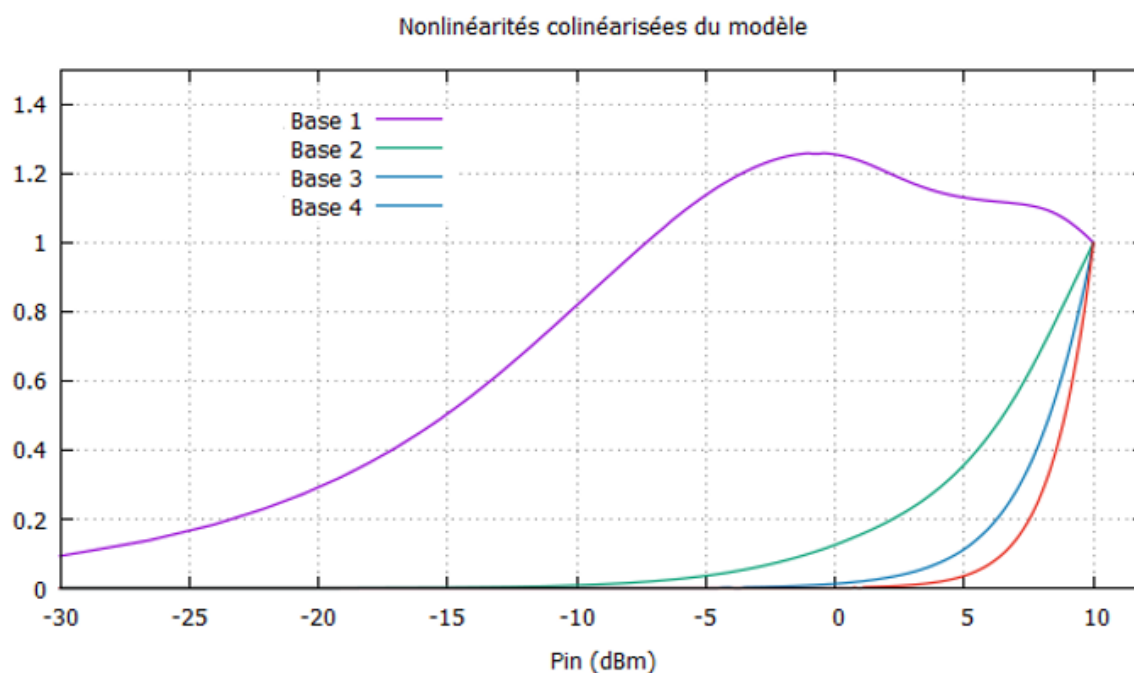


Figure 3.41 – Non-linéarités colinéarisées,  $\lambda_k(X) \cdot X$ , (suppression des oscillations)

### 3.4.3 Troisième observation : modèle de Wiener

Comme cela a été décrit précédemment, l'équation du modèle de Volterra 3.7 s'interprète tout naturellement comme une parallélisation de modèle d'Hammerstein, c'est-à-dire des non-linéarités statiques suivies par des filtres linéaires. C'est donc une procédure qui peut s'avérer non optimale si le dispositif est ouvertement une forme de Wiener, c'est-à-dire un filtre linéaire suivie d'une non-linéarité statique. On observe tout de même que dans ce cas de figure le modèle de Volterra HF est tout de même capable de bien reproduire les caractéristiques CW du dispositif, en ayant recours à plusieurs fonctions de base (non-linéarités). En revanche, la qualité de la prédiction en signal bi-porteuse est moindre. Comme l'ATOP est globalement une ligne à retard amplificatrice, les schémas de base plaide naturellement pour la présence d'un filtre linéaire à l'entrée du dispositif. Il paraît ainsi opportun d'adjoindre au modèle de Volterra HF un filtre linéaire à son entrée.

On pourrait tenter d'identifier la fonction de transfert du filtre préalablement à la constitution du modèle de Volterra. A cette fin, nous avons mis en place une procédure relativement simple, consistant à estimer que l'ATOP pourrait être vu au premier ordre comme un modèle Wiener-Hammerstein élémentaire, présentée dans la section 2.4.2. Le schéma de principe d'un tel modèle est repris dans la figure 3.42 ci-dessous, où  $\alpha_0(\Omega)$  désigne la fonction de transfert du filtre d'entrée à identifier. Nous avons estimé la caractéristique de la non-linéarité statique comme étant la courbe de compression de l'amplificateur, prise à la fréquence présentant le gain linéaire maximum,  $\Omega_{G \max}$ . Ainsi, on peut noter :

$$f_{NL}(|X|) = H_{HF}(|X|, \Omega_{G \max}) / H_{HF}(0, \Omega_{G \max}) \quad (3.24)$$

Où,  $H_{HF}(|X|, \Omega)$  est la caractéristique CW mesurée du PA.

On peut ensuite noter que nous avons imposé la fonction de transfert du filtre de sortie sous la forme,  $\alpha_{out}(\Omega) = H_{HF}(0, \Omega) / \alpha_0(\Omega)$ , afin de forcer le modèle à reproduire le gain petit signal du PA.

A partir de là, on peut facilement écrire l'équation d'équilibre satisfaisant les mesures du PA pour tous les points de puissance  $|X_m|$ , pour une fréquence donnée  $\Omega$  :

$$f_{NL}(|\alpha_0(\Omega)| \cdot |X_m|) = \bar{H}_{HF}(|X|, \Omega) / \bar{H}_{HF}(0, \Omega), \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3.25)$$

D'où l'on obtient finalement l'erreur quadratique moyenne :

$$\epsilon(|\alpha_0(\Omega)|) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |f_{NL}(|\alpha_0(\Omega)| \cdot |X_m|) - \bar{H}_{HF}(|X|, \Omega) / \bar{H}_{HF}(0, \Omega)|^2 \quad (3.26)$$

que l'on peut minimiser par la méthode de Newton, qui en l'espèce ici, converge rapidement en une dizaine d'itérations sur le minimum global. En répétant l'opération pour toutes les fréquences de mesure, on identifie la fonction de transfert du filtre d'entrée.

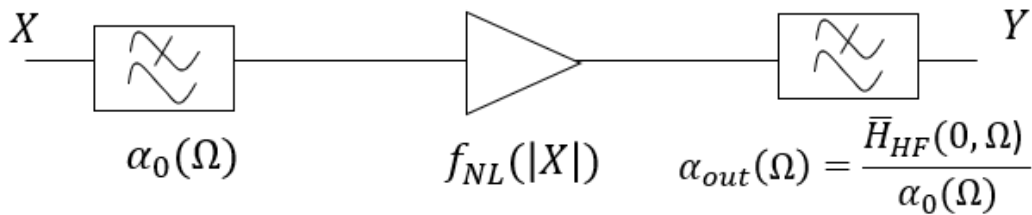


Figure 3.42 – Schéma d'identification du filtre de Wiener

La figure 3.43 donne une comparaison du gain petit signal de l'ATOP avec la fonction de transfert du filtre d'entrée obtenu. On peut également voir sur les figures 3.44 et 3.45 une comparaison mesures/modèle Wiener-Hammerstein du gain de l'ATOP ainsi que des courbes AMPM. On remarque que le gain est globalement bien reproduit, même s'il subsiste une erreur substantielle autour de 0.5dB dans la zone de saturation. Les courbes AMPM montrent, par contre, une erreur importante qui atteint 35° en saturation. On peut en conclure que le seul modèle élémentaire Wiener-Hammerstein ne serait pas satisfaisant pour modéliser l'ATOP, notre objectif étant l'identification d'un filtre d'entrée plausible qui pourrait être associé au modèle Volterra HF.

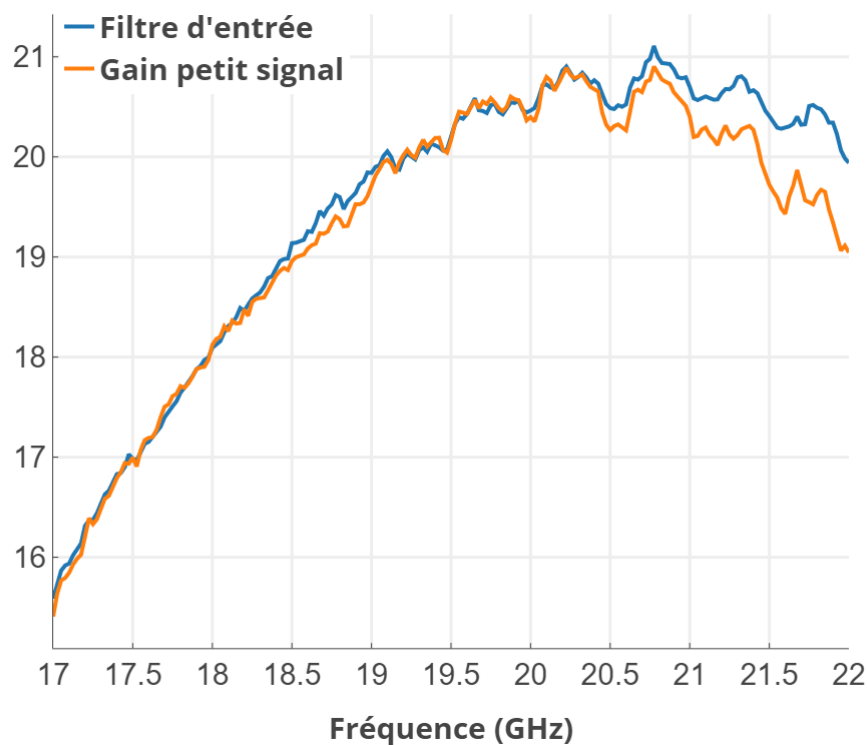


Figure 3.43 – Comparaison fonctions de transfert : filtre d'entrée Wiener avec gain petit signal de l'ATOP

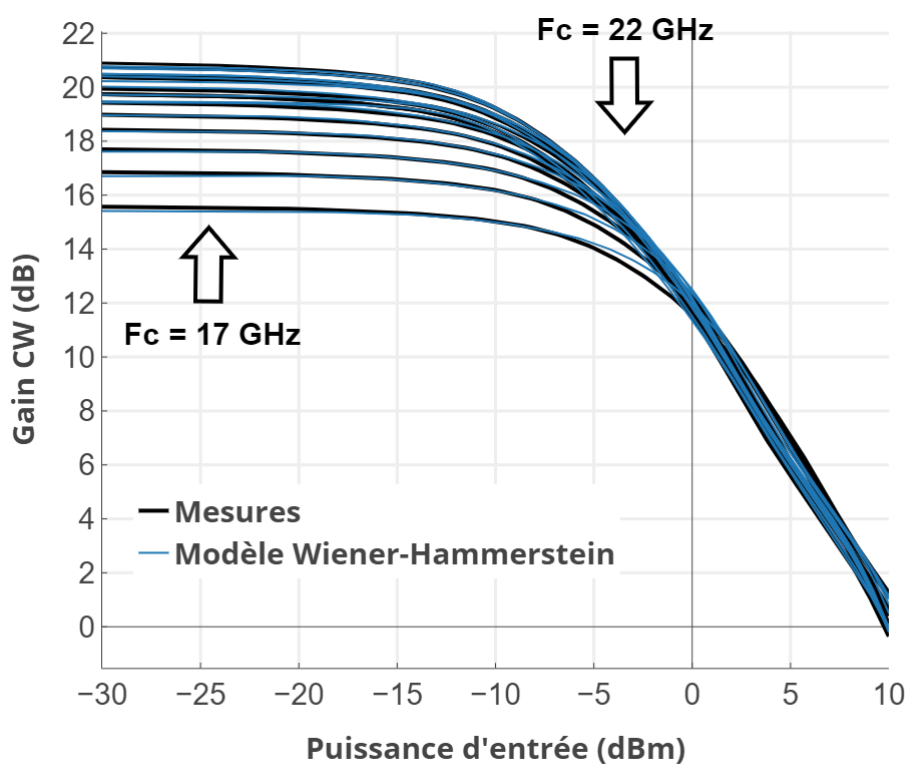


Figure 3.44 – Comparaison des faisceaux de courbes de gain de l'ATOP sur la bande 17-22 GHz : mesures/Modèle Wiener-Hammerstein

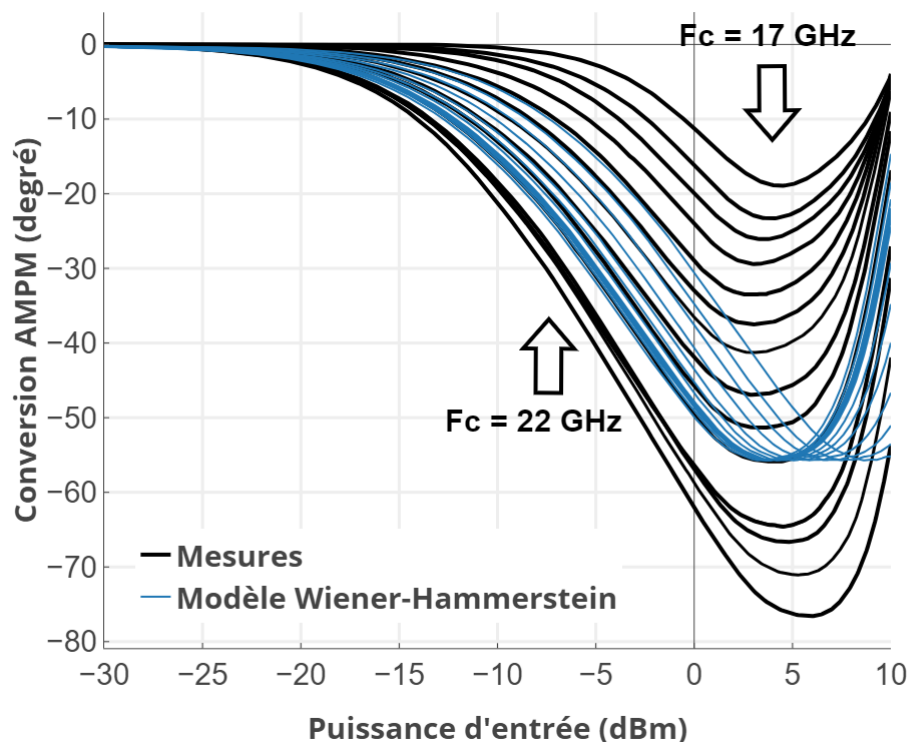


Figure 3.45 – Comparaison des faisceaux de courbes AM-PM de l’ATOP sur la bande 17-22 GHz : mesures/Modèle Wiener-Hammerstein

A partir des trois observations ci-dessus, nous avons élaboré 4 extensions du modèle Volterra HF, qui vont être brièvement décrite ci-après. Pour commodité, le schéma de de principe du modèle de Volterra HF de base est rappelé dans la figure 3.46 ci-dessous. Celui-ci découle directement de la décomposition SVD en l’équation 3.8.

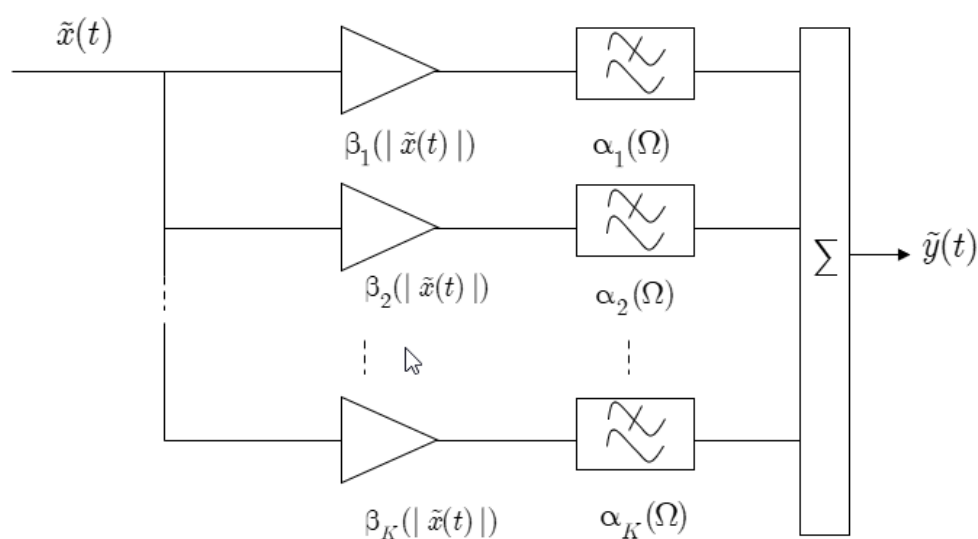


Figure 3.46 – Schéma de principe du modèle de Volterra HF de base : Vo

### 3.4.4 Extension V1

L'extension V1 tire profit de l'observation faite en 3.4.1, sur l'impact de la prise en compte de la dispersion fréquentielle des courbes AM-PM sur la prédiction des IMD3. Le schéma de l'extension V1 consiste à mettre en cascade une cellule décrivant la dispersion AM-PM avec un modèle Volterra HF de base qui lui va ignorer la dispersion AM-PM. Son schéma de principe est illustré sur la figure 3.47 ci-dessous. Ce principe découle directement de l'équation 3.21 définissant la fonction de dispersion AM-PM,  $D_{AMPM}(X, \Omega)$ . Le bloc Volterra HF décrit  $\tilde{H}_{HF}(X, \Omega)$ , la réponse sans dispersion AMPM; cette dernière étant préalablement traitée par le bloc d'entrée.

Nous avons déduit après expérimentation, que la dispersion AM-PM est plutôt un phénomène quasi statique, piloté par l'amplitude instantanée et la moyenne temporelle de la fréquence instantanée de l'enveloppe du signal d'entrée. Ainsi, étant donnée la caractéristique de dispersion  $D_{AMPM}(|X|, \Omega)$ , lorsqu'un signal d'enveloppe  $\tilde{x}(t)$  se présente à l'entrée, la sortie du bloc  $D_{AMPM}$  est donnée par :

$$\tilde{x}_D(t) = D_{AMPM} \left( |\tilde{x}(t)|, \overline{\frac{d}{dt} \angle \tilde{x}(t)} \right) \cdot \tilde{x}(t) \quad (3.27)$$

Où  $\overline{\frac{d}{dt} \angle \tilde{x}(t)}$  est la moyenne temporelle de la fréquence instantanée, c'est-à-dire :

$$\overline{\frac{d}{dt} \angle \tilde{x}(t)} = \frac{1}{t} \int_0^t \frac{d}{d\tau} \angle \tilde{x}(\tau) d\tau = \frac{1}{t} \angle \tilde{x}(t) \quad (3.28)$$

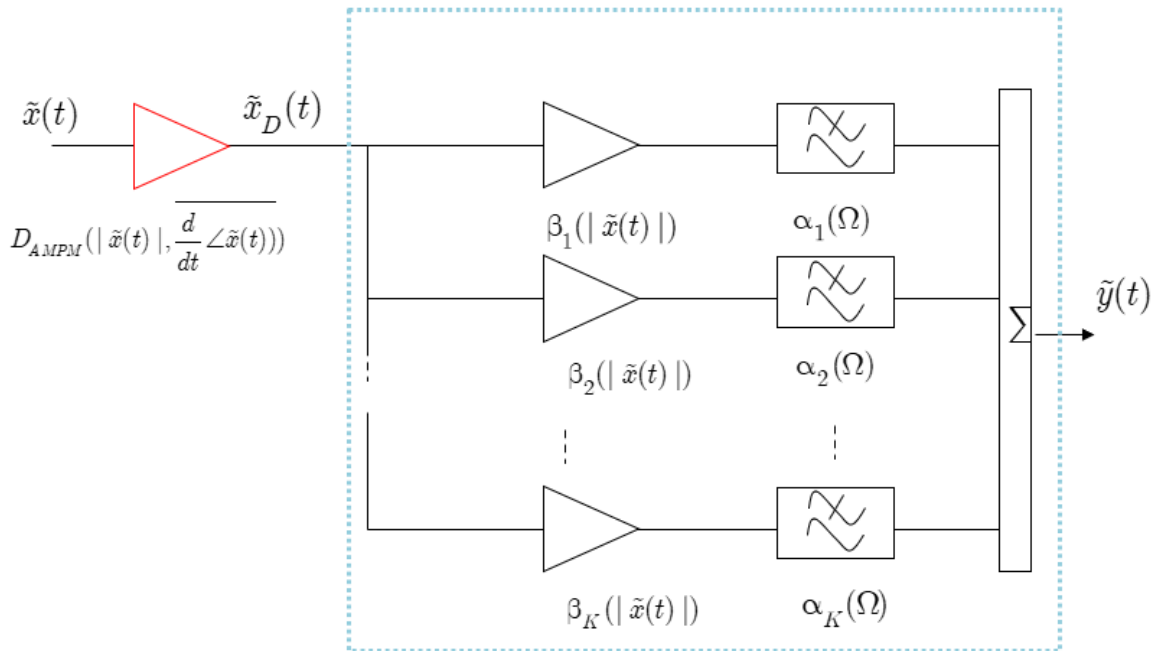


Figure 3.47 – Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V1

### 3.4.5 Extension V2

L'extension V2 reprend les considérations de l'extension V1, puis rajoute la prise en compte de l'observation faite en 3.4.2, sur l'impact des non-linéarités oscillantes. Ainsi, le schéma de principe de l'extension V2, illustré figure 3.48, est quasiment identique à l'extension V1, à la différence que les non-linéarités d'ordre supérieur sont comme définies en 3.22, c.à.d. toutes formées par la non-linéarité fondamentale affectée d'un poids monôme pair différent :  $\lambda_k(|X|) = \beta_1(|X|)|X|^{2+2k}$ ,  $k = 2, 3, \dots$ . La procédure d'identification des non-linéarités et des filtres est décrite en 3.4.3.

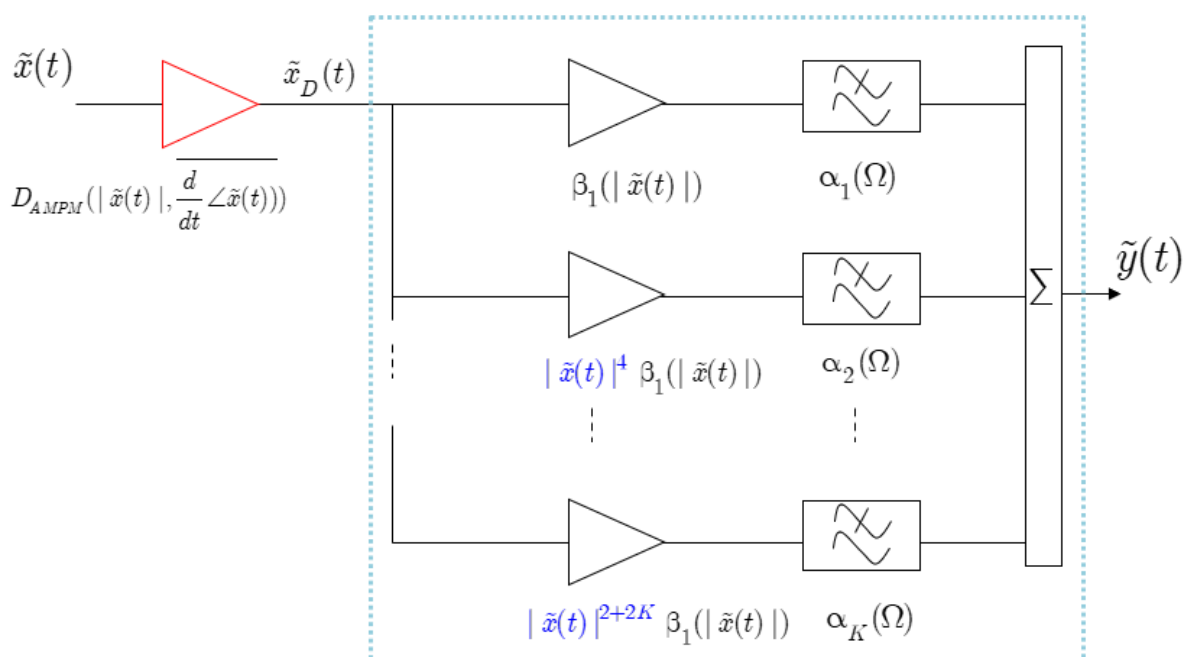


Figure 3.48 – Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V2

### 3.4.6 Extension V3

L'extension V3 reprend les considérations de l'extension V2, puis rajoute la prise en compte de l'observation faite en 3.4.3, sur la présence d'un filtre linéaire à l'entrée de l'ATOP. Le schéma de principe est illustré dans la figure 3.49 ci-dessous. Il s'agit globalement de la mise en parallèle d'un modèle de Wiener avec un modèle d'Hammerstein parallèle.

L'identification des paramètres du schéma consiste en plusieurs étapes :

1. On extrait la caractéristique de dispersion AM-PM du PA,  $D_{AMP M}(|X|, \Omega)$
2. On détermine le filtre d'entrée  $\alpha_0(\Omega)$  de la cellule de Wiener suivant la procédure décrite en 3.4.3.
3. On détermine la non-linéarité  $\beta_0(|X|)$  de la cellule de Wiener. Pour ce faire, une fois le filtre  $\alpha_0(\Omega)$  identifié, on obtient par division la non linéarité à mémoire résultante  $\tilde{H}_{HF}(|X|, \Omega) / \alpha_0(\Omega)$ , qui sera ensuite projetée sur l'axe des amplitudes  $|X_W|$  à la sortie



du filtre de Wiener. De la sorte, on obtient une nouvelle caractéristique non-linéaire vue à la sortie du filtre :  $\check{H}_{HF}(|X_W|, \Omega)$ . Finalement, on applique une décomposition SVD sur cette dernière caractéristique, de laquelle on retient les deux bases fondamentales que l'on peut noter  $\check{\beta}_1(|X_W|)$  et  $\check{\alpha}_1(\Omega)$ . Enfin la non-linéarité de la cellule de Wiener est prise comme étant la non-linéarité fondamentale  $\check{\beta}_1(|X_W|)$  pondérée par la valeur minimale prise par le filtre fondamental sur toute la plage de fréquence :

$$\beta_0(|X_W|) = \check{\beta}_1(|X_W|) * \min(\check{\alpha}_1(\Omega)) \quad (3.29)$$

Ce choix tente de garantir que la cellule de Wiener ne prenne bien en compte que la partie congrue de la réponse du PA qui est ouvertement de type Wiener. En effet si le PA est bien un modèle de Wiener, alors la fonction de transfert  $\check{\alpha}_1(\Omega)$  sera une constante, de sorte que :  $\check{\alpha}_1(\Omega) = \min(\check{\alpha}_1(\Omega)), \forall \Omega$

- On détermine le bloc Volterra HF comme décrit dans l'extension V2, à la différence que le modèle de Volterra est appliqué ici au reliquat de non-linéarité, une fois soustraite la part de la cellule Wiener :  $\bar{H}_R(|X|, \Omega) = \bar{H}_{HF}(|X|, \Omega) - \alpha_0(\Omega)\beta_0(|\alpha_0(\Omega)| \cdot |X|)$

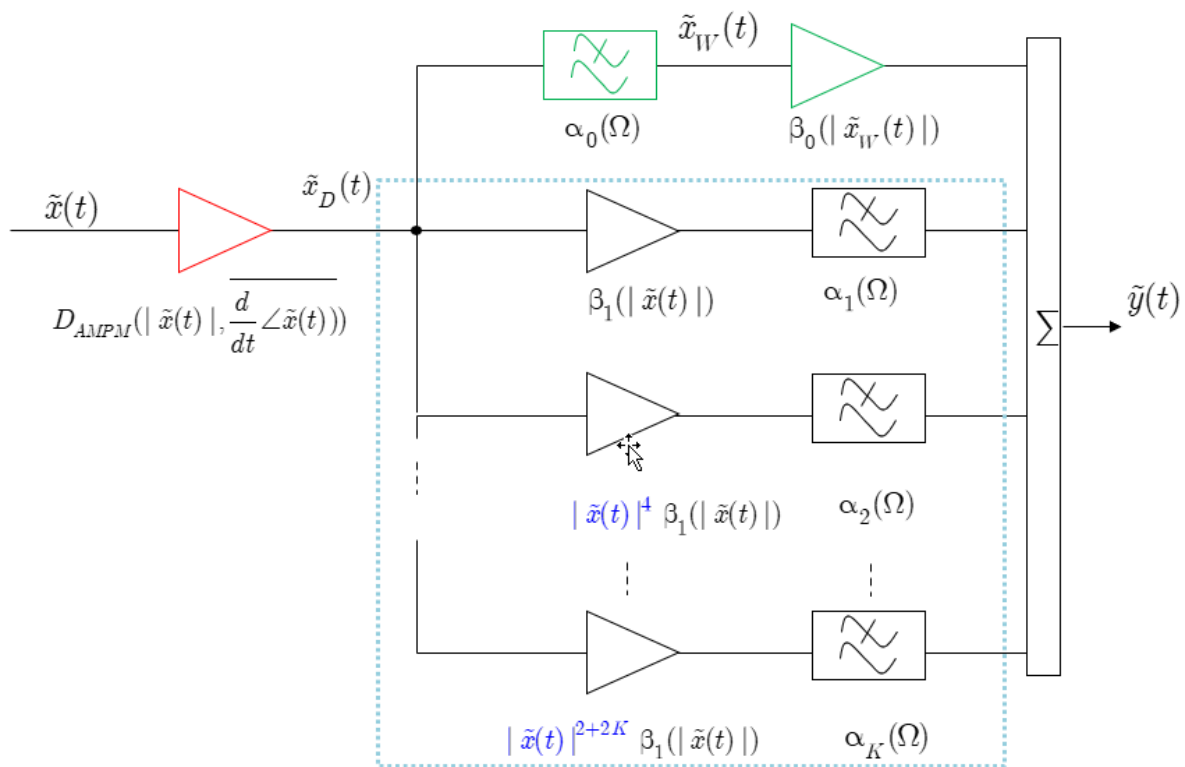


Figure 3.49 – Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V3

### 3.4.7 Extension V4

Tout comme l'extension V3, l'extension V4 reprend les considérations de l'extension V2, puis rajoute la prise en compte de l'observation faite en 3.4.3, sur la présence d'un filtre linéaire à l'entrée de l'ATOP. Cependant, cette fois ci, le filtre de Wiener n'est pas mis en parallèle avec le modèle Volterra HF, mais plutôt en série. Il s'agit donc globalement d'un modèle série Wiener-Hammerstein. Le schéma de principe est illustré sur la figure 3.50 ci-après. La procédure d'identification des blocs est la suivante :

1. On identifie le filtre de Wiener de la même façon que dans l'extension V3 précédente, comme décrit en 3.4.3
2. Une fois que l'on a identifié le filtre  $\alpha_0(\Omega)$ , comme dans le paragraphe précédent, on isole par division la non-linéarité à mémoire résultante  $\tilde{H}_{HF}(|X|, \Omega) / \alpha_0(\Omega)$ , que l'on projette ensuite sur l'axe des amplitudes  $|X_W|$  par interpolation. D'où l'on obtient une nouvelle caractéristique vue à la sortie du filtre  $\check{H}_{HF}(|X_W|, \Omega)$ .
3. On applique la méthode SVD pondérée par polynômes, décrite en 3.4.2, sur  $\check{H}_{HF}(|X_W|, \Omega)$  pour obtenir finalement le schéma de Volterra HF correspondant.
4. On détermine le bloc Volterra HF comme décrit dans l'extension V2, à la différence que le modèle de Volterra est appliqué ici à la non-linéarité projetée à la sortie du filtre Wiener :  $\check{H}_{HF}(|X_W|, \Omega)$

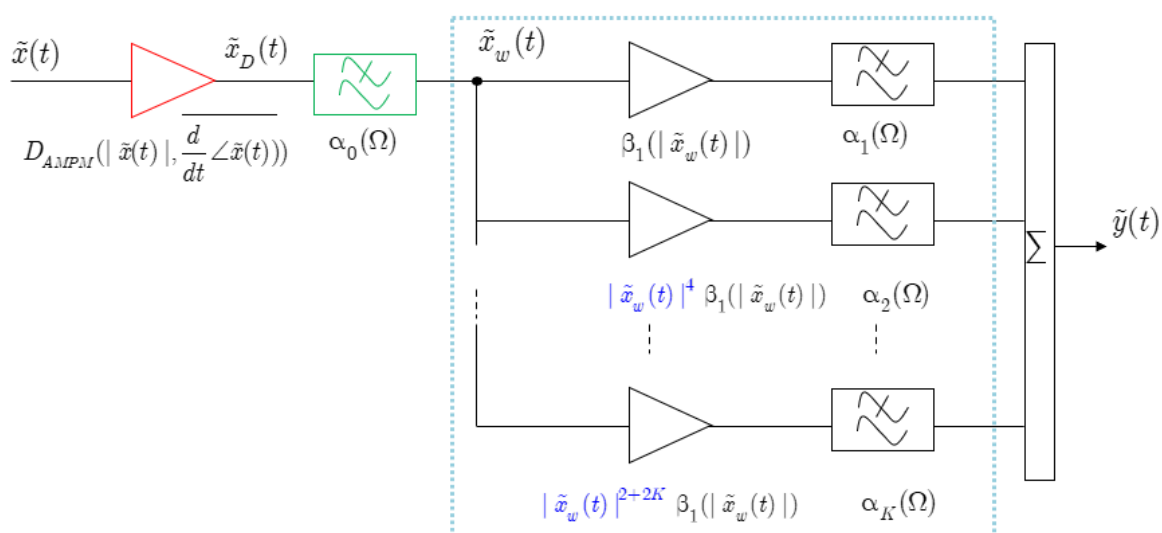


Figure 3.50 – Schéma de principe du modèle de Volterra HF extension V4

## 3.5 Evaluation des modèles étendus

### 3.5.1 Test bi-porteuses

Les deux tests bi-porteuses, configuration 1 et 2, décrits en 3.3.1, ont été appliqués successivement sur les 4 extensions du modèle Volterra HF. Les résultats sont présentés dans les figures 3.51, 3.52, 3.53 et 3.54, respectivement pour les gains de porteuses et  $C/I_3$  des configurations 1 et 2. On peut observer globalement des faisceaux de courbes dans lesquelles on distingue bien l'apport significatif des extensions vis-à-vis du modèle de base  $V_0$ , à la fois sur la prédiction des gains de porteuses et sur les  $C/I_3$ .

En ce qui concerne la comparaison entre les extensions, sans pouvoir donner de quantification numérique exacte, on peut remarquer que les extensions  $V_3$  et  $V_4$  sont plus précises que les deux autres, ce qui est somme toute attendu, puisqu'elles cumulent le plus de considérations techniques dans leur dérivation que les deux autres. Ensuite, on peut observer que l'extension  $V_4$  semble légèrement plus efficace.

Par la suite, nous avons donc récapitulé tous les tests, configurations 1 et 2, en comparant uniquement les mesures avec l'extension  $V_4$ . On peut alors voir les résultats sur les figures de 3.55 à 3.58. On peut observer que le modèle donne globalement des résultats satisfaisants, par rapport aux objectifs fixés qui étaient de reproduire la trajectoire moyenne des gains et  $C/I_3$  mesurés. L'erreur maximale par rapport à la trajectoire moyenne, observée à saturation est d'environ 0.3 dB pour les gains de porteuses et 0.5 dB pour les  $C/I_3$ . Sur les figures 3.59 et 3.60 nous présentons les résultats de la configuration de test n° 3, qui consiste en un balayage de la puissance d'entrée pour deux écart de fréquences (500 kHz et 250 MHz), On observe une bonne précision sur les gains de porteuses, avec une erreur inférieure à 0.15dB sur toute la plage de puissance. La précision est par contre moins bonne sur les courbes  $C/I_3$ , avec des points de puissance où l'erreur du modèle atteint 2dB. Cela s'explique certainement par la présence des ondulations sur les mesures de  $C/I_3$ , qui comme nous le pensons sont des résonances de phénomènes de mémoire basse fréquence, que la mécanique du modèle de Volterra HF ne peut pas reproduire.

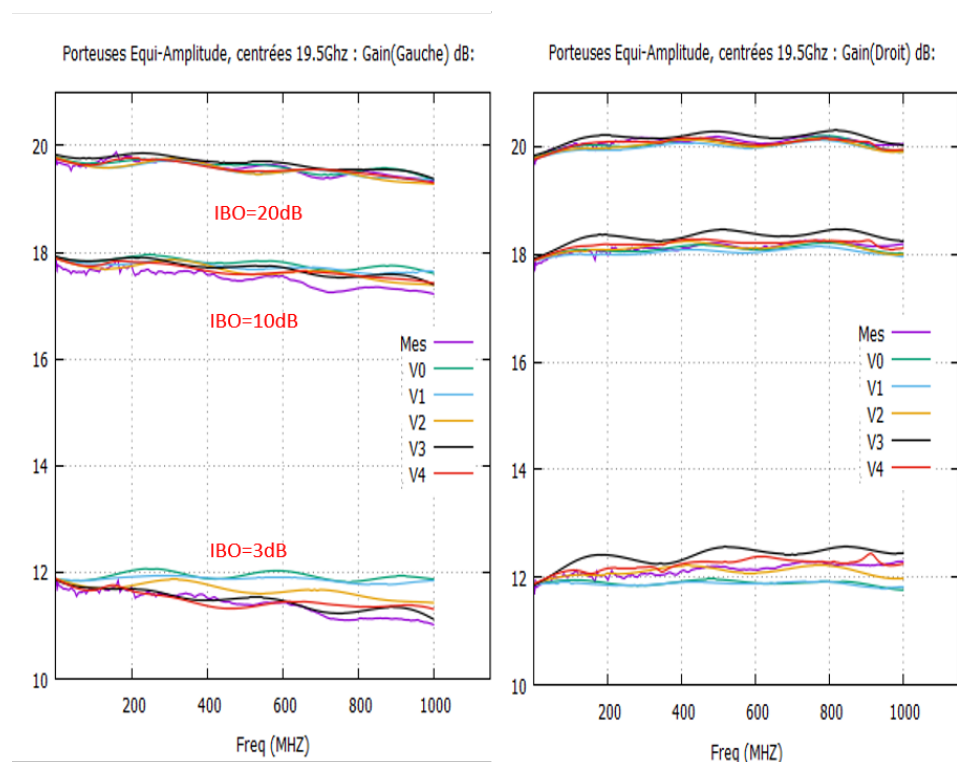


Figure 3.51 – Gain des portuses gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèles (Volterra HF  $V_0$  et extensions  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB)

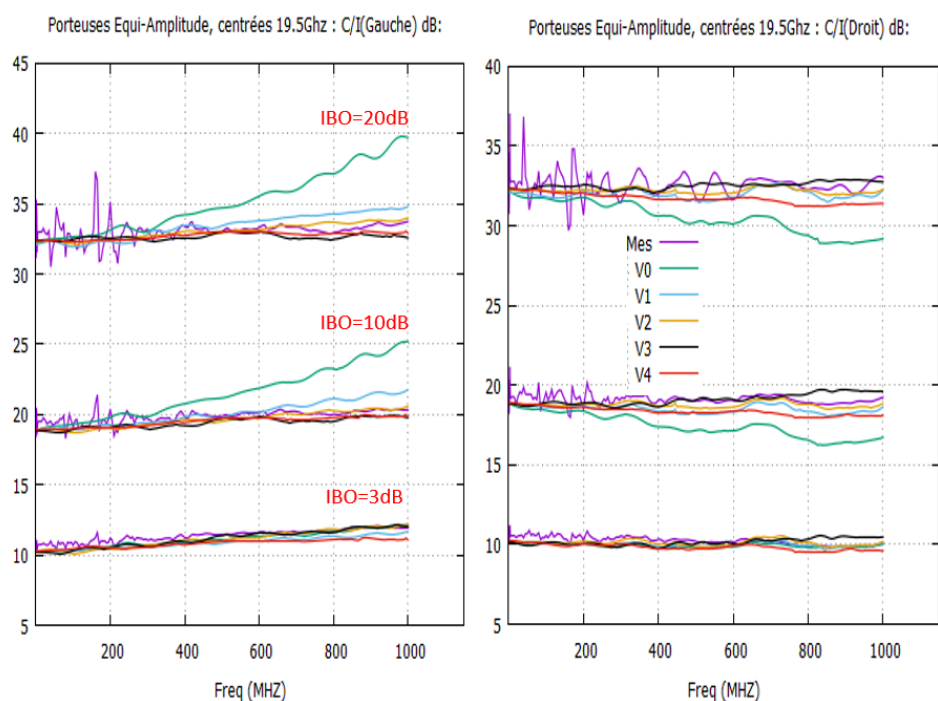


Figure 3.52 –  $C/I_3$  gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèles (Volterra HF  $V_0$  et extensions  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ ) pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB)

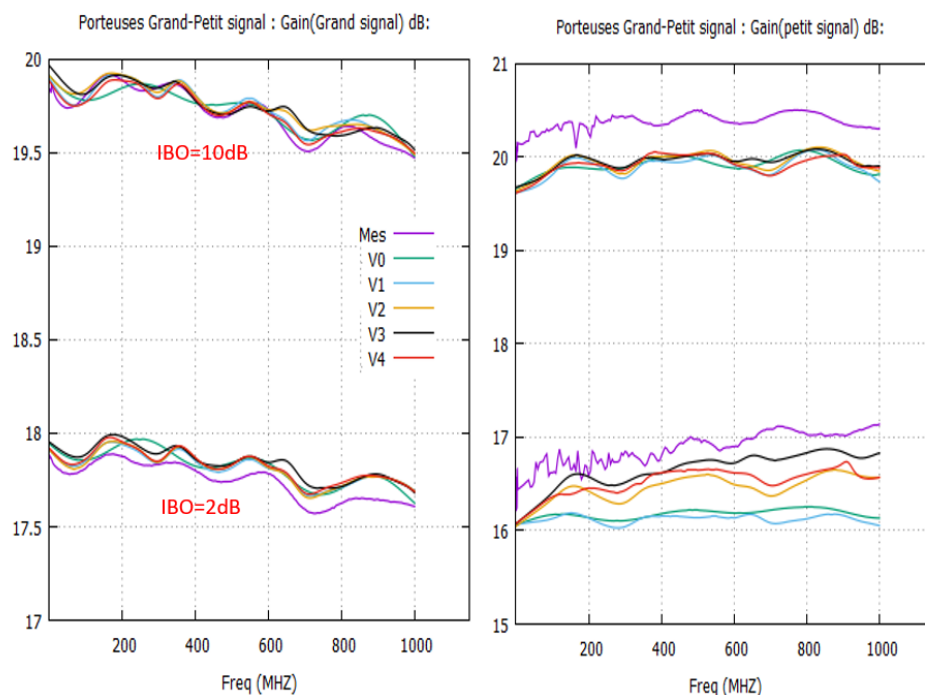


Figure 3.53 – Gain des porteuses gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèles (Volterra HF  $V_0$  et extensions  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ ) pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10dB)

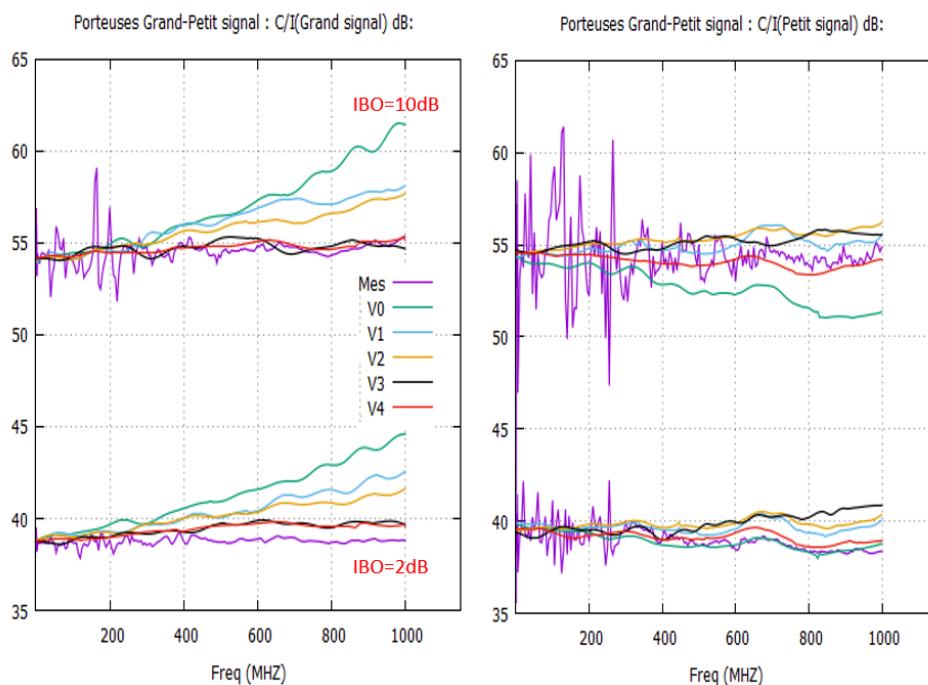


Figure 3.54 – C/I gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèles (Volterra HF  $V_0$  et extensions  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  et  $V_4$ ) pour 2 niveaux de recul (IBO = 2 et 10dB)

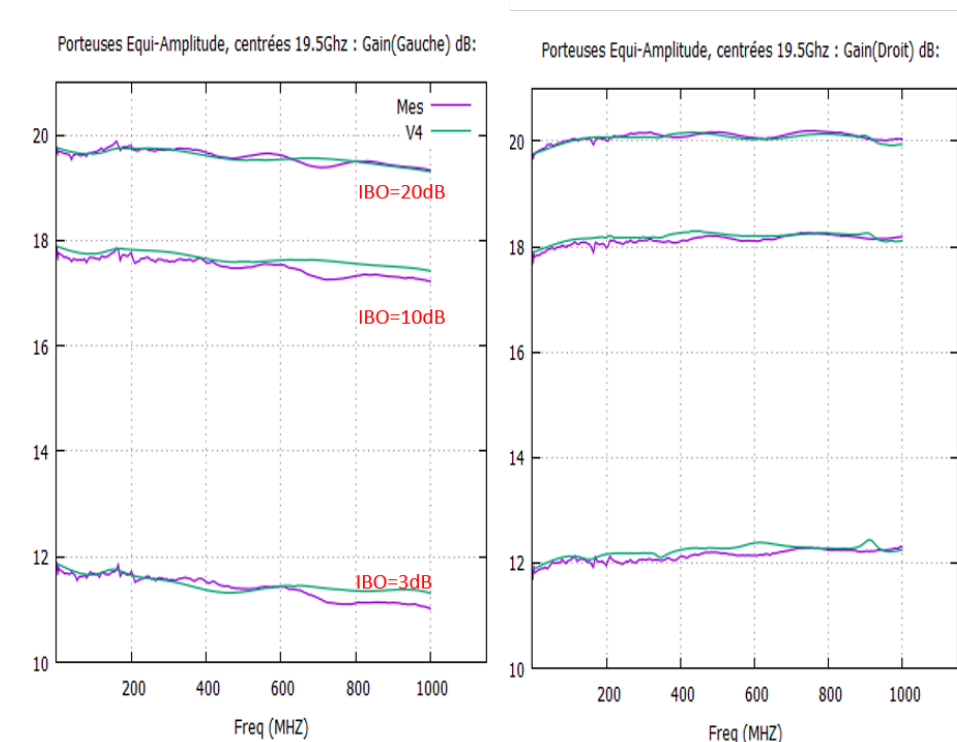


Figure 3.55 – Gain des portuses gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré à 19.5Ghz : comparaison mesures/modèle Volterra extension V<sub>4</sub>, pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB)

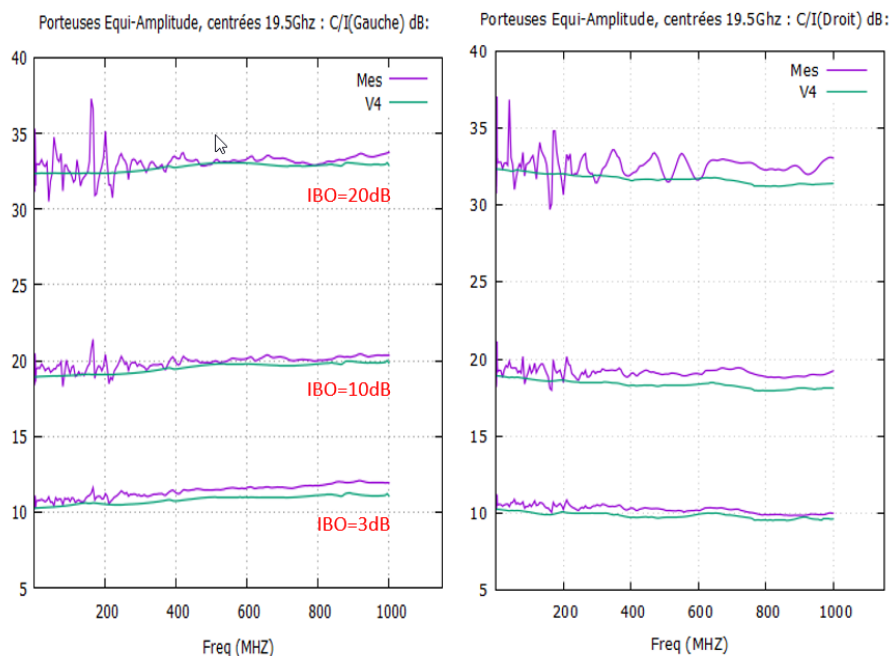


Figure 3.56 – C/I gauche et droit, fonction de l'écart de fréquence, centré 19.5Ghz : Comparaison mesures/modèle Volterra extension V<sub>4</sub>, pour 3 niveaux de recul (IBO = 3, 10 et 20dB)

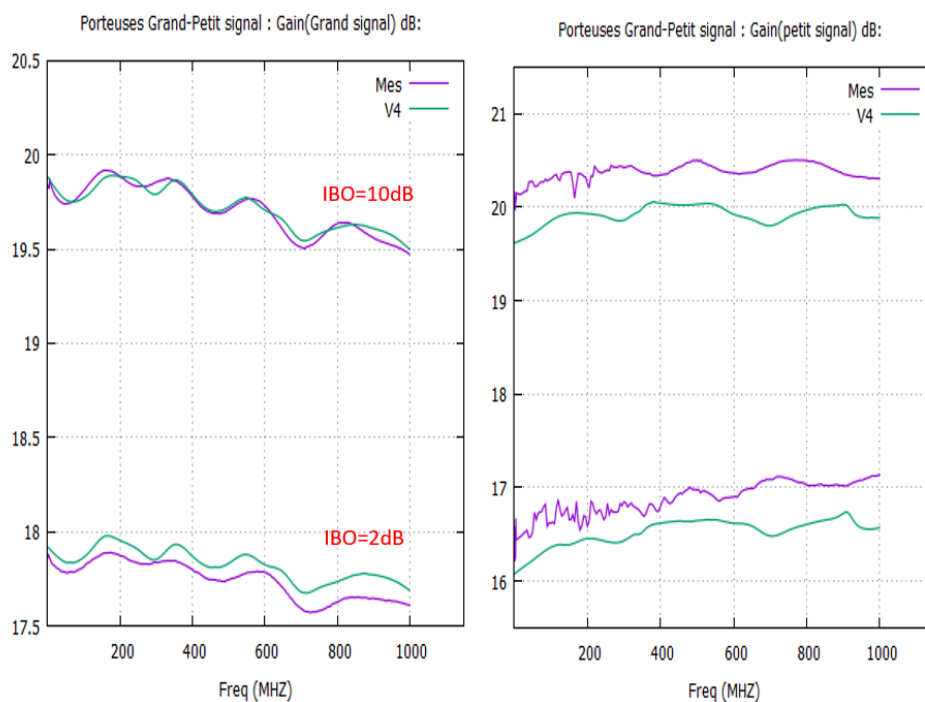


Figure 3.57 – Gain des porteuses gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra extension  $V_4$ , pour 2 niveaux de recul (IBO = 2, et 10dB)

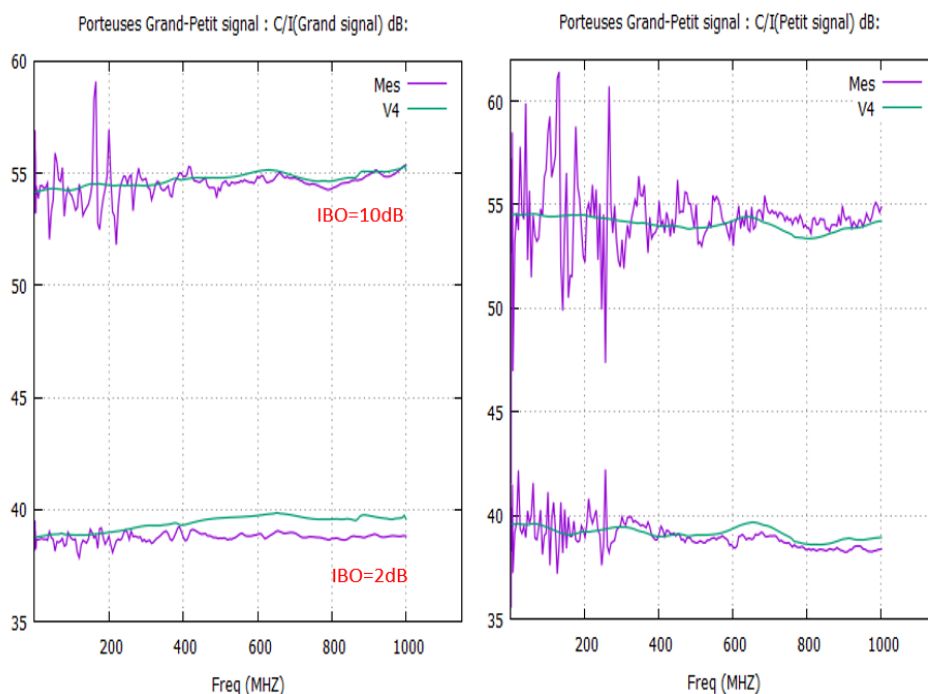


Figure 3.58 – C/I gauche (grand-signal) et droit (petit-signal, 30dBc), fonction de l'écart de fréquence : comparaison mesures/modèle Volterra extension  $V_4$ , pour 2 niveaux de recul (IBO=2, et 10dB)



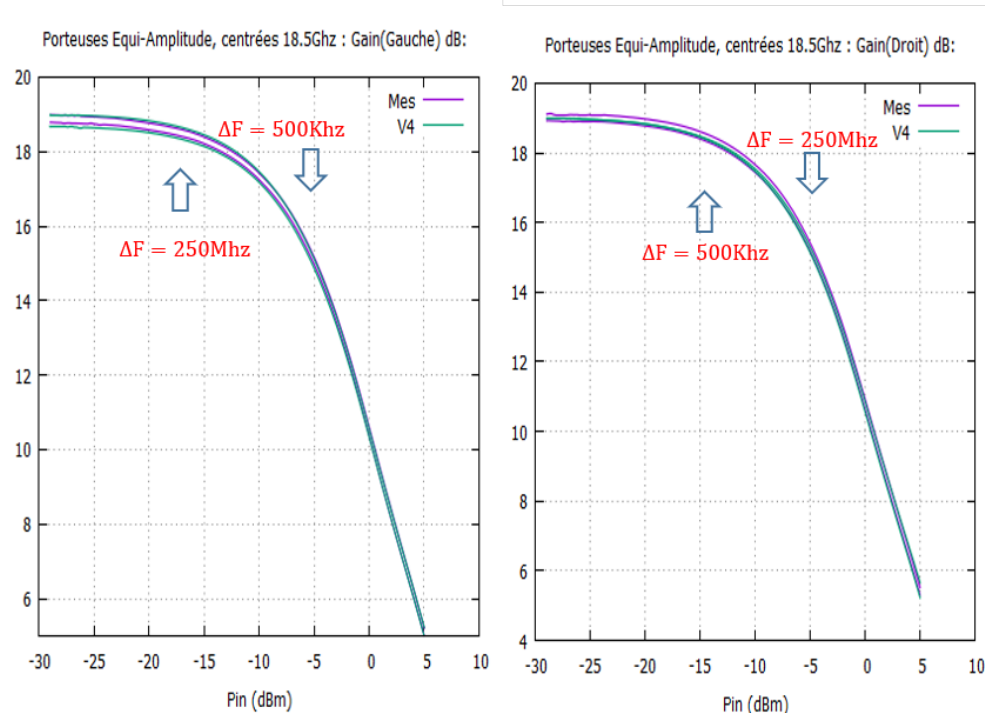


Figure 3.59 – Gain des porteuses gauche et droit, fonction de la puissance  $P_{in}$  : comparaison mesures/modèle Volterra extension  $V_4$ , pour 2 écarts de fréquence (500 kHz et 250 MHz), centré 18.5 GHz

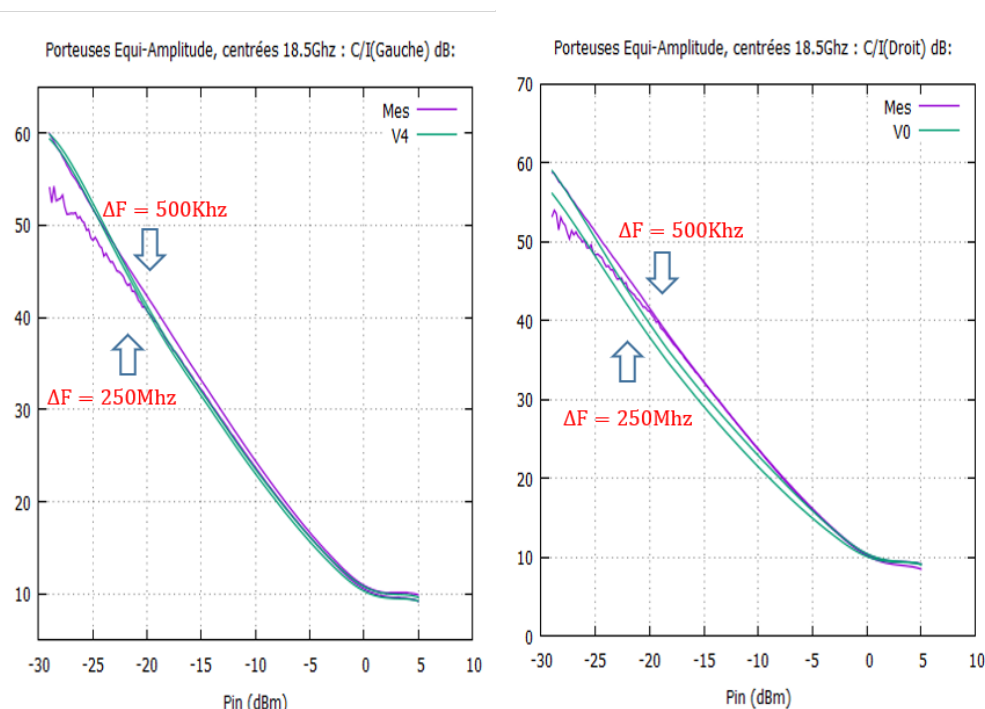


Figure 3.60 – C/I gauche et droit, fonction de la puissance  $P_{in}$  : comparaison mesures/modèle Volterra extension  $V_4$ , pour 2 écart de fréquences (500 kHz et 250 MHz), centré 18,5 GHz



### 3.5.2 Test multi-porteuses

Les mêmes configurations de signaux multi-porteuses présentés en 3.3.2 ont été appliquées à toutes les 4 extensions du modèle afin de calculer le NPR de l'ATOP. Les résultats de NPR obtenus sont présentés dans les figures 3.58 à 3.61. On observe aucune différence notable entre le modèle Volterra HF de base et les extensions, à l'exception de l'extension V<sub>3</sub>, qui s'écarte progressivement des autres modèles à forte saturation, au-dessus de 2dBm de Pin. La réponse des modèles est quasi parallèle à la mesure. L'erreur est d'environ 2dB pour la bande de signal à 40Mhz et de 1.5dB à 1dB pour les bandes de 125Mhz, 200Mhz et 500Mhz. Le fait que les différents modèles produisent à peu près le même résultat en NPR est somme toute compréhensible. En effets les topologies des modèles diffèrent simplement dans leur capacité à bien reproduire la dispersion haute fréquence. Comme cette dernière est malgré tout de faible amplitude, et notamment en zone de saturation, son impact sur la génération des produits d'intermodulation issues d'un bruit blanc est négligeable. En effet, on peut penser que, le spectre de bruit résulte d'un moyennage du parcours tempo-fréquentielle du signal sur sa bande utile et le temps d'observation, ce qui lisse les aspérités. Par contre le fait que l'erreur du modèle décroisse avec l'augmentation de la bande utile tend à accréditer la présence d'effets de mémoire basse fréquence. Dans ce cas, plus la largeur de bande est grande, moins l'impact de la mémoire basse fréquence serait importante, car elle affecterait une part de moins en moins large du spectre.

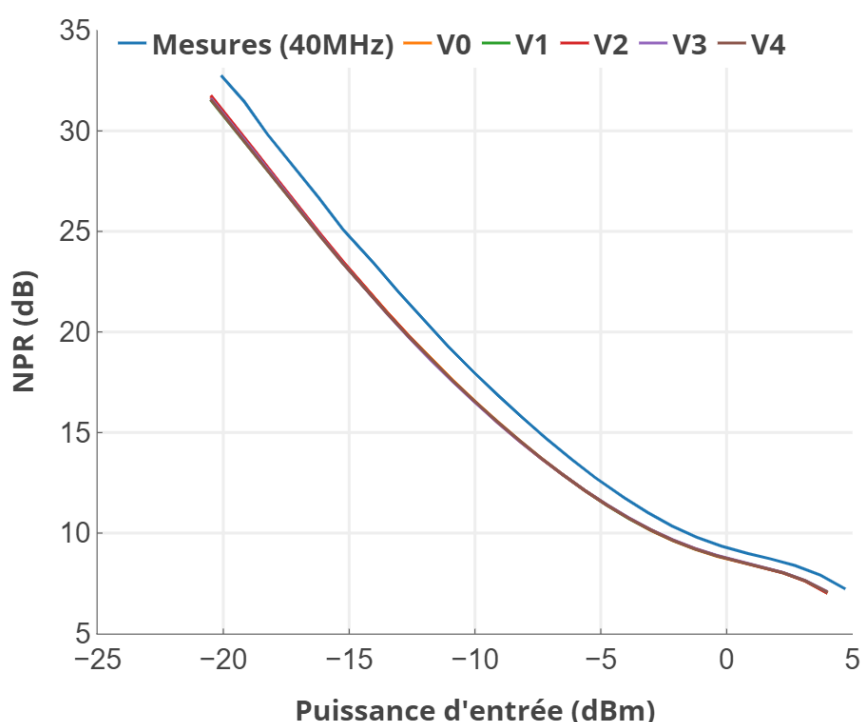


Figure 3.61 – NPR fonction de la puissance Pin, bande de signal 40 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF Vo et extensions

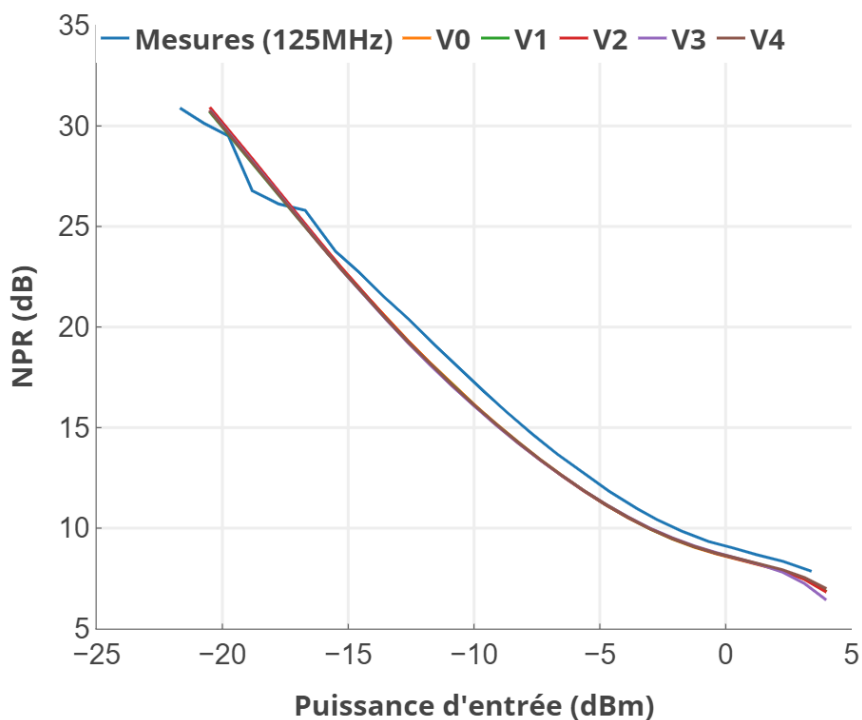


Figure 3.62 – NPR fonction de la puissance  $P_{in}$ , bande de signal 125 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF  $V_0$  et extensions

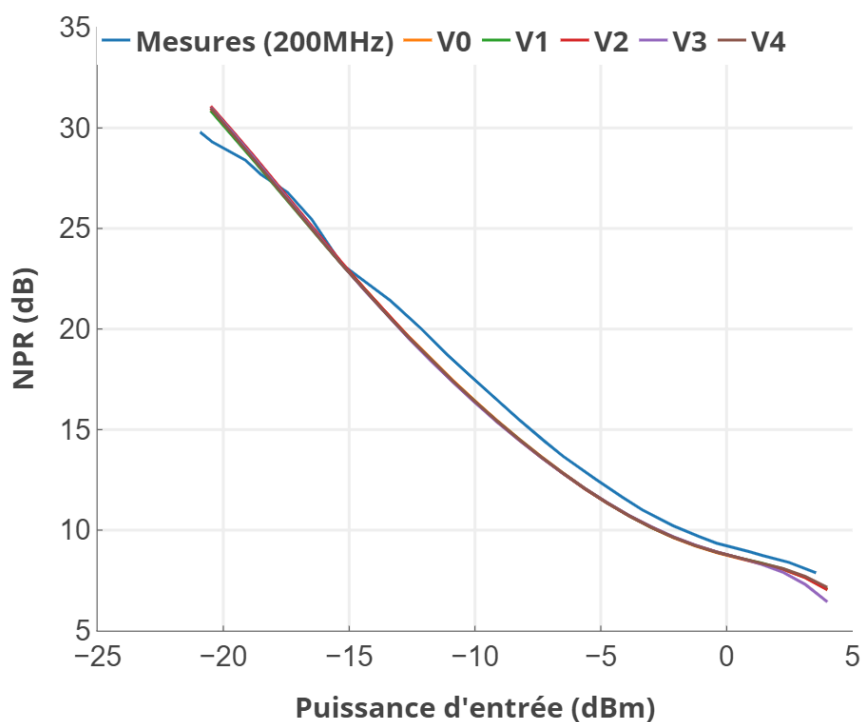


Figure 3.63 – NPR fonction de la puissance  $P_{in}$ , bande de signal 200 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF  $V_0$  et extensions

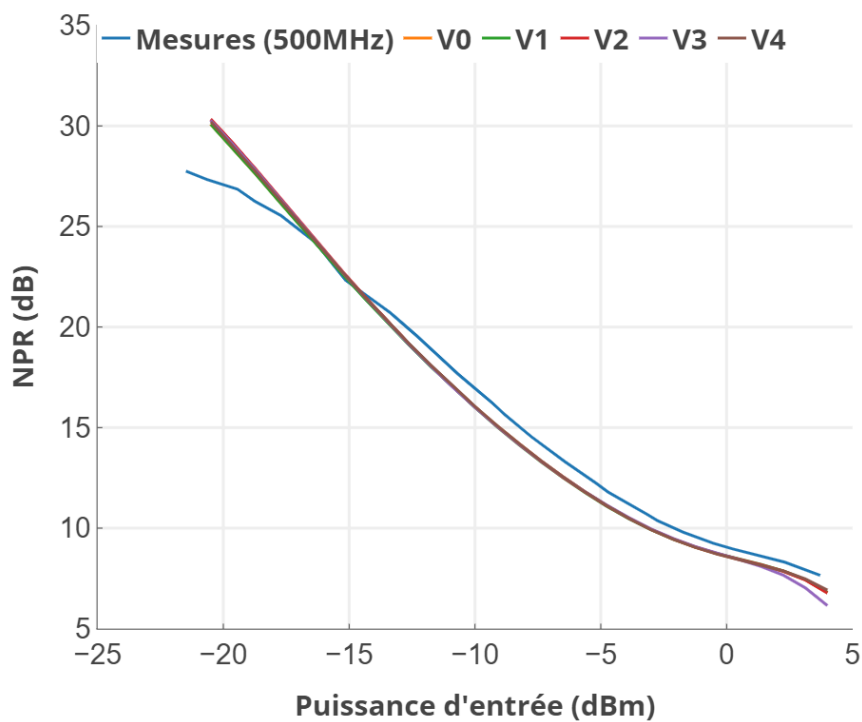


Figure 3.64 – NPR fonction de la puissance  $P_{in}$ , bande de signal 500 MHz : comparaison mesures/modèles Volterra HF  $V_0$  et extensions

### 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié l'application du modèle de Volterra HF à un ATOP spatial. Nous avons commencé par donner un rappel détaillé de la théorie du modèle et de son implémentation numérique, de manière à pouvoir bien appréhender ses forces et à mesurer les limitations. Nous avons ensuite appliqué le modèle Volterra HF de base pour l'évaluation des caractéristiques fondamentales de l'ATOP, en signaux CW, bi-porteuses et multi-porteuses. Nous avons obtenu des résultats contrastés ; en effet si la prédiction des caractéristiques CW est remarquable, celle des caractéristiques en signaux bi-porteuses s'est avérée insatisfaisante. Le modèle commet des erreurs qui croissent avec l'augmentation de l'écart entre porteuses, et deviennent significatives au-delà d'une centaine de MHz, notamment sur les produits d'intermodulation. Cependant, nous avons aussi noté que les mesures des signaux bi-porteuses présentes des ondulations rapides suivant les écarts de de porteuse, qui ne peuvent s'expliquer, au vue des courbes de mesures CW, que comme des résonances dues à des effets de mémoire basse fréquence. Dans ce contexte, on ne peut pas espérer que le modèle Volterra HF, élaboré uniquement sur la base de mesures CW, puisse prétendre pouvoir reproduire ces ondulations. Mais il reste toute même qu'un modèle HF devrait pouvoir reproduire les trajectoires moyennes des caractéristiques bi-porteuses mesurées, ce que nous n'avons pas réussi à obtenir avec le modèle Volterra HF de base. Nous avons donc dans un deuxième temps mené des expérimentations et une analyse de la structure analytique du modèle pour tenter d'identifier les sources possible d'erreurs de calcul d'intermodulations. Plusieurs observations ont été faites qui nous ont permis d'échafauder en définitive 4 extensions de la topologie du modèle, qui ont été décrite en détails. Les études préliminaires des topologies ont été réalisées sur matlab, puis ensuite affinés au sein de l'outil de modélisation système SCERNE développé au laboratoire, à partir duquel les tests présentés ont été réalisés. En définitive l'extension de modèle le plus abouti, dénommé  $V_4$ , a donné des résultats satisfaisant dans l'objectif de pouvoir reproduire les trajectoires moyennes des caractéristiques bi-porteuses. L'extension correspond globalement à un traitement un peu plus boîte grise du modèle, en identifiant trois mécanismes principaux (la présence d'un filtre linéaire à l'entrée de l'ATOP, la dispersion AMPM quasi-statique et la dispersion AMAM fortement dynamique) qui sont modélisés distinctement, utilisant des supports mathématiques adaptés à chacun. Finalement les modèles ont été évalués sur le facteur de mérite multi-porteuses de base pour les applications satcom, à savoir le NPR. Aussi bien le modèle Volterra de base que les 4 extensions ont produit sensiblement le même résultat, ce qui est plutôt dans l'attendu. Les modèles produisent une erreur sensible par rapport à la mesure, mais qui reste modérée de moins de 2dB. Cette erreur semble pouvoir bien s'expliquer comme étant la conséquence des effets de mémoire basse fréquence.

## Bibliographie

- [1] N. Le Gallou, "Modélisation par séries de volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance," PhD Thesis, 2001. [Online]. Available : <http://www.theses.fr/2001LIMO0021>
- [2] C. Mazière, "Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes radars," Ph.D. dissertation, 2004, thèse de doctorat dirigée par Nébus, Jean-Michel Électronique des hautes fréquences et optoélectronique Limoges 2004. [Online]. Available : <http://www.theses.fr/2004LIMO0026>
- [3] C. Quindroit, "Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique," Ph.D. dissertation, 2010, thèse de doctorat dirigée par Ngoya, Edouard et Nébus, Jean-Michel Électronique des hautes fréquences et optoélectronique Limoges 2010. [Online]. Available : <http://www.theses.fr/2010LIMO4033>
- [4] D. Gapillout, "Développement de bancs de tests dédiés à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance rf et micro-ondes," Ph.D. dissertation, 2017, thèse de doctorat dirigée par Ngoya, Edouard et Mons, Sébastien Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes Limoges 2017. [Online]. Available : <http://www.theses.fr/2017LIMO0071>
- [5] H. E. Hamoud, "Linéarisation par pré-distorsion numérique d'amplificateurs de puissance pour les nouvelles générations des systèmes de télécommunications," Ph.D. dissertation, 2019, thèse de doctorat dirigée par Ngoya, Edouard et Mons, Sébastien Electronique des hautes fréquences, photonique et systèmes Limoges 2019. [Online]. Available : <http://www.theses.fr/2019LIMO0110>
- [6] J. Wood and D. E. Root, Eds., *Fundamentals of nonlinear behavioral modeling for RF and microwave design*, ser. Artech House microwave library. Boston : Artech House, 2005.
- [7] C. de Boor, *A Practical Guide to Splines*. Springer New York, 1978. [Online]. Available : <https://doi.org/10.10072F978-1-4612-6333-3>
- [8] B. Gustavsen and A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, 1999.

## Conclusion et perspectives

Les travaux présentés dans ce manuscrit ont porté sur l'étude de potentialités de modélisation comportementale d'un ATOP utilisé dans les systèmes de communication par satellite. Cette étude hérite d'une base importante de développements menés ces vingt dernières années au laboratoire XLIM autour de la modélisation comportementale de système non linéaire à mémoire.

Le premier objectif de ce travail était d'évaluer les capacités du modèle de Volterra HF face à un dispositif fortement non linéaire large bande et présentant des effets dispersifs HF importants. Le second objectif était de développer, à partir des constatations faites sur le modèle initial de Volterra HF, de nouveaux modèles permettant de compenser ses défauts.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté l'architecture d'un système de communication par satellite et dégagé le rôle primordial du dispositif d'amplification de puissance dans le bilan de liaison de la transmission. Ceci a conduit à introduire la présentation de la technologie d'amplificateur de puissance à tube à ondes progressives et à décrire les méthodes de caractérisation des effets non linéaire et de mémoire permettant le réglage de ce dispositif dans le compromis à réaliser entre la linéarité et le rendement énergétique. Ces caractérisations sont associées à des figures de mérite qui nous ont servi dans l'évaluation de la qualité des modèles comportementaux utilisés dans ces travaux.

Dans le chapitre 2, nous avons commencé par une présentation des différents niveaux hiérarchiques de la modélisation des TOP afin de montrer l'intérêt de la modélisation comportementale pour la simulation de niveau système. Une étude des nombreuses méthodes de modélisation comportementale publiées dans la littérature scientifique a montré le défi que représente la description d'un système non linéaire à mémoire. Malgré l'aptitude des modèles issus de la théorie des séries de Volterra à prendre en compte ces phénomènes physiques, la difficulté à dimensionner l'ordre d'approximation de la non linéarité et de la mémoire ainsi que la dépendance du modèle aux caractéristiques du signal d'extraction des coefficients, freine son utilisation dans un contexte de simulation système pour une large gamme de problèmes. Pour répondre à cette contrainte, le formalisme de Volterra à noyaux dynamiques a été rappelé à la fin de ce chapitre permettant d'introduire le modèle de Volterra HF traité dans le chapitre 3. Le développement théorique a mis en évidence son aptitude à exprimer séparément les phénomènes liés à la mémoire haute et basse fréquence, qualité essentielle dans l'approche utilisée par la suite dans le cadre du chapitre 3.

Dans ce dernier chapitre, nous avons détaillé la démarche mathématique et l'implémentation pratique du modèle de Volterra HF et nous avons mis en application cette

méthode de modélisation sur un ATOP. Le modèle de Volterra HF a présenté d'excellents résultats dans la reproduction des caractéristiques CW sur une large bande de fréquence de 5 GHz. Aussi, le modèle a été évalué dans un contexte de simulation utilisant des signaux bi-porteuses dans plusieurs configurations de puissance moyenne et d'écart entre les porteuses. Les résultats obtenus concluent également une prédiction relativement satisfaisante du niveau des puissances des porteuses pour des écarts allant jusqu'à 1 GHz. Cependant, nous avons constaté une différence importante sur la figure de mérite  $C/I_3$ , notamment des écarts entre les porteuses dépassant les 300 MHz. Cette limitation à pouvoir représenter correctement le comportement de l'ATOP face à un signal 2 tons a motivé le développement de topologies alternatives dans la structure du modèle. Les différentes topologies ont été évaluées, la version la plus aboutie a donné des résultats satisfaisants sur la prédiction des  $C/I_3$  et du NPR, malgré un biais que nous pensons être dû à des effets de mémoire basse fréquence ne pouvant être pris en compte par ce principe de modèle.

Ces travaux ont fait l'objet de 2 communications internationales et 1 communication nationale. Les méthodes étudiées ont été adoptées dans l'outil de modélisation SCERNE développé par la plateforme de simulation système du laboratoire XLIM, qui par ailleurs fait l'objet d'un transfert technologique vers la société AMCAD Engineering.

Les perspectives de ces travaux seraient de poursuivre l'évaluation du modèle pour des signaux de test complémentaires au bruit blanc tels que ceux disponibles dans le standard DVB-S2X. Nous pourrions évaluer les potentialités du modèle à prédire le signal de sortie démodulé et estimer le taux d'erreur binaire, critère final important dans l'étude d'un nouveau projet de développement de satellite. Par ailleurs, les mesures 2 tons réalisées par le CNES semblent révéler la présence d'effets de mémoire BF au sein de l'ATOP. La prise en compte de ces effets dans le modèle comportementale pourrait être bénéfique dans la prédiction du  $C/I$  et notamment du NPR où nous avons constaté un décalage de 1 à 2dB. L'étude d'un tel modèle a été entrepris dans la plusieurs travaux de thèse à XLIM, notamment dans la thèse de Damien Gapillout dans laquelle une nouvelle méthodologie de mesure pour la caractérisation de PA a été développée. Ce modèle, nommé TPM-NIM (Two-Path Memory Nonlinear Integral Model) est composé de deux voies : la première représentant la mémoire HF et la seconde de la mémoire BF. La voie HF pourrait bénéficier de l'apport des travaux présentés dans ce manuscrit. La technique de mesure nécessite l'acquisition du produit d'intermodulation d'ordre 3 en amplitude et en phase, dans des conditions d'excitation porteuses grande et petit signal. Cette technique n'a été à ce jour appliquée que pour des amplificateurs SSPA, sur des bandes passantes relativement faibles, inférieures à 200 MHz. Le passage l'ATOP nécessiterait de pouvoir réaliser une mesure précise, calibrée en phase, des intermodulations sur de plus de grandes largeurs de bande.

## Publications et communications relatives à ce travail

W. Saabe, J. Sombrin, E. Ngoya, G. Soubercaze-Pun and L. Lapierre, "Volterra-based modeling of traveling wave tube amplifier for system level simulation," 2017 Eighteenth International Vacuum Electronics Conference (IVEC), 2017, pp. 1-2, doi : 10.1109/IVEC.2017.8289586.

W. Saabe, E. Ngoya, J. Sombrin, G. Soubercaze-Pun and L. Lapierre, "Continuous-time modeling of a Traveling-Wave Tube amplifier," 2015 Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits Workshop (INMMiC), 2015, pp. 1-3, doi : 10.1109/INMMiC.2015.7330371.

W. Saabe, J. Sombrin, and E. Ngoya, "Analyse du modèle de volterra pour amplificateur de puissance rf." 19èmes Journées Nationales Microondes, 2-5 Juin 2015- Bordeaux, 2015, p.3.



# Annexe

## Annexe 1 : Passage en bande de base de la partie dynamique de la série de Volterra

Le passage du modèle en bande de base a déjà été traité dans le chapitre 2 concernant la partie statique (équation 2.14).

Nous présentons ici le développement dans le formalisme d'enveloppe complexe de la partie dynamique d'ordre 1 avec l'expression explicite du noyau dynamique :

$$\begin{aligned}
 y_{DYN}(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \binom{p}{d} x^{p-d}(t) (x(t - \tau_1) - x(t)) d\tau_1 \\
 &= \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} [\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t} + \tilde{x}^*(t)e^{-j\omega_0 t}]^{p-d} e^{j\omega_0 t} (\tilde{x}(t - \tau_1)e^{-j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}(t)) d\tau_1 \\
 &\quad + \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} [\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t} + \tilde{x}^*(t)e^{-j\omega_0 t}]^{p-d} e^{-j\omega_0 t} (\tilde{x}^*(t - \tau_1)e^{j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}^*(t)) d\tau_1
 \end{aligned} \tag{30}$$

Grâce à la formule du binôme de Newton, on a :

$$\begin{aligned}
 y_{DYN}(t) &= \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} \\
 &\quad \sum_{k=0}^{p-d} \binom{p-d}{k} [\tilde{x}(t)]^{p-d-k} [\tilde{x}^*(t)]^k e^{j(p-d-2k+1)\omega_0 t} (\tilde{x}(t - \tau_1)e^{-j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}(t)) d\tau_1 \\
 &\quad + \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_p) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} \\
 &\quad \sum_{k=0}^{p-d} \binom{p-d}{k} [\tilde{x}(t)]^{p-d-k} [\tilde{x}^*(t)]^k e^{j(p-d-2k-1)\omega_0 t} (\tilde{x}^*(t - \tau_1)e^{j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}^*(t)) d\tau_1
 \end{aligned} \tag{31}$$

Seules les composantes autour de  $f_0$  sont conservées dans le modèle en bande de base et de ce fait les conditions suivantes doivent être satisfaites sur chaque exponentielle complexe :

$$\begin{cases} p - d - 2k + 1 = 1 \\ p - d - 2k - 1 = 1 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} p - d = 2k \\ p - d = 2k + 2 \end{cases} \tag{32}$$

D'où le résultat suivant pour la partie dynamique dans le formalisme d'enveloppe complexe,

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{DYN}(t) = & \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_P) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} \sum_{k=0}^{p-d} \binom{2k}{k} |\tilde{x}(t)|^{2k} \left( \tilde{x}(t - \tau_1) e^{-j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}(t) \right) d\tau_1 \\ & + \sum_{p=1}^P \int_0^T h_p(\tau_1, \dots, \tau_P) \binom{p}{d} \frac{1}{2^{p-d}} \sum_{k=0}^{p-d} \binom{2k+2}{k} |\tilde{x}(t)|^{2k+2} e^{j2\phi_x} \left( \tilde{x}^*(t - \tau_1) e^{j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}^*(t) \right) d\tau_1 \end{aligned} \quad (33)$$

Ainsi, la partie dynamique est composée de deux noyaux dynamiques dépendant du carré du module du signal d'entrée dont simplifiera la notation comme ci-dessous :

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{DYN}(t) = & \int_0^T \tilde{h}_1(|\tilde{x}(t)|^2, \tau_1) \left( \tilde{x}(t - \tau_1) e^{-j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}(t) \right) d\tau_1 \\ & + \int_0^T \tilde{h}_2(|\tilde{x}(t)|^2, \tau_1) e^{j2\phi_x} \left( \tilde{x}^*(t - \tau_1) e^{j\omega_0 \tau_1} - \tilde{x}^*(t) \right) d\tau_1 \end{aligned} \quad (34)$$



**Validation et extension non analytique de la théorie des modèles de Volterra à noyaux dynamiques**

**Résumé :** Ces travaux de thèse concernent l'étude de potentialités de modélisation comportementale d'un amplificateur à tube à ondes progressives utilisé dans les systèmes de communication par satellite. Cette étude hérite d'une base importante de développements menés ces vingt dernières années au laboratoire XLIM autour de la modélisation comportementale de système non linéaire à mémoire parmi lesquels le modèle de Volterra HF. Le premier objectif de ce travail est d'évaluer les capacités du modèle de Volterra HF face à un dispositif fortement non linéaire large bande et présentant des effets dispersifs HF importants. Le second objectif est de développer, à partir des constatations faites sur le modèle initial de Volterra HF, de nouveaux modèles permettant de compenser ses défauts. L'évaluation de ces nouvelles méthodes de modélisation est faite sur les figures de mérite telles que le  $C/I_3$  et le NPR.

**Mots clés :** Modélisation comportementale, Amplificateur de puissance, Tube à ondes progressives, Mémoire non linéaire, Volterra.

**Validation et extension non analytique de la théorie des modèles de Volterra à noyaux dynamiques**

**Abstract :** This thesis work concern the study of behavioral modeling potential of a traveling wave tube amplifier used in satellite communication systems. This study inherits an important base of developments carried out over the last twenty years at the XLIM laboratory around the behavioral modeling of nonlinear memory systems, including HF Volterra model. The first objective of this work is to evaluate the capabilities of the HF Volterra model facing a strongly nonlinear broadband device and exhibiting significant HF dispersive effects. The second objective is to develop, from the observations made on the initial model of Volterra HF, new models making it possible to compensate for its defects. The evaluation of these new modeling methods is made on the figures of merit such as  $C / I_3$  and the NPR.

**Keywords :** Behavioral modeling, Power amplifier, traveling wave tube, Nonlinear memory, Volterra.

**LABORATOIRE XLIM - UMR CNRS n°7252**  
123, Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES