

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2012

Thèse N° 13-2012

## Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes**

présentée et soutenue par

**Florent BESOMBES**

le 20 avril 2012

# Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radars à bande étroite

**Thèse dirigée par Edouard NGOYA et Raphaël SOMMET**

### JURY :

<b>Bernard Huyart</b>	Professeur, ENST Paris	Rapporteur
<b>Martine Villegas</b>	Professeur, Université de Marne-la-Vallée	Rapporteur
<b>Jean-Marc Lesage</b>	Ingénieur, DGA/DMI, Bruz	Examineur
<b>Jean-François Villemazet</b>	Ingénieur, THALES Alenia Space, Toulouse	Examineur
<b>Raymond Quéré</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>Edouard Ngoya</b>	Directeur de recherche CNRS, Université de Limoges	Examineur
<b>Raphael Sommet</b>	Chargé de Recherche CNRS, Université de Limoges	Examineur
<b>Julie Mazeau</b>	Ingénieur, THALES Systèmes Aéroportés, Elancourt	Examineur
<b>Jean-Paul Martinaud</b>	Ingénieur, THALES Systèmes Aéroportés, Elancourt	Invité
<b>Marc Vanden Bossche</b>	Ingénieur, NMDG, Bornem	Invité
<b>Sébastien Mons</b>	Chargé de Recherche CNRS, Université de Limoges	Invité



*A tous ceux qui me sont chers,*



## *Remerciements*

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués successivement au sein du laboratoire XLIM et à THALES Systèmes Aéroportés (TSA).

Je tiens donc à remercier M. Dominique CROS, Professeur à l'Université de Limoges et Directeur d'XLIM, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire, de même que M. Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe « Composants, Circuits, Signaux et Systèmes hautes fréquences » (*C2S2*).

Je remercie également M. Jean-Paul MARTINAUD, Responsable du service « Radio Frequency Modeling » (RFM), de m'avoir accueilli au sein de son équipe à TSA à Elancourt.

J'exprime toute ma gratitude à Mme. Martine VILLEGAS, Professeur à l'Université de Marne-la-Vallée ainsi qu'à M. Bernard HUYART, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Paris, de juger ce travail en qualité de rapporteurs et de participer au jury.

J'adresse mes remerciements à M. Jean-Marc LESAGE, Ingénieur à la Direction Générale de l'Armement à Bruz, M. Jean-François VILLEMAZET, Ingénieur à THALES Alenia Space à Toulouse, M. Raymond QUERE, Professeur de Université de Limoges, M. Marc VANDEN BOSSCHE, Ingénieur à NMDG à Bornem (Belgique), ainsi qu'à M. Sébastien MONS, Chargé de Recherche CNRS à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de composer le jury.

J'adresse mes plus vifs remerciements à M. Edouard NGOYA, directeur de recherche CNRS, et M. Raphaël SOMMET, Chargé de recherche CNRS, pour avoir dirigé ces recherches. Je tiens particulièrement à souligner leur grande disponibilité et les remercie pour les conseils pertinents et les remarques critiques qu'ils ont su me prodiguer.

J'exprime mes remerciements à Melle. Julie MAZEAU et à M. Jean-Paul MARTINAUD pour avoir suivi ces travaux mais également pour leur partage de connaissances techniques au-delà du sujet de thèse au cours de mes années passées à TSA.

Un grand merci également à Christian RENARD, référent technique à TSA, pour l'aide et les encouragements qu'il m'a apporté durant la rédaction de ce mémoire.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont témoignées de leur soutien et de leur sympathie à TSA au sein du département « Ingénierie Matérielle » (IM). Je souhaite exprimer ma vive reconnaissance à M. Thierry BARBIER, M. Thierry BONZOM, M. Thierry DECAESTEKE, M. Patrick CERON, M. Jean-François FOURMONT, Mme. Fabienne LEROY, M. Marc-yves LIENHART, M. Paul MUNDLER, M. Samuel NOSAL, M. Gilles SALIN, Ingénieurs à TSA, pour nos nombreux échanges techniques et leur bonne humeur quotidienne. Je remercie Ginette et Patricia pour leur assistance précieuse. Je tiens également à remercier Xavier à qui je souhaite un prompt rétablissement.

Je tiens à faire part de mes remerciements à toute l'équipe de recherche C2S2 d'Xlim de Limoges et Brive ainsi qu'à tout le personnel de l'IUT GEII de Brive pour leur accueil toujours chaleureux. Je réserve ma sympathie à Hélène et Marie-Claude pour leur aide précieuse et leur sympathie.

Mes pensées se tournent naturellement vers l'ensemble de mes collègues doctorants avec qui j'ai pu partager un bout de chemin : Sylvain, Mougi, Freezou, Guillaume, Jad, Antonio, Hassan, Adeline, Abdel, Olivier, Pika, Manou et Alain pour ne citer qu'eux. Je souhaite bon courage à Sébastien, Clément, Adeline et Leïla pour la fin de leur thèse.

Enfin, j'exprime ma reconnaissance à toute ma famille, à Clémence et à tous mes amis.







# Table des matières

---

<b>Table des matières</b>	<b>1</b>
<b>Table des figures</b>	<b>6</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>12</b>
<b>Introduction générale</b>	<b>14</b>
<b>Chapitre 1 : Contexte général</b>	<b>18</b>
1.1 Introduction	19
1.2 Description générale des radars	20
1.2.1 Historique et applications	20
1.2.2 Principe du radar à impulsions	22
1.2.2.1 Mesure de la distance	22
1.2.2.2 Mesure angulaire	23
1.2.2.3 Mesure de la vitesse radiale de la cible	23
1.2.3 Composition du radar	25
1.2.4 Signaux radars	26
1.2.4.1 Signal <i>CW</i> pulsé	27
1.2.4.2 Compression d'impulsion	28
1.2.5 Critères de performance	29
1.2.5.1 Précision et pouvoir discriminateur	29
1.2.5.2 Portée du radar	31
1.3 Radars à antennes actives	33
1.3.1 Principe des radars à balayage électronique	33
1.3.1.1 Antennes réseaux	33
1.3.1.2 Principe du balayage électronique	34
1.3.2 Antennes actives	35
1.3.2.1 Définitions et architecture	35
1.3.2.2 Applications	36
1.3.2.3 Intérêts opérationnels et contraintes	38
1.3.3 Modules d'émission/réception	40
1.3.3.1 Architecture des modules d'émission/réception	40
1.3.3.2 Evolutions technologiques	42
1.3.3.3 La simulation dans le développement des modules <i>ER</i>	43
1.4 Amplificateurs de puissance dans le contexte radar	45
1.4.1 Fonction et topologie	45
1.4.2 Facteurs de mérite associés au contexte radar	46
1.4.2.1 Bilan énergétique	46
1.4.2.2 Caractéristiques monoporteuses	47
1.4.2.3 Caractéristiques biporteuses	48
1.4.3 Effets non-linéaires : origines et impacts sur les signaux radar	50
1.4.3.1 Effets de mémoire hautes fréquences	50
1.4.3.2 Effets de mémoire basses fréquences	52
1.4.3.3 Interaction des effets non linéaires à mémoire	55
1.4.3.4 Effets des désadaptations	56

1.4.4	Impacts sur les performances globales du radar . . . . .	58
1.5	Conclusion . . . . .	60

## Chapitre 2 : Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour applications radar . . . . . 62

2.1	Introduction . . . . .	63
2.2	Simulation circuit . . . . .	64
2.2.1	Intégration temporelle . . . . .	64
2.2.2	Equilibrage harmonique . . . . .	65
2.2.3	Transitoire d'enveloppe . . . . .	66
2.3	Simulation système . . . . .	67
2.3.1	Principe de la modélisation comportementale . . . . .	67
2.3.2	Formalisme caractéristique du comportement d'un système non linéaire . . . . .	69
2.3.3	Modélisation comportementale appliquée aux amplificateurs de puissance . . . . .	70
2.4	Modèles comportementaux unilatéraux d'amplificateurs de puissance . . . . .	72
2.4.1	Modèles sans mémoire . . . . .	72
2.4.2	Modèles à mémoire haute fréquence . . . . .	73
2.4.3	Modèles à mémoire haute et basse fréquence . . . . .	74
2.4.3.1	Les séries de Volterra classiques . . . . .	75
2.4.3.2	Le modèle de Volterra dynamique à deux noyaux . . . . .	76
2.4.3.3	Le modèle de Volterra dynamique à un noyau . . . . .	79
2.4.3.4	Le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire . . . . .	80
2.4.3.5	Les séries de Volterra modulées . . . . .	81
2.4.3.6	Modèle de Volterra électrothermique . . . . .	83
2.5	Modèles comportementaux bilatéraux d'amplificateurs de puissance . . . . .	85
2.5.1	Définition des variables . . . . .	85
2.5.2	Modèle de paramètres S fort signal large bande . . . . .	87
2.5.3	Problématique des systèmes passe-bande . . . . .	91
2.5.4	Problématique de fortes désadaptations . . . . .	91
2.6	Conclusion . . . . .	94

## Chapitre 3 : Modélisation électrothermique comportementale de l'amplificateur de puissance 96

3.1	Introduction . . . . .	97
3.2	Schéma équivalent du modèle . . . . .	98
3.3	Modélisation de la cellule électrique . . . . .	100
3.3.1	Modélisation de la voie $RF/RF$ . . . . .	100
3.3.2	Modélisation de la voie de conversion $RF/DC$ . . . . .	105
3.3.3	Extraction des paramètres S non linéaires d'ordre $n : S_{ij,n}$ . . . . .	106
3.3.4	Etude de l'influence de l'ordre du développement du modèle . . . . .	108
3.3.5	Modélisation de la dépendance thermique . . . . .	117
3.3.6	banc d'extraction du modèle électrique . . . . .	119

3.4	Modélisation de la cellule thermique . . . . .	121
3.4.1	Introduction . . . . .	121
3.4.2	Création d'un modèle thermique réduit d'amplificateur de puissance	122
3.4.2.1	Création des modèles éléments finis simplifiés des transistors	125
3.4.2.2	Évaluation du couplage thermique inter-étage . . . . .	127
3.4.2.3	Modèle éléments finis simplifié de l'amplificateur . . . . .	128
3.4.3	Réduction d'ordre du modèle d'éléments finis . . . . .	130
3.4.4	Conclusion . . . . .	133
3.5	Présentation de l'environnement de simulation . . . . .	134
3.5.1	Le logiciel <i>Scilab</i> . . . . .	134
3.5.2	Le simulateur <i>ScicosLab</i> . . . . .	134
3.5.3	Le langage <i>Modelica</i> . . . . .	135
3.5.4	La plateforme de simulation <i>SCERNE</i> . . . . .	135
3.5.5	Implémentation numérique du modèle comportemental . . . . .	136
3.6	Evaluation du modèle électrothermique complet . . . . .	138
3.6.1	Extraction du modèle . . . . .	140
3.6.2	Validation du modèle dans le simulateur <i>ScicosLab</i> . . . . .	142
3.6.2.1	Validation isotherme de la cellule électrique . . . . .	142
3.6.2.2	Validation du modèle électrothermique complet . . . . .	144
3.6.3	Synthèse . . . . .	147
3.6.4	Perspectives . . . . .	148
3.7	Conclusion . . . . .	149
	<b>Conclusion Générale . . . . .</b>	<b>152</b>
	<b>Bibliographie . . . . .</b>	<b>156</b>
	<b>Annexes . . . . .</b>	<b>166</b>
	<b>Glossaire . . . . .</b>	<b>176</b>
	<b>Publications et communications relatives à ce travail . . . . .</b>	<b>178</b>
	<b>Résumé . . . . .</b>	<b>180</b>

# Table des figures

---

1.1	Principe du radar à impulsions . . . . .	22
1.2	Emission découpée . . . . .	22
1.3	Principe de la mesure angulaire . . . . .	23
1.4	Principe de la vitesse radiale d'une cible . . . . .	24
1.5	Schéma synoptique simplifié d'un radar . . . . .	25
1.6	Allure temporelle d'enveloppe de rafales d'impulsions . . . . .	27
1.7	Allure temporelle d'une impulsion de type <i>CW</i> . . . . .	27
1.8	Allure temporelle d'une impulsion de type chirp modulée linéairement en fréquence . . . . .	29
1.9	Exemples de radars de pointe avant pour avions de combat équipés d'antennes réseaux à fentes à balayage mécanique. . . . .	33
1.10	Principe des réseaux phasés . . . . .	34
1.11	Synoptique d'un radar à antenne à balayage électronique passive . . . . .	35
1.12	Synoptique d'une antenne à balayage électronique active . . . . .	36
1.13	Photographie du radar RBE2 AESA et description de son antenne active . . . . .	37
1.14	Exemples d'implémentation d'antennes conformes, réparties. . . . .	38
1.15	Radar multifonctions aéroportés assurant la recherche, la poursuite de cibles, et la liaison de données. . . . .	39
1.16	Synoptique du module actif <i>ER</i> avec l'élément rayonnant . . . . .	41
1.17	Photographie d'un module actif <i>ER</i> (64,5x13,5mm) et ses principales fonctions. . . . .	42
1.18	Topologie d'un amplificateur MMIC composé de 2 étages d'amplifications . . . . .	45
1.19	Bilan de puissance . . . . .	46
1.20	Exemples de courbes AM/AM, AM/PM et de rendement (PAE). . . . .	47
1.21	Caractérisation biporteuse d'un amplificateur de puissance. . . . .	49
1.22	Evolutions des caractéristiques AM/AM (Gain), AM/PM (Déphasage) et de la puissance continue (Pdc) en fonction de la fréquence. . . . .	51
1.23	Influence de la mémoire <i>HF</i> sur une impulsion de type chirp. . . . .	52
1.24	Représentation des effets <i>BF</i> induits par l'interaction transistor / circuits de polarisation . . . . .	52
1.25	Exemple de variation de la température de jonction en impulsions . . . . .	54
1.26	Evolution de la température de l'amplificateur et son impact sur l'enveloppe du signal. . . . .	54
1.27	Evolutions des caractéristiques AM/AM, AM/PM et du rendement en fonction de la température de jonction fixée au niveau des transistors. . . . .	55
1.28	Evolutions du gain, de la phase et de la puissance continue pour différentes températures dans la bande de fréquence de l'amplificateur. . . . .	56
1.29	Evolutions du gain en puissance, du déphasage et de la puissance continue pour plusieurs impédances de charge (50 Ohms, TOS 2 et TOS 3) . . . . .	57
2.1	Schéma de principe de l'équilibrage harmonique . . . . .	65
2.2	Principe du Transitoire d'Enveloppe . . . . .	66
2.3	Principe de la modélisation comportementale . . . . .	68
2.4	Synoptique d'un système non linéaire . . . . .	69
2.5	Schéma de principe d'un quadripôle non linéaire . . . . .	70
2.6	Structures des modèles d'Hammerstein (a), de Wiener (b) et Hammerstein-Wiener(c) . . . . .	74
2.7	Synoptique d'une série de Volterra classique . . . . .	75
2.8	Principe d'identification des noyaux du modèle de Volterra dynamique . . . . .	78
2.9	Principe d'identification du modèle Volterra à un noyau . . . . .	79
2.10	Principe d'identification de la réponse impulsionnelle . . . . .	80
2.11	Principe des séries de Volterra modulées . . . . .	81
2.12	Structure du modèle électrothermique comportemental . . . . .	83

---

2.13	Schéma de principe d'un quadripôle non linéaire . . . . .	85
2.14	Quadripôle non linéaire soumis à un signal multi-tons . . . . .	87
2.15	Synoptique du banc d'extraction du modèle <i>P.H.D.</i> . . . . .	89
2.16	Représentation d'un dispositif non linéaire soumis à un signal mono-ton. . . . .	90
3.1	Illustration des ports RF et DC de l'amplificateur de puissance . . . . .	98
3.2	Topologie du modèle électrothermique . . . . .	98
3.3	Schéma de principe de l'amplificateur de puissance . . . . .	99
3.4	Illustration de la prise en compte de la mémoire. . . . .	101
3.5	Trajectoire (traits rouges) utilisée pour le développement en série de puissance . . . . .	102
3.6	Relevé des ondes de tensions et du courant de polarisation . . . . .	107
3.7	Impédances de charge utilisées pour l'extraction des paramètres de la cellule électrique . . . . .	109
3.8	Tracés du module des coefficients du 1 <sup>er</sup> ordre de la voie <i>RF/RF</i> de la cellule électrique. . . . .	110
3.9	Tracés du module des coefficients du 1 <sup>er</sup> ordre de la voie <i>RF/DC</i> de la cellule électrique. . . . .	110
3.10	Impédances de charges utilisées pour la validation du modèle au 1 <sup>er</sup> ordre. . . . .	111
3.11	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta$ ) et la cellule électrique au 1 <sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour l'impédance $Z_0 = 50\Omega$ (TOS=1). . . . .	112
3.12	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique au 1 <sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2. . . . .	112
3.13	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique au 1 <sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour des impédances de TOS 3. . . . .	113
3.14	Impédances de charge utilisées pour l'évaluation des modèles aux ordres 1, 2 et 3. . . . .	113
3.15	Écart moyen et maximum des modèles aux ordres 1 ( $\circ$ ), 2 ( $\Delta$ ) et 3 ( $\square$ ) sur le gain en puissance. . . . .	114
3.16	Écart moyen et maximum des modèles aux ordres 1 ( $\circ$ ), 2 ( $\Delta$ ) et 3 ( $\square$ ) sur la conversion de phase. . . . .	114
3.17	Écart moyen et maximum des modèles aux ordres 1 ( $\circ$ ), 2 ( $\Delta$ ) et 3 ( $\square$ ) sur le courant de polarisation. . . . .	114
3.18	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour l'impédance $Z_0 = 50\Omega$ (TOS=1). . . . .	115
3.19	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2. . . . .	116
3.20	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour des impédances de TOS 3. . . . .	116
3.21	Synoptique du banc d'extraction du modèle électrique. . . . .	119
3.22	Chronogramme des signaux <i>RF</i> et de polarisation. . . . .	120
3.23	Photographie de la puce de l'amplificateur de puissance test (5mm $\times$ 3.68 mm). . . . .	122
3.24	description de la zone active d'un transistor <i>HBT AsGa/GaInP</i> mono-cellulaire. . . . .	123
3.25	Modèle <i>EF</i> fin d'un transistor de premier étage (mono-cellulaire). . . . .	124
3.26	Modèle <i>EF</i> fin d'un transistor de second étage (bi-cellulaire). . . . .	124
3.27	Simplification de la structure de la zone active d'un transistors de premier étage. . . . .	125
3.28	Simplification de la structure de la zone active d'un transistors de second étage. . . . .	125

3.29	Comparaison entre les modèles <i>EF</i> fin (○) et simplifié (trait plein) du transistor du 1 <sup>er</sup> étage pour une température de fond de puce de 25°C. . . . .	126
3.30	Comparaison entre les modèles <i>EF</i> fin (○) et simplifié (trait plein) du transistor du 2 <sup>ème</sup> étage pour une température de fond de puce de 25°C. . . . .	126
3.31	Structure du modèle <i>EF</i> de l'amplificateur composé des modèles <i>EF</i> simplifiés des transistors. . . . .	127
3.32	Évaluation du couplage thermique inter-étage de l'amplificateur pour une température de fond de puce égale à 25°C. . . . .	128
3.33	Principe de simplification du modèle <i>EF</i> du second étage d'amplification . . . . .	129
3.34	Évaluation du modèle <i>EF</i> simplifié de l'amplificateur ( fig. b) zoom de fig. a) . . . . .	129
3.35	Influence des conductivités constantes sur l'évolution de la température du modèle <i>EF</i> réduit de l'amplificateur ( fig. b) zoom de fig. a) . . . . .	131
3.36	Réponses temporelles de la température en fonction du nombre de vecteurs de Ritz (fig b. zoom de fig. a.) . . . . .	132
3.37	Structure d'un noyau élémentaire du modèle électrothermique. . . . .	138
3.38	Impédances utilisées pour l'extraction du modèle électrothermique. . . . .	139
3.39	Fenêtre graphique de l'extracteur spécifique au modèle électrothermique bilatéral. . . . .	140
3.40	Graphiques de comparaisons entre les données de mesures et les données simulées. . . . .	141
3.41	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et de la puissance consommée (W) entre le modèle comportemental (trait plein) et les mesures (symboles) pour trois températures (25°C, 65°C et 90°C) et trois fréquences (9.25GHz, 9.75GHz et 10.25GHz) sur l'impédance $Z_0 = 50\Omega$ . . . . .	142
3.42	Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et de la puissance consommée (W) entre le modèle comportemental (trait plein) et les mesures (symboles) pour trois températures (25°C, 65°C et 90°C) et trois fréquences (9.25GHz, 9.75GHz et 10.25GHz) sur l'impédance $Z_1 = 20\Omega$ . . . . .	143
3.43	Réponses de l'amplificateur sur l'amplitude de la puissance de sortie issue du modele électrothermique (trait plein) et des mesures (symboles) pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale $Z_0 = 50\Omega$ . . . . .	144
3.44	Réponse de l'amplificateur sur la phase de la puissance de sortie issue du modele électrothermique pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale $Z_0 = 50\Omega$ . . . . .	145
3.45	Température maximale de fonctionnement de l'amplificateur de puissance calculée par le modele électrothermique pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale $Z_0 = 50\Omega$ . . . . .	145
3.46	Réponses de l'amplificateur sur l'amplitude de la puissance de sortie issue du modele électrothermique (trait plein) et des mesures (symboles) pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm sur l'impédance $Z= 25,95-j.24,48 \Omega$ ) . . . . .	146
3.47	Réponse de l'amplificateur sur la phase de la puissance de sortie issue du modele électrothermique sur l'impédance $Z= 25,95-j.24,48 \Omega$ (TOS=2,5) pour 4 niveaux de puissance d'entrée différentes ( $P_e = [10, 14, 18, 22] dBm$ . . . . .	147
3.48	Schématique de l'implémentation de la cellule électrique au 1 <sup>er</sup> ordre dans ADS. . . . .	167
3.49	Schématique de l'implémentation de la cellule électrique au 2 <sup>ème</sup> ordre dans ADS. . . . .	168
3.50	Schématique de l'implémentation de la cellule électrique au 3 <sup>ème</sup> ordre dans ADS. . . . .	169
3.51	Template pour l'extraction des ondes de tension et du courant de collecteur de l'amplificateur test. . . . .	170
3.52	Présentation de la monture de test. . . . .	171



3.53 Présentation du banc load pull actif pulsé avec contrôle de la température. . . . . 172



# Liste des tableaux

1.1	Bandes de fréquences et applications radars associées . . . . .	21
3.1	Nombre de variables du système d'identification en fonction de l'ordre du modèle . . .	107
3.2	Caractéristiques thermiques des matériaux de la zone active des transistors . . . . .	123

# Introduction générale

Le développement des antennes à balayage électronique constitue une avancée significative dans le domaine des applications radars. L'émergence plus récente du concept d'antennes à balayage électronique actif est un progrès plus radical encore qui ouvre la voie aux radars multi-fonctions. Aussi, la conception d'antennes dites actives représente l'axe principal des développements technologiques menés actuellement au sein de Thales Systèmes Aéroportés.

Le principe de l'antenne active repose sur le contrôle en amplitude et en phase des signaux émis et reçus par les modules actifs d'Émission/Réception (*ER*) placés à proximité de chaque source rayonnante (ou groupe de sources) de l'antenne réseau. La maîtrise du signal au sein des modules *ER* conditionne les performances de l'antenne active en terme d'agilité, de portée et de précision. Par ailleurs, le nombre important de modules *ER* représente une part prépondérante du coût de l'antenne active. Leur conception fait donc l'objet d'une attention particulière.

L'utilisation d'outils de simulation de niveau système, dite simulation « système », est une étape incontournable pour définir l'architecture et anticiper les difficultés de conception et d'intégration des modules actifs hyperfréquences. Ces outils combinent des algorithmes de calcul et des techniques de macro-modélisation des fonctions *RF* qui satisfont au compromis entre la finesse des résultats et les temps de calcul pour rester en adéquation avec les délais de conception et les ressources informatiques actuelles. Ainsi, l'évaluation de l'impact des composants sur les performances globales du système est possible et permet d'optimiser les spécifications des composants. Les différentes phases de conception et d'intégration de l'antenne sont alors maîtrisées, en s'affranchissant d'un nombre important de cycles de conception.

La qualité de représentativité d'une simulation d'antenne active dépend de la précision des modèles comportementaux des éléments constitutifs de la chaîne *RF* et notamment de l'amplificateur de puissance qui est le siège d'effets non linéaires particulièrement complexes à modéliser. Ces dernières années ont vu l'émergence de nombreux modèles comportementaux d'amplificateur de puissance, cependant peu d'entre eux prennent en compte les effets de thermiques et de désadaptations de la charge. Ce sont pourtant des données essentielles pour anticiper les dérives du signal émis par le radar, dès la phase de conception de la chaîne d'émission.

Ce constat est à l'origine de cette thèse qui a pour objectif d'unifier au sein d'un même modèle les principaux effets dégradants reconnus dans le contexte radar à savoir les effets thermiques, de mémoire électrique et de désadaptation.

Le développement d'un modèle électrothermique comportemental prenant en compte les désadaptations de la charge n'a de sens qu'associé à une implémentation performante dans les simulateurs systèmes actuels. Or, les plateformes de simulation système ignorent conventionnellement la propriété de bilatéralité des modèles, du fait de la représentation soit en courant soit en tension qui ne permet en aucun cas d'introduire la notion d'impédance.

Le choix envisagé dans ces travaux de thèse repose sur la solution *Scilab/Scicos* développé par l'*INRIA*. L'apport récent d'un solveur de systèmes implicites et l'extension au langage de programmation *Modelica* permet la description de modèles hétérogènes et implicites. *Scilab/Scicos* apparaît ainsi comme un environnement de choix pour l'intégration de modèles comportementaux évolués qui est une étape nécessaire pour impacter précisément le choix des composants constitutifs sur les performance globales du système radar et ainsi apporter une aide significative pour la compréhension et la conception des futures chaînes d'émission/réception hyperfréquence.

Le premier chapitre de ce mémoire présente le principe général d'un radar et se focalise ensuite sur le fonctionnement des radars à balayage électronique actif. Les contraintes liées au développement des modules *ER* associés à ce type de radar sont abordées ainsi que la problématique liée à la fonction amplificatrice afin de mettre en évidence les différents phénomènes dont elle est le siège. Le second chapitre présente les différentes techniques de simulation circuit et système, ainsi qu'une synthèse bibliographique des modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance. Une attention particulière est portée sur l'approche de modélisation basée sur le formalisme des paramètres *S* non linéaires. Le troisième et dernier chapitre présente le développement d'un nouveau modèle électrothermique comportemental bilatéral basé sur une double extension des paramètres *S* non linéaires pour améliorer la prise en compte des désadaptations de la charge et modéliser le comportement thermique transitoire de l'amplificateur. Enfin, l'implémentation dans l'environnement de simulation système *Scilab/Scicos - Modelica* ainsi que l'évaluation des performances du modèle sont présentées. La fin du chapitre est consacrée au bilan des travaux de développement ainsi qu'à la proposition d'axes d'amélioration potentiels.





# Chapitre 1 :

# Contexte général

## 1.1 Introduction

Ce premier chapitre est dédié à la présentation du contexte technologique de l'étude et conduit à en déterminer les objectifs majeurs. Afin d'exposer quelques notions et termes de base spécifiques au domaine radar, la première partie de ce chapitre décrit les principes du radar et les bases théoriques qui fondent son fonctionnement.

Le chapitre se focalise ensuite sur les radars à balayage électronique et plus précisément sur la présentation de l'architecture et du principe de fonctionnement des antennes actives. Le développement de radars à balayage électronique à antenne active est une des activités principales de Thales Systèmes Aéroportés conjointement à la conception de système de guerre électronique. Le fonctionnement de tels systèmes repose sur le contrôle en amplitude et en phase des signaux émis et reçus par des modules *ER* placés au plus proche des éléments rayonnants. Les performances de l'antenne active en termes d'agilité, de portée et de précision sont donc tributaires de la maîtrise du signal au sein de ces modules. De plus, l'antenne active nécessitant des centaines voire des milliers de modules *ER*, les contraintes en termes d'encombrement, de puissance dissipée et de coût de ces éléments sont des paramètres importants.

Parmi les fonctions constitutives des modules *ER*, une attention particulière est portée sur la fonction amplificatrice d'émission qui fait l'objet de la troisième partie de ce chapitre. Sa conception et son intégration doivent être parfaitement maîtrisées du fait de sa position, en aval du contrôle d'amplitude et de phase, et en amont de l'élément rayonnant. Les dérives qu'elle génère ne peuvent être corrigées et se répercutent directement sur le diagramme de rayonnement de l'antenne réseau. Les principales perturbations induites sur le signal émis sont mises en évidence dans la dernière partie de ce chapitre. Elles sont la conséquence des effets non linéaires à mémoire provoqués par le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur de puissance, et des effets induits par l'environnement du circuit notamment les désadaptations de charge qui sont plus ou moins importantes selon l'architecture considérée.

## 1.2 Description générale des radars

### 1.2.1 Historique et applications

Les premières applications de la radio-électricité furent les télécommunications puis la radio-navigation, mais dès le début du 20<sup>ème</sup> siècle, des précurseurs envisagèrent la possibilité de détecter la présence d'objets métalliques par l'utilisation des ondes électromagnétiques. Cette nécessité de détecter des objets sans la participation de l'objet lui-même s'est fait sentir pour les besoins de la navigation et de l'anticollision, notamment dans le domaine maritime, mais c'est le besoin militaire de la défense aérienne et maritime qui fut le principal moteur de cette technique nouvelle à partir des années 1930.

Le mot R.A.D.A.R qui est universellement adopté, provient de l'abréviation de l'expression anglo-saxonne « Radio Detection And Ranging » qui signifie en français, « détection et estimation de la distance par onde Radio Fréquence (*RF*) ». Le radar est né simultanément entre 1930 et 1940 aux Etats-Unis, en Grande-Bretagne, en Allemagne et en France. Lors de la seconde guerre mondiale, la technique radar prit un essor considérable car elle apportait la réponse au besoin de détecter l'ennemi aussi bien de jour que de nuit. Ainsi, dès 1940, les britanniques, animés par l'ingénieur écossais R. A. Watson Watt, développèrent un important réseau de radars au sol qui leur permit de gagner la « bataille d'Angleterre ». Le premier avion d'armes opérationnel à être équipé d'un radar fut, la même année, le *Bristol Beaufighter* anglais doté du radar *AI Mk IV*.

Depuis cette époque, l'augmentation des capacités de traitement de l'information, les avancées technologiques des composants hyperfréquences et le développement des outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) ont conduit à la constante évolution des radars. Les radars trouvent aujourd'hui leur utilité dans de nombreux domaines appartenant aussi bien aux applications civiles que militaires.

▷ Applications civiles :

- Transport aérien : *contrôle du trafic aérien, altimétrie, navigation.*
- Maritime : *navigation, anticollision, balises radars, transpondeur.*
- Spatial : *observation et surveillance de l'atmosphère et du sol, altimétrie.*
- Météorologie : *détection de précipitations et de formations nuageuses.*
- Médical : *imagerie Doppler, échographie.*
- Sécurité : *aide à la conduite automobile, mesure de vitesse de véhicules, détection de mines enterrées, détection d'armes cachées (aéroports).*

▷ Applications militaires :

- Aéroporté : *surveillance aérienne, interception et combat.*
- Maritime : *détection et reconnaissance de bâtiments de surface.*
- Spatial : *cartographie, renseignement stratégique et tactique.*
- Terrestre : *surveillance du champ de bataille, détection de missiles balistiques.*

Les différentes applications des systèmes radars peuvent être répertoriées en fonction des plages de fréquence d'émission qui leur sont allouées. En effet, la portée du radar qui traduit sa capacité à détecter une cible de dimension  $RF$  donnée à une distance donnée, est étroitement liée à la longueur d'onde utilisée. Le nom des bandes de fréquences employées dans le monde des radars provient de la Seconde Guerre mondiale. En effet, pour garder secret le développement des radars, les militaires ont décidé de donner à ces plages des noms de code qui sont demeurés en usage depuis. Ils ont été adoptés aux Etats-Unis par l' « Institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et internationalement par l' « Union Internationale des Télécommunications » (IUT).

Bandes	Commentaires	Fréquences	Applications
<b>HF</b>	High Frequency	3-30 MHz	<i>Radar côtier</i>
<b>VHF</b>	Very High Frequency	50-330 MHz	<i>Radar longue portée et à pénétration de sol</i>
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency	300-1000 MHz	<i>Très longue portée (détection de missile balistique)</i>
<b>L</b>	Long	1-2 GHz	<i>Radar de contrôle aérien</i>
<b>S</b>	Short	2-4 GHz	<i>Traffic aérien local, naval et météorologique</i>
<b>C</b>	Compromis	4-8 GHz	<i>Transporteurs satellitaires</i>
<b>X</b>		8-12,5 GHz	<i>Autodirecteur de missiles, radar de navigation, surveillance au sol, cartographie, radar météo aéroporté</i>
<b>Ku</b>	« u » pour « under », sous la bande K	12-18 GHz	<i>Cartographie haute résolution, altimétrie satellitaire</i>
<b>K</b>	« K » pour « Kurz », court en allemand	18-27 GHz	<i>Radar de météorologie et radar routier</i>
<b>Ka</b>	« a » pour « above », au dessus de K	27-40 GHz	<i>Cartographie courte portée, radar anticollision automobile et surveillance au sol des aéroports</i>
<b>mm</b>	Bande millimétrique	40-300 GHz	<i>Divisée en 4 sous-bandes (Q, V, E et W) : communications militaires, radar anticollision automobile, météo haute résolution courte portée</i>

TABLE 1.1 – Bandes de fréquences et applications radars associées

## 1.2.2 Principe du radar à impulsions

[1] [2] [3] [4] [5]

Le principe du radar consiste à émettre une onde électromagnétique dans une direction donnée et à détecter en retour cette onde réfléchiée par un obstacle (cible) à cette onde. Pendant sa propagation et sa réflexion, le signal subit des transformations dépendantes des caractéristiques électromagnétiques et cinétiques de la cible. La réception du signal ainsi transformé permet de déterminer certains des paramètres de la cible.

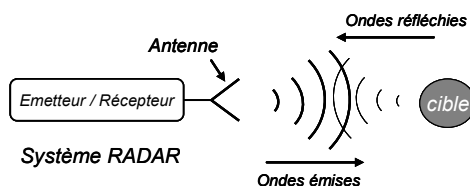


Fig. 1.1 – Principe du radar à impulsions

### 1.2.2.1 Mesure de la distance

Considérons que le radar émet une onde entretenue pure de fréquence  $f_0$ . Si la vitesse relative radar-cible est nulle, l'onde rétrodiffusée possède la même fréquence quelle que soit la distance. Par contre le niveau reçu est d'autant plus faible que la distance radar-cible est importante et que la *SER* (Surface Equivalente Radar) de la cible est faible. La *SER* caractérise le coefficient de rétrodiffusion de la cible.

Plusieurs méthodes sont utilisables pour obtenir la distance radar-cible. La plus simple consiste à mesurer le temps séparant l'onde émise et l'écho détecté. Il convient pour cela de découper l'émission (Fig. 1-2).

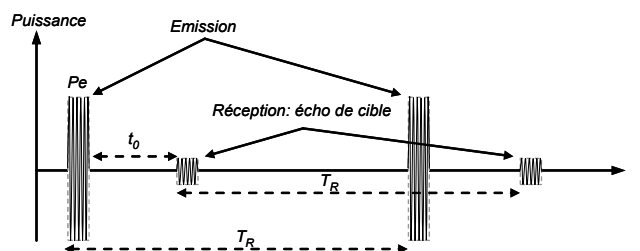


Fig. 1.2 – Emission découpée

Un radar à émission découpée, appelé « radar à impulsions », émet périodiquement une impulsion hyperfréquence de puissance crête  $P_e$ . L'intervalle de temps entre deux impulsions est appelé période de récurrence  $T_R$ . La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique étant connue ( $c \approx 3, 10^8$  m/s), la mesure du temps  $t_0$ , qui correspond

au temps de propagation de l'onde sur le trajet aller-retour radar-cible, donne la distance  $D$  de la cible au radar par la relation :

$$D = \frac{c.t_0}{2} \quad (1.1)$$

### 1.2.2.2 Mesure angulaire

La connaissance de la distance radar-cible n'est pas suffisante pour localiser un objet. La mesure de la distance doit donc être accompagnée de la mesure angulaire qui utilise la propriété de directivité des antennes.

Une antenne directive ne répartit pas l'énergie uniformément dans toutes les directions. Elle concentre la majeure partie de l'énergie dans un angle limité  $\theta$  comme le montre la figure 1-3. Si le faisceau se déplace de part et d'autre de la cible à détecter, la direction de la cible correspond à la direction de l'axe radioélectrique lorsque le gradient d'énergie réfléchi sur l'antenne est maximum. Suivant les types de radars, le balayage du faisceau peut être réalisé mécaniquement (rotation mécanique de l'antenne), électroniquement (cf. Partie 1.3.1.2) ou par combinaison de ces deux procédés.

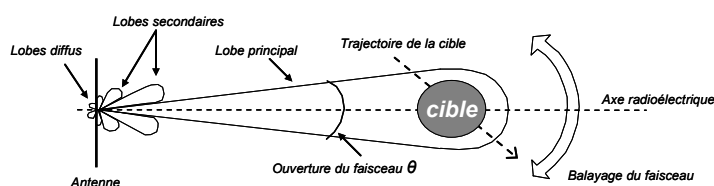


Fig. 1.3 – Principe de la mesure angulaire

Il existe également une technique dite d'écartométrie qui consiste à comparer le signal reçu par une moitié d'antenne avec celui reçu par l'autre moitié (technique abusivement appelée « monopulse ») : Lorsque les deux moitiés reçoivent le même signal en amplitude et en phase, la cible est dans l'axe.

### 1.2.2.3 Mesure de la vitesse radiale de la cible

Outre la mesure de la position de la cible, le radar permet de déterminer la vitesse radiale, ou vitesse de rapprochement de l'objet détecté. Cette vitesse ne correspond pas nécessairement à la vitesse réelle de l'objet mais uniquement à celle liée à la composante radiale du déplacement par rapport à l'axe du faisceau. Toute cible se déplaçant tangentiellement au radar possède donc une vitesse radiale nulle. Cette vitesse peut être calculée soit à partir des informations sur la distance radar-cible, soit en mesurant une différence de phase, par application de l'effet Doppler.

La première méthode consiste à déterminer la vitesse radiale à partir des distances radar-cible de deux impulsions consécutives (Fig. 1-4).

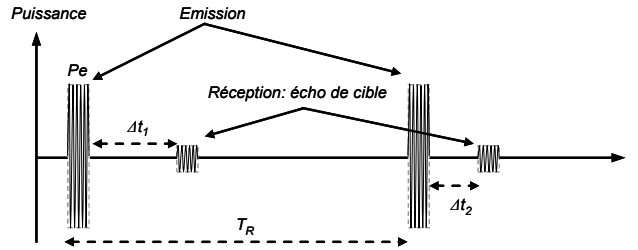


Fig. 1.4 – Principe de la vitesse radiale d’une cible

Le radar émet un signal tout les  $T_R$  (période de répétition) et observe l’écho rayonné par la cible et le décalage temporel engendré. La distance radar-cible est égale à  $D_1 = c.\Delta t_1/2$  pour le premier écho, et  $D_2 = c.\Delta t_2/2$  pour l’écho suivant. La distance  $(D_1 - D_2)$  correspond donc à la distance parcourue par la cible pendant la durée  $T_R$ . Cette quantité est positive si la cible se rapproche du radar et négative si elle s’en éloigne. La vitesse radiale  $V_R$  de la cible est alors déduite de l’expression :

$$V_R = \frac{D_1 - D_2}{T_R} \quad (1.2)$$

La vitesse radiale de l’objet détecté peut également être déterminée à partir de l’effet Doppler qui se base sur le fait que la réflexion d’une onde sur un objet en mouvement modifie la fréquence du signal réfléchi. Ainsi, les cibles se rapprochant du radar donnent une fréquence apparente plus élevée alors que les cibles s’éloignant de l’émetteur restituent une fréquence apparente plus basse.

Soit une cible mobile située à l’instant d’origine à une distance  $D_0$  du radar et s’en rapprochant à la vitesse  $V_R$ . Le temps de trajet de l’onde s’écrit :

$$\Delta t = \frac{2.D}{c} = \frac{2.D_0}{c} - \frac{2.V_R.t}{c} \quad (1.3)$$

Considérons que le signal émis par le radar à un instant  $t$  quelconque s’écrit :

$$S_e(t) = A.\cos(2\pi ft) \quad (1.4)$$

L’expression du signal reçu aura pour expression

$$S_r(t) = B.\cos(2\pi f(t - \Delta t)) \quad \text{avec } B < A \quad (1.5)$$

L'équation (1.5) devient :

$$S_r(t) = B.\cos(2\pi f(t + \frac{2.V_R.t}{c} - \frac{2.D_0}{c})) \quad (1.6)$$

Soit  $\lambda$ , la longueur d'onde du signal ( $\lambda = c/f$ ), cette expression peut être réécrite sous la forme :

$$S_r(t) = B.\cos(2\pi(f + \frac{2.V_R}{\lambda})t + \varphi_0) \quad (1.7)$$

La fréquence du signal reçu  $S_R(t)$  a donc augmentée par rapport à celle du signal émis  $S_e(t)$ , d'une fréquence  $f_D$ , appelée fréquence Doppler, proportionnelle à la vitesse radiale de la cible.

$$f_D = \frac{2.V_R}{\lambda} \quad (1.8)$$

La vitesse radiale de la cible  $V_R$  peut alors être estimée en déterminant le glissement moyen de la fréquence porteuse à l'intérieur d'un groupe d'impulsions. Les techniques de transformée de Fourier rapide et d'autocorrélation sont généralement utilisées à cet effet.

### 1.2.3 Composition du radar

L'architecture simplifiée d'un radar peut se représenter de manière générale par le synoptique de la figure 1-5.

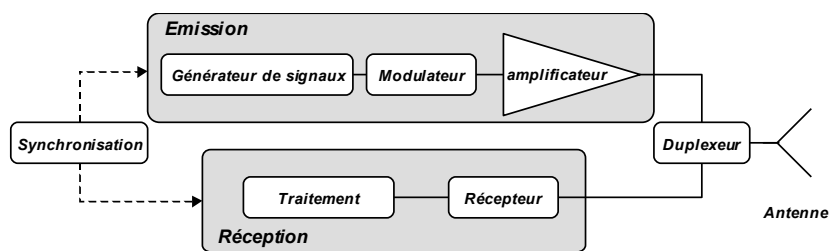


Fig. 1.5 – Schéma synoptique simplifié d'un radar

La chaîne d'émission permet de générer les impulsions hyperfréquences constitutives du signal radar émis. Elle se décompose en trois fonctions élémentaires.

Le **générateur de signaux** est un oscillateur permanent basé sur la technologie des cavités résonnantes. Le type de l'oscillateur varie en fonction du radar et de l'application visée, mais ce sont principalement des magnétrons ou des oscillateurs à état solide qui réalisent cette fonction. Ces dispositifs permettent la génération d'une onde continue à la fréquence d'émission qui peut être fixe ou variable au cours du temps.



L'onde continue ainsi générée est ensuite découpée par le **modulateur** ou générateur d'impulsions pour créer l'impulsion radar.

Cette impulsion est alors amplifiée jusqu'à la puissance correspondante à la portée désirée du radar. En fonction du type du radar, la **fonction amplificatrice** est réalisée soit par des tubes d'amplification radar tels que les klystrons, les tubes à ondes progressives (TOP) et les tubes à champs croisés qui permettent la génération de niveaux de puissance élevés, soit par des amplificateurs à état solide qui offrent des capacités d'amplification plus réduites mais qui ont l'avantage d'être beaucoup plus compacts.

Le **duplexeur** est un aiguilleur électronique placé au pied de l'antenne qui permet d'une part, au signal émis d'être dirigé vers l'antenne avec une perte minimale, tout en isolant convenablement le récepteur ; et d'autre part au signal reçu d'être dirigé en totalité vers le récepteur avec une perte minimale, sans dérivation vers l'émetteur.

L'**antenne** est une structure qui assure la transition entre un dispositif de guidage d'ondes et l'espace de rayonnement (espace libre). Elle permet de transformer à l'émission les ondes électromagnétiques guidées en onde se propageant dans l'espace libre, et l'inverse à la réception. A l'émission, elle concentre l'énergie émise par le radar dans un angle solide déterminé. Une action (mécanique ou électronique) sur l'antenne permet de modifier la direction du rayonnement pour explorer le domaine entourant le radar.

La chaîne de réception est constituée d'un **récepteur** associé à la fonction de **traitement** des informations radars. Le signal reçu par l'antenne possède une amplitude faible proche du niveau du bruit. Le récepteur détecte ce signal et l'amplifie dans de grandes proportions en minimisant les effets du bruit sur le signal utile. Un limiteur placé en amont de l'amplification permet de protéger la chaîne d'une éventuelle agression électromagnétique de forte puissance. Le signal HF subit ensuite une multitude de traitement (translation en fréquence basse, filtrage, démodulation I/Q, échantillonnage), puis est transmis à la fonction de traitement qui va extraire certaines des informations relatives à l'objet détecté (vitesse, position angulaire, etc..).

Enfin, le **synchronisateur**, considéré comme le coeur du radar, génère les signaux de base pour synchroniser les créneaux temporels d'émission et les signaux reçus.

#### 1.2.4 Signaux radars

Un radar monostatique (à l'inverse des radars bistatiques et multistatiques ) est équipé d'une seule antenne utilisée aussi bien pour l'émission et la réception des signaux. Il ne peut donc pas recevoir de signaux pendant le temps d'émission et en émettre durant le temps de réception.

Ce type de radar requiert donc un fonctionnement en régime impulsionnel basé sur l'utilisation de signaux *RF* intermittents de type *CW* pulsé. Ce mode consiste à émettre

le signal  $RF$  sur un laps de temps très court (de l'ordre de la microseconde) de façon récurrente. Les radars fonctionnent généralement par rafales d'impulsions, de largeur ou de récurrence fixe ou variable (mode « scattering »). Ces rafales comportent environ une dizaine d'impulsions composées d'un signal  $RF$  sinusoïdal modulé par un signal carré périodique. La figure 1-6 illustre la notion de rafale d'impulsions radar.

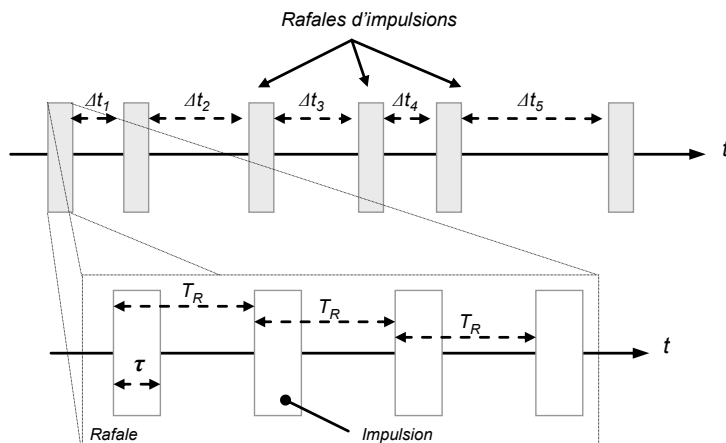


Fig. 1.6 – Allure temporelle d'enveloppe de rafales d'impulsions

Le choix des timings de pulse (durée de l'impulsion et de la période de répétition) est imposé par le fonctionnement du radar qui varie en fonction de l'application visée.

### 1.2.4.1 Signal $CW$ pulsé

Un signal  $CW$  pulsé peut être représenté dans le domaine temporel par une sinusoïde de période fondamentale  $T_0$  et d'amplitude  $A$ , multipliée par une impulsion carrée de largeur  $\tau$ . Le produit de ces deux signaux est ensuite convolué par un peigne de Dirac de récurrence  $T_R$  afin d'obtenir un train d'impulsions. Son allure est la suivante.

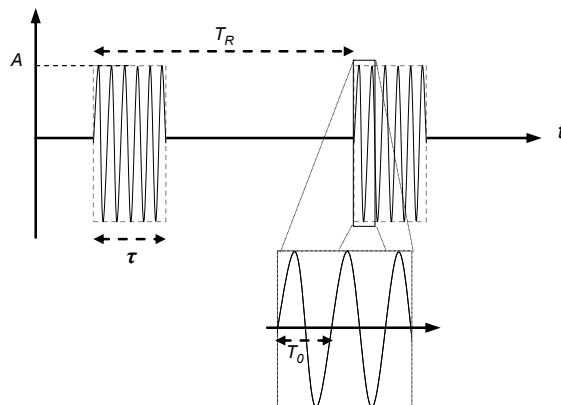


Fig. 1.7 – Allure temporelle d'une impulsion de type  $CW$

Son expression mathématique est la suivante :

$$x(t) = A.\cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right) \cdot \sum_k \text{rect}_\tau(t - k.T_R) \quad (1.9)$$

La durée des impulsions définit la portée minimale du radar puisque pendant le temps d'émission, le système ne peut pas recevoir d'informations. Plus le rapport cyclique  $\tau/T_0$  sera fort, moins le temps consacré à la réception sera long. La notion de portée minimale d'un radar est définie par la relation  $D_{min} = c.\tau/2$ . Il est à noter que des impulsions courtes, de l'ordre de quelques microsecondes, sont plus appropriées à une veille radar proche alors que les impulsions de plusieurs centaines de microsecondes sont dédiées à la surveillance longue distance.

#### 1.2.4.2 Compression d'impulsion

La compression d'impulsion permet d'augmenter la largeur de bande du signal sans diminuer la durée de l'impulsion ce qui conduit à améliorer la résolution en distance sans diminuer la résolution en vitesse. Ce procédé permet également au radar d'être plus résistant aux systèmes de brouillage et de détection.

Cette technique particulière consiste à faire varier la fréquence  $RF$  au cours de l'impulsion de façon linéaire ou à l'aide de modulations non-linéaires plus complexes. Ces signaux sont communément appelés « chirp ». Dans le cas d'une modulation linéaire en fréquence, le signal théorique est donné par la relation suivante :

$$x(t) = A. \exp^{j.2\pi t(f_0 + \frac{\Delta f.t}{T})} \quad \forall t \in [0; \tau] \quad (1.10)$$

$f_0$  représente la fréquence centrale du signal  $RF$ ,  $\Delta f$  sa bande passante,  $A$  l'amplitude de l'impulsion et  $t$  sa durée. L'allure d'un signal de type chirp modulé linéairement en fréquence est présentée fig.1-8.

À l'émission, la modulation linéaire en fréquence peut être obtenue en utilisant un oscillateur contrôlé en tension qui génère un signal dont la fréquence varie proportionnellement à la tension appliquée à son entrée. La largeur de bande du signal est alors  $B \approx \Delta f$ .

À la réception, le signal est envoyé dans une ligne dispersive qui retarde différemment les ondes en fonction de leur fréquence dont la caractéristique retard-fréquence est l'inverse de celle utilisée par la modulation à l'émission. Toutes les composantes de fréquences se trouvent donc globalement retardées de la même quantité et se somment pour produire un pic étroit de durée  $1/B$ , accompagné de lobes secondaires qui sont diminués par pondération.

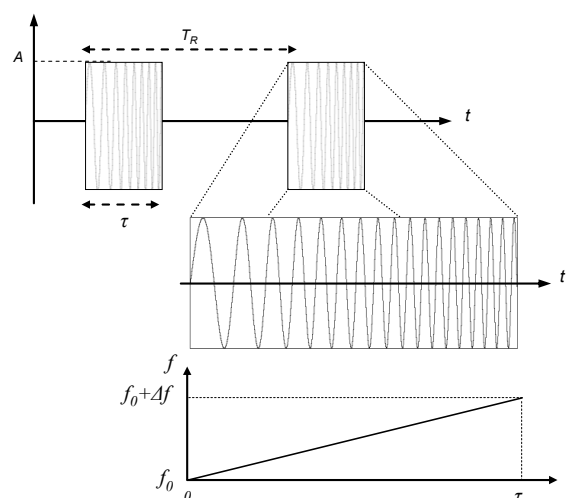


Fig. 1.8 – Allure temporelle d’une impulsion de type chirp modulée linéairement en fréquence

## 1.2.5 Critères de performance

Le radar est capable de détecter des cibles dans un certain volume spatial appelé généralement volume de détection. Cet espace n’est pas défini par des limites précises, car la qualité de détection du radar se dégrade progressivement à ces frontières. Les critères de performance d’un radar sont donc généralement chiffrés sous un angle statistique.

Les performances du radar sont également influencées par les moyens mis en oeuvre pour le traitement de l’information. Cette partie du mémoire n’est pas destinée à présenter une analyse exhaustive de ces performances, mais à donner des notions simples pour connaître les critères prépondérants.

Parmi ces critères, la finesse d’observation et la portée sont les paramètres principaux pour évaluer les performances du radar. La finesse d’observation se partage en deux notions distinctes que sont la précision et le pouvoir discriminateur.

### 1.2.5.1 Précision et pouvoir discriminateur

La précision traduit la finesse avec laquelle le radar est capable de localiser une cible isolée tandis que le pouvoir discriminateur reflète son pouvoir à séparer deux cibles voisines. Ces paramètres sont liés aux caractéristiques de l’antenne et du signal radar utilisé.

Le pouvoir de discrimination en distance, appelé également « résolution en distance » correspond à la distance minimale séparant deux cibles de même vitesse et même amplitude pouvant être résolues. Cette résolution est liée à la bande passante  $B$  du signal émis par la relation :

$$R_D = \frac{c}{2.B} \quad (1.11)$$

Si le signal émis a une fréquence fixe, le spectre émis a alors une largeur de bande  $B = 1/\tau$  où  $\tau$  correspond à la durée du signal émis, la relation précédente devient alors :

$$R_D = \frac{c.\tau}{2} \quad (1.12)$$

Cette expression peut se vérifier en considérant deux cibles  $A$  et  $B$  placées simultanément dans le champ du radar.  $\tau_1$ ,  $\tau_2$ ,  $D_1$  et  $D_2$  représentent respectivement les temps de trajet aller-retour et les distances radar-cible  $A$  et radar-cible  $B$ . Le radar recevra donc deux échos de durée  $\tau$  espacés d'un intervalle de temps  $\Delta\tau$  qui peut s'écrire sous la forme :

$$\Delta\tau = |\tau_1 - \tau_2| = \frac{2.D_1}{c} - \frac{2.D_2}{c} = \frac{2.\Delta D}{c} \quad (1.13)$$

Lorsque  $\Delta\tau > \tau$  les échos sont dissociés, en revanche si  $\Delta\tau \leq \tau$ , les échos se mélangent l'un à l'autre pour former un signal composite dans lequel il devient impossible de reconnaître la présence de deux cibles.

Ainsi, la résolution en distance est d'autant meilleure que la durée de l'impulsion émise est faible ou que la largeur du spectre émis est grande. La précision en distance  $\sigma_D$  est d'autant plus précise que la bande de fréquence du signal est grande, et que le rapport signal sur bruit  $S/N$  est élevé :

$$\sigma_D = \frac{c}{2.B.\sqrt{S/N}} \quad (m) \quad (1.14)$$

Le pouvoir discriminateur en vitesse  $R_V$  représente la vitesse minimale séparant deux cibles de même amplitude situées à la même distance pouvant être résolue. Cette résolution est liée à la durée d'intégration du signal  $\tau$  par la relation :

$$R_V = \frac{\lambda}{2.\tau} \quad (1.15)$$

La résolution en vitesse est meilleure lorsque la durée de l'impulsion émise est grande. De même, pour la précision en vitesse  $\sigma_V$  qui est d'autant plus précise que le temps d'intégration et le rapport signal sur bruit sont élevés :

$$\sigma_V = \frac{\sigma}{2.\tau.\sqrt{S/N}} \quad (m.s^{-1}) \quad (1.16)$$

En résumé, la précision en distance est proportionnelle à la bande et la précision en vitesse est proportionnelle à la durée, améliorer l'une conduit donc à détériorer l'autre : d'où la notion d'ambiguïté distance-vitesse.

Cette observation, due à la nature particulière des grandeurs mesurées (temps et fréquence conjuguées par transformée de Fourier), constitue une contrainte essentielle lors de la définition d'un radar. Plusieurs méthodes permettent de contourner ce problème. Par exemple, la modulation en fréquence ou en phase du signal émis (signaux Chirp) permet d'augmenter la largeur de bande du signal émis sans diminuer sa durée. Une autre méthode consiste à émettre un train d'impulsions radar, toutes ayant la même phase au démarrage (cohérence de phase), la même durée et le même rapport cyclique. La fréquence Doppler est alors déterminée par la mesure du déphasage d'impulsion à impulsion.

### 1.2.5.2 Portée du radar

La portée du radar est la distance jusqu'à laquelle le système est capable de détecter la présence d'une cible sans risque de confusion. Elle est liée principalement aux caractéristiques du radar mais également aux pertes qui peuvent affecter la propagation du signal radar et réduire ainsi l'efficacité du système. L'équation de propagation permet de traduire l'influence des phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde, jusqu'à la réception de l'onde réfléchie. Sa démonstration permet de mettre en avant les phénomènes principaux qui agissent sur la portée du radar.

Soit un radar équipé d'une antenne directive utilisée en émission et en réception qui possède un gain  $G$  et une surface effective  $S_e$ . Le gain de l'antenne est donné par la relation (1.17) où  $\lambda$  correspond à la longueur d'onde du signal émis :

$$G = \frac{4.\pi.S_e}{\lambda^2} \quad (1.17)$$

La densité de puissance émise  $p$  par cette antenne à une distance  $D$  dans la direction du gain maximal  $G$ , pour une puissance crête émise  $P_e$ , peut s'écrire :

$$p = \frac{G.P_e}{4.\pi.D^2} \quad (W) \quad (1.18)$$

La cible intercepte une partie de l'énergie rayonnée et en réfléchit une partie vers l'antenne radar. La quantité d'énergie utile réfléchie est définie par la *SER* de la cible notée  $\sigma$ . Cette valeur est difficile à appréhender et dépend de plusieurs paramètres. On peut considérer dans un premier temps, que plus la surface éclairée par le signal est grande, plus la puissance réfléchie par la cible est importante. Au delà des considérations de taille, la *SER* dépend des caractéristiques du signal (polarisation, fréquence, etc..) et de la cible (forme, composition de sa surface, nature des matériaux, etc..).

La puissance réémise par la cible en direction du radar est :

$$P_{cible} = \sigma \cdot p = \frac{\sigma \cdot G \cdot P_e}{4 \cdot \pi \cdot D^2} \quad (W) \quad (1.19)$$

La densité de puissance  $p_r$  reçue au niveau de l'antenne radar s'écrit alors :

$$p_r = \frac{P_{cible}}{4 \cdot \pi \cdot D^2} = \frac{\sigma \cdot G \cdot P_e}{(4 \cdot \pi \cdot D^2)^2} \quad (W/m^2) \quad (1.20)$$

En considérant que l'antenne possède le même gain  $G$  à l'émission et à la réception, la puissance  $P_r$  délivrée au récepteur radar dépend de la surface équivalente de l'antenne radar  $S_e$  :

$$P_r = p_r \cdot S_e = \frac{\sigma \cdot G \cdot P_e}{(4 \cdot \pi \cdot D^2)^2} \cdot S_e = \frac{\sigma \cdot G \cdot P_e}{(4 \cdot \pi \cdot D^2)^2} \cdot \frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi} = \frac{\sigma \cdot G^2 \cdot P_e \cdot \lambda^2}{(4 \cdot \pi)^3 \cdot D^4} \quad (W) \quad (1.21)$$

L'équation (1.21) permet d'obtenir la portée maximum  $D_{max}$  du radar lorsque la puissance reçue correspond à la puissance minimum  $P_{r\_min}$  permettant la détection du signal. Cette équation est pondérée par un facteur de perte  $L_s$  ( $L_s > 1$ ) qui permet de prendre en compte les pertes liées à l'atténuation du signal. La portée maximum du radar s'écrit finalement :

$$D_{min} = \left( \frac{\sigma \cdot G^2 \cdot P_e \cdot \lambda^2}{L_s \cdot (4\pi)^3 \cdot P_{r\_min}} \right)^{1/4} \quad (1.22)$$

Cette équation permet de mettre en avant les paramètres qui influent sur la portée du radar avec notamment les caractéristiques de l'aérien ( $\sigma$ ,  $G$ ), du signal ( $P_e$ ,  $P_{r\_min}$ ,  $\lambda$ ) et les pertes ( $L_s$ ). Ces pertes englobent les atténuations induites par les systèmes électroniques aussi bien à l'émission qu'à la réception, le radôme, la propagation et les conditions atmosphériques. Les performances du radar sont également influencées par les moyens mis en oeuvre pour le traitement de l'information.

Cette première partie du chapitre a permis de présenter le principe général du fonctionnement d'un radar ainsi que sa composition et les principaux critères qui permettent d'évaluer ses performances. Cette partie a mis l'accent sur le fait que le radar est un système très complexe qu'il est nécessaire d'examiner sous un angle système. Sa conception doit être adaptée aux performances à obtenir en fonction de caractéristiques parfois contradictoires. Chaque solution ne saura être qu'un compromis dans lequel la meilleure solution possible doit être recherchée en fonction de critères d'utilisation, de technique et de prix. La partie suivante se concentre sur le principe de fonctionnement et l'architecture des radars à antennes actives dans lesquels s'inscrivent ces travaux de thèse.

## 1.3 Radars à antennes actives

Le développement du concept d'antenne à balayage électronique constitue une avancée significative dans le domaine des applications radar. Le principe du balayage électronique actif est un progrès plus radical encore qui ouvre la voie aux radars multifonctions grâce à l'émergence des antennes à balayage électronique actif. Ainsi, la conception d'antennes actives représente l'axe principal des développements technologiques actuels au sein de Thales Systèmes Aéroportés.

### 1.3.1 Principe des radars à balayage électronique

#### 1.3.1.1 Antennes réseaux

Les applications radars requièrent l'utilisation d'antennes possédant une bonne directivité pour disposer d'un gain d'antenne élevé et d'un faisceau angulairement étroit. Pour l'obtenir, les réflecteurs (par exemple, parabolique) ont d'abord été utilisés puis ultérieurement les antennes réseaux. En effet, le gain d'antennes élémentaires telles que les dipôles ou les antennes imprimées est assez faible car le rayonnement est très peu directif. Leur association en réseau à rayonnement cohérent permet d'avoir un gain plus élevé dans une direction privilégiée puisque la taille électrique globale de l'antenne est augmentée.

Les antennes réseaux sont généralement constituées de guides à fentes (comme sur les radars de pointe avant «RDY» du *mirage* 2000 et AN/APG 68 du *F16*, Fig. 1-9) qui permettent une tenue en puissance importante associée à des pertes faibles. Elles peuvent également être constituées de circuits imprimés (antennes imprimées). Elles constituent alors une version bas coût des antennes réseaux et sont utilisées dans les applications où les contraintes de bilan de puissance sont peu exigeantes, et dans les applications spatiales, grâce à leurs propriétés faible masse / faible coût.

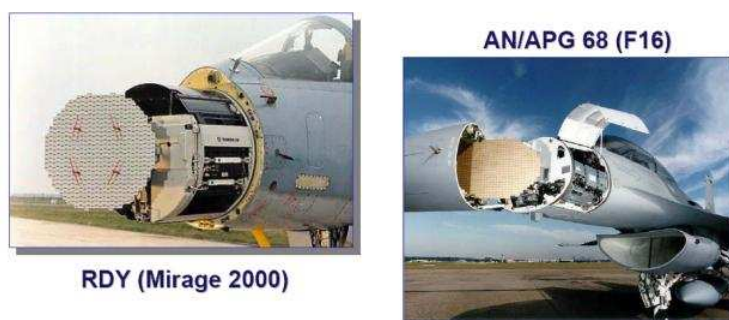


Fig. 1.9 – Exemples de radars de pointe avant pour avions de combat équipés d'antennes réseaux à fentes à balayage mécanique.



Dans les exemples d'antennes réseaux précédents, la répartition d'énergie sur le réseau est figée. Le diagramme de rayonnement est donc fixe et perpendiculaire au plan d'antenne. L'orientation du faisceau est réalisée par une mise en mouvement mécanique de l'antenne.

Les antennes réseaux possèdent cependant l'avantage de pouvoir effectuer un balayage électronique du faisceau rayonné. Cette propriété est utilisée par les antennes à balayage électronique dont les éléments rayonnants sont alimentés par des sources ayant des relations de phase particulières entre elles. Le contrôle de ces phases relatives, dans le cas des antennes passives, et des phases / amplitudes dans le cas des antennes actives, permet de modifier la direction de pointage du faisceau (« balayage électronique »), de modifier sa forme (« adaptativité ») et de générer des zéros de rayonnement dans certaines directions (« anti-brouillage »).

### 1.3.1.2 Principe du balayage électronique

Le balayage électronique permet de contrôler l'orientation et la forme du faisceau d'antenne par des moyens électroniques. Le principe le plus utilisé est celui des réseaux phasés [6] [7] qui consiste à commander la phase des diverses sources élémentaires d'un réseau pour pointer le faisceau dans une direction choisie.

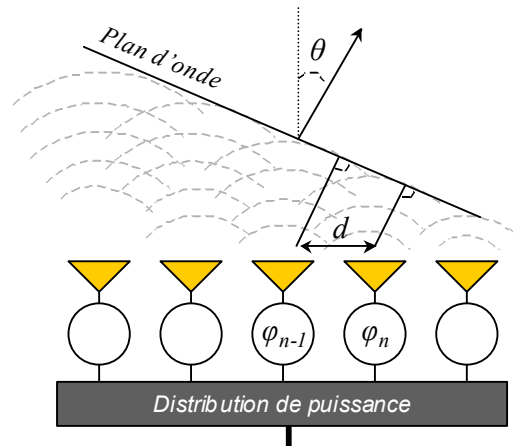


Fig. 1.10 – Principe des réseaux phasés

La direction de rayonnement du réseau dépend du déphasage entre les sources élémentaires. Par référence aux ondelettes d'Huyghens, la direction de rayonnement correspondante au front d'onde est orientée en modifiant la phase d'origine du rayonnement des éléments rayonnants. Ainsi le front d'onde est plan et s'incline d'un

angle  $\theta$  si d'une antenne à l'autre la phase varie d'une quantité égale à la différence de trajet entre les antennes et le plan d'onde. Cela conduit à la relation :

$$\varphi_n - \varphi_{n-1} = \frac{2\pi \cdot d}{\lambda} \cdot \sin\theta \quad (1.23)$$

Ce principe est utilisé par les antennes à balayage électronique passives et actives. Les différences de phases sont appliquées à chaque source au moyen de déphaseurs électroniques ou de retards temporels utilisant des *TTD* (*True Time Delay*). La répartition de l'énergie à rayonner est réalisée par le réseau d'alimentation. L'antenne passive réalise ainsi la formation et le dépointage du faisceau, mais la fonction émission (amplification du signal à émettre) et l'entrée de la fonction réception (amplification à faible bruit du signal reçu), sont réalisées à l'extérieur de l'antenne (Fig. 1-11).

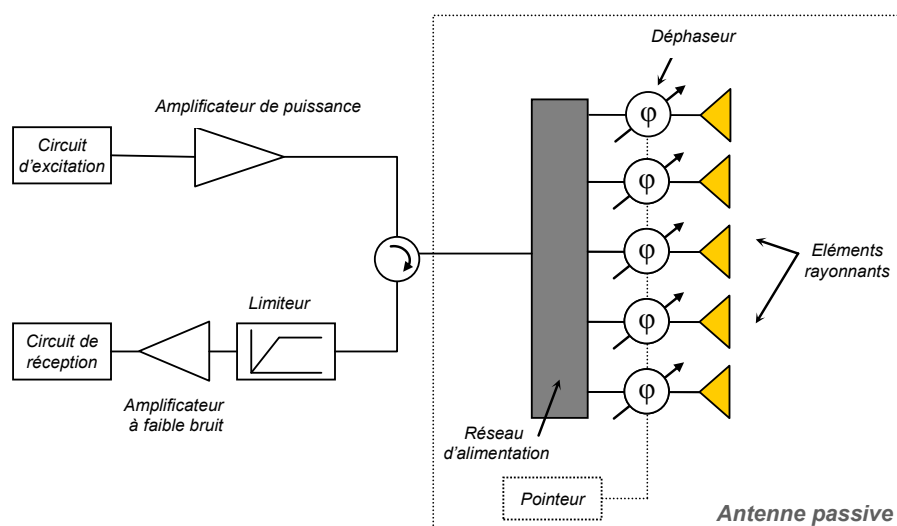


Fig. 1.11 – Synoptique d'un radar à antenne à balayage électronique passive

## 1.3.2 Antennes actives

### 1.3.2.1 Définitions et architecture

Les antennes actives [8][9][10][11] associent aux dispositifs de contrôle électronique déjà présents dans les antennes passives, l'amplification du signal à émettre et l'amplification à très faible bruit du signal reçu. La figure 1-12 représente un synoptique simplifié d'une antenne active dans laquelle chaque antenne élémentaire du réseau est précédée de son propre module actif d'émission / réception (*ER*).

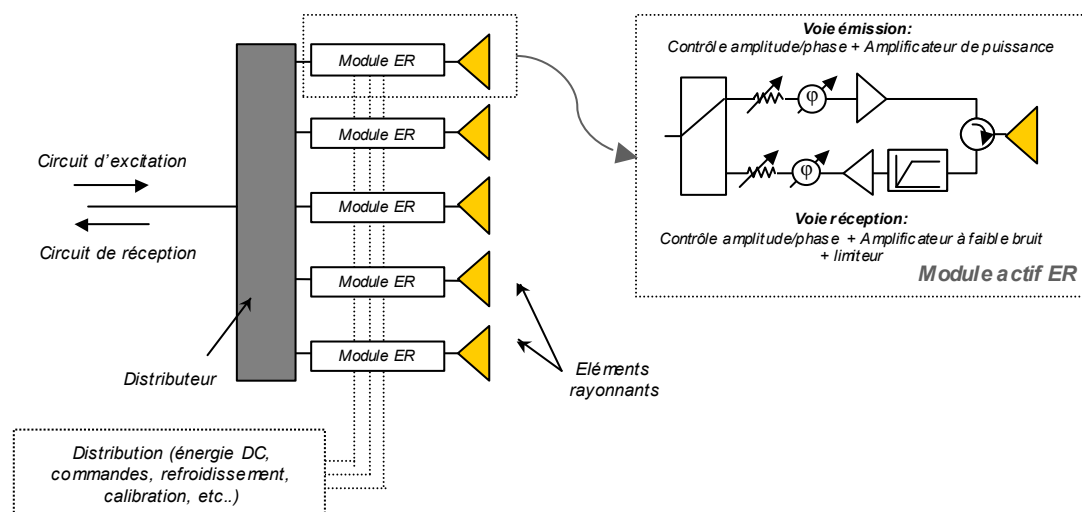


Fig. 1.12 – Synoptique d’une antenne à balayage électronique active

L’architecture d’une antenne active est similaire à celle d’une antenne réseau dans laquelle sont insérés un certain nombre de modules électroniques :

- Le distributeur à une entrée et N sorties permet de répartir l’énergie en amplitude et en phase aux N modules actifs *ER* avec un minimum de pertes. Réciproquement, la totalité de cette énergie (moins les pertes) est disponible sur l’entrée du distributeur.
- Les N modules actifs *ER*, positionnés entre le distributeur et les N éléments rayonnants, réalisent la sélection du mode de fonctionnement (émission ou réception), l’amplification du signal émis, l’amplification très faible bruit de réception et la protection de l’amplificateur de réception par un limiteur.
- Les N éléments rayonnants sont régulièrement positionnés et espacés sur une maille régulière formant le réseau rayonnant.
- Enfin, un réseau de fonction assure en parallèle, la distribution de l’énergie DC aux composants des modules *ER*, le circuit de refroidissement et les commandes relatives à la commutation du mode émission /réception et au pointage du faisceau.

### 1.3.2.2 Applications

Le développement récent et le coût prohibitif des antennes actives restreignent pour l’instant leurs domaines d’utilisation aux applications militaires et spatiales. Dans le domaine militaire, les antennes actives sont principalement destinées aux radars aéroportés pour réaliser des fonctions de type air-air (surveillance de l’espace aérien, veille et conduite de tir sur avion de combat), et des fonctions de type air-sol (détection et d’observation de cible au sol). Elles sont également utilisées pour des applications de type radar sol et radar naval.

Les évolutions technologiques et leurs mises en oeuvre pour la réalisation des antennes actives aéroportées n'ont pas été simultanées dans les différents pays concepteurs. Les Etats-Unis proposèrent en 1987 le premier démonstrateur d'antennes actives aéroportées (*Texas Instrument*). Ainsi, depuis le début des années 2000, le radar *AN/APG 77* doté d'une antenne active équipe les avions de chasse américains *F22* et *F15C*.

En Europe, un consortium formé par la France, l'Angleterre et l'Allemagne a permis de regrouper plusieurs entreprises dont Thales qui a abouti en 1998 à la présentation du démonstrateur *AMSAR*. L'expérience et les compétences acquises par Thales dans la technologie *AESA* ont conduit au développement du radar *RBE2* qui équipe l'avion de combat français *Rafale* (*Dassault*) et qui devrait recevoir une antenne active à l'horizon 2012 (*RBE2 AESA*).

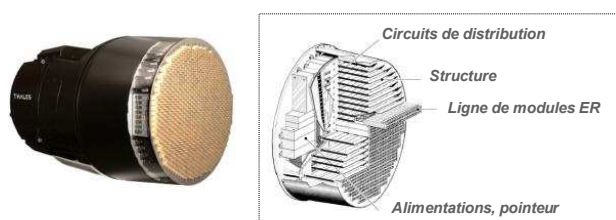


Fig. 1.13 – Photographie du radar RBE2 AESA et description de son antenne active

Les systèmes de détection et de commandement aéroportés *AWACS* constituent une autre application militaire des antennes actives. Elles sont alors montées sur un avion de guet permettant à la fois de surveiller un vaste espace aérien et de postes de commandement pour les opérations aériennes ou de lutte anti-aérienne.

Les antennes actives trouvent également des applications civiles dans le domaine spatial du fait de leur fiabilité, et de l'absence de mouvement mécanique à compenser par le satellite. Leur utilisation reste cependant délicate, car elles sont soumises à de fortes contraintes (poids, encombrement, consommation électrique, température, vibrations et résistance aux rayonnements ionisés). Elles sont installées sur des satellites (le canadien *RADARSAT* et l'europpéen *ENVISAT*) et assurent des missions d'observation de la terre pour l'étude de l'environnement.

Enfin, une application qui fait l'objet de nombreux développements actuellement est celle des antennes conformes et des antennes réparties [12]. Ce concept, qui peut être extrapolé au concept de « peaux intelligentes » nécessite des développements technologiques importants (Modules *ER* compacts et à haut rendement, conditionnement thermique, distribution des signaux hyperfréquences) dus à l'architecture dite « en tuile »

(structure multi-couches 3D) qui inclue l'élément rayonnant de manière à minimiser la profondeur de l'antenne.

Les antennes conformes font partie intégrante de la structure de la plateforme ce qui permet, en épousant la forme de celle-ci, la suppression des protubérances extérieures et des emprises intérieures sur la plateforme. De plus, dans le cas où les antennes conformes sont également dispersées sur la toute structure (antennes réparties), les performances de l'antenne sont augmentées (Surface apparente de rayonnement maximale dans toutes les directions, absence de radôme et des effets parasites associés, réduction de la *SER* du radar, etc.)

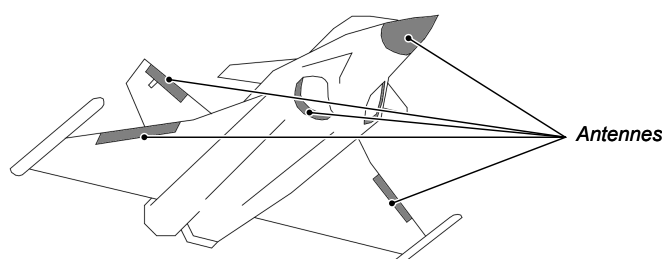


Fig. 1.14 – Exemples d'implémentation d'antennes conformes, réparties.

### 1.3.2.3 Intérêts opérationnels et contraintes

Sur le plan opérationnel, l'antenne active possède, comme l'ensemble des antennes à balayage électronique, la capacité à changer la direction du faisceau en un temps très court (quelques microsecondes contre quelques millisecondes pour le balayage mécanique).

De plus, l'antenne active se distingue de par ses fonctions d'amplification et de contrôle qui lui confèrent un degré de performance accru vis-à-vis des antennes à balayage électronique passives. Elle permet ainsi d'ajuster la forme et le niveau des lobes pour adapter le faisceau à des conditions d'environnement parfois complexes (échos importants, sources de brouillage). Elle autorise également la possibilité d'affecter le faisceau à différentes tâches (poursuite, recherche, guidage, transfert de données, suivi de terrain, etc..) en un temps très court permettant, à l'échelle de l'utilisateur, une simultanéité des fonctions (Fig.1-15). D'où la notion de radar « multifonctions ».

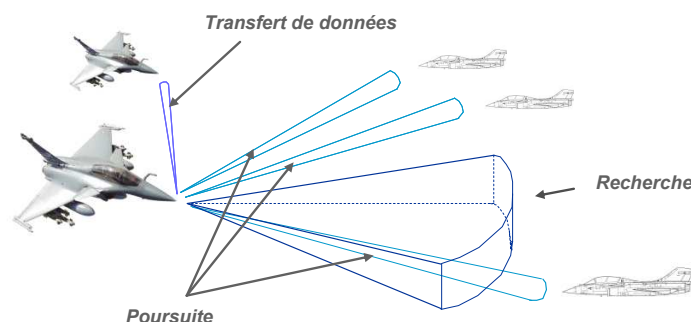


Fig. 1.15 – Radar multifonctions aéroportés assurant la recherche, la poursuite de cibles, et la liaison de données.

Au sein de l'antenne active, l'amplification au plus près de l'élément rayonnant se traduit par des pertes hyperfréquences minimales qui contribuent à optimiser le rendement et la portée du radar. Cette architecture permet également un accroissement de fiabilité du fait de la suppression des composants uniques (émetteur, mélangeur) dont la défaillance entraîne la panne totale dans le cas des antennes passives. Pour l'antenne active, la panne d'un faible nombre de modules *ER* affecte peu les performances du système et contribue ainsi à améliorer le critère *MTBF* du radar.

Les antennes actives se heurtent toutefois à plusieurs limites technologiques et physiques. Une des difficultés majeure réside dans la complexité de l'antenne active qui associe plusieurs centaines à plusieurs milliers de modules actifs qui, du fait de la précision et de la dispersion de leurs réalisations (dispersion mécanique, cumuls des tolérances sur les composants *RF*, vieillissement, etc.), n'ont pas forcément les mêmes performances. Des procédures de détection et de compensation de ces erreurs ont été mise au point dans [13], par modification des commandes sur les niveaux des éléments ajustables en amplitude et en phase de l'antenne. Cette opération de calibrage, dite « calibration », aboutit à l'équilibrage des centaines de voies actives en émission et réception.

Pour les antennes à balayage électronique, l'angle de dépointage, fixé par le déphasage au niveau de chaque source, est limité par le diagramme de rayonnement des sources élémentaires. Pour un avion de combat, la vision vers l'avant nécessite l'implantation du radar en pointe avant et la couverture est restreinte à un cône de demi-angle au sommet d'environ 60°.

La présence en proximité des éléments rayonnants les uns des autres génère des phénomènes de couplages qui peuvent être pénalisant. Pour une antenne réseau classique, ces couplages sont compensés lors de la conception. Cela devient plus problématique pour une antenne à balayage électronique où les niveaux de couplages dépendent non

seulement de la fréquence, mais également du pointage du faisceau. Dans certains cas extrême, pour des sources très couplées, des directions avec un gain nul apparaissent (appelées zones « aveugles ») dans lesquelles aucune cible ne peut être détectée.

De plus, la bande passante de l'antenne est limitée par celle des éléments rayonnants, des modules, et du distributeur. Cependant, l'antenne active permet d'obtenir une bande passante totale d'au moins 15% (en application radar).

En conclusion, l'antenne active est un système complexe dans lequel les modules actifs *ER* (qui représentent 50% du coût total de l'antenne) ont une part prépondérante. La possibilité de montée en fréquence impose de diminuer la maille de l'antenne réseau. Ceci implique de réduire les dimensions des modules tout en préservant la qualité de leurs performances. Or, la miniaturisation augmente les problèmes liés à la dissipation thermique et les interactions entre composants au sein des modules *ER* actifs. Les contraintes de miniaturisation, de poids et de coût font de la conception des modules *ER* la clé de voûte de l'antenne active.

### 1.3.3 Modules d'émission/réception

#### 1.3.3.1 Architecture des modules d'émission/réception

Les modules actifs *ER* sont des chaînes hyperfréquences qui ont en charge le conditionnement du signal (en amplitude et phase) tant à l'émission qu'à la réception. Ils constituent des éléments clés des antennes actives car leurs performances impactent directement les performances du radar en termes d'agilité, de portée et de précision.

La figure 1-16 présente un synoptique d'un module actif *ER* et de ses principales fonctions hyperfréquences que sont :

- L'amplification en puissance du signal à l'émission
- L'amplification à faible bruit du signal reçu
- L'aiguillage et l'isolation des signaux émis et reçus
- Le contrôle de l'amplitude et de la phase des signaux

A l'émission, l'amplification du signal *RF* est réalisée par l'amplificateur de puissance ou *HPA* qui est précédé par un pré-amplificateur (driver). L'étage de pré-amplification permet à l'amplificateur de travailler en régime saturé pour délivrer un signal d'enveloppe de forte amplitude modulé par une fréquence porteuse élevée.

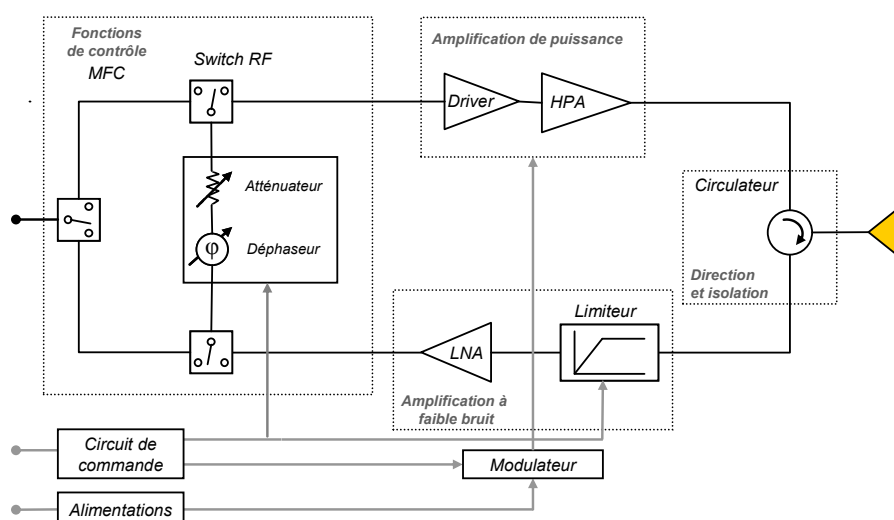


Fig. 1.16 – Synoptique du module actif *ER* avec l'élément rayonnant

A la réception, l'amplification du signal reçu est positionnée le plus en amont possible dans la chaîne de réception de façon à minimiser le facteur de bruit de la chaîne. Le limiteur est chargé de protéger l'amplificateur de réception ou LNA vis-à-vis de l'émission et des forts signaux extérieurs (issus des brouilleurs externes dans le cas d'applications militaires et des rayonnements parasites issus des éléments rayonnants voisins).

La fonction de contrôle des signaux est réalisée par la puce multi-fonctions ou *MFC*. Son but est d'appliquer au signal l'amplitude et la phase voulues en sortie du module de façon à diriger et former le faisceau dans la direction choisie.

L'aiguillage des signaux *RF* est réalisé par les commutateurs (switch *RF*) inclus dans la fonction de contrôle, et par le duplexeur en amont de l'élément rayonnant.

Enfin, ces fonctions reçoivent l'énergie d'alimentation et les signaux de commande. L'alimentation assure, via un modulateur, la polarisation pulsée de l'amplificateur de puissance. Le circuit de commande numérique, basé sur des *ASICs*, ordonne le déphasage, l'atténuation, l'aiguillage et le contrôle de gain.

Du fait de leur nombre important au sein de l'antenne active, les modules *ER* sont soumis à de nombreuses exigences et contraintes :

- Respect du compromis fiabilité / faible coût
- Bonne reproductibilité des performances électriques
- Faible consommation électrique et haut rendement pour minimiser les pertes
- Faible encombrement / poids en vue des applications aéroportées et spatiales



Ces contraintes technologiques imposées par le développement de l'antenne active constituent un défi perpétuel pour les concepteurs. Elles ont conduit à concevoir des nouvelles techniques d'intégration des puces qui réalisent les fonctions élémentaires hyperfréquences. Le développement de la technologie *MMIC* et l'amélioration des matériaux *AsGa* ont permis la production de circuits hyperfréquences sur puces à des niveaux d'intégration très élevés. Les modules actifs *ER* modernes [14][15] sont composés de plusieurs puces *MMIC* réunies sur un même substrat permettant la génération de fortes puissances (de l'ordre de 10W en puissance crête et de 1 à 3W en puissance moyenne). Un exemple de module basé sur la technologie *MMIC* et construit sur une architecture de type « brique » est présenté fig. 1-17.

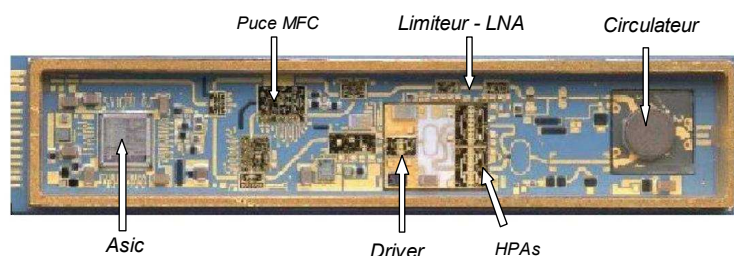


Fig. 1.17 – Photographie d'un module actif *ER* (64,5x13,5mm) et ses principales fonctions.

### 1.3.3.2 Evolutions technologiques

La majeure partie des développements technologiques actuels concernent les matériaux de la filière *GaN*, les commutateurs à base de *MEMS RF* et les modules *ER* de type « tuile » [16]. Leurs propriétés innovantes devraient permettre de réduire, dans un futur proche, les contraintes technologiques liées au développement des radars multi-fonctions et des antennes conformes.

- ▷ Le Nitrure de Gallium (*GaN*) :
  - Avantage : Du fait de leurs larges bandes interdites, les transistors de la filière *GaN* permettent d'accroître les performances des amplificateurs de puissance hyperfréquences réalisés en technologie *AsGa* (puissance délivrée multipliée par un facteur de 8 à 10) et leur robustesse (meilleure tenue en puissance). Cette technologie devrait permettre de simplifier ou supprimer le limiteur qui sert de protection à l'amplificateur faible bruit pour améliorer l'intégration des modules *ER*.

- Inconvénients : Les amplificateurs de puissance de la filière GaN [17][18] utilisent des puissances d'alimentation élevées qui nécessitent un rendement en puissance ajoutée supérieur à celui de la technologie AsGa pour pouvoir dissiper dans le système, les niveaux de puissance dissipée sans repenser l'architecture de dissipation du radar (plaque froide). Car, malgré une meilleure conductivité thermique, le nombre de calories à évacuer pour les transistors de la filière GaN est beaucoup plus important. Un des défis actuels est donc de concevoir une architecture capable d'évacuer la chaleur (dispositifs de refroidissement encombrants) malgré l'évolution vers des systèmes de plus en plus compacts. Un autre défi concerne le développement d'alimentations capable de délivrer les niveaux de puissance continue nécessaire aux centaines de modules *ER* que contient une antenne active qui de plus, est un système embarqué donc autonome. Enfin, l'utilisation d'amplificateur de puissance de la filière GaN implique de maîtriser les phénomènes de pièges (transitoires) qui entraînent des distorsions sur les variations de l'enveloppe du signal.
  
- ▷ Les commutateurs *RF* basé sur la technologie *MEMS* présentent d'excellentes performances en termes de pertes d'insertion. Associés à un faible coût de production, cette technologie est très intéressante pour les futures applications *AESA*. Des efforts doivent cependant être menés sur la mise en boîtier et sur l'analyse du concept en terme de fiabilité, de tenue en puissance et de vitesse de commutation en vue d'une industrialisation [19].
  
- ▷ L'architecture « tuile » (tridimensionnelle) des modules *ER* est la clé de la technologie des antennes conformes (cf. Partie 1.3.2.3.). Elle va également améliorer la capacité à concevoir des antennes à faible profondeur d'encombrement.

### 1.3.3.3 La simulation dans le développement des modules *ER*

L'utilisation de la technologie *MMIC* permet de répondre aux besoins industriels en matière de fiabilité, de bonne reproductibilité et de miniaturisation des circuits. Cependant, en terme de coût et délais de production, cette technologie est dépendante du nombre de lancement en fabrication nécessaire à la mise au point de la puce car aucune correction sur le circuit final n'est possible. La conception des circuits doit donc être optimale dans l'optique de réduction des coûts de développement des modules actifs et de l'antenne active. C'est la raison pour laquelle les concepteurs font appel à des outils de *CAO* qui permettent d'anticiper et corriger les risques de dysfonctionnement des circuits en analysant leurs comportements électriques, électromagnétiques et thermiques.

La simulation permet ainsi de réduire le nombre d'étapes de conception (maquettage, prototypage, etc.) et contribue à diminuer les délais et les coûts de réalisation des antennes actives.

Parmi les fonctions hyperfréquences des modules *ER*, l'amplificateur de puissance consomme la plus grosse partie de l'énergie nécessaire au fonctionnement du système complet. Il fait donc l'objet d'une attention particulière lors de la conception, de façon à optimiser le budget consommation et à dégrader le moins possible les paramètres de définition du signal émis. En effet, le comportement non-linéaire de l'amplificateur génère des dérives sur le signal à l'émission qui ne peuvent être corrigées et qui ont un impact direct sur le diagramme de rayonnement de l'antenne et les performances globales du radar.

## 1.4 Amplificateurs de puissance dans le contexte radar

### 1.4.1 Fonction et topologie

L'amplificateur de puissance a en charge l'amplification du signal  $RF$  à émettre. Dans le contexte des antennes actives, pour lesquelles une longue portée est primordiale, l'amplificateur est utilisé en régime saturé afin de maximiser la puissance rayonnée. Les amplificateurs à état solide de type *MMIC* utilisés sont généralement construits avec plusieurs étages d'amplification [20]. Cette topologie, présentée sur la figure 1-18, permet d'augmenter le gain total du composant.

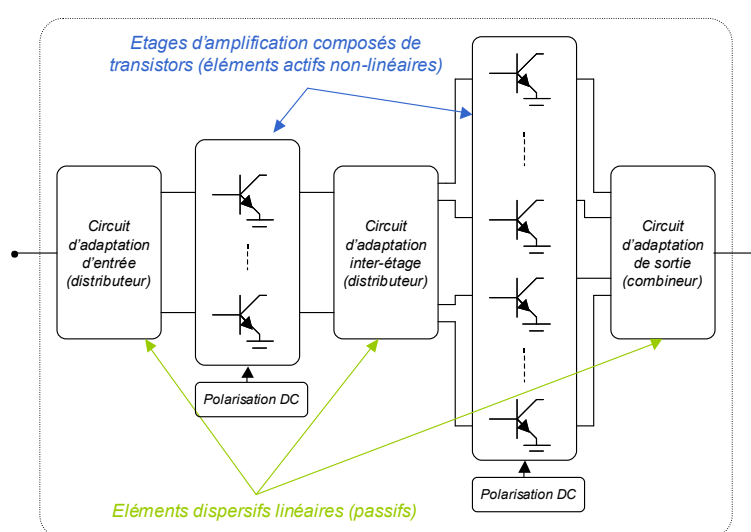


Fig. 1.18 – Topologie d'un amplificateur MMIC composé de 2 étages d'amplifications

Les circuits d'adaptations en entrée et sortie assurent la distribution et la recombinaison du signal  $RF$  en limitant les pertes de désadaptations avec les composants voisins dans la chaîne. Le circuit d'adaptation inter-étages réalise la distribution du signal  $RF$  et des alimentations  $DC$ , et l'adaptation des impédances entre les étages d'amplification.

Les étages d'amplification sont constitués de transistors qui permettent la conversion optimale de l'énergie continue issue de la polarisation  $DC$  vers l'énergie du signal hyperfréquence. Les amplificateurs de puissance intégrés dans les modules *ER* actuels sont constitués de Transistors Bipolaires à Hétérojonction réalisés en technologie AsGa. Leur conception est en cours d'évolution avec l'arrivée à maturation des composants issus de la filière de matériaux grand gap GaN qui offrent des perspectives d'amplification plus intéressantes.

Dans le cadre de cette thèse, l'étude s'est portée sur un amplificateur de puissance *MMIC* fonctionnant en bande X (8-12GHz) et constitué de transistors de technologie *HBT AsGa/GaInP* issue de la filière *HB20P* d'*UMS* [21].

## 1.4.2 Facteurs de mérite associés au contexte radar

Dans une chaîne *RF*, l'amplificateur de puissance, composant non linéaire, est parmi les dispositifs les plus critiques car il affecte notablement les performances globale du système en terme d'intégrité du signal et de consommation. La définition des facteurs de mérite de l'amplificateur permet de quantifier ses performances en termes de gain, rendement et linéarité.

### 1.4.2.1 Bilan énergétique

La figure 1-19 représente le bilan énergétique d'un amplificateur et permet de dissocier deux catégories de puissance. Les puissances fournies à l'amplificateur et les puissances délivrées par l'amplificateur.

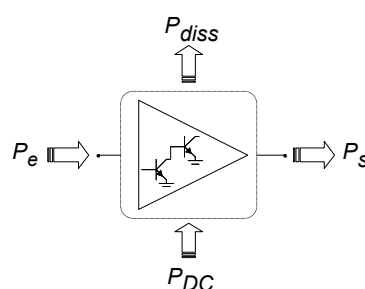


Fig. 1.19 – Bilan de puissance

Les puissances fournies sont notées  $P_e$ , la puissance *RF* d'entrée et  $P_{DC}$ , la puissance continue délivrée par la source d'alimentation.  $P_s$  représente la puissance *RF* de sortie dissipée dans la charge et  $P_{diss}$  la puissance dissipée principalement sous forme de chaleur. D'après la loi de conservation de l'énergie, le bilan énergétique est le suivant :

$$P_e + P_{DC} = P_s + P_{diss} \quad (1.24)$$

La puissance dissipée est une puissance perdue, elle doit être efficacement évacuée afin de ne pas perturber le comportement électrique de l'amplificateur. Le fonctionnement de l'amplificateur doit donc être optimisé pour permettre une conversion optimale de l'énergie fournie par l'alimentation continue vers l'énergie alternative du signal *RF*. Ceci est d'autant plus important dans le contexte des systèmes embarqués où le soucis d'autonomie énergétique est important.

Le critère du rendement permet d'évaluer le bilan énergétique de l'amplificateur par le rapport entre la puissance de sortie disponible  $P_s$  et la puissance consommée  $P_{DC}$  :

$$\eta = \frac{P_s}{P_{DC}} \quad (1.25)$$

Le rendement en puissance ajoutée,  $PAE$ , permet d'incorporer la puissance  $P_e$  ayant servi à l'excitation de l'amplificateur dans le rendement énergétique.

$$PAE = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} \quad (1.26)$$

Pour un amplificateur de puissance, les meilleurs rendements sont obtenus en zone saturée, c'est-à-dire lorsque l'amplificateur est proche de son niveau de puissance maximum (fig. 1-20). Cependant dans de telles conditions de fonctionnement, la non linéarité introduite par le composant dégrade les caractéristiques du signal hyperfréquence.

### 1.4.2.2 Caractéristiques monoporteuses

Une manière d'évaluer les potentialités de l'amplificateur de puissance en terme de linéarité et de rendement consiste à fournir les courbes de conversion d'amplitude d'entrée / amplitude de sortie ( $AM/AM$ ) et de conversion d'amplitude d'entrée / phase de sortie ( $AM/PM$ ). Ces deux courbes sont généralement mesurées à la fréquence centrale de la bande à l'aide d'un signal sinusoïdal  $CW$  dont la puissance varie.

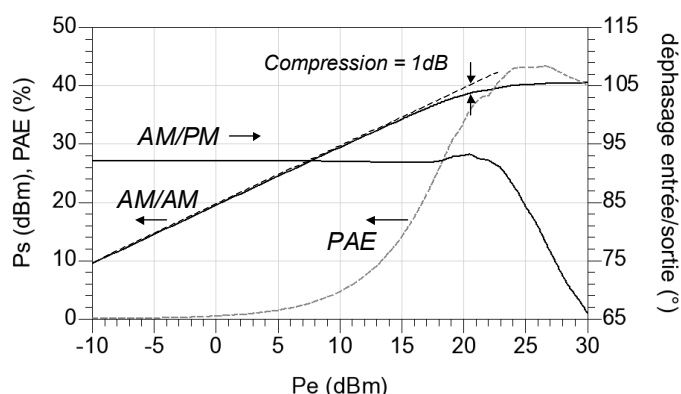


Fig. 1.20 – Exemples de courbes AM/AM, AM/PM et de rendement (PAE).

Ces caractérisations mettent en évidence deux zones de fonctionnement de l'amplificateur. Une zone dite linéaire où le gain est constant en fonction de la puissance d'entrée et égal au gain petit signal ou gain linéaire. Dans cette zone, le rendement de l'amplificateur est faible engendrant une forte perte d'énergie.

La seconde zone dite non linéaire fait apparaître une diminution du gain de l'amplificateur en fonction de la puissance d'entrée jusqu'à la saturation de l'amplificateur. La caractéristique de sortie subit des distorsions en amplitude et en phase. Par contre, le rendement atteint son maximum traduisant une meilleure conversion de l'énergie continue vers l'énergie hyperfréquence.

La courbe  $AM/AM$  permet de relever la puissance du signal en entrée permettant d'obtenir le maximum de rendement. Elle permet également de déterminer des points remarquables qui sont généralement les points de puissance (entrée et sortie), correspondant à 1, 2 ou 3 dB de compression de gain. Les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur sont alors exprimées relativement à ces points remarquables.

Ainsi, le niveau de recul de puissance d'entrée ( $IBO$  pour *Input Back Off*) et de sortie ( $OBO$  pour *Output Back Off*) peuvent être définis comme respectivement les distances en dB par rapport à la puissance d'entrée et la puissance de sortie à 2 dB de compression :

$$IBO_{2dB}(dB) = P_e(dBm) - (P_e(dBm))_{P2dB} \quad (1.27)$$

$$OBO_{2dB}(dB) = P_s(dBm) - (P_s(dBm))_{P2dB} \quad (1.28)$$

### 1.4.2.3 Caractéristiques biporteuses

Ce type de caractérisation consiste à appliquer à l'amplificateur, un signal à enveloppe variable constitué de deux fréquences porteuses non modulées de fréquences proches.

Le signal d'excitation s'exprime sous la forme :

$$x(t) = A(\cos(2\pi f_1.t) + \cos(2\pi f_2.t)) \quad \text{avec } \Delta f = |f_1 - f_2| \quad (1.29)$$

L'amplificateur étant un composant non-linéaire, le signal généré en sortie de ne situe plus exclusivement aux fréquences harmoniques mais également à des fréquences parasites de battement comme le montre la figure 1-21.

La non-linéarité de l'amplificateur génère des produits d'intermodulation aux fréquences  $m.f_1 + n.f_2$  (avec  $m$  et  $n \in Z$ ). Les fréquences correspondantes à  $|m| + |n|$  impair retombent à proximité des raies utiles  $C_1$  et  $C_2$  et viennent perturber le signal utile.

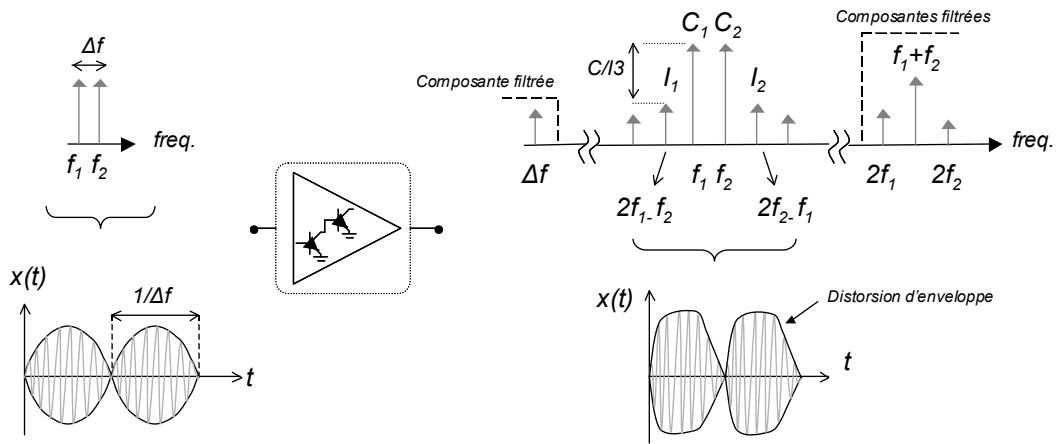


Fig. 1.21 – Caractérisation biporteuse d'un amplificateur de puissance.

Parmi l'ensemble de ces produits d'intermodulation, les composantes spectrales les plus significatives sont les raies d'intermodulation d'ordre 3 ( $I_1$  et  $I_2$ ). Le niveau de ces remontées spectrales peut être quantifié par le rapport d'intermodulation d'ordre 3,  $C/I_3$  (*Carrier to 3<sup>rd</sup> Order Intermodulation*), qui est défini comme le rapport de puissance entre les raies porteuses et les raies d'intermodulations d'ordre 3. Ce rapport s'exprime sous la forme suivante :

$$C/I_3(dBc) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{|C_1^2| + |C_2^2|}{|I_1^2| + |I_2^2|} \right) \quad (1.30)$$

De façon identique, il est possible de définir les rapports d'intermodulations pour des ordres supérieurs ( $C/I_5$ ,  $C/I_7$ ).

Les caractéristiques  $C/I_n$  associées aux caractéristiques monoporteuses  $AM/AM$  et  $AM/PM$ , constituent les figures de mérite usuelles pour caractériser les effets non linéaires présents au sein des amplificateurs de puissance. Cependant, ces critères sont insuffisants pour une caractérisation complète des dispositifs non linéaires du fait de la nature relativement simple des signaux utilisés lors de ces caractérisations. Pour caractériser les non linéarités et les effets dispersifs (effets mémoires) excités par l'utilisation de signaux modulés complexes et/ou à enveloppe variable, il est nécessaire de considérer des critères supplémentaires tels que l' $ACRP$ , le  $NPR$  et l' $EVM$  [22].



### 1.4.3 Effets non-linéaires : origines et impacts sur les signaux radar

Les principaux effets non linéaires présents au sein des amplificateurs de puissance sont les effets de mémoires et de désadaptations à leurs accès.

Les effets de mémoire traduisent les variations du comportement de l'amplificateur en fonction de la rapidité du signal d'excitation. La réponse du composant n'est donc pas instantanée. Le signal de sortie est la résultante d'une combinaison complexe entre le signal d'entrée à l'instant présent et les excitations des états précédents compris jusqu'à une durée correspondante à la constante de temps de l'effet mémoire le plus long. Ces phénomènes sont dus aux constantes de temps multiples provenant d'interactions complexes entre les différents composants de l'amplificateur (éléments réactifs des circuits d'adaptations et de polarisation, phénomènes électriques et électrothermiques au sein des transistors).

Afin de clarifier les origines de ces phénomènes, les phénomènes de mémoire peuvent être divisés en deux catégories : la mémoire dite « haute fréquence » (constante de temps courte) et la mémoire « basse fréquence » (constante de temps longue). L'analyse de l'impact de ces effets non linéaires sur des signaux de type radar est proposée dans cette partie.

#### 1.4.3.1 Effets de mémoire hautes fréquences

Les effets de mémoires hautes fréquences (mémoire *HF*) se caractérisent par des constantes de temps courtes, du même ordre que la période de la porteuse, résultant principalement du temps de parcours du signal dans les transistors et les réseaux d'adaptation. En effet, dans le cas des applications radar à bande étroite pour lesquelles les bandes de fréquences des amplificateurs de puissance sont de l'ordre de 10%, les circuits d'adaptation qui présentent les impédances optimales aux accès des transistors, sont optimisés de manière inégale sur la bande de fonctionnement. De plus, les performances des transistors ne sont pas identiques sur toute la bande de fonctionnement du fait de la dépendance en fréquence des éléments semi-conducteurs. La mémoire *HF* traduit donc les variations des performances de l'amplificateur dans la bande.

Les effets de la mémoire *HF* peuvent être mis en évidence par une caractérisation monoporteuse dont on fait varier la fréquence et le niveau de puissance. Pour illustration, les caractéristiques *AM/AM* et *AM/PM* et la puissance continue sont représentées Fig. 1-22.

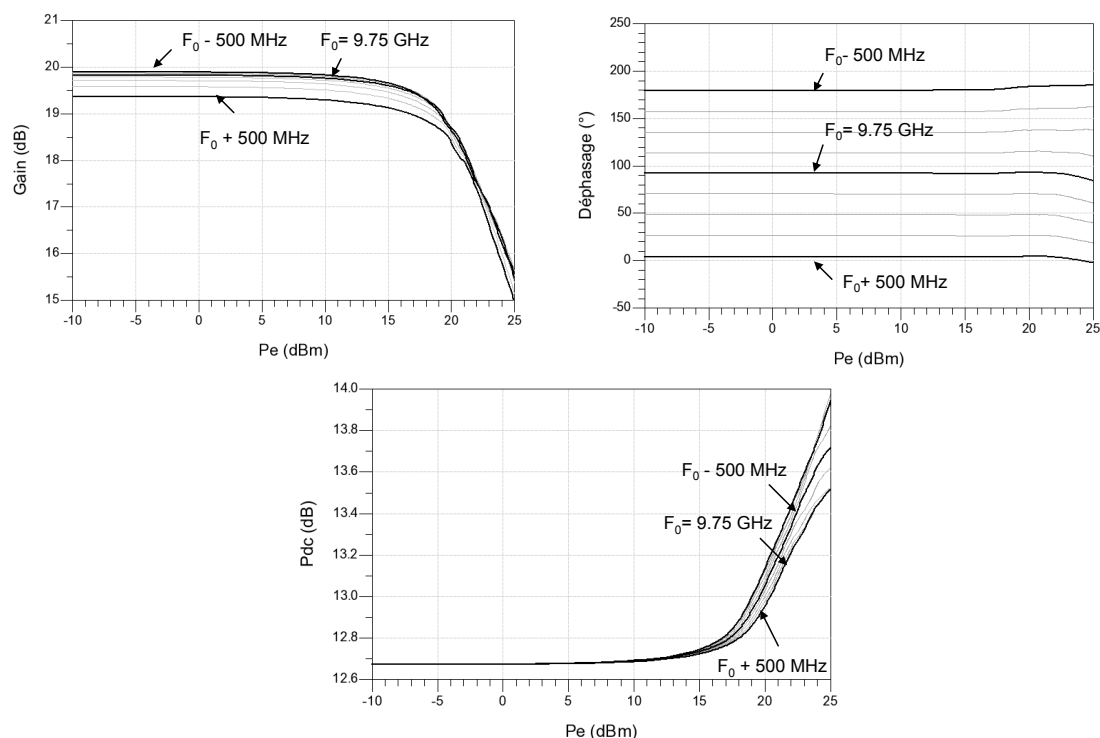


Fig. 1.22 – Evolutions des caractéristiques AM/AM (Gain), AM/PM (Déphasage) et de la puissance continue ( $P_{dc}$ ) en fonction de la fréquence.

Outre l'observation des effets de compression et de saturation dus à la non-linéarité du composant en fonction de la puissance injectée, ces caractéristiques mettent en avant les variations importantes des performances de l'amplificateur en fonction de la fréquence du signal d'excitation.

Les effets de mémoire  $HF$  se manifestent lorsque l'amplificateur de puissance est soumis à un signal de type chirp. La variation de la fréquence  $RF$  du signal au cours de l'impulsion se traduit par une distorsion de l'enveloppe de celle-ci. La figure 1-23 présente l'influence de la mémoire  $HF$  de l'amplificateur test sur un signal pulsé d'une durée de  $50\mu s$ , modulé linéairement en fréquence de  $f_0$  à  $f_0 + 100MHz$  pour une puissance d'entrée équivalente à 1dB de compression. Ces résultats sont issus d'une simulation temporelle réalisée à l'aide d'un modèle comportemental (dont les données ont été extraites à partir du modèle de conception de l'amplificateur test) qui représente uniquement les effets de mémoire  $HF$  pour s'affranchir de l'influence de la thermique.

Les résultats montrent une forte dépendance des performances de l'amplificateur en fonction de la fréquence  $RF$  du signal à amplifier. Ces distorsions sont dues à la dispersion fréquentielle des éléments semi-conducteurs des transistors et des éléments passifs qui réalisent les circuits d'adaptations.

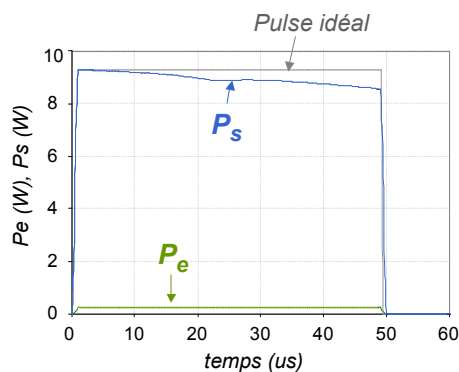


Fig. 1.23 – Influence de la mémoire HF sur une impulsion de type chirp.

### 1.4.3.2 Effets de mémoire basses fréquences

Les effets de mémoire basse fréquence, également appelés « effets mémoires à long terme », se caractérisent par des distorsions à constantes de temps longues, du même ordre de grandeur que celles de l’enveloppe du signal [23][24][25]. Ces phénomènes sont principalement induits par les phénomènes transitoires dans les circuits de polarisation, l’autoéchauffement au sein des transistors ainsi que les phénomènes de pièges (transistor à effets de champs).

- ▷ Effets induits par l’interaction entres transistors et circuits de polarisation

Ces effets sont principalement exacerbés lorsque l’amplificateur est soumis à un signal modulé d’enveloppe variable utilisés en télécommunication. La non linéarité du transistor génère des raies aux fréquences BF qui modulent l’énergie continue relative à la polarisation des transistors, comme présenté fig. 1-24. La modulation du point de polarisation modifie les impédances présentées aux accès des transistors et entraîne ainsi une forte dégradation des performances globales de l’amplificateur.

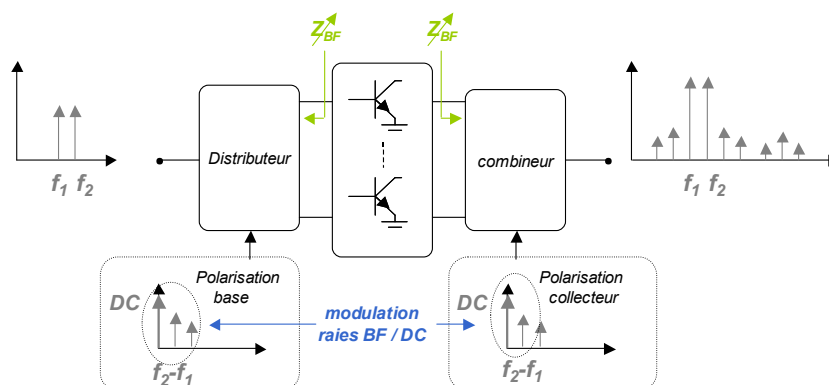


Fig. 1.24 – Représentation des effets BF induits par l’interaction transistor / circuits de polarisation

Les phénomènes de mémoire *BF* et leurs impacts sur les signaux de télécommunications ont fait l'objet d'une étude approfondie dans [26]. Ces effets sont moins sensibles aux signaux radar qui ont une enveloppe quasi-constante. En revanche, les fortes puissances mises en jeu pour de tels signaux entraînent des effets *BF* importants avec des constantes de temps beaucoup plus longue, dus à l'autoéchauffement au sein des transistors.

▷ Effets induits par l'auto-échauffement au sein des transistors

Le comportement de l'amplificateur dépend fortement de sa température interne qui résulte de l'autoéchauffement des transistors. Dans les amplificateurs de puissance construits autour de transistors *HBT* sur substrat AsGa, les variations au cours d'une impulsion radar sont majoritairement induits par les effets thermiques [27]. L'augmentation de la puissance dissipée entraîne l'auto-échauffement des matériaux au sein des transistors. La relative faible conductivité thermique de l'AsGa conduit à des températures de fonctionnement élevées qui entraînent la diminution de la mobilité des électrons et se traduit par un effondrement du gain statique en courant [28][29][30][31][32][33][34]. De plus, pour les structures multi-doigts, l'élévation de la puissance dissipée fait apparaître un point chaud au niveau du doigt central du transistor. Le courant de base se concentre vers ce doigt limitant le fonctionnement global à un doigt du transistor. Cet effet, communément appelé effet « crunch » se traduit par une chute des caractéristiques  $I_c = f(V_{ce})$ . Le gain en courant ainsi que le courant collecteur diminuent alors avec l'augmentation de la température.

Ces phénomènes d'autoéchauffement ont une influence importante sur les signaux radar pulsés. En effet, au cours d'une impulsion radar, la température s'élève généralement de plusieurs dizaine de degrés. L'élévation de la température entraîne une variation dynamique des performances du composant au cours de l'impulsion jusqu'au régime établi. L'autoéchauffement est alors responsable d'un overshoot au début de l'impulsion radar. L'utilisation de signaux pulsés permet cependant à l'amplificateur de se refroidir pendant la période entre deux impulsions consécutives. Celle-ci doit être suffisamment longue pour que la température de jonction revienne à la température ambiante (Fig. 1-25).

L'élévation de la température de jonction d'un amplificateur de type *HBT AsGa/GaInP* et son impact sur l'enveloppe du signal amplifié sont illustrés Fig. 1-26.

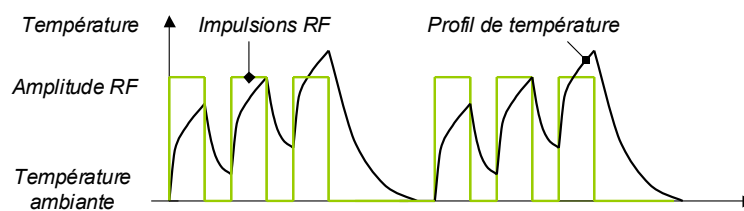


Fig. 1.25 – Exemple de variation de la température de jonction en impulsions

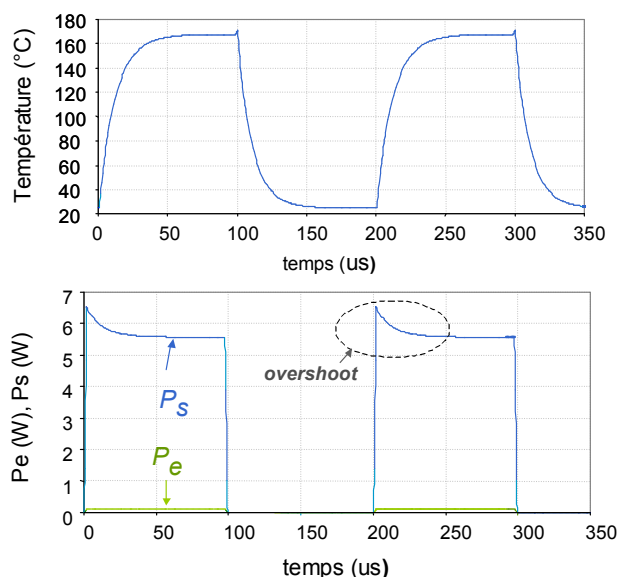


Fig. 1.26 – Evolution de la température de l’amplificateur et son impact sur l’enveloppe du signal.

La figure 1-27 présente les performances en régime établi (*CW*) de l’amplificateur test pour différentes valeurs de température de jonction fixée au niveau transistor de 25°C (température ambiante) à 200°C à la fréquence centrale de fonctionnement (9.75 GHz). Les résultats montrent que l’élévation de la température entraîne une chute notable des performances de l’amplificateur (2dB pour la puissance de sortie) en régime établi.

L’augmentation constante des densités de puissance et d’intégration des amplificateurs de puissance font de la température un paramètre incontournable dans la conception de ces circuits. Les effets thermiques induisent des dérives de gain et de phase au sein des impulsions *RF* radars. L’influence de la température est donc étudiée dès la phase de conception pour déterminer le dimensionnement des dispositifs thermiques et optimiser le compromis performances-fiabilité. La connaissance de la température permet par ailleurs, de prévoir le vieillissement des composants et d’estimer leur durée de vie (loi d’Arrhenius).

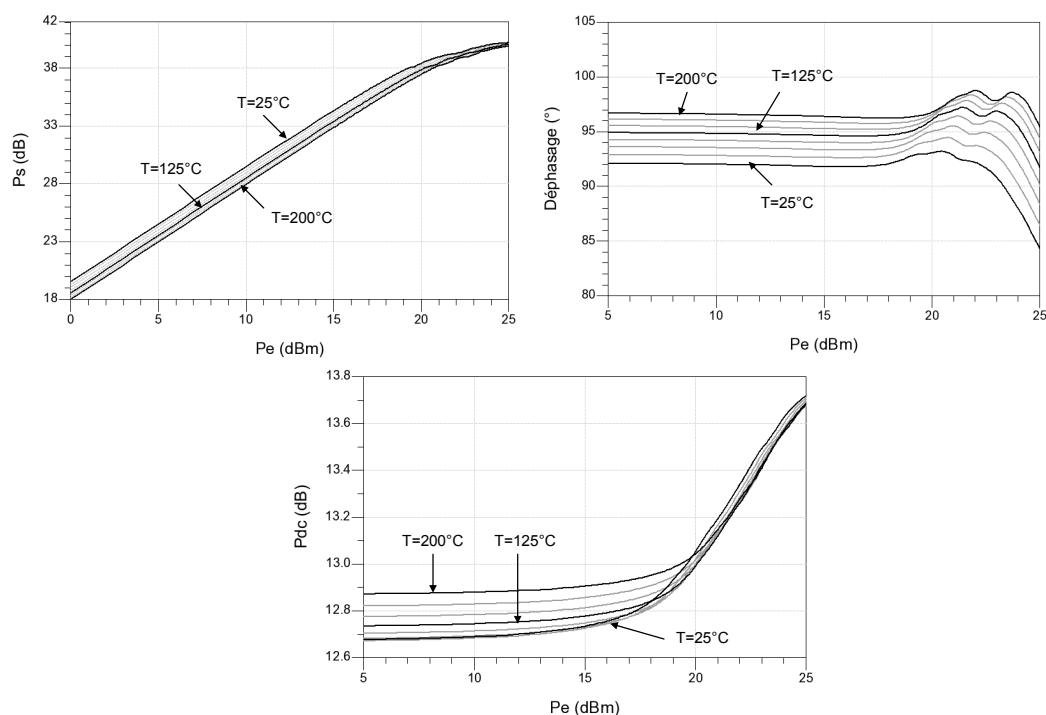


Fig. 1.27 – Evolutions des caractéristiques AM/AM, AM/PM et du rendement en fonction de la température de jonction fixée au niveau des transistors.

▷ Phénomènes de pièges

Ces effets non linéaires sont principalement rencontrés dans les transistors à effet de champs [35]. Ils trouvent leurs sources dans les défauts du substrat au sein duquel des processus de capture et d'émission de porteurs induisent des comportements transitoires (constantes de temps de quelques microsecondes à plusieurs millisecondes). Dans [36], l'étude des effets de pièges dans des transistors de la filière GaN (matériau III-V) a conduit à leur modélisation au niveau transistor.

### 1.4.3.3 Interaction des effets non linéaires à mémoire

Les phénomènes à mémoires  $HF$  et  $BF$  présentés précédemment sont indissociables car ils interagissent entre eux. Dans [22], l'auteur a mis en évidence l'interaction des phénomènes de mémoire  $HF$  et des effets de mémoire  $BF$  dû au comportement électrique de l'amplificateur. Dans le contexte des applications radars, les effets  $BF$  présents au sein des amplificateurs de puissance sont majoritairement induits par les phénomènes thermiques.

La figure 1-28 présente les variations des performances de l'amplificateur de puissance sur la bande de fonctionnement (9-10,5GHz) pour différentes valeurs de température figées au sein du module.

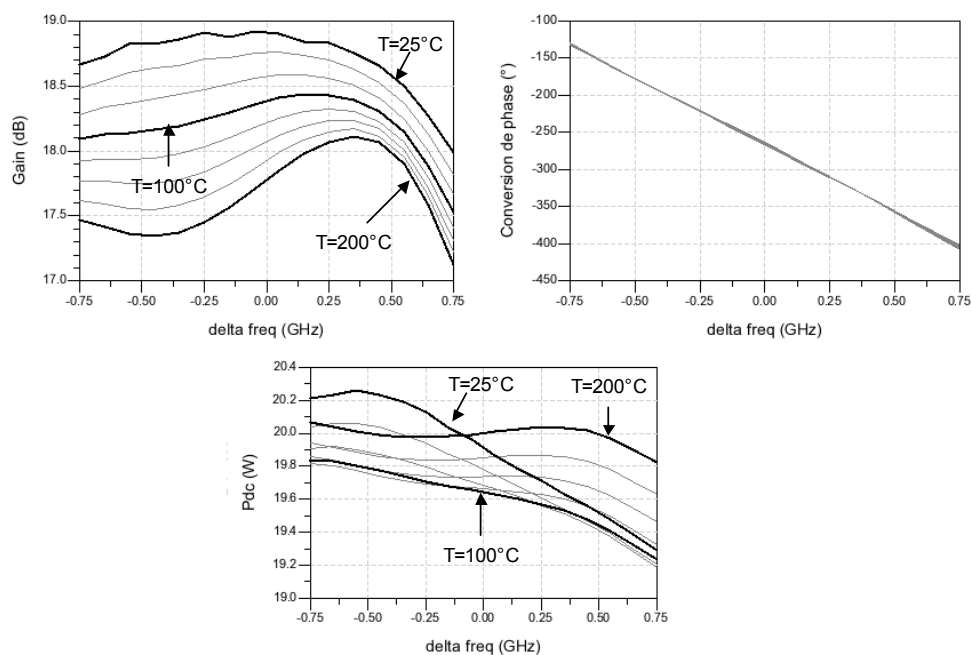


Fig. 1.28 – Evolutions du gain, de la phase et de la puissance continue pour différentes températures dans la bande de fréquence de l’amplificateur.

Les résultats montrent la dispersion des variations en température en fonction de la fréquence de fonctionnement pour une puissance d’entrée correspondante à 1dB de compression. Les phénomènes de mémoire  $HF$  et d’autoéchauffement sont donc indissociables. La prise en compte de cette interaction est primordiale pour une modélisation fine des performances de l’amplificateur.

#### 1.4.3.4 Effets des désadaptations

L’adaptation des impédances aux accès de l’amplificateur de puissance permet d’optimiser le transfert de puissance entre l’amplificateur et les composants voisins dans la chaîne hyperfréquence. Généralement, l’amplificateur de puissance est conçu pour avoir un fonctionnement optimal sur une charge de référence de  $50\Omega$ . Cependant, dans le contexte des antennes actives, les modifications de la direction de pointage du faisceau peuvent entraîner des variations du couplage entre les éléments rayonnants voisins du réseau (couplage actif). Il en résulte des réflexions d’ondes qui se traduisent par des variations de l’impédance complexe présentée en sortie de l’amplificateur, qui altèrent la puissance émise et la phase de transfert, et sont susceptibles de détruire le composant. Ces phénomènes de désadaptations, appelés également effet « loadpull », doivent être évalués dès la conception afin de déterminer le niveau d’isolation nécessaire entre l’amplificateur et l’élément rayonnant, et prévoir leurs impacts sur les performances globales de l’antenne.

La figure 1-29 représente l'influence des variations de la charge de sortie sur les performances d'un amplificateur de puissance à deux étages fonctionnant en bande X à la fréquence centrale de fonctionnement.

Les résultats montrent que les performances de l'amplificateur de puissance sont très dépendantes de la charge complexe présentée en sortie de l'amplificateur. Les dégradations sur le gain en puissance atteignent 3dB ce qui signifie que la puissance émise par l'amplificateur peut être réduite de moitié pour certaines impédances de charge. L'entrelacement des courbes de gain et de phase met en avant le caractère non linéaire de l'effet load-pull et la dépendance vis-à-vis de la phase de l'impédance de charge présentée.

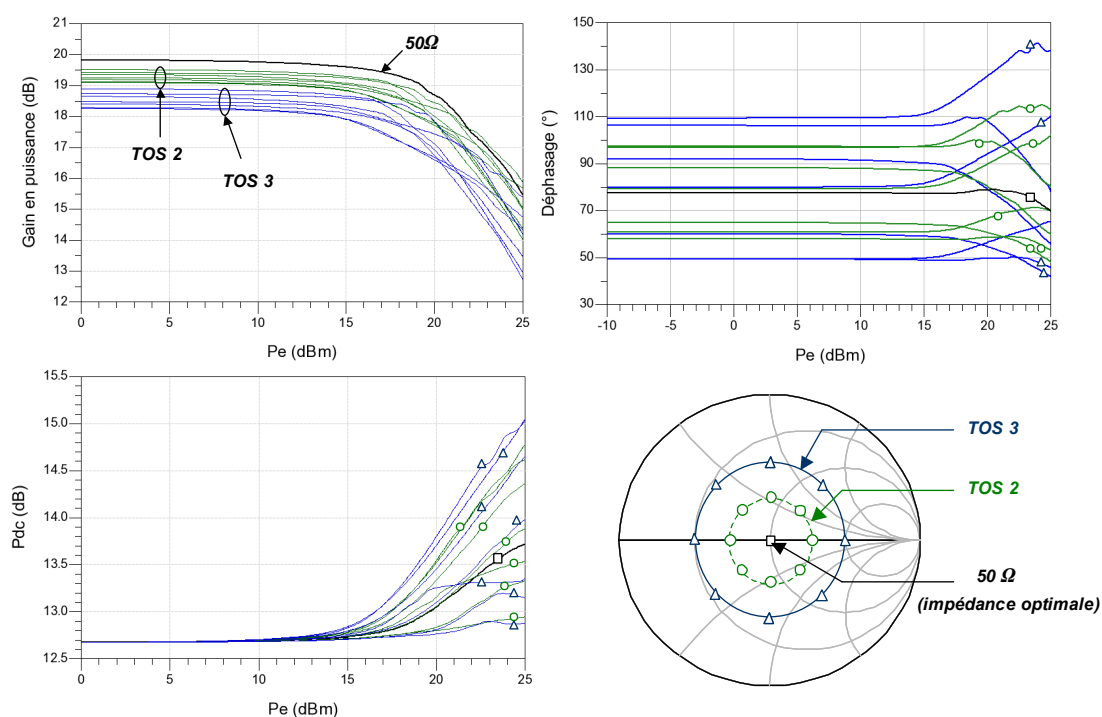


Fig. 1.29 – Evolutions du gain en puissance, du déphasage et de la puissance continue pour plusieurs impédances de charge (50 Ohms, TOS 2 et TOS 3)



### 1.4.4 Impacts sur les performances globales du radar

La partie précédente a mis en évidence les différents effets non linéaires dont l'amplificateur de puissance est le siège. Parmi les instabilités récurrentes sur les signaux radars, trois catégories se distinguent. Elles peuvent être permanentes comme les instabilités inter et intra-pulse ou temporaires comme l'instabilité d'impulsion à impulsion.

▷ L'instabilité inter-pulse :

des signaux parasites de faibles amplitudes, produits par les alimentations de puissance et les fuites hyperfréquences, perturbent la stabilité de la période de silence présente à la réception des échos. Cette instabilité a une faible incidence sur les performances de détection et est rarement précisée dans les caractéristiques des émetteurs radar.

▷ L'instabilité intra-pulse :

cette instabilité est caractérisée par les variations d'amplitude et de phase pendant la durée de chaque impulsion principalement dues aux effets thermiques au sein de l'amplificateur de puissance. L'élévation de la température de jonctions des amplificateurs pendant la phase d'émission (durée de l'impulsion) génère une dérive d'amplitude et de phase. Ce phénomène est quasi-périodique du fait qu'il se reproduit de façon similaire pour chaque impulsion. La conséquence principale est la dégradation du niveau des lobes principaux.

▷ L'instabilité d'impulsion à impulsion ou « pulse-à-pulse » :

cet effet se manifeste par une variation de l'amplitude et de la phase entre impulsions successives. Cette instabilité crée des erreurs de détection d'échos de cible fixe. Un écho fixe se définit par la réception d'un signal non-désiré provenant d'éléments relatifs à l'environnement extérieur (habitations, relief, etc). L'effet Doppler est perturbé et peut entraîner une erreur d'interprétation de la cible fixe comme étant une cible en mouvement. Cette instabilité est due à plusieurs types de phénomènes, tels que : l'instabilité des oscillateurs, la conversion *AM/PM* de l'amplificateur de puissance et du LNA si il est saturé par un signal bruité, mais principalement, les variations thermiques et les fluctuations des tensions/courants d'alimentation des amplificateurs. L'augmentation du rapport cyclique permet de diminuer l'impact des effets thermiques sur l'instabilité d'impulsion à impulsion. Néanmoins cela n'est pas toujours possible, surtout dans des applications de détection lointaine (mode *HFR*).

Ces effets se caractérisent par des distorsions sur l'amplitude et la phase des signaux émis. La diminution de l'amplitude du signal émis se traduit par une baisse de la puissance rayonnée (soit de la portée du radar) et entraîne une remontée des lobes secondaires et du diffus du diagramme de rayonnement qui augmentent les probabilités de fausse alarme et de brouillage, intentionnel ou non. Les variations de la phase du signal émis peuvent dégrader la précision de dépointage de l'antenne et l'estimation de la vitesse de l'objet qui est déduite de la différence de phase entre les signaux émis et reçus.

On voit ainsi l'intérêt de modéliser avec précision les phénomènes de non linéarité et de mémoire de l'amplificateur pour être à même de porter des corrections soit dès la phase de conception du module  $RF$ , soit à posteriori sous la forme de dispositifs de correction numérique.

## 1.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter le contexte général dans lequel s'inscrivent ces travaux de thèse. La première partie consacrée au principe général de fonctionnement des radars à impulsions, a permis de faire ressortir les éléments liés à la complexité de développement de ce type de système.

La deuxième partie s'est intéressée au principe des radars à balayage électronique actif, à leurs applications et au progrès qu'ils engendrent dans le domaine des radars. Le développement des antennes actives est lié en grande partie aux progrès relatifs au module actif *ER* en matière de fiabilité, miniaturisation, intégration, reproductibilité au stade industriel et réduction des coûts. Ces progrès concernent plusieurs techniques qui englobent l'électronique hyperfréquence, la mécanique (dimensionnement, précision, assemblage), la thermique (refroidissement) et l'électronique basse fréquence (câblage, alimentation). Même si les autres aspects ne sont pas négligeables, le progrès en électronique hyperfréquences apparaît essentiel. Notamment au niveau de la maîtrise de la conception et de l'intégration des amplificateurs de puissance dont le comportement fortement non linéaire et la position, en aval du contrôle amplitude/phase et en amont de l'élément rayonnant, en font un élément clé des modules actifs *ER*.

La troisième partie a présenté la fonction et les facteurs de mérite des amplificateurs de puissance utilisés dans les applications radars. Le comportement fortement non linéaire de ces composants influence notablement l'enveloppe des signaux radars émis et entraîne des modifications du diagramme de rayonnement de l'antenne (élargissement du lobe principal, modification du pointage, remontée des lobes secondaires et du diffus) qui dégrade les performances globales du radar.

L'étude de l'influence de l'amplificateur de puissance sur les performances de l'antenne active (sous-système) et du radar (système) nécessite l'utilisation d'outils de simulation système. Ces simulateurs sont basés sur des algorithmes de calcul performants couplés à des modèles comportementaux suffisamment précis pour assurer une bonne qualité de reproductibilité des performances de l'antenne active. De nombreux travaux ont été réalisés permettant de modéliser tour à tour les caractéristiques *AM/AM* *AM/PM*, les effets de mémoires *HF* et *BF*, les effets thermiques et de désadaptations.

Un effort particulier doit néanmoins être apporté à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance afin de mieux renseigner sur les interactions entre les phénomènes dispersifs *HF*, l'autoéchauffement et la désadaptation d'impédance d'antenne.



**Chapitre 2 :**

**Modélisation comportementale  
d'amplificateurs de puissance pour  
applications radar**

## 2.1 Introduction

Les techniques de simulation *CAO* (Conception Assistée par Ordinateur) dites « circuit », largement implémentés dans les simulateurs commerciaux, permettent la conception et l'évaluation des fonctions électroniques de base à partir de modèles électriques à schéma équivalent localisé. Cependant, ces techniques sont inadaptées à la simulation d'ensembles électroniques complexes, tels que les chaînes d'émission/réception, au regard du coût de calcul prohibitif et des difficultés de convergence généralement rencontrées.

L'analyse de tels ensembles passe par une démarche hiérarchique descendante « top-down ». Celle-ci décompose le problème de la simulation d'un système complexe en une suite de problèmes élémentaires et utilise des algorithmes de simulation spécifiques selon le niveau étudié. Trois familles d'outils de simulation se distinguent dans l'ordre croissant de complexité du système : les outils de type « composant », « circuit » et « système ».

Si les outils de type « circuit » et « composant » sont aujourd'hui à maturité et remplissent bien leur fonction, les outils d'analyse « système » souffre encore d'un manque important de flexibilité et de finesse, notamment dans la description des phénomènes mis en jeu dans les circuits non-linéaires hyperfréquences. Les techniques de modélisation et de simulation « système » ont donc fait l'objet de travaux importants ces dernières années. De nombreuses approches ont été mises au point dans un souci d'améliorer la précision des modèles tout en minimisant les coûts de simulation.

La modélisation comportementale des amplificateurs de puissance, éléments clé des chaînes d'émission hyperfréquence, constitue une part importante de ces développements. De nombreux travaux ont été menés pour définir des relations permettant de décrire le comportement de l'amplificateur de puissance en présence de certains des effets non linéaires dont il est le siège. Les approches de modélisation diffèrent suivant le champ d'application, le degré de finesse attendu, les moyens de simulation permettant l'identification des paramètres, et l'environnement de simulation cible du modèle. Les performances du modèle peuvent alors être quantifiées en mettant en balance la précision obtenue avec les temps de calcul, ceci par rapport à une approche d'analyse de type circuit ou composant.

Dans ce chapitre, nous rappelons brièvement les principales méthodes de simulation des circuits non linéaires, en mettant l'accent sur leurs points forts et leurs limitations, avant d'introduire le principe de la modélisation comportementale. La dernière partie du chapitre donne une revue synthétique des principaux modèles comportementaux d'amplificateurs.

## 2.2 Simulation circuit

Les outils de simulation des circuits non linéaires sont aujourd'hui très performants et largement répandus dans les simulateurs commerciaux. Ces outils peuvent être classés dans trois grandes familles que sont :

- l'Intégration Temporelle (*IT*),
- l'Équilibrage Harmonique (*EH*) ou Harmonic Balance (*HB*),
- le Transitoire d'Enveloppe (*TE*).

Cette partie est destinée à présenter le principe, les caractéristiques essentielles et les limitations de ces méthodes de simulation afin d'identifier à quel type d'analyse chacune d'elles est le mieux adaptée.

### 2.2.1 Intégration temporelle

La simulation d'un circuit par intégration temporelle consiste à résoudre numériquement un système d'équations non linéaires représentatif du circuit physique. Pour ce faire, chaque composant de base du circuit (résistance, condensateur, inductance, etc.) est représenté par une équation constitutive discrète ( $i(t) = g(v(t)).v(t)$ ,  $i(t) = dq(t)/dt$ ,  $v(t) = d\Phi(t)/dt$ , etc.) défini dans le domaine temporel, et le simulateur résout les contraintes d'interconnexions représentées par les lois de Kirchoff.

La résolution du système d'équations est réalisée numériquement par discrétisation de l'axe temporel. Partant des conditions initiales à  $t_0$ , l'équation d'équilibre  $f(x(t), t)$  associée au circuit est résolue séquentiellement jusqu'à l'établissement du régime permanent [37].

L'*IT* est la méthode de simulation la plus naturelle et la plus simple. Sa résolution donne accès au régime transitoire et si nécessaire à l'état établi du circuit. Elle permet théoriquement de considérer n'importe quel type d'excitation (périodique ou apériodique). Cette technique est très efficace pour le traitement de signaux en bande de base. En revanche, des points durs apparaissent pour le traitement des signaux aux fréquences microondes. En effet, la précision du régime transitoire dépend de la finesse du pas d'intégration. Pour l'analyse de circuits aux fréquences microondes, le pas d'intégration peut être extrêmement petit devant les temps de relaxation du système, ce qui conduit à des coûts de calcul prohibitifs. De plus, à de telles fréquences, les concepteurs font généralement appel à des éléments distribués qui nécessitent des opérations complexes de convolution et les coûts de calcul s'en trouvent augmentés.

Ces limitations ont été partiellement résolues grâce à l'utilisation de méthodes utilisant des pas d'intégration variables [38][39] ou des méthodes balistiques [40][41] pour atteindre le régime établi sans passer par le régime transitoire. Malgré cela, les méthodes temporelles présentent des difficultés difficilement contournables de prise en compte des éléments distribués dans la simulation des circuits microondes. Pour cette raison, les méthodes tempo-fréquentielles sont généralement privilégiées pour les circuits microondes.

## 2.2.2 Equilibrage harmonique

Cette méthode est très largement répandue pour l'analyse de dispositifs fortement non linéaires aux fréquences microondes tels que les amplificateurs de puissance, les mélangeurs et les oscillateurs [42][43][44][45]. L'*EH* est basé sur une séparation du circuit à analyser en deux sous-ensembles (linéaire et non-linéaire). Le sous-ensemble linéaire regroupant les éléments linéaires (résistances, lignes, etc.) est traité dans le domaine fréquentiel. Le sous-ensemble non linéaire regroupant les éléments de base actifs (diodes, capacités non-linéaires, etc.), est caractérisé dans le domaine temporel. L'interface entre les deux sous-ensembles est réalisée au moyen de transformées de Fourier directes et inverses comme le montre la figure 2-1. Le système d'équations obtenu à l'interface est une équation algébrique résolue par les méthodes de Newton-Raphson et Krylov.

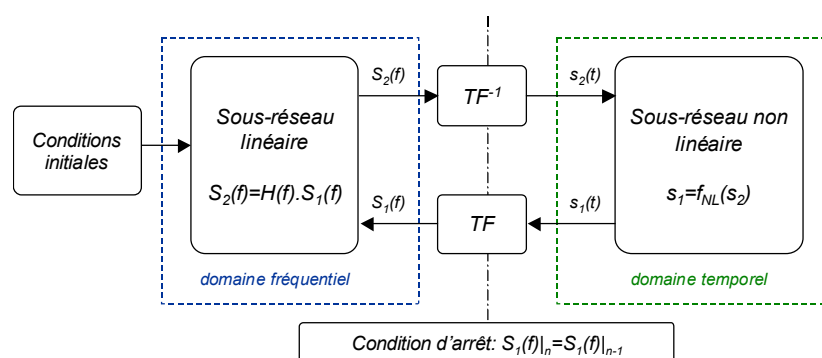


Fig. 2.1 – Schéma de principe de l'équilibrage harmonique

Les paramètres fondamentaux dans l'analyse par équilibrage harmonique sont les fréquences fondamentales et le nombre d'harmoniques suivant chaque fréquence. Le nombre d'harmoniques est un paramètre critique. Il nécessite un compromis entre précision de calcul des non linéarités, temps de calcul et domaine de validité des modèles des éléments. Généralement, l'analyse du circuit est réalisée en augmentant progressivement le nombre d'harmonique jusqu'à la stabilisation des résultats. Dans la pratique, le nombre de fréquences fondamentales est limité pour des raisons de coût de calcul. Ceci constitue la limitation principale du principe de simulation par *EH*. Elle n'est ainsi pas adaptée à l'analyse de circuits en présence de signaux modulés.



### 2.2.3 Transitoire d'enveloppe

La technique du *TE* utilise un traitement distinct pour les signaux porteurs et ceux de modulation partant de la constatation que l'information utile est contenue dans l'enveloppe de dynamique lente transportée sur une porteuse de dynamique rapide [46][47][48]. Le signal peut être considéré dans sa forme passe-bande, c'est-à-dire comme un ensemble d'enveloppes complexes autour de chaque harmonique de la porteuse.

$$x(t) = \Re \left[ \sum_{k=1}^K \tilde{x}_k(t) \cdot e^{jk\omega_0 t} \right] \quad (2.1)$$

où  $k$  représente l'indice harmonique

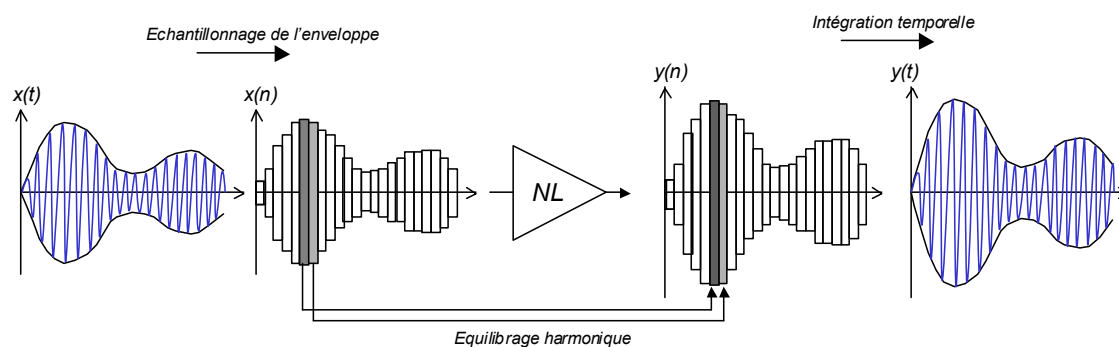


Fig. 2.2 – Principe du Transitoire d'Enveloppe

Le principe consiste à échantillonner l'enveloppe du signal modulé, avec un pas approprié à sa dynamique, puis d'appliquer l'*EH* à chaque tronçon temporel d'enveloppe constante. Le signal de sortie est alors ensuite reconstitué par intégration temporelle sur les différents échantillons d'enveloppe.

Par conséquent, l'intérêt principal de cette méthode réside dans sa rapidité de calcul pour traiter les signaux modulés, en bénéficiant de l'utilisation conjointe de l'*EH* et de l'*IT*. En effet, là où la solution d'*IT* nécessite des millions de points d'échantillonnage en regard de la période de la fréquence porteuse, celle du *TE* n'en consomme qu'une centaine.

Ces techniques de simulation circuit (*IT*, *EH* et *TE*) très efficaces et complémentaires, sont implémentées dans les principaux simulateurs circuits commerciaux (*ADS* et *Goldengate* d'*Agilent Technologies*; *Microwave Office* d'*AWR*; *EldoRF*, *Mentor Graphics*; *Spectre RF*; *Cadence*).

## 2.3 Simulation système

La maturité et l'efficacité des techniques de simulation circuit présentées précédemment permettent, de manière complémentaire, la simulation efficace d'un circuit non linéaire et ce pour une large de gamme de signaux allant d'un simple signal mono-porteuse à des modulations plus complexes.

Ces méthodes sont cependant inadaptées à la simulation de sous-systèmes ou de systèmes complets, tels que les chaînes d'*ER*. En effet, le nombre de modèles étant de plus en plus élevés, le volume d'information à manipuler devient prohibitif augmentant de manière considérable les ressources informatiques nécessaires et les temps de calcul. Dans ce contexte, la modélisation système ou comportementale est communément utilisée par les intégrateurs « système » afin de réduire la complexité du problème tout en gardant une précision acceptable. La modélisation système permet de faire abstraction des détails internes du circuit en le remplaçant par un ensemble d'équations régissant les variables aux bornes. C'est le modèle comportemental.

### 2.3.1 Principe de la modélisation comportementale

La modélisation comportementale consiste à représenter le comportement d'un composant par une relation mathématique qui relie le signal d'entrée au signal de sortie, en faisant abstraction de son architecture interne. Le signal d'excitation  $x(t)$  et le signal de réponse  $y(t)$  du dispositif à modéliser peuvent alors être reliés par une fonction mathématique générale de la forme.

$$y(t) = f_{NL}(x(t), t) \quad (2.2)$$

Les signaux manipulés dans les systèmes de télécommunications ou dans le contexte radar sont généralement des signaux de type passe-bande. Le signal réel  $x(t)$  à un accès peut s'écrire de la manière suivante :

$$x(t) = \Re(\tilde{x}(t).e^{j2\pi f_0 t}) \quad (2.3)$$

où  $f_0$  est la fréquence de porteuse (ou référence),  $\tilde{x}(t)$  est l'enveloppe complexe dont le spectre est contenu en bande de base de telle sorte que  $x(t)$  ne comporte pas d'harmonique de la porteuse.

La fréquence de porteuse (ou référence) étant connue à priori, l'information utile est complètement contenue dans le signal d'enveloppe. Cette considération majeure permet de faire abstraction du signal de la porteuse  $f_0$  afin de caractériser l'ensemble des sous-systèmes au travers de relation entre les enveloppes complexes  $\tilde{x}(t)$  et  $\tilde{y}(t)$

d'excitation et de réponse. La modélisation comportementale consiste alors à identifier la relation entre les enveloppes complexes d'entrée et de sortie. Le principe est illustré ci-dessous.

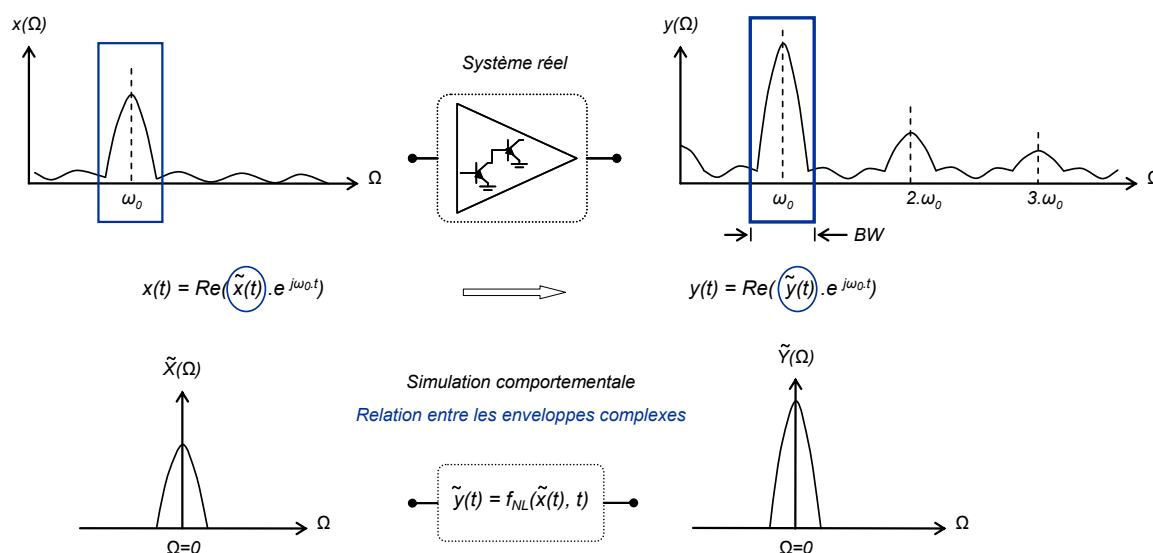


Fig. 2.3 – Principe de la modélisation comportementale

Ainsi la formulation en enveloppe complexe permet de considérer uniquement la dynamique du signal modulant, beaucoup plus lente que la dynamique du signal *RF* ( $\omega_0 \gg BW_{modulant}$ ), avec comme avantage une réduction considérable du nombre de points d'échantillonnage nécessaire à la simulation.

Une fois tous les composants ou circuits modélisés de cette façon, le sous-système ou système résultant peut être simulé avec les méthodes classiques dans le domaine fréquentiel ou temporel, la particularité étant que tous les signaux sont complexes.

Cette approche de simulation est implémentée dans les outils de simulation système. Elle permet la description des ensembles et sous-ensembles électroniques sur la base de fonctions mathématiques et d'algorithmes de calcul performants et décentralisés. La conception et l'évaluation de systèmes électroniques complexes sont alors facilitées grâce à la rapidité de ce type de simulation. Parmi le grand nombre d'outils de simulation système existants, on peut citer quelques un spécialisés dans l'étude de système électronique. (*ADS Ptolemy* et *Systemvue* d'Agilent Technologies; *Virtual System Simulator* d'Applied Wave Research; *Signal Processing Worksystem* de Cadence) et d'autres sont pluridisciplinaires (*Matlab/Simulink* de Matworks, et *Scilab/Scicos* de l'INRIA).

### 2.3.2 Formalisme caractéristique du comportement d'un système non linéaire

Un dispositif non linéaire peut être décrit sous la forme d'une représentation symbolique comme suit, où  $x(t)$  et  $y(t)$  représentent respectivement le signal d'entrée et le signal de sortie.

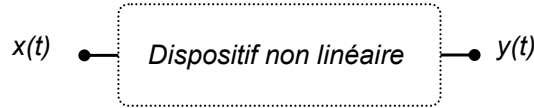


Fig. 2.4 – Synoptique d'un système non linéaire

Le comportement d'un système non linéaire à mémoire peut être décrit par une formulation générale explicite entrée / sortie décrite sous la forme d'équations différentielles, telle que :

$$y(t) = f_{NL} \left( x(t), \frac{dx(t)}{dt}, \frac{d^2x(t)}{dt^2}, \dots, \frac{d^n x(t)}{dt^n} \right) \quad (2.4)$$

Pour que cette formulation soit plus aisée pour le traitement numérique, il est plus intéressant de la transformer en une relation en temps discret. En considérant un pas d'échantillonnage suffisamment petit, la sortie du système non linéaire à mémoire à l'instant  $t$  peut être exprimée sous une forme discrète ci-dessous, dans laquelle  $n.\Delta\tau$  représente la durée totale de mémoire du dispositif, considérée finie.

$$y(t) = f_{NL} (x(t), x(t - \Delta\tau), x(t - 2.\Delta\tau), \dots, x(t - n.\Delta\tau)) \quad (2.5)$$

Dans le cadre de la modélisation comportementale, les signaux aux accès du système non linéaire sont en réalité des enveloppes complexes  $\tilde{x}(t)$  et  $\tilde{y}(t)$ . La réponse  $\tilde{y}(t)$  est alors une fonction de deux variables :  $\tilde{x}(t)$  et son conjugué  $\tilde{x}^*(t)$  ou de manière équivalente le module et la phase de  $\tilde{x}(t)$ .

$$\tilde{y}(t) = f_{NL} (\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t), \tilde{x}(t - \Delta\tau), \tilde{x}^*(t - \Delta\tau), \dots, \tilde{x}(t - n\Delta\tau), \tilde{x}^*(t - n\Delta\tau)) \quad (2.6)$$

La problématique de modélisation du comportement d'un dispositif non linéaire consiste à déterminer de façon judicieuse l'expression de la caractéristique  $f_{NL}(\cdot)$  ainsi que les stimulis appropriés à son identification. Ceci avec une contrainte pratique essentielle qui est que les stimulis utilisés ainsi que les réponses qui s'en suivent doivent pouvoir être mis en oeuvre de manière fiable dans les analyseurs de caractérisation ou les outils de simulation « circuit » couramment accessibles aux concepteurs. De plus, le modèle résultant doit faire preuve d'une certaine efficacité numérique (calcul rapide et volume de mémoire informatique faible).

### 2.3.3 Modélisation comportementale appliquée aux amplificateurs de puissance

Un amplificateur de puissance est représenté de manière conventionnelle par un quadripôle non linéaire décrit à ses accès, soit par les ondes de puissances incidentes  $a_i(t)$  et réfléchies  $b_i(t)$  soit par les ondes de courant  $i_i(t)$  et tension  $v_i(t)$ .

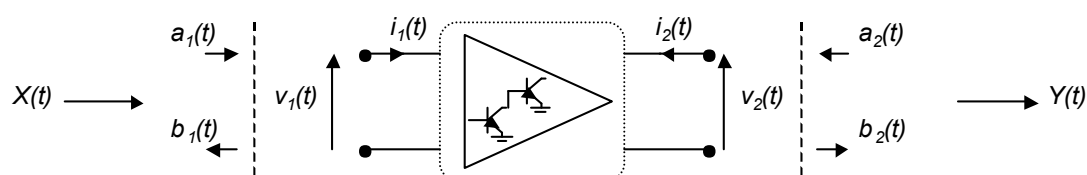


Fig. 2.5 – Schéma de principe d'un quadripôle non linéaire

Dans le cas d'un modèle bilatéral en formalisme d'ondes de puissance, le vecteur d'excitation  $x(t)$  est défini par  $a_1(t)$  et  $a_2(t)$  et le vecteur de réponse  $y(t)$  par  $b_1(t)$  et  $b_2(t)$ . Les équations reliant les ondes de puissance aux courants/tensions sont données ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 a_1(t) &= \frac{v_1(t) + \tilde{Z}_0 \cdot i_1(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(\tilde{Z}_0)}} & b_1(t) &= \frac{v_1(t) - \tilde{Z}_0 \cdot i_1(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(\tilde{Z}_0)}} \\
 a_2(t) &= \frac{v_2(t) + \tilde{Z}_0 \cdot i_2(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(\tilde{Z}_0)}} & b_2(t) &= \frac{v_2(t) - \tilde{Z}_0 \cdot i_2(t)}{2 \cdot \sqrt{\Re(\tilde{Z}_0)}}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

avec  $\tilde{Z}_0$ , l'impédance de référence complexe, généralement  $50\Omega$ .

Le comportement de l'amplificateur de puissance est modélisé en enveloppe complexe par deux fonctions non linéaires  $f_{NL1}$  et  $f_{NL2}$  telles que :

$$\begin{aligned}\tilde{b}_1(t) &= f_{NL1}\{\tilde{a}_1(t), \tilde{a}_1^*(t), \tilde{a}_2(t), \tilde{a}_2^*(t), t\} \\ \tilde{b}_2(t) &= f_{NL2}\{\tilde{a}_1(t), \tilde{a}_1^*(t), \tilde{a}_2(t), \tilde{a}_2^*(t), t\}\end{aligned}\quad (2.8)$$

Les deux fonctions non linéaires  $f_{NL1}$  et  $f_{NL2}$  prennent en compte la dépendance par rapport aux impédances de fermeture.

Généralement, afin de limiter la complexité du modèle, l'amplificateur de puissance est considéré adapté sur l'impédance de référence  $Z_0 = 50\Omega$  ce qui simplifie les relations précédentes. Dans ce cas les ondes de puissance  $\tilde{b}_1(t)$  et  $\tilde{a}_2(t)$  sont nulles, la modélisation consiste alors à trouver la relation dite unilatérale liant la sortie à l'entrée de l'amplificateur. Par ailleurs, dans de telles conditions, les courants entrant dans le quadripôle sont directement proportionnels aux tensions ( $\tilde{i}_1 = \tilde{v}_1/Z_0$ ,  $\tilde{i}_2 = \tilde{v}_2/Z_0$ ) de telle sorte que l'écriture des ondes de puissance se simplifient sous la forme :

$$\tilde{a}_1(t) = \frac{\tilde{v}_1(t)}{\sqrt{Z_0}} \quad \tilde{b}_2(t) = \frac{\tilde{v}_2(t)}{\sqrt{Z_0}} \quad (2.9)$$

Dans ce cas le comportement de l'amplificateur de puissance est défini par une seule fonction à une variable  $f_{NL}$  telle que :

$$\tilde{b}_2(t) = f_{NL}(\tilde{a}_1(t)) \quad (2.10)$$

La modélisation comportementale d'amplificateur de puissance a fait l'objet d'une production scientifique importante ces dernières années. De nombreuses approches ont été proposées pour modéliser certaines des caractéristiques majeures des amplificateurs de puissance en fonction de leurs applications. Quelques communications [49][50] et livres [51][52] synthétisent l'ensemble de la production scientifique sur ce sujet.

La partie suivante présente, de manière synthétique, un panorama des principaux modèles comportementaux unilatéraux et bilatéraux d'amplificateur de puissance. Les modèles unilatéraux se caractérisent par le fait qu'ils représentent la réponse d'un circuit à partir d'une relation simple entrée/sortie de l'amplificateur. Ce type de modèle est le

plus répandu et le plus abouti. Différentes approches ont été appliquées à ce type de modèle pour prendre en compte les phénomènes de mémoire *HF* et *BF*.

Cependant ce type de modèle ne permet pas de prendre en compte l'influence des désadaptations de la charge, phénomène qui est pris en compte par les modèles bilatéraux qui sont présentés dans la suite du chapitre. Le concept des paramètres S non linéaires qui peut être vu comme une extension des paramètres S à la modélisation de composants non linéaires, y sera introduit. Il apparaît comme la méthode la mieux adaptée pour unifier au sein d'un même modèle la prise en compte des trois distorsions fondamentales dans le contexte des applications radar : thermique, mémoire et désadaptation.

## 2.4 Modèles comportementaux unilatéraux d'amplificateurs de puissance

### 2.4.1 Modèles sans mémoire

Le modèle sans mémoire, souvent qualifié de « modèle de gain statique », est le modèle le plus simple et le plus utilisé dans l'industrie. Développé à l'origine pour la modélisation des amplificateurs de type Tube à Onde Progressive (*TOP*), il a été ensuite adopté pour modéliser des amplificateurs à l'état solide (*SSPA* pour « *Solid State Power Amplifier* »). Il se présente mathématiquement sous la forme d'un gain statique d'enveloppe complexe paramétré par l'amplitude du signal d'excitation. L'influence de la vitesse de modulation n'est donc pas prise en compte (signaux d'enveloppe constante).

Le modèle est généralement représenté sous la forme ci-dessous :

$$\tilde{y}(t) = f_{NL}(\tilde{x}(t)) = \tilde{G}(|\tilde{x}(t)|) \cdot \tilde{x}(t) \quad (2.11)$$

Les paramètres du modèle sont directement déduits des courbes de gain et de déphasage extraites généralement à la fréquence centrale de la bande de l'amplificateur et supposées identiques sur toute la bande spectrale du signal. Les grandeurs définissant le modèle sont alors :

$$\left| \tilde{G}(|\tilde{x}(t)|) \right| = \frac{|\tilde{y}(t)|}{|\tilde{x}(t)|} = f_{AM/AM}(|\tilde{x}(t)|) \quad (2.12)$$

$$\varphi_{\tilde{G}(|\tilde{x}(t)|)} = f_{AM/PM}(|\tilde{x}(t)|) \quad (2.13)$$

De façon générale, les fonctions  $f_{AM/AM}$  et  $f_{AM/PM}$  désignées courbes  $AM/AM$  et  $AM/PM$  sont obtenues par approximation.

La recherche de formes analytiques décrivant ces fonctions a fait l'objet de nombreux travaux. La forme analytique la plus connue est celle du modèle de Saleh [53] :

$$f_{AM/AM}(|\tilde{x}(t)|) = \frac{\alpha_a \cdot |\tilde{x}(t)|}{1 + \beta_a \cdot |\tilde{x}(t)|^2} \quad (2.14)$$

$$f_{AM/PM}(|\tilde{x}(t)|) = \frac{\alpha_p \cdot |\tilde{x}(t)|^2}{1 + \beta_p \cdot |\tilde{x}(t)|^2} \quad (2.15)$$

où  $\alpha_a$ ,  $\beta_a$ ,  $\alpha_p$  et  $\beta_p$  sont les paramètres permettant de fitter les mesures de l'amplificateur.

Plus généralement, les courbes  $AM/AM$  et  $AM/PM$  sont approximées par des formes polynômiales (polynômes globaux ou splines).

Ce type de modèle présente l'avantage d'être simple à extraire car il est basé sur les caractéristiques  $AM/AM$  et  $AM/PM$  qui sont relativement simples à identifier aussi bien à partir de mesure que de simulation. De plus, ce modèle est simple à implémenter dans un simulateur système et permet une modélisation relativement précise des performances des TOPs et des équipements à bande très étroite tant que les effets de mémoires lentes sont considérés comme négligeables.

Néanmoins, dans le cas d'amplificateurs à état solide, le fait de négliger les phénomènes de mémoire peut engendrer une perte de précision importante sur la prédiction des performances et des spécifications des chaînes hyperfréquences.

## 2.4.2 Modèles à mémoire haute fréquence

Les modèles dit à mémoire haute fréquence ont pour objectif de prendre en compte les variations des caractéristiques  $AM/AM$   $AM/PM$  dans la bande de fréquence de fonctionnement de l'amplificateur. Ils associent généralement un modèle statique à un ou deux filtres linéaires. On obtient alors les structures dites modèle de Hammerstein, de Wiener et Hammerstein-Wiener représentées sur la figure 2.6.



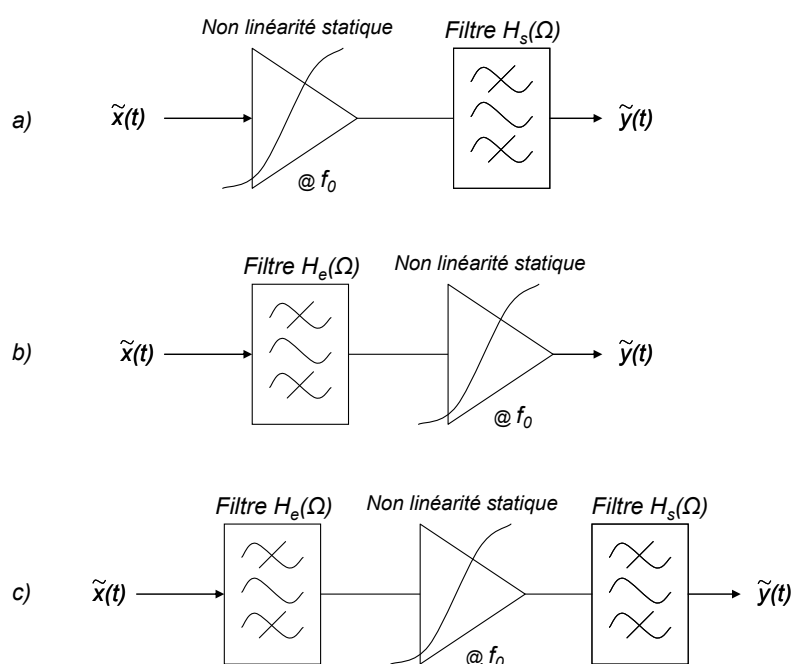


Fig. 2.6 – Structures des modèles d'Hammerstein (a), de Wiener (b) et Hammerstein-Wiener(c)

Ces modèles sont communément appelés modèles à topologie localisée du fait que les effets de mémoire sont représentés par des filtres clairement séparés des non linéarités statiques. Si ces modèles conviennent bien à la modélisation des amplificateurs TOPs [53][54][55][56], ils sont peu appropriés à la modélisation des amplificateurs à l'état solide [22].

### 2.4.3 Modèles à mémoire haute et basse fréquence

Afin de modéliser les effets de mémoire haute et basse fréquence, des modèles moins empiriques ont été développés. Ces modèles sont principalement basés sur les travaux de V. Volterra [57][58] qui proposa une approche mathématique rigoureuse et générale pour décrire l'ensemble des effets de mémoire non linéaire indépendamment de la topologie et de la technologie de l'amplificateur.

De nombreuses variantes basées sur ce formalisme ont été proposées suivant le type de mémoire considérée : les séries de Volterra à noyaux dynamiques [22], le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire [59] et le modèle à séries de Volterra « modulées » [60]. Cette partie résume les principes de chacun de ces modèles.

### 2.4.3.1 Les séries de Volterra classiques

Le formalisme des Séries de Volterra [57] exprime la réponse d'un système non linéaire sous la forme d'une somme infinie de réponses élémentaires comme ci-après.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \quad (2.16)$$

où 
$$y_n(t) = \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i) d\tau_i$$

Cette formulation introduit la notion de réponse impulsionnelle non linéaire  $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$  appelées également noyaux de Volterra, où  $n$  représente l'ordre de la non linéarité.

Chacun de ces noyaux de Volterra  $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$  représente un invariant du système, indépendant du signal d'excitation. La série de Volterra peut être représentée graphiquement par une série de filtres de dimensions  $n = 1, 2, \dots, n$  en parallèle.

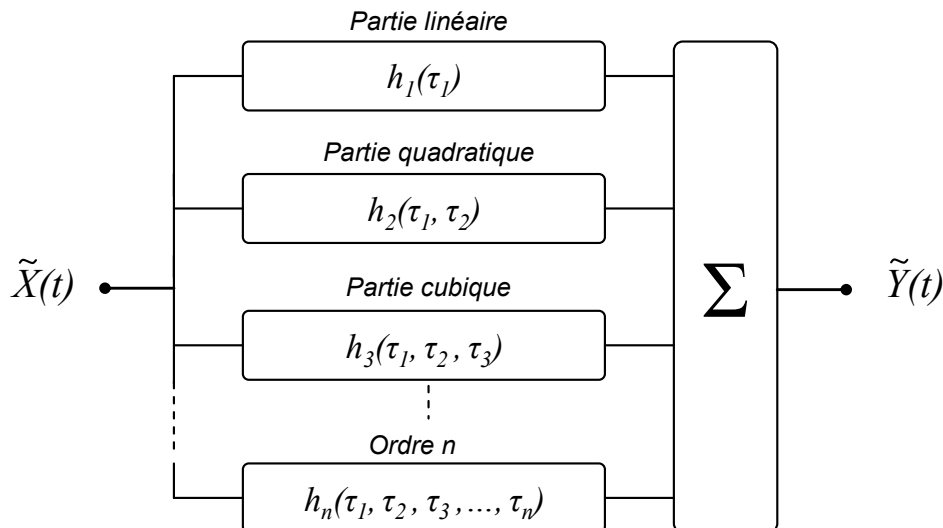


Fig. 2.7 – Synoptique d'une série de Volterra classique

Le champ d'application pratique de ce formalisme est cependant limité aux dispositifs présentant de faibles non linéarité ou pour des conditions d'excitation petit signal. En effet, pour des systèmes fortement non linéaires, le nombre de termes à prendre en compte augmente rapidement, et la représentation devient impraticable du fait de la complexité d'extraction des noyaux et du coût de calcul important.

### 2.4.3.2 Le modèle de Volterra dynamique à deux noyaux

Pour résoudre les limitations de la série classique, Asdente [61] et Filicori [62][63] ont proposé une série de Volterra modifiée permettant de dissocier les phénomènes de saturation pure et les phénomènes de mémoire non linéaire. Ils proposent une série de la forme ci-dessous :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \sum_{n=1}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t)) \cdot d\tau_i \quad (2.17)$$

où  $y_{stat}(x(t))$  représente la caractéristique statique du système et  $h_n(x(t), \tau_1, \dots, \tau_n)$  les noyaux de Volterra dynamiques d'ordre  $n$ .

Contrairement à la série de Volterra classique, les noyaux ne sont plus des invariants du système car ils dépendent cette fois du signal d'excitation  $x(t)$ , d'où le terme « dynamique ».

Lorsque le système est purement statique, la série converge uniquement avec le terme statique  $y_{stat}(t)$  quel que soit le niveau de la puissance en entrée. Dans le cas où le signal d'entrée  $x(t)$  varie peu pendant la durée de mémoire (mémoire à court terme), le produit  $\prod_{i=1}^n (x(t - \tau_i) - x(t))$  de l'équation 2.17 tend rapidement vers 0 pour  $n > 1$ . Cette propriété permet alors de limiter la série au premier terme, conduisant à l'expression suivante :

$$y(t) = y_{stat}(x(t)) + \int_{-\infty}^{+\infty} h(x(t), \tau) \cdot (x(t - \tau) - x(t)) \cdot d\tau \quad (2.18)$$

Dans [22], N. Le Gallou a étendu ce formalisme, initialement développé pour la modélisation de transistor, à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance. Pour cela l'expression précédente a été redéfinie dans le formalisme d'enveloppe complexe. La réponse du dispositif  $\tilde{y}(t)$  est alors fonction de l'enveloppe du signal en entrée  $\tilde{x}(t)$  et de son conjugué  $\tilde{x}^*(t)$ . En reconsidérant l'équation 2.18 avec  $\tilde{x}(t)$  et  $\tilde{x}^*(t)$  pour le signal d'entrée et  $\tilde{y}(t)$  pour le signal de sortie, le modèle de Volterra dynamique adapté à la simulation système apparaît :

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{y}_{stat}(\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t)) \\
 &+ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_1(\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t), \tau) \cdot (\tilde{x}(t - \tau) - \tilde{x}(t)) \cdot d\tau \\
 &+ \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{h}_2(\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t), \tau) \cdot (\tilde{x}^*(t - \tau) - \tilde{x}^*(t)) \cdot d\tau
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

D'un point de vue pratique les expressions précédentes ne s'exploitent pas facilement puisque la notion de fréquence n'y apparaît pas clairement. Or, en hyperfréquence, la majorité des caractérisations expérimentales sont réalisées dans le domaine fréquentiel. C'est la raison pour laquelle, le modèle est généralement exprimé dans le domaine fréquentiel en notant  $\tilde{H}(\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t), \Omega)$  et  $\tilde{X}(\Omega)$  les transformées de Fourier respectives de  $h(\tilde{x}(t), \tilde{x}^*(t), \tau)$  et  $\tilde{x}(\tau)$ . On obtient ainsi, en tenant compte de l'invariance temporelle des systèmes physiques, l'équation fondamentale du modèle de Volterra dynamique [22] :

$$\begin{aligned}
 \tilde{y}(t) &= \tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|) \cdot \tilde{x}(t) \\
 &+ \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_1(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \frac{d\Omega}{2\pi} \\
 &+ p(t)^2 \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_2(|\tilde{x}(t)|, -\Omega) \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \frac{d\Omega}{2\pi}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

où  $p(t) = \tilde{x}(t)/|\tilde{x}(t)|$ .

L'expression précédente fait apparaître une structure composée d'une non linéarité statique représentée par le noyau statique  $\tilde{H}_0(|\tilde{x}(t)|)$  en parallèle avec deux filtres non linéaires,  $\tilde{H}_1$  et  $\tilde{H}_2$ , paramétrés par le niveau de puissance d'entrée  $|\tilde{x}(t)|$ .

Le principe d'identification des noyaux, décrit dans [64][65], est réalisée à partir de caractérisation bi-porteuse à très faible indice de modulation comme il est illustré dans la figure Fig.2-8.

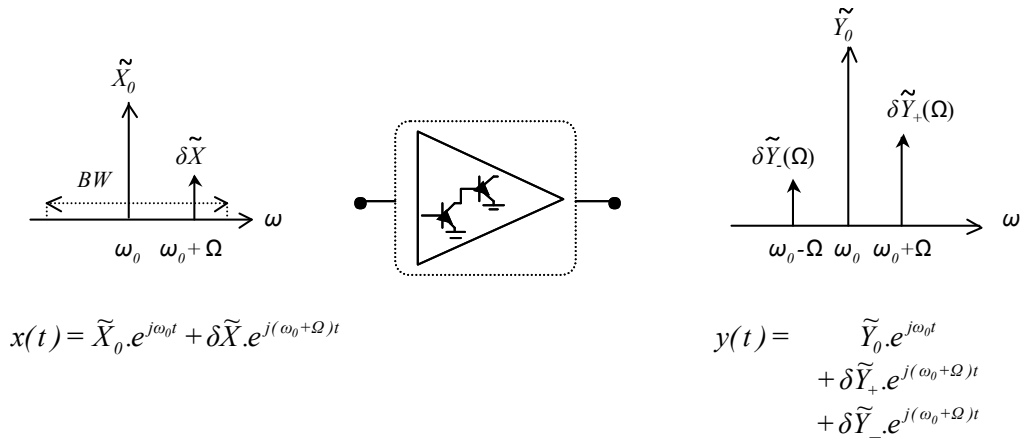


Fig. 2.8 – Principe d'identification des noyaux du modèle de Volterra dynamique

A partir de la mesure ci-dessus on obtient directement :

$$\tilde{H}_0 \left( |\tilde{X}_0| \right) = \frac{\tilde{Y}_0}{\tilde{X}_0} \quad (2.21)$$

$$\tilde{H}_1 \left( |\tilde{X}_0|, \Omega \right) = \frac{\delta\tilde{Y}_+}{\delta\tilde{X}} - \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial\tilde{Y}_0}{\partial|\tilde{X}_0|} + \frac{\tilde{Y}_0}{|\tilde{X}_0|} \right] \quad (2.22)$$

$$\tilde{H}_2 \left( |\tilde{X}_0|, \Omega \right) = \frac{\delta\tilde{Y}_-}{\delta\tilde{X}^*} - \frac{1}{2} \left[ \frac{\partial\tilde{Y}_0}{\partial|\tilde{X}_0|} - \frac{\tilde{Y}_0}{|\tilde{X}_0|} \right] \quad (2.23)$$

En balayant l'amplitude  $|\tilde{X}_0|$  de la raie centrale et l'écart de fréquence  $\Omega$  dans la bande de l'amplificateur, on caractérise complètement le dispositif.

L'extraction de ce type de modèle est réalisable de façon relativement simple et précise en simulation par Equilibrage Harmonique. En revanche, l'extraction à partir de mesures physiques est plus délicate car elle requiert une acquisition précise des phases du produit d'intermodulation d'ordre 3 dont on ne dispose pas d'analyseurs performants.

La série de Volterra dynamique au premier ordre offre une solution intéressante pour modéliser avec précision les performances de dispositifs fortement non linéaires. Cependant ce modèle reproduit mal les phénomènes de mémoire à long terme du fait de l'hypothèse de « mémoire court terme » faite au niveau de l'équation 2.18 qui a permis de tronquer la série de Volterra dynamique au premier ordre. Il serait nécessaire de considérer des ordres supérieurs pour reproduire les phénomènes de mémoire à long terme avec plus

de précision. Malheureusement, la complexité des intégrales de convolution ainsi que la difficulté d'identification des noyaux ne permettent pas d'envisager cette solution.

### 2.4.3.3 Le modèle de Volterra dynamique à un noyau

Le modèle de Volterra dynamique à un noyau est une spécialisation du modèle à deux noyaux précédent dans laquelle on considère que la réponse du système n'est pas impactée par les effets de mémoire à long terme (dispersion BF). Ceci est notamment le cas pour des applications où l'excitation est un signal à amplitude quasi-constante. Dans ce cas, au lieu d'utiliser un signal bi-porteuse pour identifier les noyaux du modèle, il est plus judicieux d'utiliser un signal monoporteuse. Ainsi en appliquant un signal monoporteuse à l'équation 2.20, on observe que les différents noyaux fusionnent en un seul [22], comme ci-après :

$$\tilde{y}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{x}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \quad (2.24)$$

Le modèle ci-dessus est équivalent à un filtre paramétré en fonction de la puissance du signal d'excitation. L'identification du noyau  $\tilde{H}_{HF}(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$  est alors très simple et se résume à la mesure du gain  $CW$  de l'amplificateur à la fréquence de pulsation  $\omega_0 + \Omega$  comme indiqué sur la figure 2-9. La mesure est réalisée pour différents points de fréquence dans la bande de l'amplificateur  $BW$ . Pour chacun de ces points, la puissance du signal  $\tilde{X}_0$  balaie l'ensemble de la plage de fonctionnement pour une caractérisation complète du dispositif.

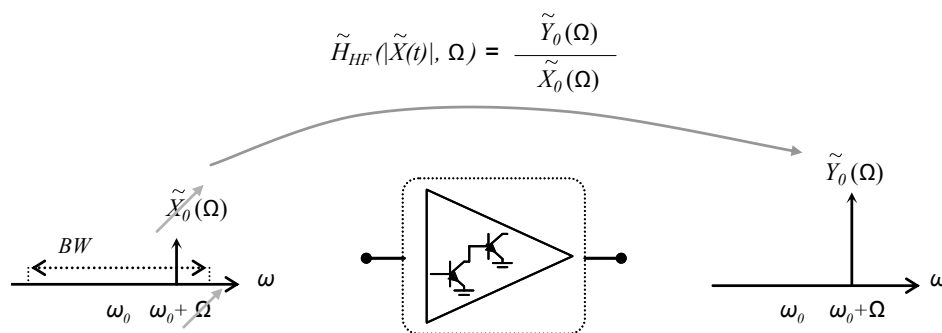


Fig. 2.9 – Principe d'identification du modèle Volterra à un noyau

Ce modèle ignore toute mémoire BF, mais en revanche il est très efficace pour reproduire les phénomènes dispersifs haute fréquence présents dans la bande passante de l'amplificateur. Contrairement aux modèles classiques à mémoire HF (Hammerstein et Wiener), il ne présuppose pas de topologie de filtre, d'où sa plus grande généralité.

### 2.4.3.4 Le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire

Afin de prendre en compte plus efficacement les effets de mémoire à long terme A. Soury [59][66][67] a développé un modèle à réponse impulsionnelle non linéaire en adoptant une hypothèse de propagation non linéaire des impulsions avec interférences linéaires.

Ainsi la réponse du système s'écrit comme ci-dessous.

$$\tilde{y}(t) = \int_0^{T_m} \tilde{h}_{NL}(|\tilde{x}(t-\tau)|, \tau) \cdot \tilde{x}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.25)$$

L'expression du modèle est proche de la convolution bien connue dans la caractérisation des systèmes linéaires, à ceci près, que la réponse impulsionnelle dépend cette fois du niveau du signal d'entrée.

Afin d'extraire le noyau du modèle, le dispositif est excité par un échelon d'Heavyside modulant une porteuse  $\omega_0$ , le signal d'excitation s'exprime comme suit :

$$x(t) = \Re(x_0 \cdot U(t) \cdot e^{j\omega_0 t}) \quad \text{avec } U(t) \begin{cases} = 0 & \text{si } t < 0 \\ = 1 & \text{si } t > 0 \end{cases}$$

Le principe d'identification est illustré sur la figure suivante.

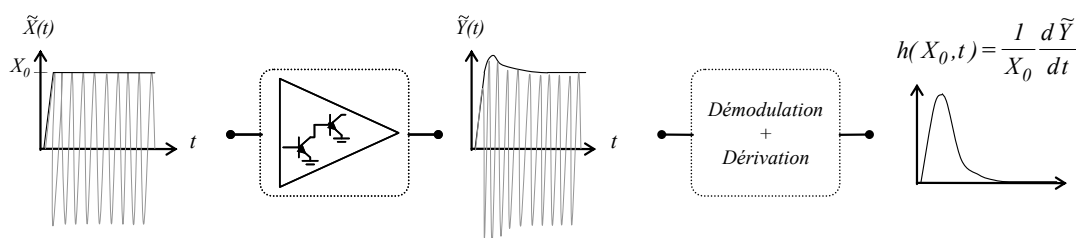


Fig. 2.10 – Principe d'identification de la réponse impulsionnelle

L'identification du modèle peut ainsi être réalisée soit par simulation en transitoire d'enveloppe, soit par mesure sur un banc d'enveloppe temporelle [67].

Ce modèle a démontré de bonne capacité de prédiction des phénomènes de mémoire à long terme et ce quelquesoit le type du signal d'excitation de l'amplificateur. Cependant, étant donné que l'identification du modèle est réalisé en pulsant uniquement une fréquence fixée au centre de la bande, ce type de modèle ne permet pas de prendre en compte de manière efficace les effets dispersifs dans la bande de l'amplificateur. D'où des limitations observées dans la modélisation des amplificateurs large bande.

### 2.4.3.5 Les séries de Volterra modulées

Le modèle à séries de Volterra modulées est basé sur une combinaison de modèle à série de Volterra dynamique à un noyau et du modèle à réponse impulsionnelle. Ce modèle a été développé consécutivement par C. Mazière [60][68], Z. Madini [69] et C. Quindroit [70] pour améliorer la prise en compte des effets de mémoire long et court terme.

Ce modèle est basé sur l'observation qu'un amplificateur de puissance à l'état solide peut être globalement représenté par un système bouclé comme suit.

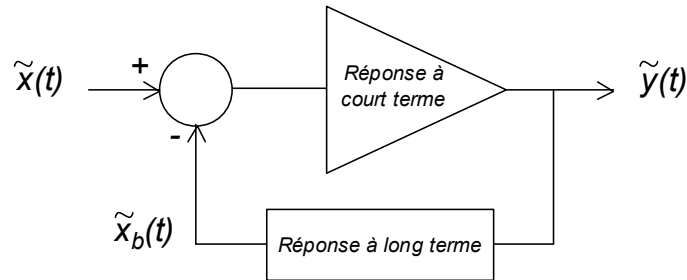


Fig. 2.11 – Principe des séries de Volterra modulées

La fonction de transfert directe modélise les effets de mémoire à court terme qui représentent l'amplification et le filtrage dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Lorsqu'un signal à enveloppe variable traverse cette branche du système, une partie de la sortie est réinjectée vers l'entrée suivant une dynamique non linéaire impliquant des constantes de temps longues. Cette dynamique à long terme est équivalente à une modulation lente du point de polarisation de l'amplificateur résultant des effets thermiques, des effets de pièges et des effets de filtrage induit par le réseau de polarisation.

En considérant  $\tilde{x}(t)$ ,  $\tilde{y}(t)$  et  $\tilde{x}_b(t)$  les différents signaux de la boucle, la fonction de transfert de la voie principale peut être décrite en utilisant la série de Volterra dynamique à un noyau qui permet comme il a été dit, de modéliser efficacement les phénomènes de mémoire à court terme.

$$\tilde{y}(t) = \tilde{f}_{CT}(|\tilde{x}(t)|) \cdot \tilde{x}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \quad (2.26)$$

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

$$\tilde{x}_b(t) = \tilde{f}_{LT}(|\tilde{x}(t)|, t) \cdot \tilde{y}(t) \quad (2.27)$$



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

$$\tilde{y}(t) = \frac{\tilde{f}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, t) \cdot \tilde{x}(t)}{1 - \tilde{f}_{LT}(|\tilde{x}(t)|, t) \cdot \tilde{f}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, t)} \quad (2.28)$$

Si par ailleurs le gain de boucle  $\tilde{f}_{LT}()$   $\cdot$   $\tilde{f}_{CT}()$  peut être considéré faible devant l'unité, l'équation peut se réduire sous une forme plus simple :

$$\begin{cases} \tilde{y}(t) \cong \tilde{y}_1(t) \cdot \tilde{y}_2(t) \\ \tilde{y}_1(t) = \tilde{f}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, t) \cdot \tilde{x}(t) \\ \tilde{y}_2(t) = 1 + \tilde{f}_{LT}(|\tilde{x}(t)|, t) \cdot \tilde{f}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, t) \end{cases} \quad (2.29)$$

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

Le terme  $\tilde{y}_2(t)$  qui dépend uniquement du module du signal d'entrée, est représenté par un modèle à réponse impulsionnelle pour prendre en compte la dynamique à long terme.

$$\tilde{y}_2(t) = 1 + \int_0^{T_m} \tilde{h}_{LT}(|\tilde{x}(t - \tau)|, \tau) \cdot |\tilde{x}(t - \tau)| \cdot d\tau \quad (2.30)$$

$$\tilde{y}_1(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \tilde{H}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot |\tilde{x}(\Omega)| \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \quad (2.31)$$

La procédure d'identification se déroule en deux phases. La première consiste à extraire le noyau à court terme  $\tilde{H}_{CT}(|\tilde{x}(t)|, \Omega)$ . La procédure est identique à celle utilisée pour extraire le modèle de Volterra à un noyau (Fig. 2-9). La seconde phase consiste à extraire la réponse non linéaire  $\tilde{h}_{LT}(|\tilde{x}(t - \tau)|, \tau)$  de façon similaire à la méthode d'identification du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire. Un développement plus précis du modèle est présenté dans [70] dans lequel l'auteur a étendu les séries de Volterra modulées en utilisant une nouvelle variable d'état pour assurer une identification plus précise de la voie basse fréquence permettant notamment la prise en compte de plus fortes dissymétries d'intermodulation.

### 2.4.3.6 Modèle de Volterra électrothermique

Ce modèle a été développé par J. Mazeau [71] pour modéliser le comportement des amplificateurs de puissance de technologie *HBT* dans le cadre d'applications radar. Ce modèle est basé sur l'hypothèse que les phénomènes de mémoire basse fréquence sont majoritairement induits par l'autoéchauffement générés au sein des transistors, ainsi on considère que tous les autres effets de mémoire long terme sont négligeables.

L'approche de modélisation choisie est basée sur une structure bouclée qui associe un modèle électrique à un modèle thermique réduit comme le montre la figure suivante :

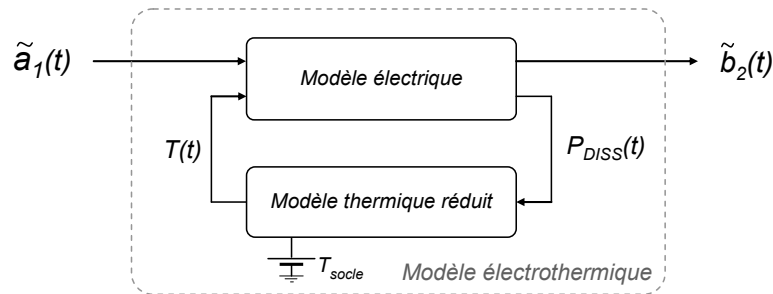


Fig. 2.12 – Structure du modèle électrothermique comportemental

La formulation du modèle électrique proposée est la suivante :

$$\tilde{b}_2(t) = \tilde{S}_{210}(|\tilde{a}_1(t)|, T) \cdot \tilde{x}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{BW} \tilde{S}_{211}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{A}_1(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.32)$$

Afin de simplifier la structure du modèle, l'auteur suppose que seule la caractéristique statique du noyau de Volterra est dépendante de la température. Ceci se justifie par l'observation que l'augmentation de la température induit majoritairement une chute du gain en courant statique au sein des transistors.

La partie dynamique du modèle  $\tilde{S}_{211}$  traduit les effets de mémoire *HF* et est considérée indépendante de la température. Le couplage électrothermique est considéré en modélisant la puissance consommée suivant deux termes, un traduisant l'influence de la température à la fréquence centrale, l'autre différentiel représentant la dispersion fréquentielle dans la bande. Ce modèle permet alors la description de la puissance dissipée par l'amplificateur.

$$P_{DC}(|\tilde{x}(t)|, T, \Omega) = P_{DC0}(|\tilde{x}(t)|, T) + P_{DC1}(|\tilde{x}(t)|, \Omega) \quad (2.33)$$

En négligeant la consommation de puissance sur la polarisation de la base, la puissance dissipée  $P_{DISS}$  peut alors être exprimée comme suit :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_{in} - P_{out} = P_{DC} + \frac{1}{2} |\tilde{a}_1(t)|^2 \cdot \left[ 1 - \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, T)^2 \right] \quad (2.34)$$

Pour ce qui est de la modélisation de la dissipation thermique, celle-ci est généralement basée sur des réseaux électriques équivalents R/C où R désigne la résistance thermique  $R_{TH}$  et C la capacité thermique  $C_{TH}$ . A partir d'une analogie courant/tension  $\Leftrightarrow$  puissance dissipée/température, le comportement transitoire de la température équivalente d'un composant peut être modélisé. Ce formalisme est couramment utilisé dans les modèles des transistors [72]. Dans la littérature, de nombreuses méthodes sont proposées (Raman, optique, électrique, etc.) [73][74][75][76][77] pour la mesure physique de  $R_{TH}$  et  $C_{TH}$ , mais elles sont généralement peu précises. Par ailleurs, ces procédés supposent que la réponse thermique transitoire des transistors n'est composée que d'une seule constante de temps thermique  $\tau_{TH} = R_{TH}.C_{TH}$ , ce qui n'est généralement pas le cas dans la pratique.

Ainsi, afin de pallier aux problèmes précédents, dans [78] il est fait usage d'un modèle plus rigoureux basé sur la simulation thermique 3D afin d'accéder à la température en tout point du composant. La résolution des équations de la chaleur par la méthode des éléments finis aujourd'hui disponible dans de nombreux logiciels permet ce type d'approche. Cette méthode est efficace en terme de précision pourvu que le problème soit correctement décrit par l'utilisateur (conditions aux limites, caractéristiques des matériaux, spécifications du maillage, etc.). Cependant, ces modèles physiques ne se prêtent pas facilement à une intégration directe dans les simulateurs système du fait de la lourdeur de la procédure. Pour ce faire il est alors nécessaire de construire un modèle thermique réduit en utilisant des méthodes de réduction d'ordre des systèmes linéaires telles que les méthodes des vecteurs de Ritz [79]. Nous reviendrons sur cette procédure dans la suite du manuscrit.

L'expérimentation menée dans [71] a montré de bonnes dispositions à la prédiction des dérivées d'amplitude et de phase générées par un amplificateur de puissance en technologie *HBT* sur des signaux radars. Le modèle, initialement implémenté dans le simulateur circuit *ADS* [71], a ensuite fait l'objet d'une intégration au sein de l'environnement de simulation système temporel *Scilab/Scicos* au cours de ce travail de thèse [80].

Toutefois ce modèle, basé sur une cellule électrique unilatérale, ne permet pas la prise en compte des désadaptations de charge de l'amplificateur qui sont une caractéristique importante dans les applications radars à balayage électronique. L'extension de ce modèle à la prise en compte des désadaptations constitue l'objectif principal de ces travaux de thèse.

Un modèle qui prend en compte les désadaptations de l'amplificateur est dit bilatéral. Dans la partie suivante, nous présenterons succinctement les principaux modèles bilatéraux d'amplificateur. La mise en avant de leurs points forts et de leurs limitations permettra de déterminer le formalisme le mieux adapté pour intégrer la notion de bilatéralité au modèle qui vient d'être décrit.

## 2.5 Modèles comportementaux bilatéraux d'amplificateurs de puissance

Nous avons décrit dans la partie précédente les concepts et éléments de base des principaux modèles unilatéraux en partant des plus simples au plus complexes en terme de modélisation des effets de mémoires haute et basse fréquence. Ces modèles sont basés sur l'hypothèse que les amplificateurs de puissance sont adaptés sur une impédance optimale. Si cette supposition est valable pour de nombreuses applications, elle ne l'est plus dans le cadre des applications radar à balayage électronique (cf. Partie 1.4.3.4). Ainsi, il est nécessaire de considérer le caractère bilatéral des circuits.

### 2.5.1 Définition des variables

Un amplificateur de puissance se représente de manière conventionnelle par un quadripôle non linéaire décrit à ses accès, soit par les ondes de puissance incidentes  $a_i(t)$  et réfléchies  $b_i(t)$  soit par les ondes de courant  $i_i(t)$  et tension  $v_i(t)$ .

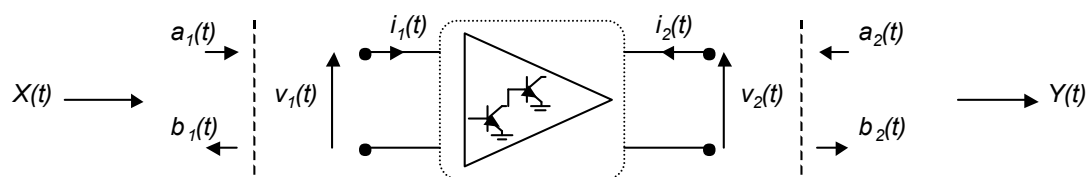


Fig. 2.13 – Schéma de principe d'un quadripôle non linéaire

Dans la suite du mémoire, seul le formalisme en ondes de puissance est considéré. Ainsi, le vecteur d'excitation  $x(t)$  est défini par le couple  $a_1(t)$  et  $a_2(t)$  et le vecteur de réponse  $y(t)$  par le couple  $b_1(t)$  et  $b_2(t)$ .

Lorsque le caractère large bande de l'amplificateur est considéré, il peut être nécessaire de prendre en compte les harmoniques de la porteuse générées par les non linéarités de la chaîne  $RF$ . Tout signal  $s(t)$  s'écrit alors :

$$s(t) = \Re \left[ \sum_{k=1}^K \tilde{s}_k(t) \cdot e^{jk\omega_0 t} \right] \quad (2.35)$$

avec

$$\tilde{s}_k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{S}_k(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.36)$$

où  $k$  représente l'indice harmonique et  $\tilde{S}_k(\Omega)$  la transformée de Fourier de l'enveloppe complexe  $\tilde{s}_k(t)$ .

Ainsi, de manière générale on peut représenter la dynamique de l'amplificateur par les relations non linéaires ci-dessous :

$$\begin{cases} \tilde{b}_{1k}(t) = f_{NL1k}(\tilde{a}_{11}(t), \dots, \tilde{a}_{1k}(t), \tilde{a}_{11}^*(t), \dots, \tilde{a}_{1k}^*(t), \tilde{a}_{21}(t), \dots, \tilde{a}_{2k}(t), \tilde{a}_{21}^*(t), \dots, \tilde{a}_{2k}^*(t), t) \\ \tilde{b}_{2k}(t) = f_{NL2k}(\tilde{a}_{11}(t), \dots, \tilde{a}_{1k}(t), \tilde{a}_{11}^*(t), \dots, \tilde{a}_{1k}^*(t), \tilde{a}_{21}(t), \dots, \tilde{a}_{2k}(t), \tilde{a}_{21}^*(t), \dots, \tilde{a}_{2k}^*(t), t) \end{cases} \quad (2.37)$$

avec  $k = [1, \dots, K]$ .

On peut noter que les fonctions non-linéaires  $f_{NL1k}$  et  $f_{NL2k}$  sont extrêmement complexes car elles font intervenir un nombre important de variables (ondes incidentes et réfléchies aux deux accès pour chaque harmonique) en plus de la variable temps. Par la suite nous allons introduire la notion de paramètres S fort signal permettant d'appréhender efficacement ces relations.

## 2.5.2 Modèle de paramètres S fort signal large bande

Le concept des paramètres S appliqué aux dispositifs faiblement non linéaires a été introduit pour la première fois dans les travaux de D. Wiener et G. Naditch en utilisant la formulation des séries de Volterra [81]. Ce travail a inspiré le concept de *VIOMAP* (*Volterra Input-Output MAP*), présenté dans [82] par F. Verbeyst et M. Vanden Bossche, mais ces formalismes sont restreints à la modélisation de composants faiblement non linéaires.

Ensuite, dans [83], J. Verspecht a proposé une forme plus complète adaptée à la modélisation de composant fortement non linéaire sous le nom de « Paramètres S non linéaires / Hot S » ou « Modèle à Distorsion Poly-Harmonique » (« *P.H.D. Model* » en anglais) du fait de sa capacité à modéliser le comportement large bande des circuits (prise en compte des harmoniques du signal). L'auteur s'est basé sur la formulation initiale qui caractérise le comportement bilatéral et large bande d'un amplificateur (équation 2.37) exprimée dans le domaine fréquentiel en faisant abstraction des phénomènes de mémoire (limitation aux signaux *CW*). Ainsi, les ondes réfléchies aux accès du dispositif sont exprimées en fonction des ondes incidentes à l'aide des relations de la forme :

$$\begin{cases} B_{1k} = F_{NL1k}(A_{11}, \dots, A_{1K}, A_{11}^*, \dots, A_{1K}^*, A_{21}, \dots, A_{2K}, A_{21}^*, \dots, A_{2K}^*) \\ B_{2k} = F_{NL2k}(A_{11}, \dots, A_{1K}, A_{11}^*, \dots, A_{1K}^*, A_{21}, \dots, A_{2K}, A_{21}^*, \dots, A_{2K}^*) \end{cases} \quad (2.38)$$

avec  $k = [1, \dots, K]$ .

La figure 2-14 schématise le cas d'un circuit soumis à un signal multi-harmonique où  $k$  représente l'indice harmonique.

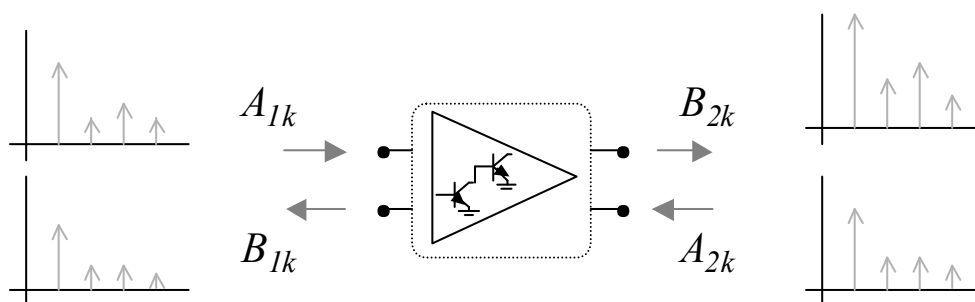


Fig. 2.14 – Quadripôle non linéaire soumis à un signal multi-tons

En considérant l'invariance de la réponse de l'amplificateur par rapport à l'instant d'excitation, il est possible de référencer toutes les composantes harmoniques des quatre ondes par rapport à la phase de l'onde incidente en entrée  $A_{11}$  et ainsi d'éliminer la variable  $A_{11}^*$ . Ainsi on pose :

$$\begin{aligned} A_{nk}^N &= A_{nk} \cdot P^{-k} \\ B_{mk}^N &= B_{mk} \cdot P^{-k} \end{aligned} \quad (2.39)$$

où :

- $P$  représente la phase de référence :  $P = e^{j\phi_{A_{11}}}$ ,
- l'exposant ( $N$ ) indique que l'onde associée est normalisée par rapport à  $P$ ,
- $n$  et  $m$  représentent le numéro de port associé aux ondes incidentes et réfléchies,
- et  $k$  représente l'ordre des harmoniques.

L'équation 2.38 se réduit alors à :

$$\begin{cases} B_{1k} = F_{NL1k}(A_{11}, \dots, A_{1K}, A_{12}^*, \dots, A_{1K}^*, A_{21}, \dots, A_{2K}, A_{21}^*, \dots, A_{2K}^*) \\ B_{2k} = F_{NL2k}(A_{11}, \dots, A_{1K}, A_{12}^*, \dots, A_{1K}^*, A_{21}, \dots, A_{2K}, A_{21}^*, \dots, A_{2K}^*) \end{cases} \quad (2.40)$$

De manière générale, le modèle 2.40 possède une grande complexité compte tenu du nombre important d'entrée ( $A_{1k}, \dots, A_{2k}, \dots$ ). Dans la pratique cette complexité peut être réduite en observant que le niveau des harmoniques supérieurs est généralement faible du fait du fonctionnement passe-bande de l'amplificateur.

Dans [83], l'auteur préconise de considérer une approximation linéaire de l'équation 2.40 vis à vis des harmoniques supérieurs ( $A_{ik}, k > 1$ ). De même, il préconise une approximation linéaire vis à vis de  $A_{21}$ , car généralement les spécifications de l'amplificateur impose un coefficient de réflexion relativement faible en sortie.

Ainsi on obtient le modèle ci-dessous :

$$B_{mk}^N = \sum_{n,h} S_{mknh}(A_{11}^N) \cdot P^{k-h} \cdot A_{nh}^N + \sum_{n,h} T_{mknh}(A_{11}^N) \cdot P^{k+h} \cdot A_{nh}^{N*} \quad (2.41)$$

où :

- $m$  est le numéro de port,
- $h$  et  $k$  correspondent respectivement à l'ordre des harmoniques associé aux ondes incidentes et réfléchies,
- $S$  et  $T$  sont désignés par extension « paramètres S non linéaires » car ils dépendent

- de la puissance du signal d'entrée à la fréquence fondamentale,
- et  $A_{11}^N = |A_{11}|$ .

Plusieurs méthodes existent pour extraire les fonctions  $S$  et  $T$  du modèle. Dans [83], J. Verspecht propose une méthode d'extraction qui consiste à appliquer au dispositif non linéaire une raie « fort signal » associée à une raie « petit signal » alternativement à chaque port et chaque fréquence harmonique en utilisant un changement de phase. Les fonctions  $S$  et  $T$  de l'équation 2.41 sont déterminées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel non linéaire *VNNA* (*Vectoriel Nonlinear Network Analyser*).

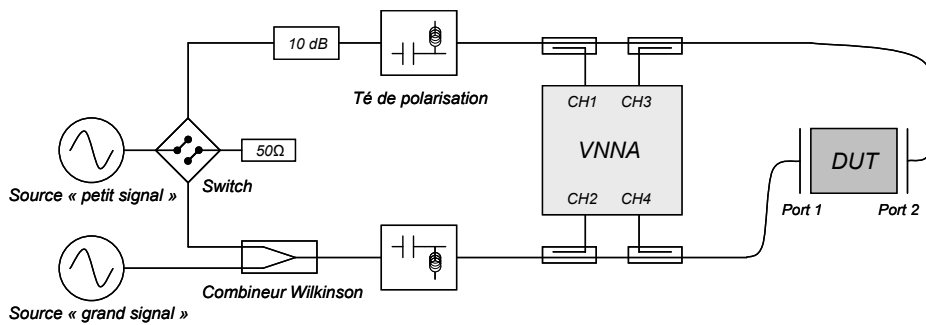


Fig. 2.15 – Synoptique du banc d'extraction du modèle *P.H.D.*

Ce modèle comportemental est aujourd'hui implémenté dans le logiciel *ADS* d'*Agilent Technologies* sous le nom de « *X – Parameters Model* » [84] et « *S – functions Model* » (*NMDG/Rhode & Schwartz*) [85].

L'équation originale 2.40 du modèle *P.H.D.* est statique, elle ne prend en compte ni les effets de mémoire *HF* ni les effets de mémoire *BF*. Par la suite, A. Soury [86] puis W. Demenitroux [87][88] ont introduit la prise en compte des effets de mémoire à court terme (mémoire haute fréquence). L'idée consiste à étendre chaque fonction non linéaire à l'aide des séries de Volterra dynamiques (présentées partie 2.4.3.2). Par exemple, dans le cas où seule la contribution du premier harmonique est considéré, l'onde résultante en sortie  $\tilde{b}_{21}(t)$  s'écrit :

$$\begin{aligned} \tilde{b}_{21}(t) = & \tilde{S}_{21,11} (|\tilde{a}_{11}(t)|) \cdot \tilde{a}_{11}(t) \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_1 (|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{A}_{11}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \\ & + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{H}_2 (|\tilde{a}_{11}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_{\tilde{a}_{11}}(t)} \cdot \tilde{A}_{11}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} d\Omega \end{aligned} \quad (2.42)$$



Plus particulièrement, pour les applications radars de type *CW* pulsé où l'extraction est réalisée à l'aide d'une excitation mono-porteuse, les noyaux dynamiques  $\tilde{H}_1$  et  $\tilde{H}_2$  fusionnent avec le noyau statique  $\tilde{S}_{21,11}$ . L'expression précédente se réécrit sous la forme des séries de Volterra dynamiques à un noyau (présentées partie 2.4.3.3), telle que :

$$\tilde{b}_{21}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{S}_{21,11}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{A}_{11}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} d\Omega \quad (2.43)$$

Outre la dépendance en fonction du niveau de puissance du signal en entrée  $|\tilde{a}_{11}(t)|$ , les caractéristiques  $S$  et  $T$  sont également dépendantes de la pulsation  $\Omega$  relative à l'écart de fréquence avec la porteuse (figure 2-16).

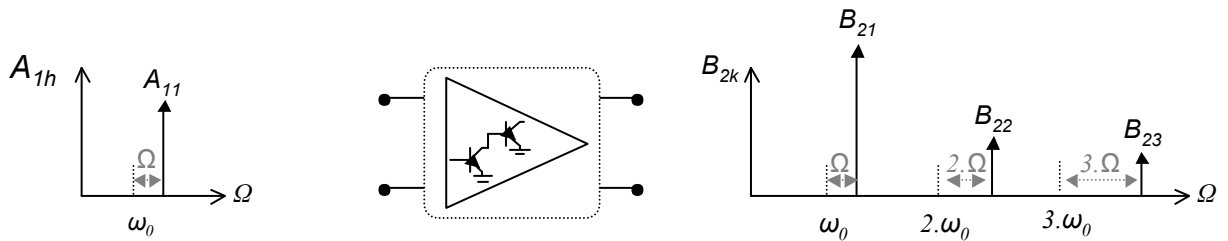


Fig. 2.16 – Représentation d'un dispositif non linéaire soumis à un signal mono-ton.

Ainsi l'équation du modèle complet 2.40 étendue à la prise en compte des effets de mémoire  $HF$  se met sous la forme :

$$\tilde{b}_{mk}^N(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} B_{mk}^N(t, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.44)$$

$$B_{mk}^N(t, \Omega) = \sum_{n,h} S_{mknh}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k-h} \cdot A_{nh}^N(\Omega) + \sum_{n,h} T_{mknh}(|\tilde{a}_{11}(t)|, \Omega) \cdot P^{k+h} \cdot A_{nh}^{N*}(\Omega) \quad (2.45)$$

Les modèles multi-harmoniques *P.H.D.* et son extension *M.H.V.* constituent une avancée significative dans le domaine de la modélisation comportementale de dispositifs non linéaires. Ils permettent d'étendre quelque peu la souplesse des paramètres  $S$  linéaires au comportement non linéaire des circuits et apportent une solution pour modéliser avec une certaine précision à la fois les distorsions harmoniques et d'intermodulation qui sont des problèmes critiques des dispositifs non linéaires.

### 2.5.3 Problématique des systèmes passe-bande

Dans les applications radars à bande étroite comme il a été indiqué précédemment, il est raisonnable de considérer que les harmoniques sont suffisamment faibles pour être négligées. Les modèles multi-harmoniques présentés précédemment peuvent alors être considérablement simplifiés.

Ainsi en considérant  $\tilde{a}_1(t)$ ,  $\tilde{a}_2(t)$ ,  $\tilde{b}_1(t)$  et  $\tilde{b}_2(t)$  les enveloppes des ondes incidentes et réfléchies aux deux accès, le modèle 2.45 se réduit à la forme ci-après.

$$\tilde{b}_1^N(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} B_1^N(t, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad \tilde{b}_2^N(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} B_2^N(t, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.46)$$

avec

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \tilde{B}_1(t, \Omega) \\ \tilde{B}_2(t, \Omega) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_{11}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) & S_{12}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \\ S_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) & S_{22}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{A}_1(\Omega) \\ \tilde{A}_2(\Omega) \end{bmatrix} \\ &+ e^{j \cdot 2 \cdot \Phi_{\tilde{a}_1}(t)} \cdot \begin{bmatrix} 0 & S_{12}^\Delta(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \\ 0 & S_{22}^\Delta(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{A}_1^*(-\Omega) \\ \tilde{A}_2^*(-\Omega) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Ce modèle a été mis en oeuvre dans les travaux de A. Soury [86] et F.X Estagerie [89] avec de bons résultats. Il apparaît donc comme une solution efficace pour modéliser le caractère bilatéral d'un amplificateur de puissance radar avec prise en compte des effets de mémoire haute fréquence.

### 2.5.4 Problématique de fortes désadaptations

Le formalisme des paramètres S non linéaires tel que donné par les équations 2.45 et 2.47 est basé sur les deux hypothèses fondamentales suivantes :

- Les harmoniques sont, soit suffisamment filtrées par les éléments aux accès du dispositif pour être négligées, soit suffisamment faibles pour être considérées comme des perturbations petit signal.
- La désadaptation de charge est suffisamment faible pour que l'onde  $\tilde{a}_2$  soit prise en compte comme une perturbation petit signal.

Dans les applications radar, l'amplificateur peut malheureusement être soumis à d'importante désadaptations de charge. La deuxième hypothèse peut donc ne pas

être valide. Deux approches ont été proposées pour modéliser le comportement d'un amplificateur soumis à des fortes désadaptations de la charge.

La première approche consiste à ne plus avoir recours à une notion explicite de paramètre S. Pour cela on exprime les ondes réfléchies sous forme de relations implicites avec les incidentes. Ainsi en notant :

$$\begin{aligned}\tilde{a}_2(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} A_2(t, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\ \tilde{b}_i(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} B_i(t, \Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega, \quad i = 1, 2\end{aligned}\quad (2.48)$$

On a :

$$\begin{cases} B_1(t, \Omega) = F_i(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega, \Gamma_2(t, \Omega)) \\ B_2(t, \Omega) = F_i(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega, \Gamma_2(t, \Omega)) \\ \Gamma_2(t, \Omega) = A_2(t, \Omega) / B_2(t, \Omega) \end{cases}$$

Le modèle est alors défini par les deux caractéristiques non linéaires  $F_i(\cdot)$ ,  $i = 1, 2$ .

Cette approche présente cependant les deux inconvénients suivants :

- Pour exécuter le modèle il est nécessaire d'accéder explicitement au coefficient de réflexion de la charge  $\Gamma_2(t, \Omega)$  dans l'espace temps-fréquence ; ce qui n'est possible en toute généralité que si le coefficient de réflexion est indépendant de la fréquence (système sans mémoire), ou alors que le signal d'excitation soit monochromatique (signal *CW*). Le modèle est donc limité en pratique au calcul du régime établi en excitation sinusoïdale.
- Les caractéristiques non linéaires  $F_i(\cdot)$  sont des fonctions de 4 variables ( $|\tilde{a}_1(t)|$ ,  $\Omega$ , parties réelle et imaginaire de  $\Gamma_2$ ) ce qui conduit à un modèle d'une complexité importante (volume de mémoire important et difficultés de fit des caractéristiques). Dans le cas où d'autres variables telles que la température doivent être prises en compte, comme c'est le cas dans notre travail, les volumes de mémoire et les difficultés de fit deviennent rédhibitoires.

Cette approche a été adoptée dans l'implémentation du modèle *X - Parameters* au sein du simulateur *ADS*.

La seconde approche consiste à revenir à la formulation générale des ondes réfléchies 2.38, puis à abandonner l'hypothèse de faible désadaptations pour établir un

développement en série de puissance d'ordre supérieur à 1 suivant les variables ondes réfléchies  $\tilde{a}_2(t)$ ,  $\tilde{a}_2^*(t)$  sur la charge. Cependant cette approche n'a été abordée à ce jour que pour la modélisation de la réponse *CW* [84][90][91], c.a.d. lorsqu'on est restreint à l'étude du régime établi pour une excitation sinusoïdale  $\tilde{a}_i(t) = \tilde{A}_i e^{j\Omega_0 t}$ ,  $i = 1, 2$ . On aboutit dans ce cas à un modèle de la forme ci-dessous où la notion de paramètre *S* non linéaires est préservée et étendue à un ordre  $n$  quelconque correspondant au degré d'approximation en puissance choisi :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i(t) &= \tilde{B}_i e^{j\Omega_0 t}, \quad i = 1, 2 \\
 \begin{bmatrix} \tilde{B}_1 \\ \tilde{B}_2 \end{bmatrix} &= \\
 &\begin{bmatrix} S_{11,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{12,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{13,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) \\ S_{21,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{22,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{23,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 \\ \tilde{A}_2 \\ \tilde{A}_2^* \cdot P^2 \end{bmatrix} \rightarrow \text{ordre1} \\
 + &\begin{bmatrix} S_{11,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{12,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{13,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) \\ S_{21,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{22,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) & S_{23,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega_0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (\tilde{A}_2)^2 \cdot P^{-1} \\ (\tilde{A}_2^*)^2 \cdot P^3 \\ \tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_2^* \cdot P \end{bmatrix} \rightarrow \text{ordre2} \\
 &+ \dots \\
 &\text{avec} \\
 P &= \frac{\tilde{A}_1}{|\tilde{A}_1|}
 \end{aligned} \tag{2.49}$$

Dans cette approche le nombre de caractéristiques à manipuler est plus important (en l'occurrence 12 pour un modèle d'ordre 2), mais en revanche ce sont uniquement des fonctions de deux dimensions. Le stockage et le fit des caractéristiques du modèle sont alors plus aisés et l'extension à la prise en compte de la température plus abordable. Cette approche, récemment expérimentée dans les travaux de G. Zakka El Nashef [90] avec un modèle d'ordre 2, a montré des résultats satisfaisants pour modéliser les performances d'un amplificateur d'antenne radar en mode *CW*, et ce jusqu'à des fortes désadaptations de  $TOS > 3$ .

Nous reprendrons ce modèle un peu plus en détail dans le chapitre prochain afin de traiter la limitation de fonctionnement en mode *CW* et d'y introduire la prise en compte de la dépendance en température.

## 2.6 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté le principe de la modélisation comportementale qui repose sur une description des composants sous la forme de relations mathématiques épurées pour permettre la simulation de systèmes électroniques complexes. Il nécessite cependant le développement d'équations constitutives et de principes d'identification adéquats pour les différents composants de la chaîne hyperfréquence. Parmi ces composants, l'amplificateur de puissance est l'objet de nombreux travaux du fait des effets non linéaires dont il est le siège et de leur influence majeure sur les performances globales des systèmes.

Parmi les modèles comportementaux présentés, les modèles unilatéraux qui décrivent uniquement le transfert entrée / sortie, sont les plus répandus et les plus aboutis. Ils sont construits autour de différentes approches capables de prendre en compte les effets des non linéarités, des phénomènes de mémoire  $HF$  et  $BF$  incluant la température de fonctionnement.

Les modèles bilatéraux, qui sont capables de rendre compte des effets de désadaptation de la charge, ont quant à eux retenus moins d'attention du fait de leur plus grande complexité. Le principe récent des paramètres  $S$  fort signal limité aux signaux de type passe bande offre une solution intéressante avec une méthode d'extraction relativement simple pour modéliser le comportement bilatéral d'un amplificateur. Cette solution apparaît comme la plus appropriée pour le développement du modèle électrothermique qui est l'objet du chapitre suivant.



**Chapitre 3 :**

**Modélisation électrothermique  
comportementale de l'amplificateur de  
puissance**

## 3.1 Introduction

Le premier chapitre a mis en évidence l'importance et le caractère indissociable des effets de non linéarités et de mémoire dont l'amplificateur de puissance est le siège. Dans le contexte des applications radars à bande étroite, ces phénomènes sont majoritairement induits par l'autoéchauffement générés au sein des transistors et les variations de la charge. Les distorsions engendrées par ces effets sont primordiales car elles génèrent des distorsions d'amplitude et de phase sur l'enveloppe du signal émis qui dégradent fortement les performances globales du radar.

L'approche de modélisation comportementale présentée dans le deuxième chapitre, apparaît être une solution attrayante pour prédire l'impact des distorsions induites par l'amplificateur de puissance sur les performances globales du système. Il reste cependant nécessaire de développer des modèles comportementaux capables de décrire précisément les différents phénomènes non linéaires présents dans les amplificateurs de puissance. Plusieurs concepts de modélisation ont été développés ces dernières années permettant de modéliser le caractère non linéaire des amplificateurs associé aux problématiques de mémoire HF et BF, d'autoéchauffement et de désadaptations à ses accès. Cependant aucun des modèles proposés dans la littérature ne traite simultanément les phénomènes de mémoire électriques, les variations de la charge et l'autoéchauffement. L'étude des interactions entre ces effets apparaît pourtant comme une donnée essentielle pour prédire et analyser avec précision les performances des chaînes hyperfréquences intégrées dans les radars à antennes actives.

Aussi ces travaux de thèse vise au développement d'un modèle combinant tout ces effets perturbateurs du signal à savoir la thermique, la dispersion de fréquence et les désadaptations de charge. Par ailleurs, ce modèle doit bénéficier d'une procédure d'extraction relativement simple de manière à être accessible au plus grand nombre de concepteurs. Les différentes phases de développement et de validation du nouveau modèle comportemental sont présentées dans ce troisième et dernier chapitre.



## 3.2 Schéma équivalent du modèle

Un amplificateur de puissance peut être représenté sous la forme ci-dessous, où les ports *RF* d'entrée / sortie représentent les accès du signal *RF*, et le port *DC*, permet d'apporter l'énergie continue  $P_{DC}$  nécessaire à la polarisation des transistors de puissance. Une partie de l'énergie *DC* est alors convertie en énergie hyperfréquence pour l'amplification du signal *RF*, l'autre partie est dissipée  $P_{DISS}$  sous forme de chaleur et influence par contre réaction le fonctionnement de l'amplificateur.

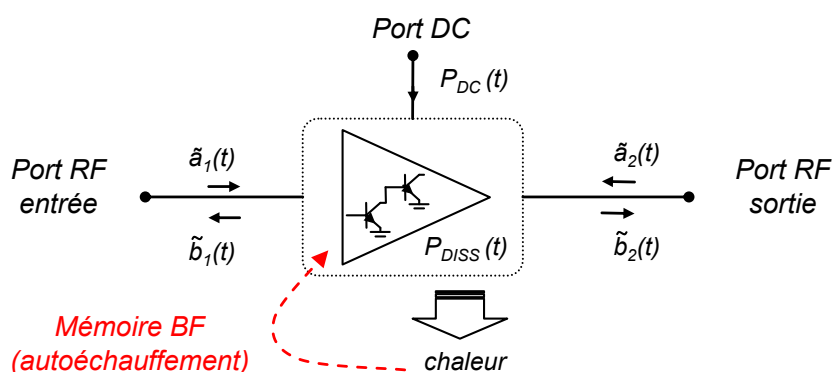


Fig. 3.1 – Illustration des ports RF et DC de l'amplificateur de puissance

En s'inspirant des travaux précédents de J. Mazeau [78], nous avons choisi de représenter l'interaction électrothermique par la boucle de réaction ci-après où  $\tilde{a}_1(t)$ ,  $\tilde{a}_2(t)$  et  $\tilde{b}_1(t)$ ,  $\tilde{b}_2(t)$  représentent respectivement les enveloppes complexes des ondes incidentes et réfléchies aux accès de l'amplificateur. La variable  $T(t)$  correspond à la température équivalente de l'amplificateur produite par la puissance dissipée  $P_{DISS}(t)$ .

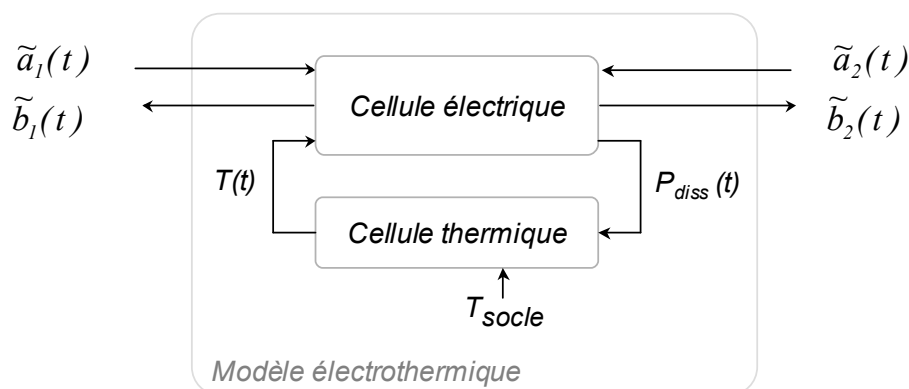


Fig. 3.2 – Topologie du modèle électrothermique

Nous allons construire notre démarche de modélisation sur la base d'un vecteur d'étude qui est un amplificateur de puissance *HBT AsGa/GaInp* construit autour d'une architecture arborescente composée de deux étages d'amplification représenté schématiquement ci-dessous.

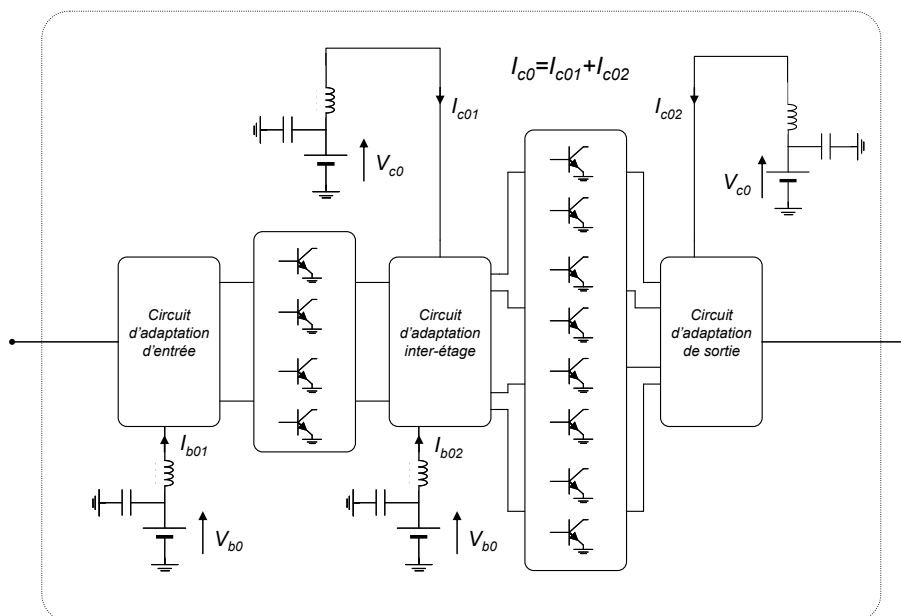


Fig. 3.3 – Schéma de principe de l'amplificateur de puissance

La puissance *DC* consommée par l'amplificateur est égale à celle de la puissance consommée au collecteur, la consommation de puissance sur la base étant négligée. En reprenant la formule 1.24 du bilan énergétique d'un amplificateur, la puissance dissipée est formulée comme suit :

$$P_{DISS} = P_{DC} + P_{IN} - P_{OUT} = V_{C0} \times I_{C0} + P_{IN} - P_{OUT} \quad (3.1)$$

$V_{C0}$  et  $I_{C0}$  correspondent à la tension et au courant de polarisation du collecteur.  $V_{C0}$  étant constante, le courant  $I_{C0}$  doit être modélisé pour déterminer la puissance dissipée.

Dans le schéma Fig. 3-2, la cellule électrique traduit les phénomènes de mémoire électrique à court terme (dispersion de fréquence dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur ou mémoire *HF*) comme indiqué précédemment en considérant que les effets de mémoire à long terme autre que ceux dûs à la thermique sont négligeables au regard de cette dernière. La cellule thermique permet de déterminer, à partir de la puissance dissipée  $P_{DISS}(t)$ , les variations de la température équivalente  $T(t)$  de l'amplificateur. Ces variations se traduisent par des constantes de temps longues (mémoire

$BF$ ) qui influencent par contre réaction le fonctionnement de la cellule électrique. Ainsi, le modèle électrothermique global permettrait de décrire les modulations lentes induites par les effets thermiques sur l'enveloppe du signal de sortie de l'amplificateur.

Dans les travaux présentés précédemment par J. Mazeau [78] la désadaptation d'impédance n'a pas été prise en compte dans le modèle électrique. Cependant comme indiqué précédemment, les contraintes de plus en plus forte d'intégration des modules  $ER$  nous imposent une meilleure description de l'interaction de l'amplificateur de puissance avec les éléments rayonnants. Nous allons donc dans ces travaux étendre ce modèle à la prise en compte des désadaptations de charge. Parmi les différents modèles bilatéraux candidats présentés dans le deuxième chapitre, les paramètres  $S$  non linéaires appliqués aux signaux de type passe-bande apparaissent comme une solution efficace pour prendre en compte les phénomènes de désadaptation tout en conservant un formalisme et une procédure d'extraction relativement simple.

Nous allons ci-après présenter le développement et l'évaluation de la cellule électrique avec désadaptation, puis synthétiser la procédure d'extraction du modèle de la cellule thermique.

### 3.3 Modélisation de la cellule électrique

Le schéma de la cellule électrique fait apparaître deux voies :

- une voie  $RF/RF$  modélisant la réponse hyperfréquence de l'amplificateur.
- une voie de conversion  $RF/DC$  modélisant le courant de polarisation permettant d'accéder à la puissance dissipée (on considère que les tensions de polarisation sont fixes).

#### 3.3.1 Modélisation de la voie $RF/RF$

Le modèle de la voie  $RF/RF$  a pour objet de décrire la réponse hyperfréquence de l'amplificateur en présence de désadaptations et ce en régime transitoire et  $CW$ , pour tout type de signal  $RF$ . Pour plus de clarté dans la dérivation du modèle, nous allons brièvement reprendre le développement du modèle de paramètres  $S$  non linéaires à partir de la relation générale 2.37, ramenée uniquement à l'harmonique fondamentale, de manière à pouvoir traiter convenablement les problématiques de mémoire et de forte désadaptation de la cellule électrique.

Ainsi on considère uniquement l'harmonique fondamentale pour les raisons déjà évoquées, puis en considérant une discrétisation de l'axe des temps  $t_n$ , nous pouvons à partir de la relation 2.37 exprimer les ondes réfléchies aux deux ports de l'amplificateur comme suit :

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i(t_n) &= F_i(\tilde{a}_1(t_n), \dots, \tilde{a}_1(t_{n-M}), \\
 &\quad \tilde{a}_1^*(t_n), \dots, \tilde{a}_1^*(t_{n-M}), \\
 &\quad \tilde{a}_2(t_n), \dots, \tilde{a}_2(t_{n-M}), \\
 &\quad \tilde{a}_2^*(t_n), \dots, \tilde{a}_2^*(t_{n-M})) \\
 i &= 1, 2
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

Ainsi, à chaque instant  $t_n$  l'onde réfléchie est une équation algébrique des échantillons des ondes incidentes à l'instant courant et aux instants précédent sur une durée de mémoire  $\tau_M = t_n - t_{n-M}$ . Ceci est illustré sur la figure 3-4 ci-dessous.

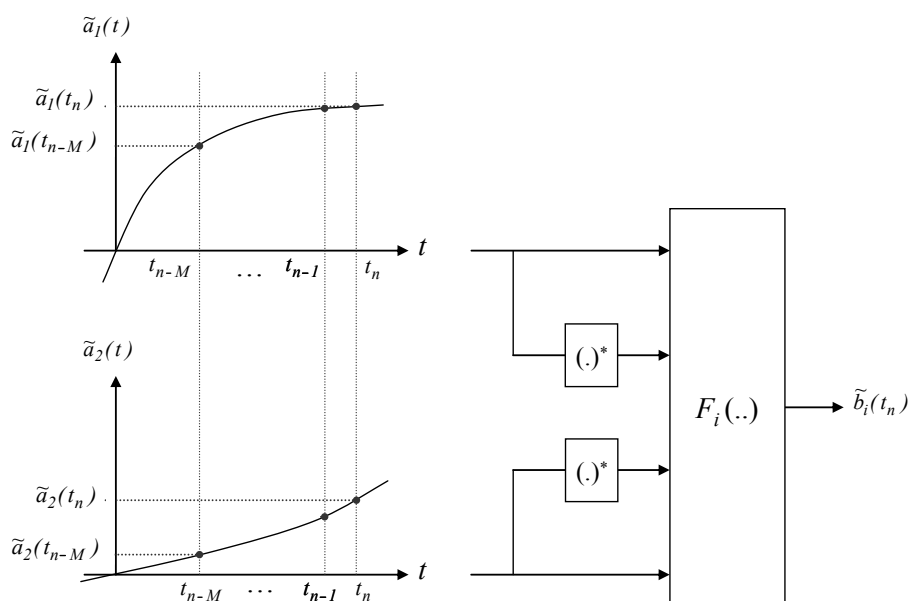


Fig. 3.4 – Illustration de la prise en compte de la mémoire.

De manière analogue au développement réalisé dans le deuxième chapitre pour définir la série de Volterra à noyaux dynamiques, il est opportun de réaliser un développement en série de puissance de l'équation algébrique ci-dessus suivant les variables  $\tilde{a}_1(t_{n-k})$ ,  $\tilde{a}_2(t_{n-k})$  et  $\tilde{a}_2^*(t_{n-k})$ , et ceci autour d'une trajectoire de signal intéressante définie comme ci-après.

$$\begin{cases} \tilde{a}_1(t_n) = \tilde{a}_1(t_{n-1}) = \dots = \tilde{a}_1(t_{n-M}) \\ \tilde{a}_2(t_n) = \tilde{a}_2(t_{n-1}) = \dots = \tilde{a}_2(t_{n-M}) = 0 \end{cases}$$

Cette dernière trajectoire est illustrée en traits rouges sur la figure 3-5 ci-après.

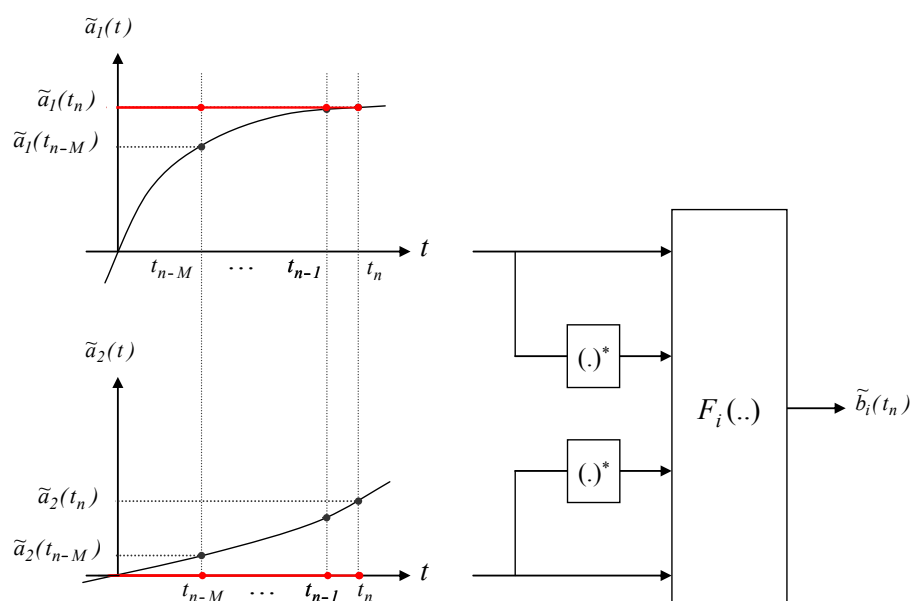


Fig. 3.5 – Trajectoire (traits rouges) utilisée pour le développement en série de puissance

Ce faisant, nous avons trois éléments importants à prendre en considération :

- Premièrement, nous considérons l'hypothèse de mémoire à court terme qui nous permet de caractériser la dispersion de fréquence dans la bande de l'amplificateur. Ainsi nous pouvons limiter le développement à l'ordre 1 par rapport aux variables  $\tilde{a}_1(t_{n-k})$ , car  $|\tilde{a}_1(t_{n-k}) - \tilde{a}_1(t_n)| \mapsto 0, \forall k \in [0, M]$ .
- Deuxièmement, pour tenir compte des désadaptations de charge qui peuvent être importantes, nous considérons un développement d'un ordre supérieur à 1 par rapport aux variables  $\tilde{a}_2(t_{n-k})$  et  $\tilde{a}_2^*(t_{n-k})$ , puisqu'en effet l'onde  $\tilde{a}_2(t_{n-k})$  peut être importante dans l'intervalle de temps  $k \in [0, M]$ . Cependant pour limiter la complexité du modèle, nous négligerons les termes de croisement des instants temporels différents. Ceci équivaut à considérer un polynôme à mémoire par rapport à l'onde  $\tilde{a}_2(t)$  paramétré par l'onde  $\tilde{a}_1(t)$ .
- Troisièmement, compte tenu de l'invariance temporelle de la réponse du système les coefficients du développement en série de puissance sont des fonctions du module de l'onde  $\tilde{a}_1(t)$  pondéré par les puissances entières de son argument complexe  $p(t)$ .

Dès lors nous pouvons considérer le développement en série de puissance de l'équation 3.2 comme ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i(t_n) &= F_i(|\tilde{a}_1(t_n)|, \dots, |\tilde{a}_1(t_{n-M})|, \\
 &\quad |\tilde{a}_1^*(t_n)|, \dots, |\tilde{a}_1^*(t_{n-M})|, \\
 &\quad 0, \dots, 0, \\
 &\quad 0, \dots, 0) \\
 &+ \sum_{k=0}^M C_{i0,1}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot (\tilde{a}_1(t_{n-k}) - \tilde{a}_1(t_n)) \\
 &+ p(t_n)^2 \sum_{k=0}^M C_{i1,1}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot (\tilde{a}_1^*(t_{n-k}) - \tilde{a}_1^*(t_n)) \rightarrow \text{modèle de Volterra avec charge adaptée} \\
 &+ \sum_{k=0}^M C_{i2,1}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k}) + p(t_n)^2 \sum_{k=0}^M C_{i3,1}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k}) \rightarrow \text{ordre 1} \\
 &+ p(t_n)^{-1} \sum_{k=0}^M C_{i1,2}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k})^2 + p(t_n) \sum_{k=0}^M C_{i2,2}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k}) \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k}) \\
 &+ p(t_n)^3 \sum_{k=0}^M C_{i3,2}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k})^2 \rightarrow \text{ordre 2} \\
 &+ p(t_n)^{-2} \sum_{k=0}^M C_{i1,3}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k})^3 + \sum_{k=0}^M C_{i2,3}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k})^2 \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k}) \\
 &+ p(t_n)^2 \sum_{k=0}^M C_{i3,3}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2(t_{n-k}) \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k})^2 \\
 &+ p(t_n)^4 \sum_{k=0}^M C_{i4,3}(|\tilde{a}_1(t_n)|, k) \cdot \tilde{a}_2^*(t_{n-k})^3 \rightarrow \text{ordre 3} \\
 &+ \dots \tag{3.3}
 \end{aligned}$$

$p(t)$  définissant l'argument complexe de l'onde incidente en entrée :  $p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$ ,  
 et  $i = 1, 2$ .

On constate que les trois premiers termes de l'expansion correspondent au modèle de Volterra à noyaux dynamiques de l'amplificateur lorsque la charge est adaptée. Nous allons donc regrouper ces trois termes sous la forme du modèle de Volterra à un noyau spécialisé pour la mémoire  $HF$ , comme explicité dans le chapitre précédent. Ensuite, en

considérant le passage à la limite lorsque le pas d'échantillonnage tend vers zéro dans les sommations, nous obtenons finalement la forme intégrale ci-après.

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i(t) &= \int_0^{\tau_M} s_{i1,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_1(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau_M} s_{i2,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} s_{i3,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \quad \rightarrow \text{modèle d'ordre 1} \\
 &+ p(t)^{-1} \int_0^{\tau_M} s_{i1,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 d\tau + p(t) \int_0^{\tau_M} s_{i2,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^3 \int_0^{\tau_M} s_{i3,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \quad \rightarrow \text{ordre 2} \\
 &+ p(t)^{-2} \int_0^{\tau_M} s_{i1,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^3 d\tau + \int_0^{\tau_M} s_{i2,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} s_{i3,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \\
 &+ p(t)^4 \int_0^{\tau_M} s_{i4,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^3 d\tau \quad \rightarrow \text{ordre 3} \\
 &+ \dots
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

avec  $p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$  et  $i = 1, 2$ .

Les coefficients  $s_{ij,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau)$  définissent, dans le domaine temporel, les paramètres S non linéaires à l'ordre  $n$ . Les paramètres S classiquement définis dans le domaine fréquentiel sont obtenus en considérant la transformée de Fourier des coefficients ci-dessus :

$$S_{ij,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) = \int_0^{\tau_M} s_{ij,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} d\tau \tag{3.5}$$

Nous verrons par la suite qu'il est relativement aisé de déterminer les paramètres S directement dans le domaine fréquentiel.

Notons que lorsque le développement du modèle est limité à l'ordre 1, on retrouve le modèle  $X - parameters$  classique à l'harmonique fondamentale. Par ailleurs lorsqu'on se restreint à une excitation sinusoïdale comme nous allons le voir dans la procédure d'extraction du modèle, le modèle se réduit naturellement à la forme statique étudiée

par G. Zakka El Nashef [90]. La forme ci-dessus n'est plus limitée au calcul de la réponse *CW* de l'amplificateur, comme il a été le cas dans les travaux précédents. Elle permet de reproduire les effets de mémoire *HF* (comme par exemple le temps de propagation de groupe) en présence de fortes désadaptations de charge, ce pour tout type de signal d'excitation.

### 3.3.2 Modélisation de la voie de conversion *RF/DC*

La connaissance de l'appel de puissance *DC* est nécessaire au calcul de la puissance dissipée par l'amplificateur, à la base de l'échauffement du dispositif. Comme décrit précédemment, la structure de l'amplificateur *HBT* que nous avons choisi pour notre travail est telle que la seule connaissance du courant de collecteur est suffisante pour caractériser la puissance consommée, étant donné que la tension de polarisation de collecteur est fixe. Pour cela dans le modèle *RF/DC* nous nous intéressons à la relation entre le courant de collecteur  $I_C(t)$  et les deux ondes incidentes  $\tilde{a}_1(t)$  et  $\tilde{a}_2(t)$ . En appliquant alors les mêmes considérations que précédemment pour la voie *RF/RF*, on aboutit de façon similaire à la forme ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 \tilde{I}_C(t) &= C_0 && \rightarrow \text{polarisation} \\
 &+ \int_0^{\tau_M} c_{1,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_1^*(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau_M} c_{2,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} c_{3,1}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau && \rightarrow \text{ordre 1} \\
 &+ p(t)^{-1} \int_0^{\tau_M} c_{1,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 d\tau + p(t) \int_0^{\tau_M} c_{2,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^3 \int_0^{\tau_M} c_{3,2}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau && \rightarrow \text{ordre 2} \\
 &+ p(t)^{-2} \int_0^{\tau_M} c_{1,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^3 d\tau + \int_0^{\tau_M} c_{2,3}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 &+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} c_{3,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \\
 &+ p(t)^4 \int_0^{\tau_M} c_{4,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^3 d\tau && \rightarrow \text{ordre 3} \\
 &+ \dots
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\text{avec } p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$$



Les coefficients  $c_{j,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau)$  définissent les caractéristiques de conversion  $RF/DC$  dans le domaine temporel. Tout comme la voie  $RF/RF$ , ces caractéristiques peuvent être définies dans le domaine fréquentiel par transformée de Fourier.

$$C_{j,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) = \int_0^{\tau_M} c_{j,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} d\tau \quad (3.7)$$

On peut noter que dans la série ci-dessus le terme  $C_0$  correspond au courant de polarisation fourni lorsque l'amplificateur n'est pas soumis à un signal  $RF$ . Dans les applications radar où l'alimentation est pulsée, il est possible d'ignorer ce terme puisque les alimentations sont éteintes en l'absence de signal  $RF$ .

### 3.3.3 Extraction des paramètres S non linéaires d'ordre $n$ : $S_{ij,n}$

Un des points essentiels dans la modélisation est le degré de complexité de la procédure permettant l'identification des paramètres (ou noyaux) décrivant le modèle. Fort heureusement, les noyaux du modèle décrit par les équations 3.4 et 3.6 ci-dessus peuvent être identifiés de manière relativement aisée à partir d'un stimulus simple qui est l'excitation sinusoïdale ( $CW$ ).

En effet si on considère une onde incidente purement sinusoïdale  $\tilde{a}_1(t) = \tilde{A}_1 e^{j\Omega_0 t}$  à l'entrée de l'amplificateur, sur une charge quelconque, alors l'onde incidente en sortie est également sinusoïdale à la même fréquence :  $\tilde{a}_2(t) = \tilde{A}_2 e^{j\Omega_0 t}$ . De même les ondes réfléchies par l'amplificateur sont sinusoïdales à la même fréquence :  $\tilde{b}_1(t) = \tilde{B}_1 e^{j\Omega_0 t}$ ,  $\tilde{b}_2(t) = \tilde{B}_2 e^{j\Omega_0 t}$ .

En considérant ces deux signaux dans l'équation 3.4 décrivant la voie  $RF/RF$ , on déduit aisément, en relevant les intégrales de Fourier résultantes, la relation ci-après :

$$\begin{aligned} \tilde{B}_i = & S_{i1,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot \tilde{A}_1 + S_{i2,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot \tilde{A}_2 + S_{i3,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot \tilde{A}_2^* \cdot P^2 + \\ & S_{i1,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot (\tilde{A}_2)^2 \cdot P^{-1} + S_{i2,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot \tilde{A}_2 \cdot \tilde{A}_2^* \cdot P + S_{i3,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot (\tilde{A}_2^*)^2 \cdot P^3 + \\ & S_{i1,3}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot (\tilde{A}_2)^3 \cdot P^{-2} + S_{i2,3}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot (\tilde{A}_2)^2 \cdot \tilde{A}_2^* + S_{i3,3}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot \tilde{A}_2 \cdot (\tilde{A}_2^*)^2 \cdot P^2 + \\ & S_{i4,3}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \cdot (\tilde{A}_2^*)^3 \cdot P^4 + \dots \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$p(t) = \frac{\tilde{A}_1}{|\tilde{A}_1|}, \text{ et } i = 1, 2$$

Ainsi, comme illustrée Fig. 3-6, en faisant l'acquisition des 4 ondes  $\tilde{A}_1$ ,  $\tilde{A}_2$ ,  $\tilde{B}_1$ ,  $\tilde{B}_2$ , pour plusieurs impédances de charge, les paramètres S non linéaires ( $\tilde{S}_{ij,n}$ ) peuvent être obtenus en résolvant le système d'équations ci-dessus, et ce pour chaque couple  $|\tilde{A}_1|, \Omega_0$ .

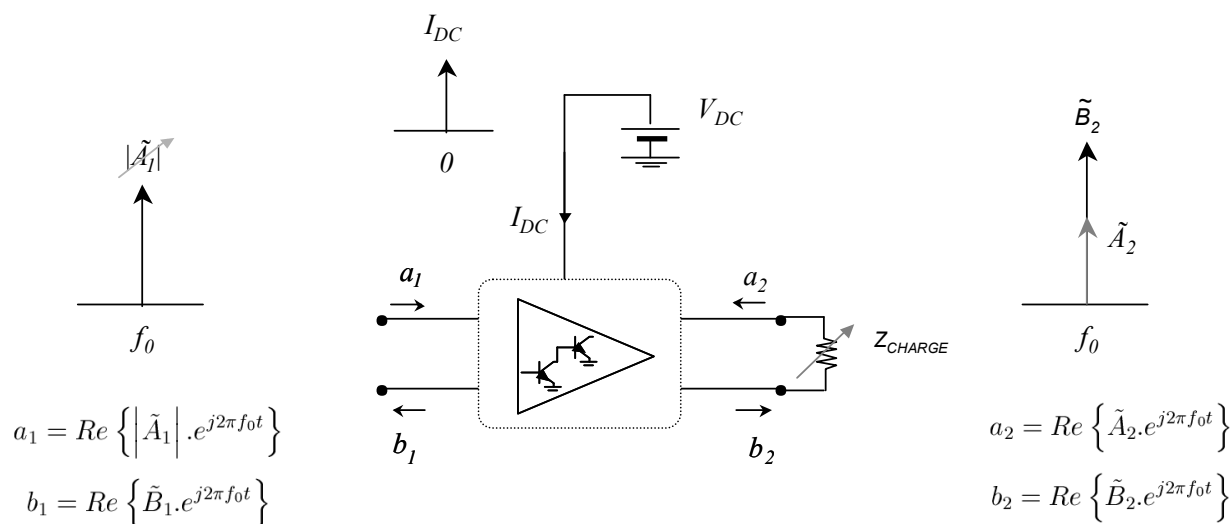


Fig. 3.6 – Relevé des ondes de tensions et du courant de polarisation

On peut noter que le nombre de variables dans le système d'identification dépend de l'ordre d'expansion du modèle comme indiqué dans le tableau ci-dessous.

Ordre du modèle	Nombre de variables
1	3
2	6
3	10
4	15
5	21

TABLE 3.1 – Nombre de variables du système d'identification en fonction de l'ordre du modèle

Pour que le système d'identification soit solvable, il est nécessaire d'avoir un nombre d'équations (c.a.d. un nombre d'impédances de charge) supérieur ou égal au nombre de variables. Par ailleurs le choix des impédances de charge n'est pas trivial, il doit être fait pour maximiser le conditionnement du système d'identification ; cela est particulièrement important lorsqu'on choisit de travailler avec le nombre minimal d'impédances possible. Une étude sur le choix des impédances d'extraction peut être trouvée dans [92]. Dans tous les cas, en présence de bruit de mesure, il est vivement conseillé d'utiliser un nombre d'impédances bien supérieur au minimum requis afin de lisser les erreurs de mesures.

A titre d'illustration, si pour un couple (puissance incidente d'entrée et fréquence d'excitation :  $|\tilde{A}_1|$  et  $\Omega_0$ ), on note  $\tilde{A}_{2,q}$ ,  $\tilde{B}_{i,q}$  les ondes recueillies pour l'impédance de charge de rang  $q$ , et que l'on considère un modèle d'ordre  $n = 2$ ; la collection d'équations ci-dessus nous donne le système à  $q$  équations et 3 variables ci-après.

$$H.\vec{S} = \vec{B} \text{ avec}$$

$$H = \begin{bmatrix} \tilde{A}_{1,1} & \tilde{A}_{2,1} & \tilde{A}_{2,1}^* P^2 & (\tilde{A}_{2,1})^2 P^{-1} & \tilde{A}_{2,1} \tilde{A}_{2,1}^* P & (\tilde{A}_{2,1}^*)^2 P^3 \\ \tilde{A}_{1,2} & \tilde{A}_{2,2} & \tilde{A}_{2,2}^* P^2 & (\tilde{A}_{2,2})^2 P^{-1} & \tilde{A}_{2,2} \tilde{A}_{2,1}^* P & (\tilde{A}_{2,2}^*)^2 P^3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{A}_{1,q} & \tilde{A}_{2,q} & \tilde{A}_{2,q}^* P^2 & (\tilde{A}_{2,3})^2 P^{-1} & \tilde{A}_{2,1} \tilde{A}_{2,q}^* P & (\tilde{A}_{2,q}^*)^2 P^3 \end{bmatrix},$$

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} \tilde{B}_{i,1} \\ \tilde{B}_{i,2} \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{B}_{i,q} \end{bmatrix} \text{ et } \vec{S} = \begin{bmatrix} \tilde{S}_{i1,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \\ \tilde{S}_{i2,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \\ \tilde{S}_{i3,1}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \\ \tilde{S}_{i1,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \\ \tilde{S}_{i2,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \\ \tilde{S}_{i3,2}(|\tilde{A}_1|, \Omega_0) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

D'où l'on tire par moindres carrés le vecteur des 6 paramètres  $S$  :

$$\vec{S} = (H^{*T}.H)^{-1}.\vec{B} \quad (3.10)$$

En balayant le niveau de l'onde incidente  $|\tilde{A}_1|$  depuis la zone linéaire jusqu'à la saturation, et la fréquence  $\Omega_0$  dans toute la bande de l'amplificateur, on caractérise complètement le dispositif. En considérant un traitement similaire pour le courant de collecteur, on obtient de la même façon les noyaux du modèle de la voie *RF/DC*.

### 3.3.4 Etude de l'influence de l'ordre du développement du modèle

L'implémentation des modèles comportementaux implique que l'environnement de simulation d'accueil puisse résoudre les équations implicites, en raison du caractère bilatéral des modèles. Nous avons réalisé une implémentation dans l'environnement de simulation *ADS* qui permet, grâce à l'utilisation d'outils spécifiques (composant *FDD* : *Frequency Domain Defined*), de décrire le comportement de l'amplificateur à partir de relations entre les courants ou tensions aux différents ports. La lecture et l'interpolation des valeurs des paramètres de la cellule électrique issues de la base d'apprentissage

(fichier texte) créée lors de la phase d'identification sont réalisées par un composant *DAC* (*Data Access Component*). Les schématiques qui illustrent l'implémentation des modèles de la cellule électrique développés aux ordres 1, 2 et 3 sont présentés en annexes (Annexes n°1).

Les données caractéristiques (ondes de tension incidentes et réfléchies, et courant de polarisation) du vecteur de test ont été extraites à partir du template d'extraction (Annexes n°2) dans lequel le modèle de conception de l'amplificateur à été inséré.

L'extraction a été réalisée pour 65 impédances de charge réparties régulièrement dans une zone de l'abaque de smith équivalente à un cercle de rayon TOS 3 centré sur l'impédance optimale  $Z_0 = 50\Omega$ . Les impédances utilisées pour l'extraction sont présentées figure 3-7.

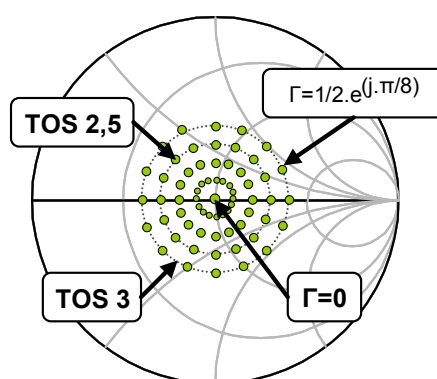


Fig. 3.7 – Impédances de charge utilisées pour l'extraction des paramètres de la cellule électrique

Les mesures des ondes de tension et du courant de polarisation ont été exportées et stockées dans un fichier texte depuis le « data-sheet » d'*ADS*. Un programme, en langage *Scilab*, permet de lire le fichier et calcule les coefficients *S* et *C* des modèles pour les différents ordres et chaque niveau de puissance extrait. Le nombre d'impédances étant supérieur à la condition minimale, la méthode des moindres carrés a été utilisée. La sortie du programme fournit alors les valeurs des coefficients qui sont introduites dans *ADS*.

Les figures 3-8 et 3-9 présentent le tracé du module des coefficients  $S$  et  $C$  du 1<sup>er</sup> ordre de la cellule électrique, en fonction du niveau de la puissance incidente en entrée, à la fréquence centrale de la bande de l'amplificateur.

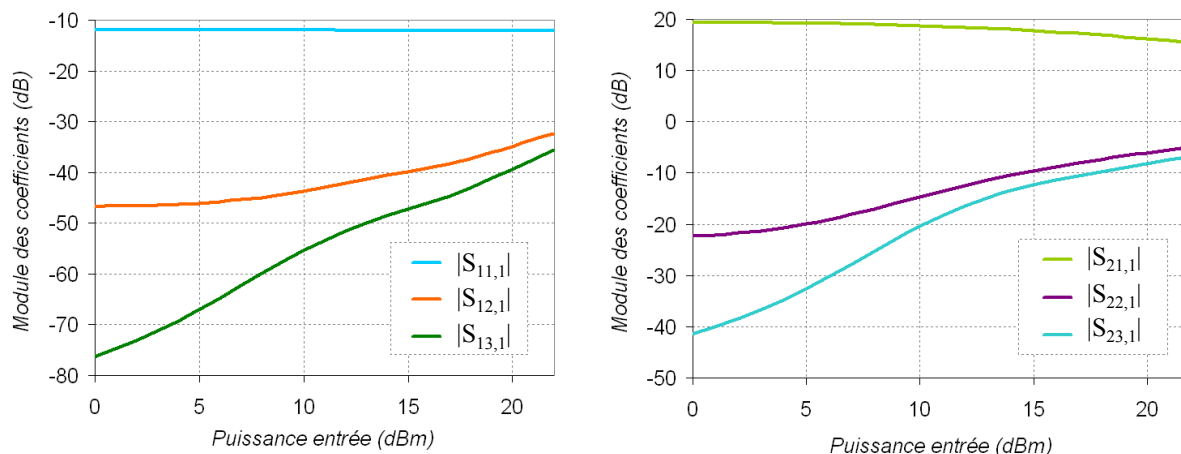


Fig. 3.8 – Tracés du module des coefficients du 1<sup>er</sup> ordre de la voie  $RF/RF$  de la cellule électrique.

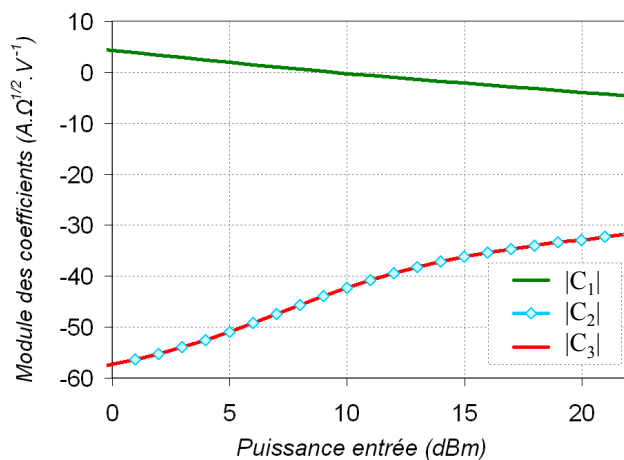


Fig. 3.9 – Tracés du module des coefficients du 1<sup>er</sup> ordre de la voie  $RF/DC$  de la cellule électrique.

Dans la zone petit signal, les paramètres  $S_{13,1}$  et  $S_{23,1}$  sont négligeables. Le modèle est alors équivalent aux paramètres  $S$  classiques de l'amplificateur en petit signal. En revanche, à la zone de compression de l'amplificateur, ces deux paramètres ne sont plus négligeables car leurs modules sont comparables à ceux des coefficients  $S_{13,1}$  et  $S_{23,1}$ .

Les figures 3-11 à 3-13 présentent les réponses (gain, conversion de phase et courant de polarisation) de la cellule électrique pour un développement au 1<sup>er</sup> ordre, comparées à celles du modèle circuit de l'amplificateur. Ces comparaisons ont été réalisées sur plusieurs impédances de charges différentes de celles utilisées lors de la phase d'extraction (figure 3-10).

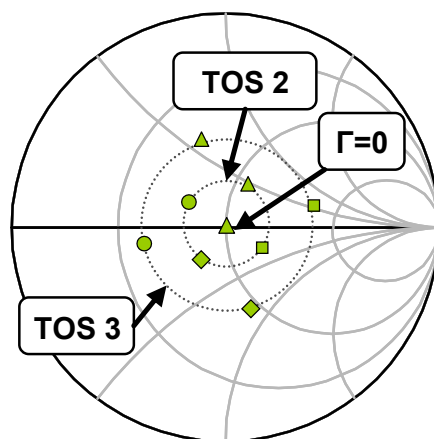


Fig. 3.10 – Impédances de charges utilisées pour la validation du modèle au 1<sup>er</sup> ordre.

Les comparaisons montrent que le développement de la cellule électrique limité au 1<sup>er</sup> ordre n'offre pas une précision suffisante pour prédire les performances de l'amplificateur soumis à des variations de charge. Il est donc nécessaire de considérer un développement des paramètres  $S$  et  $C$  à un ordre supérieur. En effet, plus l'ordre de la bilatéralité augmente, plus la prise en compte des désadaptations de la charge est précise, au détriment de la complexité du modèle qui augmente du fait d'un nombre plus important de coefficients à considérer. Aussi, afin de déterminer le modèle qui propose le meilleur compromis entre précision de modélisation des désadaptations et complexité, une évaluation du modèle en fonction de l'ordre de développement est nécessaire.

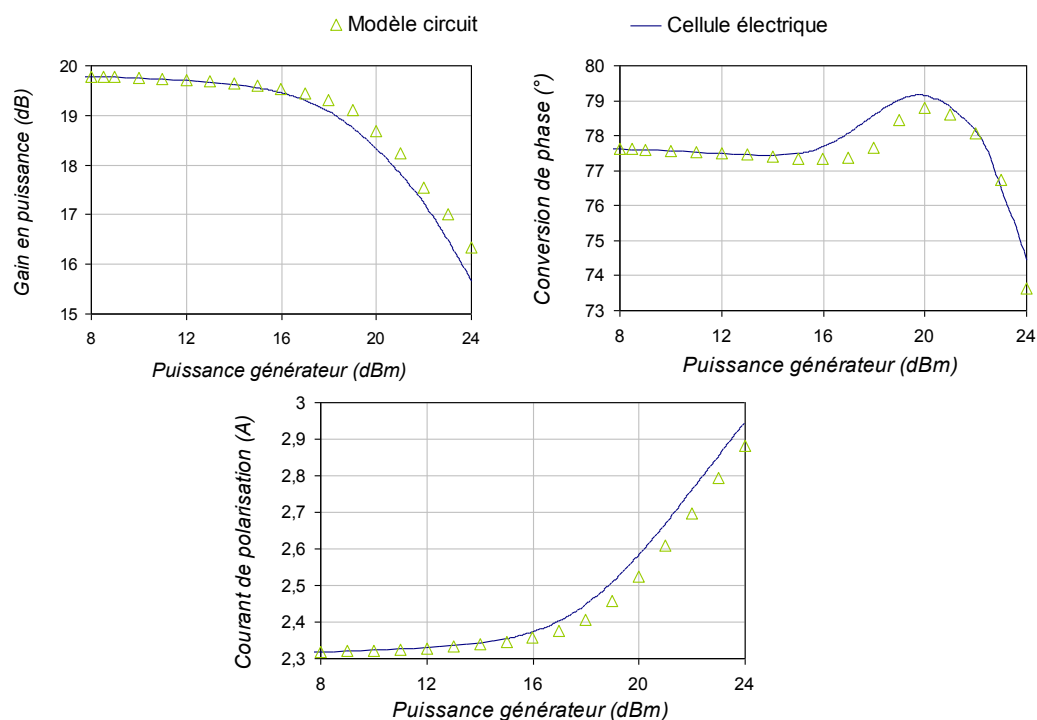


Fig. 3.11 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta$ ) et la cellule électrique au 1<sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$  (TOS=1).

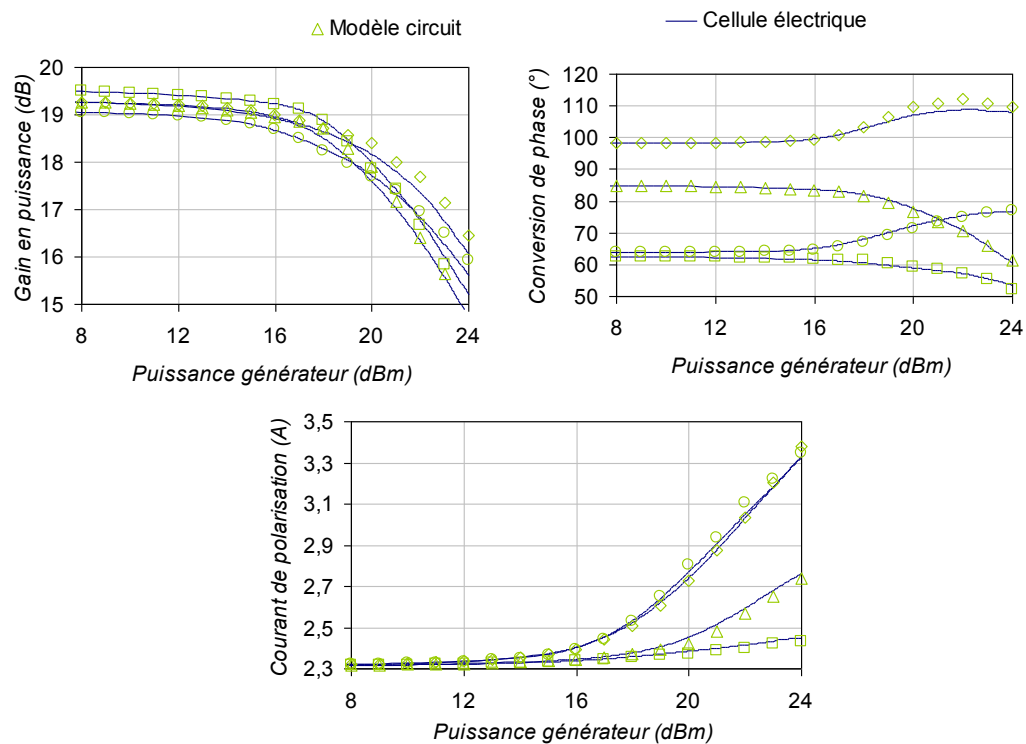


Fig. 3.12 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique au 1<sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2.

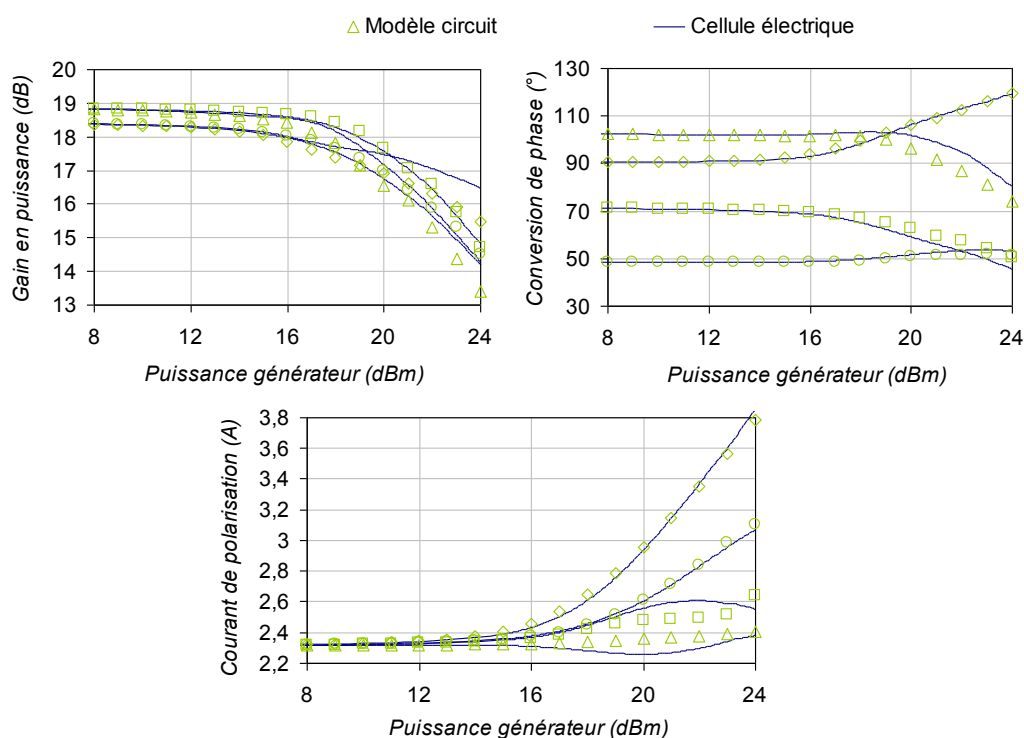


Fig. 3.13 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique au 1<sup>er</sup> ordre (lignes pleines) pour des impédances de TOS 3.

Afin de choisir l'ordre de développement le plus approprié, une évaluation des modèles aux ordres 1, 2 et 3 a été réalisée. Pour comparer les performances de ces modèles, il est plus simple d'étudier les écarts moyens et maximum entre les réponses de la cellule électrique et du modèle circuit de l'amplificateur. Pour cela, des simulations Harmonic Balance ont été réalisées sur plusieurs impédances réparties uniformément sur un cercle de TOS 3 centré sur l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$ . Ces impédances de charge, présentées figure 3-14, sont différentes de celles qui ont servies pour l'extraction des modèles.

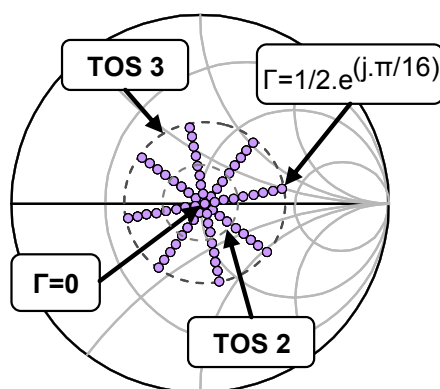


Fig. 3.14 – Impédances de charge utilisées pour l'évaluation des modèles aux ordres 1, 2 et 3.



Les écarts entre les réponses de la cellule électrique (ordre 1, 2 et 3) et du modèle circuit, sur le gain en puissance, la conversion de phase et le courant de polarisation ont été enregistrés puis tracés en fonction du TOS de l'impédance de charge présentée. Pour un TOS fixe, les écarts moyens et maximum sont relevés sur l'ensemble des impédances correspondantes, pour plusieurs valeurs de la puissance d'entrée allant de la zone petit signal à la zone non linéaire (3dB de compression).

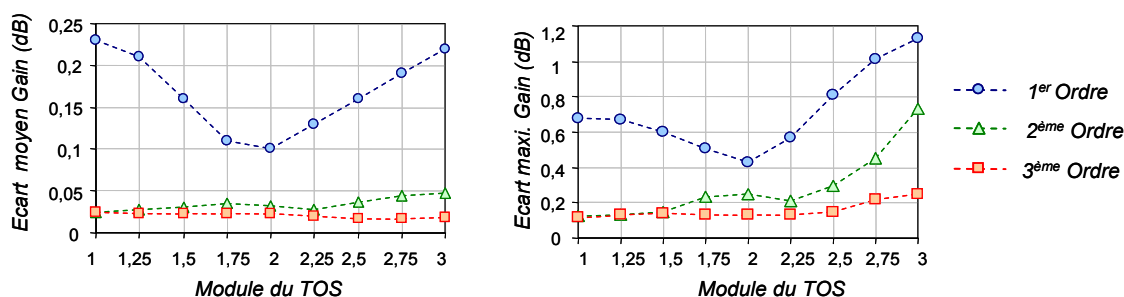


Fig. 3.15 – Écarts moyens et maximum des modèles aux ordres 1 (○), 2 (Δ) et 3 (□) sur le gain en puissance.

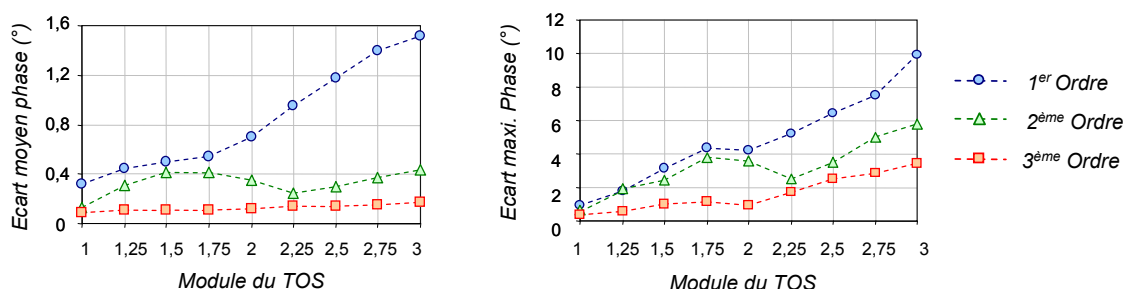


Fig. 3.16 – Écarts moyens et maximum des modèles aux ordres 1 (○), 2 (Δ) et 3 (□) sur la conversion de phase.

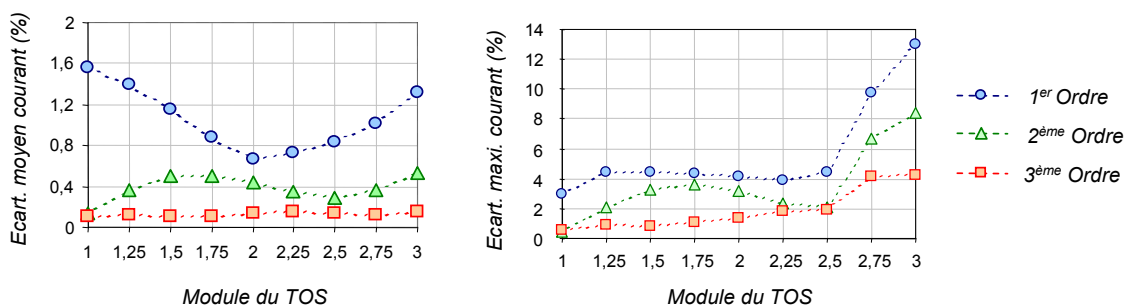


Fig. 3.17 – Écarts moyens et maximum des modèles aux ordres 1 (○), 2 (Δ) et 3 (□) sur le courant de polarisation.

Les tracés des écarts moyens et maximum montrent que l'expansion des paramètres S fort signal aux ordres 2 et 3 permet d'améliorer de manière substantielle la prédiction du comportement de l'amplificateur soumis à des variations de charge. Même si les résultats obtenus avec l'ordre 3 sont meilleurs en écart maximum, ces résultats sont comparables en moyenne à ceux obtenus avec l'ordre 2. La complexité du modèle à l'ordre 3 étant plus grande du fait d'un nombre plus important de coefficients à considérer, comme dans la suite les variations en température et en fréquence devront être prises en compte, l'expansion au second ordre nous semble être un bon compromis pour cet amplificateur. Les erreurs moyennes induites par les approximations de ce modèle sont inférieures à 0.05 dB (<0.3% de la Valeur Moyenne Absolue) sur le gain en puissance, 0.5 degré (0.65% de la V.M.A.) sur la phase et 20 mA (0.8% de la V.M.A.) sur le courant de collecteur.

Les figures 3-18 à 3-20 présentent les réponses (gain, conversion de phase et courant de polarisation) de la cellule électrique pour un développement à l'ordre 2, comparées à celles du modèle circuit de l'amplificateur sur les impédances de charges de la figure 3-14. Les résultats montrent que dans ce cas de figure la cellule électrique à l'ordre 2 permet de modéliser avec suffisamment de précision les performances de l'amplificateur soumis à des variations de charge importantes.

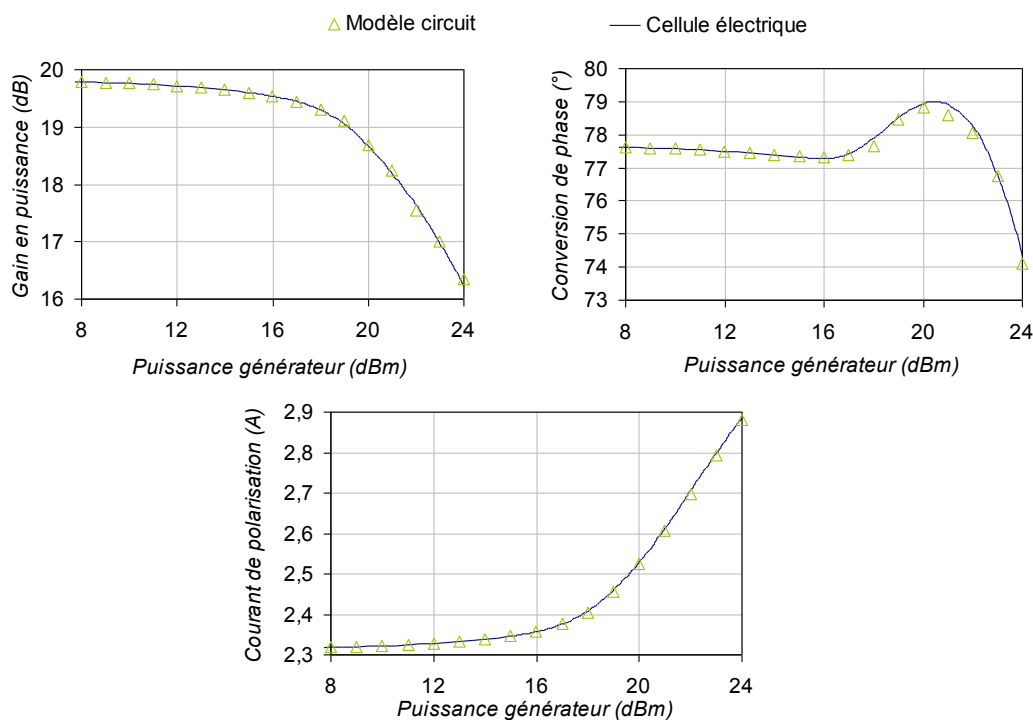


Fig. 3.18 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$  (TOS=1).

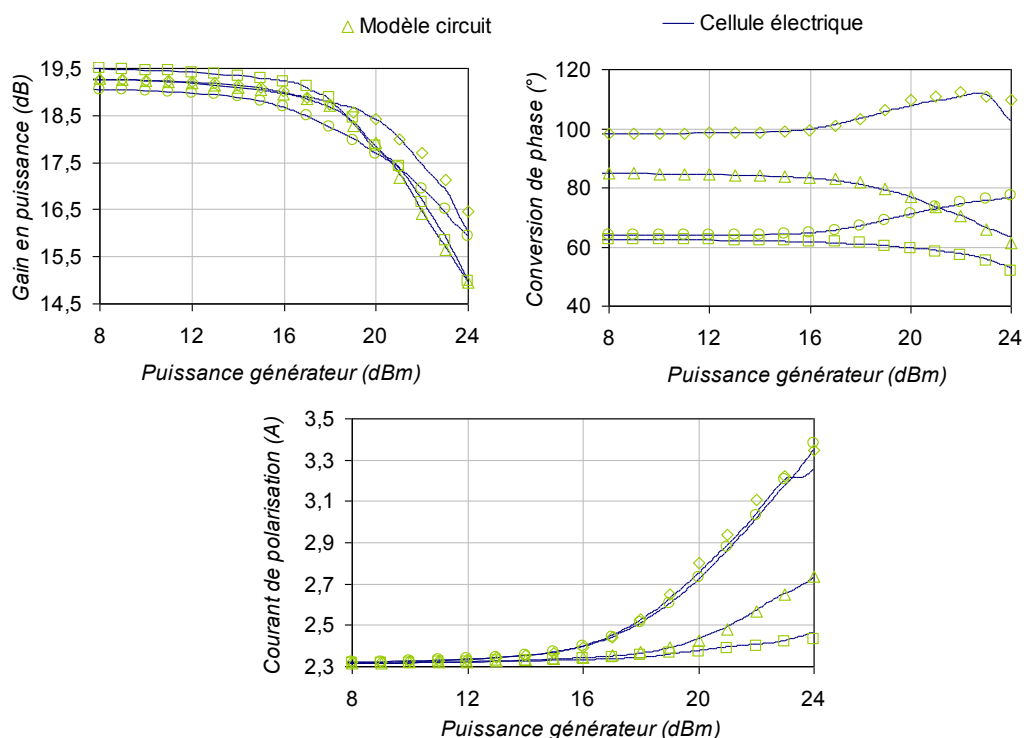


Fig. 3.19 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour des impédances de TOS 2.

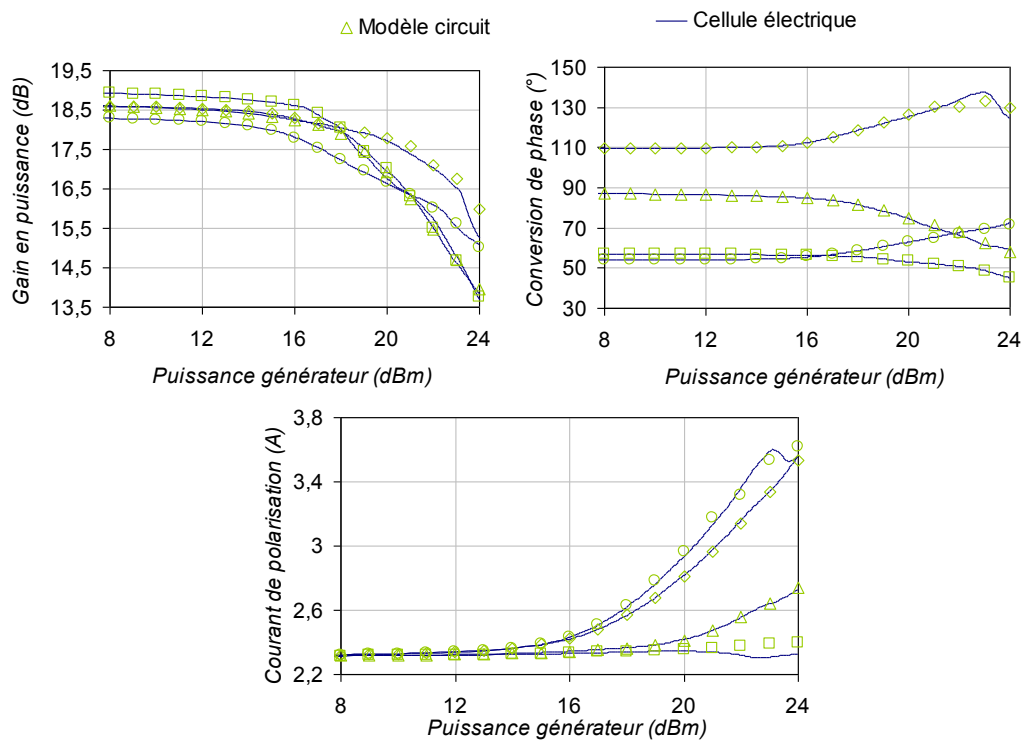


Fig. 3.20 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et du courant de polarisation (A) entre le modèle circuit ( $\Delta, \circ, \square, \diamond$ ) et la cellule électrique à l'ordre 2 (lignes pleines) pour des impédances de TOS 3.

### 3.3.5 Modélisation de la dépendance thermique

Dans les paragraphes précédents, nous avons pu établir un formalisme adéquat permettant la modélisation du régime transitoire et établi de l'amplificateur en présence de désadaptations de charge et de phénomènes de dispersion haute fréquence. Ceci a été possible par la définition de la notion de paramètres S non linéaires d'ordre supérieur à 1, qui sont des fonctions de l'amplitude instantanée du signal et de la fréquence. Dans ce paragraphe, nous allons voir dans quelle mesure nous pouvons étendre ce formalisme à la prise en compte de la dépendance en température.

Comme indiqué précédemment, les paramètres S non linéaires décrivent la dynamique à court terme de l'amplificateur (dispersion  $HF$ ); aussi, compte tenu de la disparité importante entre les constantes de temps thermique (de la microseconde à la milliseconde) et les constantes de temps  $HF$  (de l'ordre de la nanoseconde), nous pouvons raisonnablement considérer les paramètres S non linéaires comme étant des fonctions statiques de la température. Ainsi le modèle de la voie  $RF/RF$  (Eq. 3.4) peut être simplement étendu à la prise en compte de la thermique en considérant la température  $T(t)$  comme un paramètre des coefficients de la matrice S. Le même raisonnement peut être tenu pour la voie  $RF/DC$ , et nous obtenons finalement les équations générales ci-après définissant le modèle des deux voies ( $RF/RF$  et  $RF/DC$ ).

$$\begin{aligned}
 \tilde{b}_i(t) = & \int_0^{\tau_M} s_{i1,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_1(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau_M} s_{i2,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) d\tau \\
 & + p(t)^2 \int_0^{\tau_M} s_{i3,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \quad \rightarrow \text{modèle d'ordre 1} \\
 & + p(t)^{-1} \int_0^{\tau_M} s_{1,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 d\tau + p(t) \int_0^{\tau_M} s_{2,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 & + p(t)^3 \int_0^{\tau_M} s_{i3,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \quad \rightarrow \text{ordre 2} \\
 & + p(t)^{-2} \int_0^{\tau_M} s_{1,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^3 d\tau + \int_0^{\tau_M} s_{2,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
 & + p(t)^2 \int_0^{\tau_M} s_{i3,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \\
 & + p(t)^4 \int_0^{\tau_M} s_{i4,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^3 d\tau \quad \rightarrow \text{ordre 3} \\
 & + \dots \quad (3.11)
 \end{aligned}$$

avec  $p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$ , et  $i = 1, 2$ .

$$\begin{aligned}
\tilde{I}_C(t) &= C_0 && \rightarrow \text{polarisation} \\
&+ \int_0^{\tau_M} c_{1,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_1^*(t-\tau) d\tau + \int_0^{\tau_M} c_{2,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
&+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} c_{3,1}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau && \rightarrow \text{ordre 1} \\
&+ p(t)^{-1} \int_0^{\tau_M} c_{1,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 d\tau + p(t) \int_0^{\tau_M} c_{2,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
&+ p(t)^3 \int_0^{\tau_M} c_{3,2}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau && \rightarrow \text{ordre 2} \\
&+ p(t)^{-2} \int_0^{\tau_M} c_{1,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^3 d\tau + \int_0^{\tau_M} c_{2,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau)^2 \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau) d\tau \\
&+ p(t)^2 \int_0^{\tau_M} c_{3,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2(t-\tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^2 d\tau \\
&+ p(t)^4 \int_0^{\tau_M} c_{4,3}(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot \tilde{a}_2^*(t-\tau)^3 d\tau && \rightarrow \text{ordre 3} \\
&+ \dots
\end{aligned} \tag{3.12}$$

$$\text{avec } p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$$

On peut noter que les paramètres S et C définis dans les équations ci-dessus dans le domaine temporel seront en définitive extraits dans le domaine fréquentiel, comme décrit précédemment, grâce aux relations :

$$\begin{aligned}
S_{ij,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) &= \int_0^{\tau_M} s_{ij,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} d\tau \\
C_{j,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) &= \int_0^{\tau_M} c_{j,n}(|\tilde{a}_1(t)|, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} d\tau
\end{aligned} \tag{3.13}$$

### 3.3.6 banc d'extraction du modèle électrique

L'extraction des paramètres  $S_{ij,n}$  et  $C_{j,n}$  en fonction de l'onde incidente, de la température et de la fréquence nécessite un banc load-pull avec maîtrise de la température des zones actives de l'amplificateur. Un tel banc peut être schématisé comme dans le synoptique de la figure 3-21.

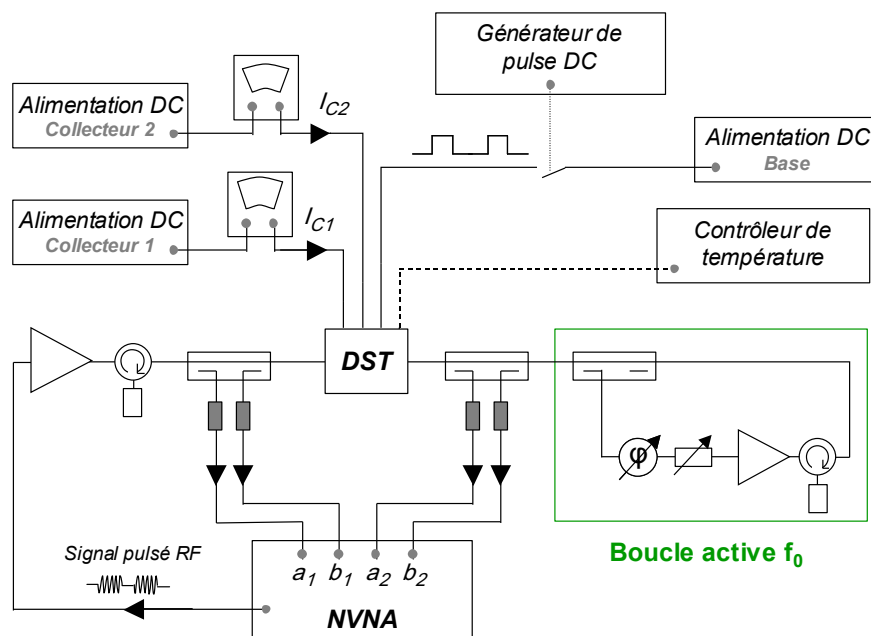


Fig. 3.21 – Synoptique du banc d'extraction du modèle électrique.

Le banc load-pull est organisé autour d'un analyseur de réseaux vectoriel NVNA (*Nonlinear Vector Network Analyzer*), qui mesure l'amplitude et la phase relative de chaque ondes incidentes et réfléchies sur les ports du *Dispositif Sous Test* (DST) avec des coupleurs faible perte. Les courants de collecteur consommés par les différents étages de l'amplificateur sont relevés séparément au cours des mesures load-pull à l'aide d'ampèremètres.

La température de fond de puce de l'amplificateur est contrôlée par un système électrothermique *Peltier* associé à un contrôleur en température. L'impédance présentée en sortie du DST à la fréquence fondamentale est synthétisée soit à l'aide d'un dispositif actif (comme présenté Fig. 3-21) soit à l'aide d'un dispositif passif utilisant un tuner.

Enfin, les alimentations DC assurent la polarisation de l'amplificateur de puissance. Une alimentation pour la polarisation de la base, et une alimentation pour la polarisation du collecteur pour chaque étage de l'amplificateur.

Le fonctionnement radar impose l'application de signaux  $RF$  pulsés. L'amplificateur de puissance utilisé fonctionne avec une polarisation de base pulsée tandis que celle du collecteur est continue. L'impulsion  $RF$  est un signal modulé d'une largeur d'impulsion  $\tau_p$  inférieure à la largeur d'impulsion de la polarisation de base  $\tau_b$ . En effet, afin de s'assurer que l'amplificateur est polarisé avant d'envoyer le signal  $RF$ , des délais sont appliqués sur la polarisation en amont et en aval des temps d'établissement du signal  $RF$ . Ces signaux sont synchronisés sur une période de répétition  $T$ .

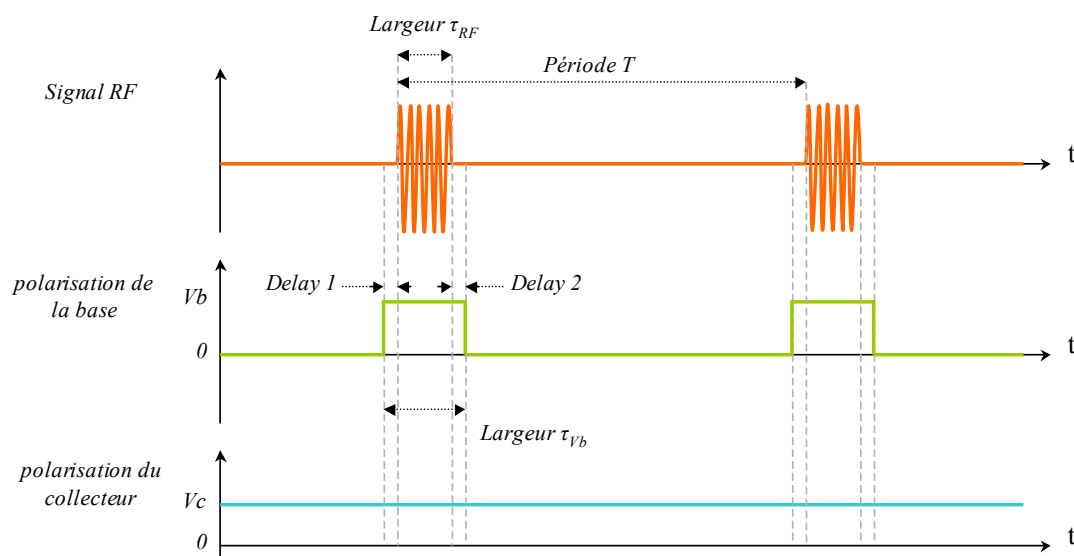


Fig. 3.22 – Chronogramme des signaux  $RF$  et de polarisation.

L'instant d'acquisition des données est choisi le plus tôt possible dans le pulse  $RF$  de manière à pouvoir considérer que la température des zones actives de l'amplificateur est égale à la température de socle.

Nous n'avons pas développé de banc d'extraction particulier dans le cadre de ce travail, nous nous servons pour cela du banc de mesures développé par la société *MC2 Technologies*, décrit dans l'annexe 3.

## 3.4 Modélisation de la cellule thermique

### 3.4.1 Introduction

Le comportement thermique des amplificateurs de puissance nécessite le développement d'un modèle thermique basé sur la notion d'impédance thermique. Cette impédance, soumise à une puissance dissipée moyenne, permet de représenter les variations de la température en un point du circuit. Les variations de la température au sein des amplificateurs de puissance ont une allure exponentielle. C'est la raison pour laquelle les modèles thermiques approximent généralement le comportement thermique transitoire des composants par un réseau équivalent  $R_{TH}/C_{TH}$  en se basant sur l'analogie courant / tension  $\Leftrightarrow$  puissance dissipée / température. Cette approximation suppose que les variations de la température ne comportent qu'une seule constante de temps thermique  $\tau_{TH} = R_{TH}.C_{TH}$ . Cette approximation n'est généralement pas suffisante pour modéliser avec précision le comportement thermique transitoire des amplificateurs de puissance.

Afin de lever cette limitation, on fait quelquefois recours à des modèles « grain fin » issus de simulation thermique à Éléments Finis (*EF*) 3D. Cette solution a démontré d'excellentes capacités pour modéliser avec précision le comportement thermique transitoire de transistors [93][94] et d'amplificateurs de puissance [78]. C'est la raison pour laquelle nous avons opté pour cette approche dans le cadre de notre étude.

L'emploi d'un simulateur thermique 3D basé sur l'équation de la chaleur permet de déterminer avec précision la répartition de la température au sein du composant. Ainsi, la discrétisation de l'équation de la chaleur par les éléments finis conduit à un système d'équations différentielles à partir duquel des impédances thermiques adéquates peuvent être extraites. Cependant, du fait des dimensions importantes de la structure du modèle *EF*, celui-ci ne peut être implémenté directement dans un environnement de simulation système. Plusieurs étapes de réduction d'ordre du modèle sont alors nécessaires pour y parvenir. La première étape consiste à analyser l'intégration 3D de l'amplificateur pour en déduire grâce à la mise à profit des symétries de la structure, une représentation 3D simplifiée. Ensuite la seconde étape consiste à utiliser des méthodes mathématiques de projection des sous-espaces de Krylov pour obtenir un modèle thermique aux dimensions compatibles avec l'intégration dans un environnement de simulation système. Ces étapes sont décrites ci-après en basant sur le cas particulier d'un amplificateur *HBT MMIC* nous servant de vecteur d'étude dans ce travail.



### 3.4.2 Création d'un modèle thermique réduit d'amplificateur de puissance

Le vecteur d'étude considéré dans ce travail est un amplificateur fonctionnant en bande X constitué de transistors de technologie *HBT AsGa/GaInP* issue de la filière *HB20P* d'*UMS* dont le description détaillée peut être trouvée dans [21].

Cet amplificateur est constitué de deux étages d'amplification. Le premier étage est composé de quatre transistors mono-cellulaires de dix doigts avec une longueur de grille  $W$  égale à  $45 \mu m$ . Le second étage est composé de huit transistors bi-cellulaires de huit doigts avec une longueur de grille  $W$ . Une photographie de la puce de l'amplificateur de puissance est présentée figure 3-23.

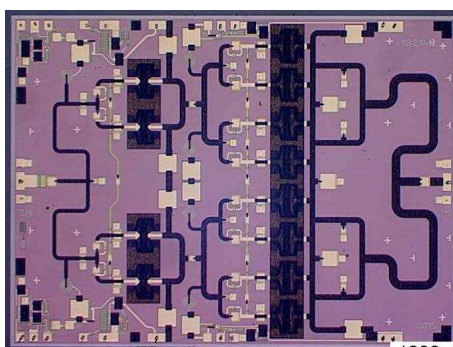


Fig. 3.23 – Photographie de la puce de l'amplificateur de puissance test ( $5\text{mm} \times 3.68 \text{ mm}$ ).

Le développement de notre modèle thermique est basé sur deux hypothèses permettant de simplifier les calculs. Dans la section précédente nous avons mis au point le modèle des conversions électriques *RF/RF* et *RF/DC* ; ce modèle est caractérisé par des paramètres  $S$  non linéaires dépendants de la puissance d'entrée et de la température. Cependant la température est une variable distribuée au sein de la géométrie de l'amplificateur et prend par conséquent plusieurs valeurs. La première hypothèse que nous considérons est donc que les conversions électriques sont commandées par la température du noeud le plus chaud au sein de la géométrie de l'amplificateur. Dans notre cas de figure particulier, ce noeud se trouve généralement sur le second étage de l'amplificateur [78]. C'est donc ce noeud qui sera le port de sortie du modèle thermique. La seconde hypothèse suppose que l'amplificateur de puissance est suffisamment proche de la plaque froide pour considérer que la surface du fond de puce possède une température uniforme et constante (température de fond de puce).

Les températures les plus élevées se situant au niveau des zones actives des transistors, une attention particulière doit donc être apportée à la description de ces zones afin de modéliser précisément les variations transitoires de la température. Aux fréquences considérées (bande X), la taille de la zone de chauffe des transistors est de l'ordre du micron. La composition matérielle de la zone active a donc une influence importante sur le comportement thermique transitoire des transistors. La figure suivante présente la description de la zone active d'un transistor *HBT AsGa/GaInP* mono-cellulaire.

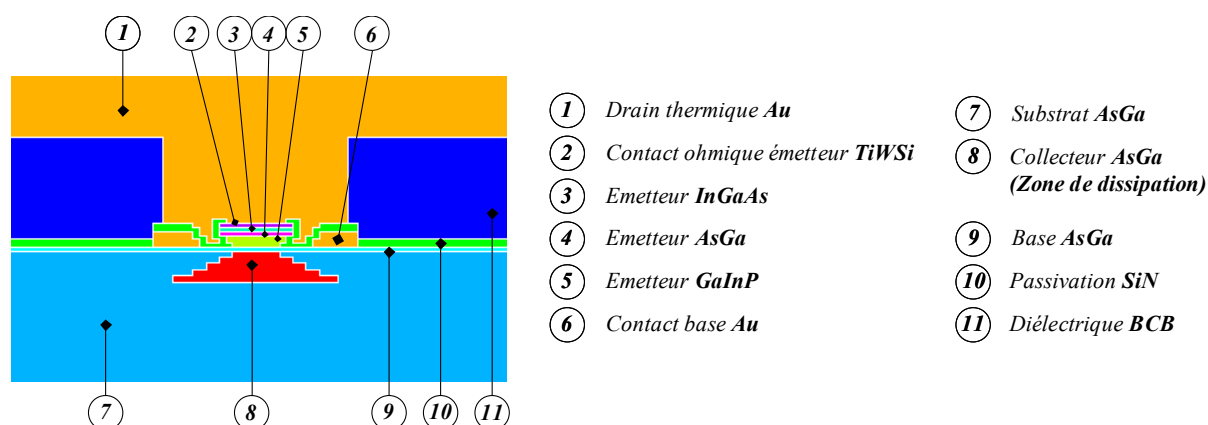


Fig. 3.24 – description de la zone active d'un transistor *HBT AsGa/GaInP* mono-cellulaire.

Matériaux	Conductivité $\kappa$ (W/m/K)	Chaleur spécifique $C_p$ (J/kg/K)	Masse volumique $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )
AsGa (Substrat)	45	350	5307
AsGa (Base)	36	350	5307
AsGa (Emetteur)	40	350	5307
AsGa (Collecteur)	45	350	5307
GaInP	5.4	465	4470
SiN	10	900	2900
Au	310	130	19300
BCB	0.2	1200	1050
TiWSi	140	230	16000
InGaAs	6.8	465	4470

TABLE 3.2 – Caractéristiques thermiques des matériaux de la zone active des transistors

A titre d'illustration, les maillages  $EF$  des transistors des premier et second étage utilisés dans l'amplificateur  $HBT$  sont illustrés sur les figures suivantes. Dans ces maillages, compte a été tenu de la symétrie suivant les deux axes horizontaux  $x$  et  $y$ , de telle sorte que seul un quart de structure géométrique est suffisant à décrire. Des parois adiabatiques (n'autorisant pas de transfert de chaleur) sont utilisées pour modéliser ces symétries.

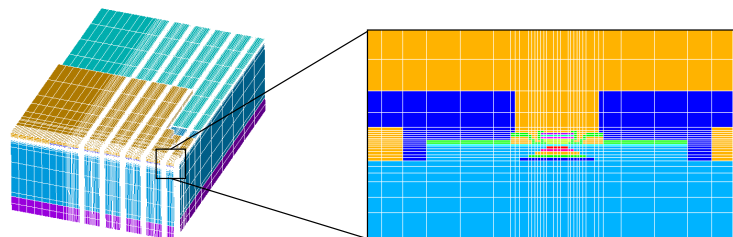


Fig. 3.25 – Modèle  $EF$  fin d'un transistor de premier étage (mono-cellulaire).

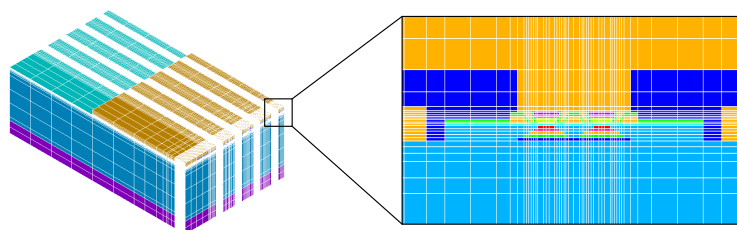


Fig. 3.26 – Modèle  $EF$  fin d'un transistor de second étage (bi-cellulaire).

Du fait de la disparité des dimensions des volumes considérés, notamment des fines couches épitaxiales des zones actives comparées au volume du substrat, un maillage précis de la zone active des transistors engendre un nombre de noeuds très élevés. Cette observation fait que la définition d'un modèle  $EF$  de l'amplificateur est impossible en considérant les maillages « fins » des transistors (Figures 3-25 et 3-26).

Il est donc nécessaire de recourir à un nombre de considérations pratiques et pragmatiques permettant de réduire de manière significative le nombre de noeuds de maillages de chacun des transistors.

### 3.4.2.1 Création des modèles éléments finis simplifiés des transistors

La création de modèles *EF* simplifiés des transistors est possible en simplifiant la géométrie de la zone active des transistors selon différents critères physiques, sans entraîner de pertes de précision significatives sur le comportement thermique des transistors. Pour cela seuls les matériaux qui jouent un rôle prépondérant dans la répartition de la chaleur au sein des transistors sont conservés. Ces matériaux sont :

- l'Arsénure de Gallium (*AsGa*), qui est le siège de la zone de dissipation thermique ;
- Le Phosphure d'Indium Gallium (*GaInP*) qui du fait de sa faible conductivité thermique ( dix fois plus petite que celle de l'*AsGa*), joue un rôle d'isolant au contact de la zone de dissipation ;
- L'or (*Au*), du fait de sa grande conductivité thermique (dix fois plus grande que celle de l'*AsGa*) joue un rôle de conducteur au voisinage de la zone de dissipation. C'est le rôle du drain thermique (technique *flip chip*).

De même, les matériaux de faibles épaisseurs (2, 3, 4, 9 et 10 de la figure 3-24) dans la zone de active sont ignorés. Ces considérations conduisent aux modèles *EF* simplifiés présentés sur les figures suivantes. Elle permettent de réduire le nombre de noeuds d'un facteur supérieur à 7 pour un transistor de premier étage et supérieur à 10 pour celui de deuxième étage.

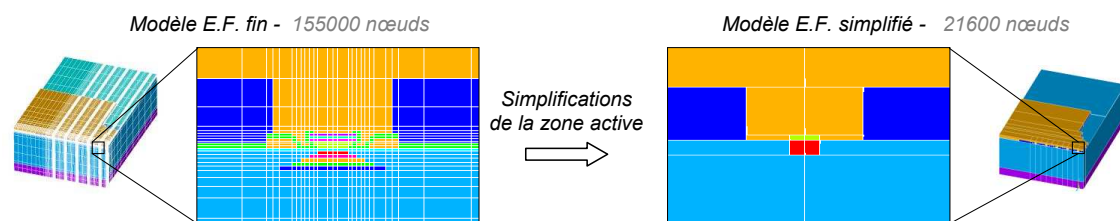


Fig. 3.27 – Simplification de la structure de la zone active d'un transistors de premier étage.

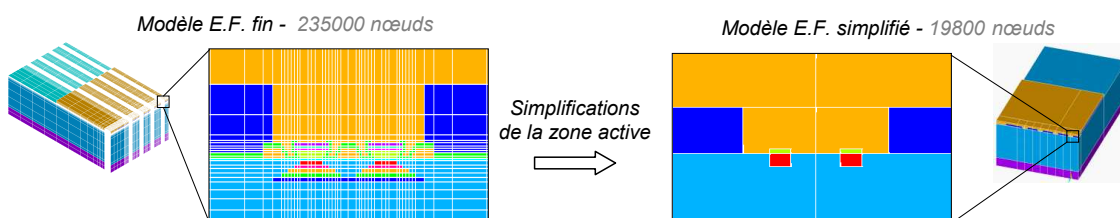


Fig. 3.28 – Simplification de la structure de la zone active d'un transistors de second étage.

Les modèles de transistor ainsi simplifiés ont été comparés aux modèles fins, en évaluant l'évolution de la température maximale en leur sein. Pour cela, une puissance dissipée équivalente à 1W (puissance dissipée par transistor lorsque l'amplificateur fonctionne à la compression) est attribuée dans les zones de dissipation. Ensuite, des simulations thermiques transitoires ont été réalisées pour une température de fond de puce de 25°C. Les comparaisons présentées sur les figures 3-29 et 3-30 montrent une bonne concordance des réponses transitoires des températures entre les modèles simplifiés et les modèles fins.

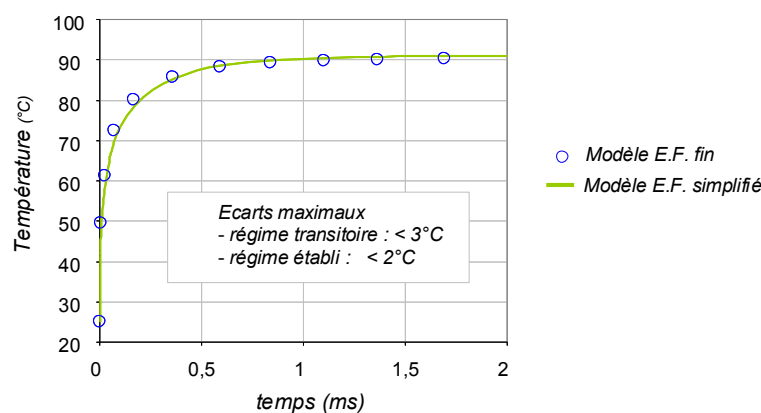


Fig. 3.29 – Comparaison entre les modèles *EF* fin (○) et simplifié (trait plein) du transistor du 1<sup>er</sup> étage pour une température de fond de puce de 25°C.

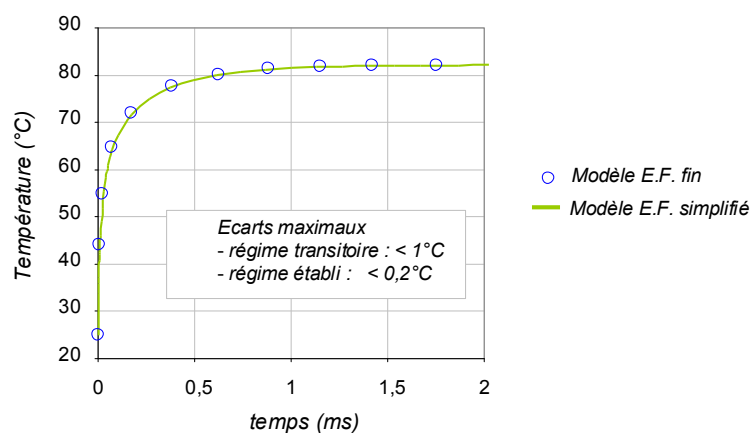


Fig. 3.30 – Comparaison entre les modèles *EF* fin (○) et simplifié (trait plein) du transistor du 2<sup>ème</sup> étage pour une température de fond de puce de 25°C.

Ces résultats permettent de valider les hypothèses qui ont permis de simplifier la structure des zones actives des transistors. La définition d'un modèle *EF* de l'amplificateur de puissance est maintenant possible en utilisant des structures simplifiées des transistors.

### 3.4.2.2 Évaluation du couplage thermique inter-étage

Le modèle *EF* de l'amplificateur est réalisé en interconnectant les structures *EF* simplifiées des transistors de premier et second étage présentés précédemment. La structure de l'amplificateur étant symétrique suivant une dimension, seule une moitié de celle-ci est considérée (Fig. 3-31). Le modèle ainsi simplifié comptabilise environ 400000 noeuds de maillage. Malgré la réduction du nombre de noeuds de maillage obtenu, ce nombre reste encore assez important, et il serait intéressant de pouvoir le réduire d'avantage. Comme il a été dit auparavant, nous nous intéressons tout particulièrement à la dynamique de température du noeud le plus chaud de l'amplificateur, qui se trouve être sur le second étage d'amplification. Il est donc opportun d'étudier l'interaction thermique entre les deux étages de l'amplificateur.

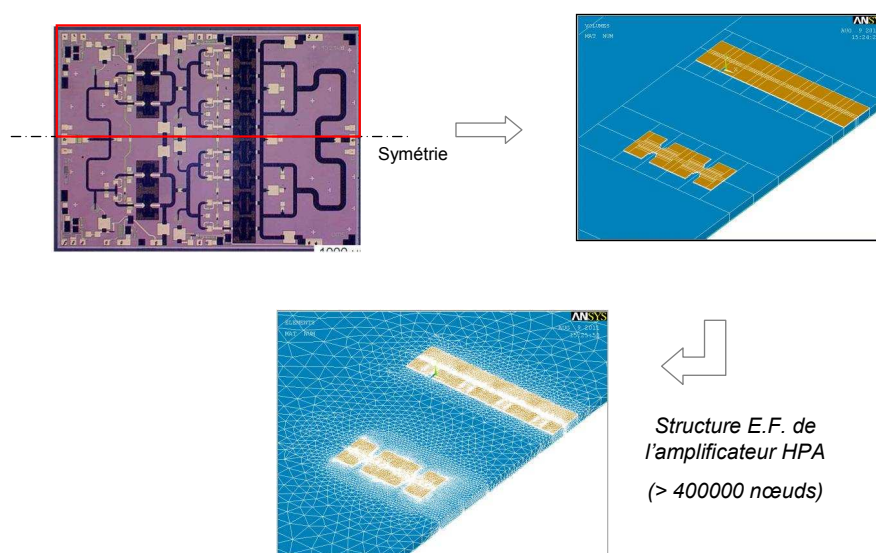


Fig. 3.31 – Structure du modèle *EF* de l'amplificateur composé des modèles *EF* simplifiés des transistors.

Pour cela, deux simulations thermiques en régime établi ont été réalisées sous *ANSYS* afin de quantifier un éventuel couplage thermique entre les deux étages d'amplification. La densité de puissance appliquée au sein des zones de dissipation des deux étages correspond à une puissance dissipée équivalente à 1 W par transistor. La température de fond de puce est uniforme et fixée à 25°C. La première analyse est réalisée avec les deux étages activés (les deux étages sont soumis à une puissance dissipée par transistor identique). Dans la seconde analyse, seule le second étage est activé. Comme présentée sur la figure 3-32, la température maximale du seconde étage est la même pour les deux configurations. On peut donc en déduire qu'il n'y a pas d'influence thermique du premier étage sur le second. Le couplage inter-étage est donc négligeable.

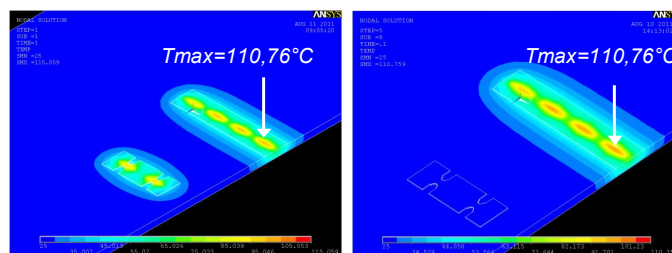


Fig. 3.32 – Évaluation du couplage thermique inter-étage de l'amplificateur pour une température de fond de puce égale à 25°C.

Dans ces conditions, il est donc possible de simplifier le modèle *EF* de l'amplificateur en ne conservant que le second étage d'amplification.

### 3.4.2.3 Modèle éléments finis simplifié de l'amplificateur

Pour la forme complète du modèle de l'amplificateur, il est intéressant de noter que dans la topologie arborescente d'amplificateur qui nous intéresse ici, l'étage de sortie est constitué d'un nombre pair de transistors identiques en parallèle. On peut ensuite postuler que pour une distance inter-transistor relativement importante (1mm dans notre vecteur d'étude) l'interaction thermique entre les noeuds d'extrémums de température des différents transistors peut être considérée comme négligeable. Dans ces conditions, il est alors possible d'obtenir la dynamique de température du point le plus chaud en étudiant une structure composée d'un nombre infini de transistors en parallèle.

Cette hypothèse permet, en utilisant la propriété de symétrie des parois adiabatiques, de ne considérer en définitive que l'étude d'un quart de la structure d'un transistor de second étage comme illustré sur la figure 3-33. Le modèle obtenu est alors équivalent à celui d'une structure à infinité de transistors parallèles.

Pour valider cette hypothèse une simulation transitoire a été réalisée pour une température de fond de puce de 25°C, avec d'une part l'hypothèse d'une structure à infinité de transistors et d'autre part la structure effective à huit transistors parallèles. La figure 3-34 présente la comparaison de l'évolution des noeuds extrema entre les deux cas de figure. Les résultats montrent ainsi une bonne concordance des résultats, l'écart maximal entre les deux modèles étant inférieur à 0,1°C. Ces résultats valide cette hypothèse de simplification qui nous permet de réduire considérablement la complexité du problème d'analyse thermique.

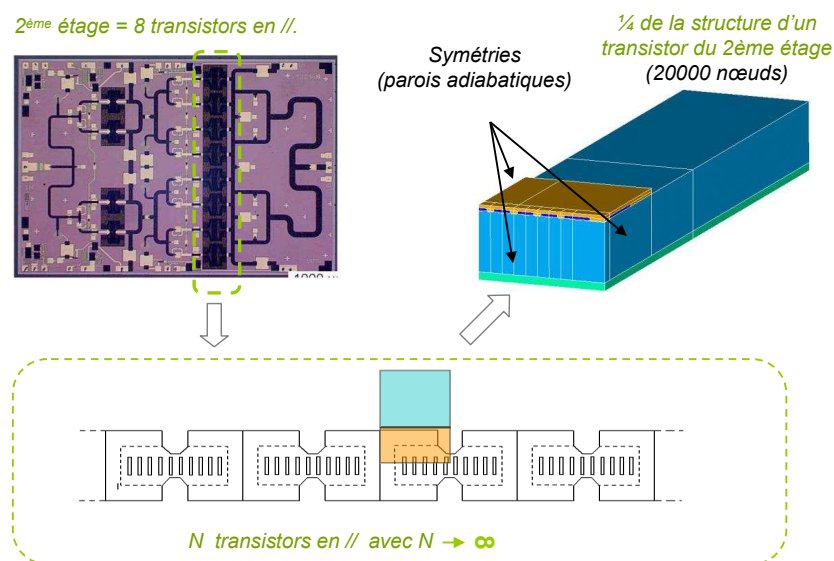


Fig. 3.33 – Principe de simplification du modèle *EF* du second étage d'amplification

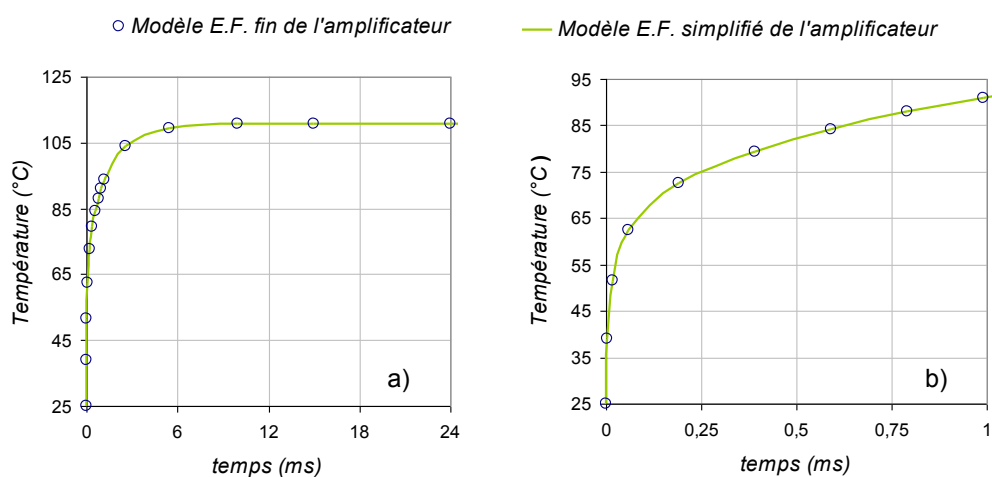


Fig. 3.34 – Évaluation du modèle *EF* simplifié de l'amplificateur ( fig. b) zoom de fig. a ).

Toutes les hypothèses présentées dans cette partie permettent de définir un modèle simplifié de l'amplificateur qui se limite à un quart de la structure d'un transistor du second étage en utilisant les propriétés de symétrie des parois adiabatiques. La définition du modèle *EF* simplifié permet de diminuer d'un facteur 20 le nombre de noeuds de maillage du problème *EF* initial tout en conservant de manière suffisante la précision de la dynamique de température au noeud le plus chaud de l'amplificateur.



### 3.4.3 Réduction d'ordre du modèle d'éléments finis

La partie précédente a présenté la première étape de modélisation thermique qui consiste à définir un modèle  $EF$  de l'amplificateur avec le moins de noeuds de maillage possible. Cependant les dimensions de maillage obtenues, quoi que relativement faibles, ne permettent pas d'implémenter directement le modèle  $EF$  dans un environnement de simulation. Une seconde étape de réduction est nécessaire, basée sur des méthodes mathématiques de projection sur des sous-espaces de Krylov, dont notamment les méthodes de vecteurs de Ritz [80][79]. Cependant ces méthodes ne sont applicables que dans une hypothèse d'approximation linéaire de l'équation de la chaleur.

Cette approximation implique que les conductivités thermiques des matériaux soient constantes en fonction de la température. Or, les différentes simulations réalisées lors de l'étude du modèle  $EF$  de l'amplificateur ont été réalisées en considérant les conductivités thermiques des matériaux comme étant dépendantes de la température de manière à préserver au maximum la précision du modèle.

L'utilisation de la technique de réduction d'ordre nécessite alors l'acceptation d'un niveau d'erreur sur la description du problème thermique initial. Le problème initial doit être décrit avec des conductivités thermiques de valeurs constantes, judicieusement choisies pour produire une erreur moyenne faible sur toute la plage de température, ou sur des segments appropriés de température.

Dans notre cas de figure, nous avons choisi de considérer des conductivités constantes, égales à celles qui seraient obtenues pour une température de 50°C. Cette valeur de température a été choisie de manière à favoriser plutôt la précision du modèle en régime transitoire qu'en régime permanent, dans les conditions nominales de fonctionnement. En effet, comme on peut le voir sur les courbes Fig. 3-35, pour un fond de puce à 25°C, l'erreur commise en régime transitoire est très faible, puis croit au fur et à mesure que l'on approche du régime permanent ; l'erreur maximum étant de 3%.

L'intérêt de ce choix est de minimiser l'erreur commise dans le cas d'applications radar en bande X, où la durée d'impulsion se situe généralement en dessous de la milliseconde, c.a.d. dans le régime transitoire thermique.

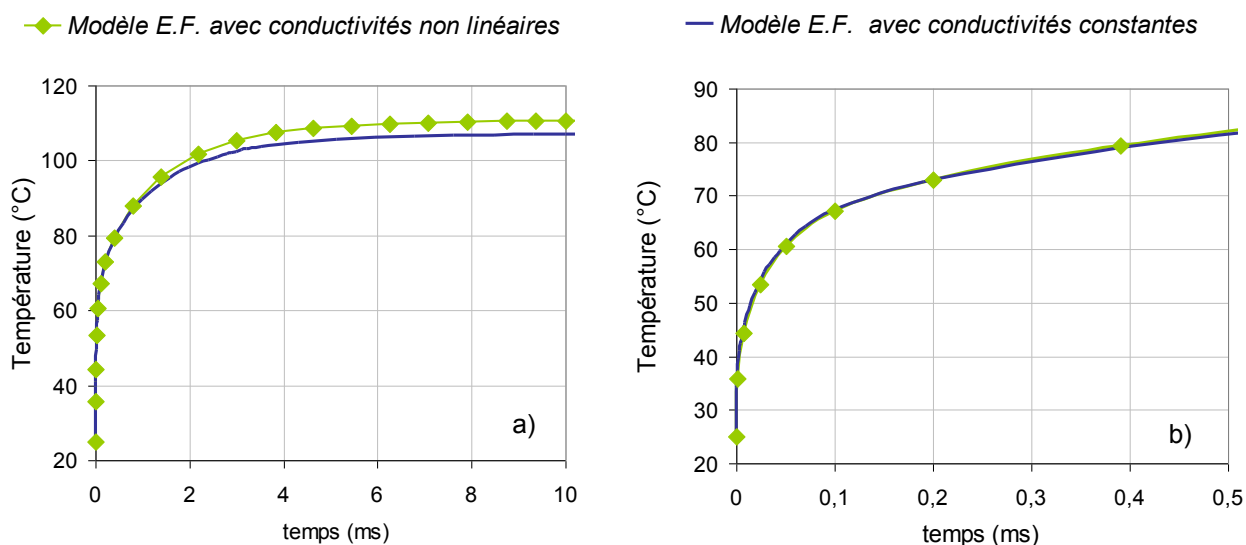


Fig. 3.35 – Influence des conductivités constantes sur l'évolution de la température du modèle *EF* réduit de l'amplificateur ( fig. b) zoom de fig. a) .

Ainsi, en adoptant des conductivités thermiques constantes, l'équation de la chaleur discrétisée suivant la méthode des *EF* est de la forme suivante :

$$M.\dot{T} + K.T = F \quad (3.14)$$

où  $M$  représente la matrice de masse,  $K$  la matrice de rigidité,  $F$  le vecteur de flux d'injection de puissance et de flux surfaces, et  $T$  le vecteur des températures sur tous les noeuds du maillage. Les matrices  $M$  et  $K$  sont supposées indépendantes de la température ce qui permet de linéariser l'équation de la chaleur discrétisée (système du premier ordre).

Dans le simulateur thermique *ANSYS*, les matrices  $M$ ,  $K$  et  $F$  peuvent être délivrées à l'utilisateur sous la forme de deux fichiers binaires : *xxx.emat* et *xxx.full*.

Nous disposons ensuite au laboratoire d'une application *Mor4Ansys* [95], intégrée dans la plateforme de modélisation *SCERNE* [96], et basée sur la méthode des vecteurs de Ritz, qui permet de réduire la taille des matrices  $M$ ,  $K$  et  $F$ , pour former l'équation réduite ci-dessous :

$$\begin{aligned} \hat{M}.\dot{\hat{T}}_R + \hat{K}.\hat{T} &= \hat{F} \\ T^* &= \hat{C}.\hat{T} \end{aligned} \quad (3.15)$$

où  $T^*$  représente la température au noeud le plus chaud de l'amplificateur.

La dimension du modèle réduit (3.15) est égale au nombre de vecteurs de Ritz choisis dans la réduction du système initial. On doit noter que la précision du modèle réduit est une fonction de sa dimension. Il y a donc un compromis à trouver entre le taux de réduction du système et la précision du modèle final. Dans l'outil de modélisation *SCERNE* que nous utilisons, ce nombre est laissé à l'appréciation de l'utilisateur. A titre d'exemple, la figure 3-36 compare la réponse transitoire du modèle réduit avec le modèle *EF* initial. On observe que l'augmentation du nombre de vecteurs de Ritz (dimension du modèle réduit) de 1 à 40 permet d'améliorer progressivement la précision du modèle réduit, dans le régime transitoire notamment. De même, on observe que le régime permanent est toujours vérifié quelque soit le nombre de vecteurs de Ritz considéré ; ceci est une propriété de la méthode de Ritz.

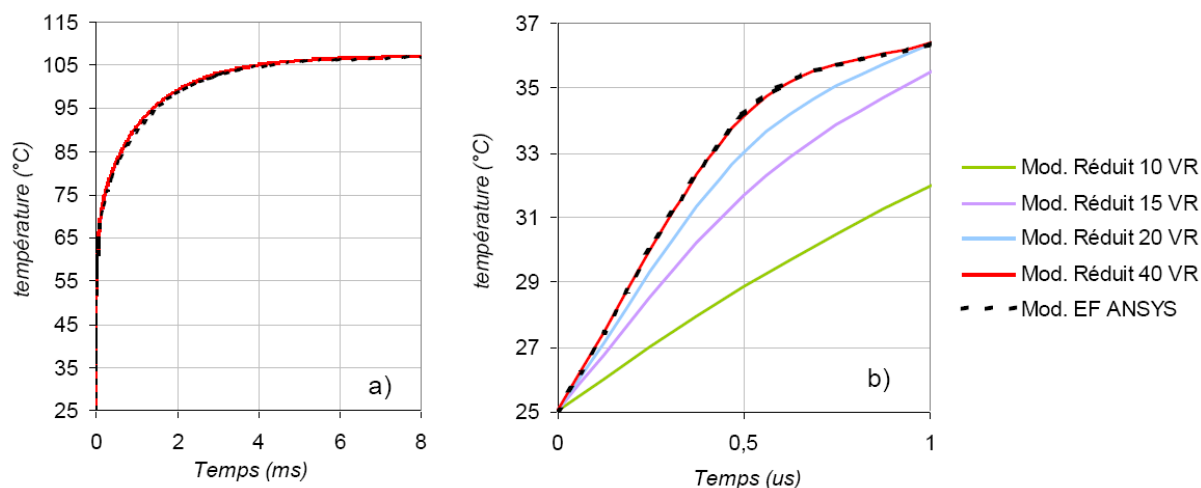


Fig. 3.36 – Réponses temporelles de la température en fonction du nombre de vecteurs de Ritz (fig b. zoom de fig. a.)

Au final, nous observons qu'un modèle réduit de dimension 40 permet une modélisation précise sur tout le régime transitoire ; ce qui correspond à un facteur de réduction d'ordre très important, d'environ 500 par rapport au modèle *EF* simplifié initial qui lui a une dimension de 20000 noeuds. Si l'on remonte au modèle *EF* non simplifié, qui lui a une dimension d'environ 400000 noeuds, la démarche que nous avons mis au point dans cette section permet une réduction d'ordre d'un facteur colossal d'environ 10000.

### 3.4.4 Conclusion

Dans cette partie nous avons présenté la démarche de modélisation thermique d'un amplificateur de puissance *MMIC HBT* de topologie arborescente. Cette méthode basée sur la mise au point d'un modèle *EF* simplifié de l'amplificateur suivie d'une méthode de réduction d'ordre de Ritz, permet d'obtenir un modèle réduit d'un facteur 10000 par rapport au modèle *EF* complet de l'amplificateur avec une erreur maximale inférieure à 5°C. Ainsi, le modèle thermique réduit permet de reproduire précisément la réponse thermique transitoire de l'amplificateur, tout en conservant des dimensions compatibles pour une intégration efficace dans un environnement de simulation.

## 3.5 Présentation de l'environnement de simulation

*Scilab/ScicosLab* est un logiciel destiné au calcul scientifique qui constitue une alternative open-source et gratuite à *Matlab/Simulink*. Cet environnement de simulation est capable de résoudre des systèmes implicites grâce à un solveur d'équations différentielles de type *DAE*. Néanmoins, la définition d'un schéma-bloc représentatif d'un système implicite à l'aide de blocs unilatéraux explicites nécessite de nombreuses rétroactions, rendant la construction du schéma-bloc très ardue. Dans le cas d'un système implicite complexe, sa réalisation devient quasiment impossible. L'utilisation conjointe de *ScicosLab* et du langage de programmation *Modelica* permet de faciliter la description de systèmes bilatéraux.

### 3.5.1 Le logiciel *Scilab*

Développé depuis 1990 par l'*INRIA* et l'*ENPC*, *Scilab* est un logiciel destiné à des multiples applications scientifiques, distribué gratuitement via Internet avec son code source. *Scilab* propose plusieurs centaines de fonctions mathématiques, comparables à celles de *Matlab*. L'intérêt de ce logiciel réside en son aspect ouvert, puisque l'utilisateur peut définir ses propres fonctions à partir des primitives de calcul fournies ou encore grâce à la possibilité d'écrire des fonctions dans différents langages de programmation tels que *Scilab*, *C*, *C++* ou *Fortran*. *Scilab* reçoit également de nombreuses contributions extérieures, souvent sous forme de boîte à outils et tend à être utilisé de plus en plus couramment dans le monde de la recherche et de l'industrie.

### 3.5.2 Le simulateur *ScicosLab*

*ScicosLab* est une boîte à outils de *Scilab* qui permet la modélisation et la simulation système dynamique [97]. *ScicosLab* n'est pas à proprement parlé un simulateur de type data-flow, mais hybride, capable de gérer des éléments et des signaux continus, discrets et événementiels. *ScicosLab* possède un éditeur graphique de schéma-blocs qui peut être utilisé pour décrire des modèles complexes en connectant des blocs qui représentent des fonctions de base. De nombreux blocs sont prédéfinis et disponibles dans les différentes palettes (*Sources*, *Sinks*, *Linear*, *Nonlinear*, etc.), ou peuvent être créés par l'utilisateur [80][96][98].

### 3.5.3 Le langage *Modelica*

*Modelica* est un langage de modélisation orienté-objet, dédié à la résolution de problèmes physiques complexes. Le champ d'application de *Modelica* peut être relatif à la mécanique, l'hydraulique, la thermique, l'électronique, etc.. Son usage se rapproche des langages *VHDL – AMS* et *Verilog – A*, tous deux issus de l'industrie électronique, dans le sens où les systèmes sont décrits sous la forme d'un ensemble d'équations. Le langage, les bibliothèques et certains outils de simulation de *Modelica* sont libres et son développement est organisé par « *Modelica Association* » [99]. Le mécanisme de *Modelica* dans *ScicosLab* est comparable à celui des logiciels commerciaux *AMESim* et *Dymola*.

### 3.5.4 La plateforme de simulation *SCERNE*

La plateforme de simulation *SCERNE* est un outil d'extraction et de simulation de modèles évolués des composants constitutifs des chaînes d'*ER* radar et autodirecteurs en vue de leur intégration dans le simulateur de systèmes radar *ASTRAD* et le simulateur d'antennes réseaux *SAFAR*. Elle a été développée dans le cadre du consortium *SCERNE* regroupant les laboratoires *XLIM* et *IMS* pour leurs compétences sur le développement de modèles comportementaux, l'*INRIA* par l'apport de son simulateur de systèmes dynamiques *Scicos*, et les industriels *THALES* et *IPSIS* respectivement pour leur savoir faire sur la conception de radars et le développement de logiciels techniques.

La plateforme est organisée autour d'un « extracteur » qui permet, à partir de données issues de caractérisations ou de simulations, d'extraire des modèles comportementaux « grain fin » pour chaque composant d'une chaîne *ER*, de les archiver et de constituer une bibliothèque. Les modèles comportementaux considérés dans *SCERNE* couvrent les fonctions d'amplification (*HPA/LNA*), la synthèse de fréquence (*PLL*, etc.), la transposition (Mélangeur), la conversion (*CNA/CAN*) et les autres composants (limiteur, *MFC*, circulateurs, filtres).

L'ensemble des modèles considéré est directement exécutable avec l'environnement *Scilab/ScicosLab* qui permet de réaliser des simulations dans le domaine temporel d'un modèle ou d'un ensemble de modèles.

### 3.5.5 Implémentation numérique du modèle comportemental

Les équations 3.11 et 3.12 qui décrivent les conversions  $RF/RF$  et  $RF/DC$  de la cellule électrique sont composées d'éléments de la forme intégrale de convolution ci-après :

$$y(t) = p(t)^n \int_0^\infty s(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \tau) \cdot z(t - \tau) \cdot d\tau \quad (3.16)$$

avec

$$z(t) = \psi_{nl}(\tilde{a}_1(t), \tilde{a}_2(t), \tilde{a}_2^*(t))$$

$$p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$$

où la fonction  $\psi_{nl}(\dots)$  est un polynôme statique et  $n \geq 0$  est un entier.

Comme explicité précédemment, l'acquisition des noyaux  $s(|\tilde{a}_1|, T, \tau)$  est fait dans le domaine fréquentiel suivant la relation  $S(|\tilde{a}_1|, T, \Omega) = \int_0^\infty s(|\tilde{a}_1|, T, \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau$ , de telle sorte que l'intégrale de convolution ci-dessus peut se mettre sous la forme d'intégrale de Fourier ci-après.

$$y(t) = p(t)^n \int_{-\infty}^\infty S(|\tilde{a}_1(t)|, T(t), \Omega) \cdot Z(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot \frac{d\Omega}{2\pi} \quad (3.17)$$

avec

$$z(t) = \psi_{nl}(\tilde{a}_1(t), \tilde{a}_2(t), \tilde{a}_2^*(t))$$

$$p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$$

Le noyau  $S(|\tilde{a}_1|, T, \Omega)$  est une fonction de transfert non linéaire qui dépend de trois variables : l'amplitude de l'onde incidente  $|\tilde{a}_1|$ , la température de fonctionnement  $T$  et la fréquence  $\Omega$ .

Les données extraites à partir des caractérisations sont discrètes, c'est à dire que les noyaux sont connus pour un nombre discret d'amplitudes, de fréquences et de températures. Hormis ces valeurs discrètes, le signal en entrée du dispositif peut prendre n'importe quelle valeur comprise entre ces points, il est donc nécessaire d'utiliser des techniques d'interpolation performantes (précises, rapides, stables et peu gourmandes en mémoire) pour permettre une implémentation temporelle efficace des intégrales de convolution décrivant la cellule électrique.

Le principe adopté consiste à décomposer chaque noyau  $S(|\tilde{a}_1|, T, \Omega)$  à l'aide de séries de fonctions séparables orthogonales [70] suivant l'amplitude, la fréquence et la température telles que :

$$S(|\tilde{a}_1|, T, \Omega) = \sum_{k=0}^K \alpha_k(\Omega) \cdot \sum_{p=0}^P \beta_{kp}(T) \cdot f_{kp}(|\tilde{a}_1|) \quad (3.18)$$

On peut noter que les fonctions de base  $\alpha_k(\Omega)$  représentent des filtres linéaires tandis que les fonctions  $\beta_{kp}(T)$  et  $f_{kp}(|\tilde{a}_1|)$  représentent des caractéristiques statiques de la température et de l'onde incidente.

L'identification des fonctions de base est réalisée suivant la méthode de tables orthogonales [100], qui utilise la technique de décomposition en valeurs singulières pour évaluer une base de fonctions respectant les critères importants qui sont :

- Le meilleur conditionnement de la matrice d'extraction pour minimiser l'erreur numérique.
- Le compromis optimal entre la précision et le nombre de fonctions de base.
- Une procédure d'identification simple à mettre en oeuvre permettant le choix systématique des fonctions fondamentales de la nouvelle base.

Finalement, une fois les fonctions de base discrètes  $\alpha_k(\Omega_i)$ ,  $\beta_{kp}(T_j)$  et  $f_{kp}(|\tilde{a}_1|_k)$  obtenues, le passage dans le domaine continu est réalisé en utilisant des méthodes d'interpolation classiques : Polynômes ou Splines suivant la puissance et la température, polynômes ou pôles et résidus [101] suivant la fréquence. Ainsi, la forme finale de l'équation 3.18 implémentée dans la palette *SCERNE* est la suivante :

$$y(t) = p(t)^n \sum_{k=0}^K \sum_{p=0}^P \beta_{kp}(T(t)) \cdot f_{kp}(|\tilde{a}_1(t)|) \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha_k(\Omega) \cdot Z(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (3.19)$$

avec

$$z(t) = \psi_{nl}(\tilde{a}_1(t), \tilde{a}_2(t), \tilde{a}_2^*(t))$$

$$p(t) = \frac{\tilde{a}_1(t)}{|\tilde{a}_1(t)|}$$



L'équation 3.19 fait apparaître une structure parallèle du type *Wiener* où chaque voie est constituée d'un filtre linéaire  $\alpha_k(\Omega)$  suivi de non linéarités statiques  $\beta_{kp}(T)$  et  $f_{kp}(|\tilde{a}_1|)$ . Ce modèle a été implémenté dans la plateforme de simulation *SCERNE*, suivant le schéma de principe de la figure 3-37.

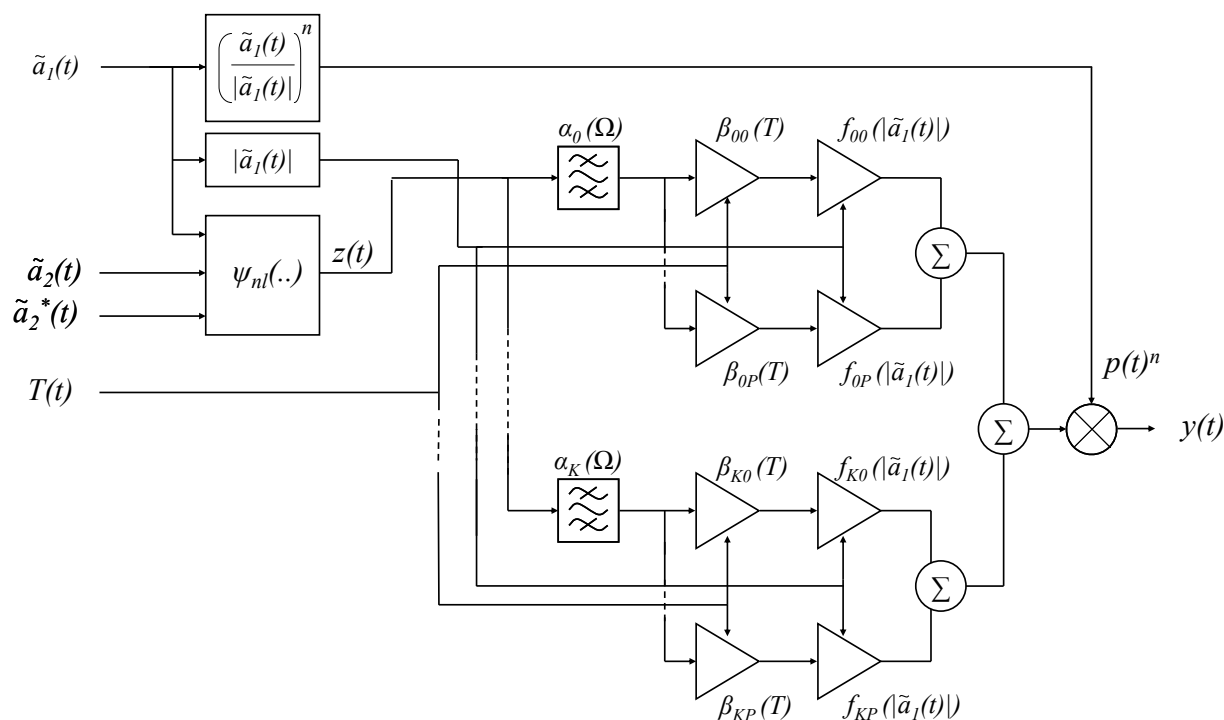


Fig. 3.37 – Structure d'un noyau élémentaire du modèle électrothermique.

## 3.6 Evaluation du modèle électrothermique complet

Dans cette partie nous allons présenter la caractérisation complète et la validation du modèle de l'amplificateur de puissance *HBT AsGa/GaInp* bande *X*, 10W, vecteur de notre étude précédemment présenté au paragraphe 3.4.2. La modélisation thermique 3D de l'amplificateur ayant déjà été présentée, nous nous intéressons cette fois-ci aux mesures load-pull permettant d'extraire les paramètres S non linéaires de l'amplificateur en fonction de la température.

Les mesures ont été réalisées par la société *MC2 Technologies* sur un banc load-pull actif associé à un système *Peltier* permettant de contrôler la température de fonctionnement du composant. Les détails du banc sont donnés dans l'annexe n°3.

Les mesures nécessaires à l'extraction du modèle électrothermique nécessite le relevé des ondes de tension et du courant de polarisation du collecteur, pour différents points de fréquence, de température et différentes impédances. Dans ce travail, pour minimiser le nombre de relevés, les mesures ont été réalisées sur 6 impédances. Elles sont présentées sur la figure 3-38.

L'instant d'acquisition des données a été choisi le plus tôt possible dans le pulse  $RF$  afin d'éviter l'échauffement.

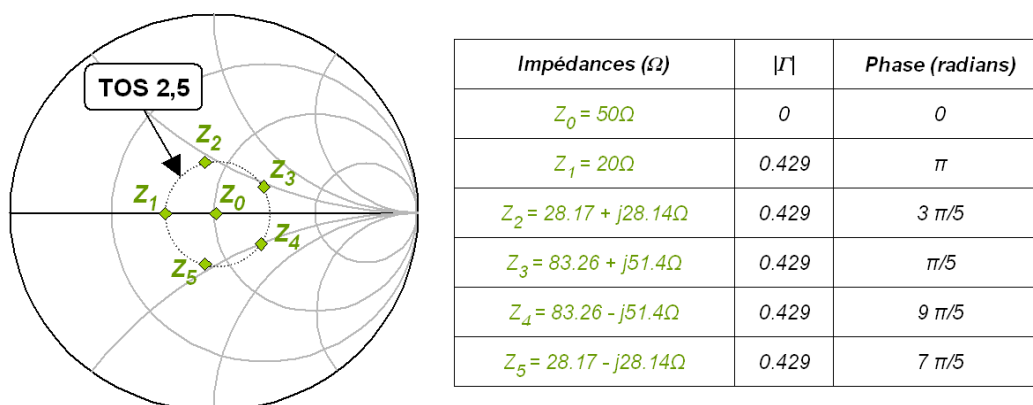


Fig. 3.38 – Impédances utilisées pour l'extraction du modèle électrothermique.

Les mesures ont été réalisées sur 7 points de fréquence différents de 9 à 10.5 GHz par pas de 0.25 GHz pour couvrir la bande de fonctionnement de l'amplificateur, 7 points de température de socle (-10°C, 15°C, 25°C, 40°C, 65°C, 90°C, 115°C) et 71 points de puissance (de 0 à 4 dB de compression).

La configuration des signaux pulsés est la suivante :

- largeur de l'impulsion  $RF$ ,  $\tau_{RF}=1\mu s$ ,
- largeur de l'impulsion  $DC$ ,  $\tau_{vb}=7\mu s$ ,
- Périodicité,  $T=70\mu s$ ,
- Taille de la gate de mesure : 250ns.
- $delay1 = 5\mu s$ , pour s'affranchir des oscillations transitoires parasites sur le courant de collecteur observées lors de mesures antérieures.
- $delay2 = 1\mu s$ ,
- Acquisition  $0.05\mu s$  après le début de l'impulsion  $RF$ .

Dans une telle configuration, la mesure des données nécessaire à l'extraction du modèle électrothermique est de 3 jours et la taille du fichier de mesure résultant est de 3 mégaoctets.

### 3.6.1 Extraction du modèle

Un script informatique a été écrit en langage *C* qui permet de traiter les données de mesures load-pull et de les mettre dans le format *SCERNE*. celui-ci extrait alors les paramètres *S* non linéaires et effectue les décompositions en fonction de base décrites précédemment. L'utilisateur dispose pour cela d'une fenêtre graphique spécifique contenant un ensemble de paramètres permettant de configurer et de contrôler la qualité du modèle extrait. La fenêtre graphique est illustrée dans la figure ci-dessous.

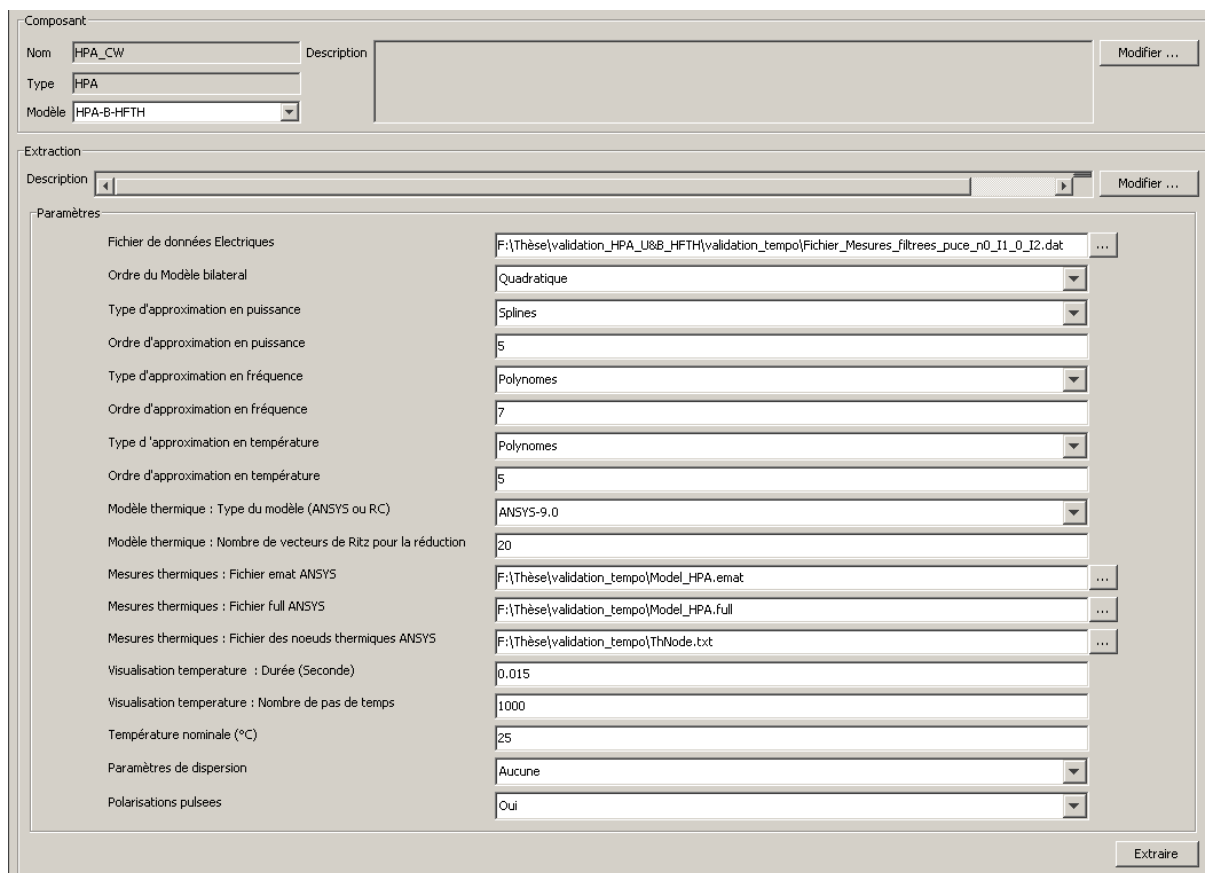


Fig. 3.39 – Fenêtre graphique de l'extracteur spécifique au modèle électrothermique bilatéral.

Les paramètres principaux d'extraction du modèle sont :

- L'ordre de développement du modèle bilatéral, en d'autres termes l'ordre de décomposition en série de puissance des paramètres *S* non linéaires, avec un choix possible de 1 à 5 : valeur retenue - 2.
- Le nombre de fonctions de base orthogonales suivant la puissance d'entrée : valeur retenue - 5.
- Le nombre de fonctions de base suivant la température : valeur retenue - 5.
- La méthode de synthèse de filtres linéaires (pôles/résidus ou polynômes) : choix - polynômes.

- L'ordre des filtres : valeur retenue - 7.
- Le nombre de constantes de temps thermiques : valeur retenue - 40.

L'extracteur fournit des graphiques (Fig. 3-40) comparant les données de mesures fournies avec celles simulées par le modèle, permettant ainsi de juger du bon choix des paramètres d'extraction. Les coefficients et poids du modèle ainsi extraits sont alors stockés dans un fichier *header* qui permettra par la suite de renseigner le modèle de l'amplificateur dans la palette de composant *SCERNE* au sein du simulateur *ScicosLab*.

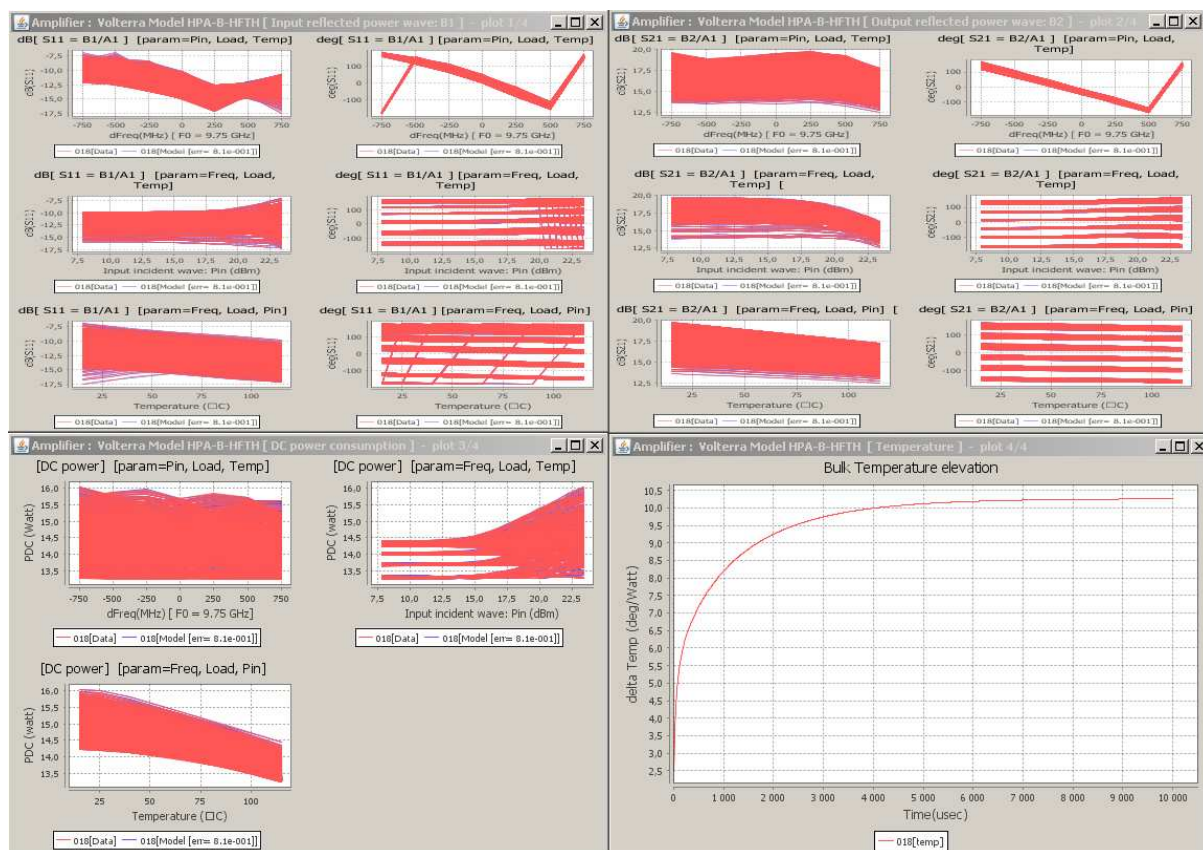


Fig. 3.40 – Graphiques de comparaisons entre les données de mesures et les données simulées.

### 3.6.2 Validation du modèle dans le simulateur *ScicosLab*

Une fois la phase d'extraction du modèle accomplie, la deuxième phase consiste en la validation du modèle dans le simulateur système avec des signaux radar représentatifs.

#### 3.6.2.1 Validation isotherme de la cellule électrique

La première étape a consisté à évaluer la réponse de la cellule électrique dans des conditions isothermes. La cellule thermique est donc court-circuitée et la température de fonctionnement figée à différentes valeurs.

Des simulations *CW* ont été réalisées dans *ScicosLab* afin de comparer la réponse de la cellule électrique aux données mesurées. Ces comparaisons ont été réalisées sur les six impédances qui ont servit à l'extraction (présentées annexe 3) pour 3 températures ( $T=25, 65$  et  $95^{\circ}\text{C}$ ) et 3 fréquences ( $F=9.25, 9.75$  et  $10.25\text{GHz}$ ).

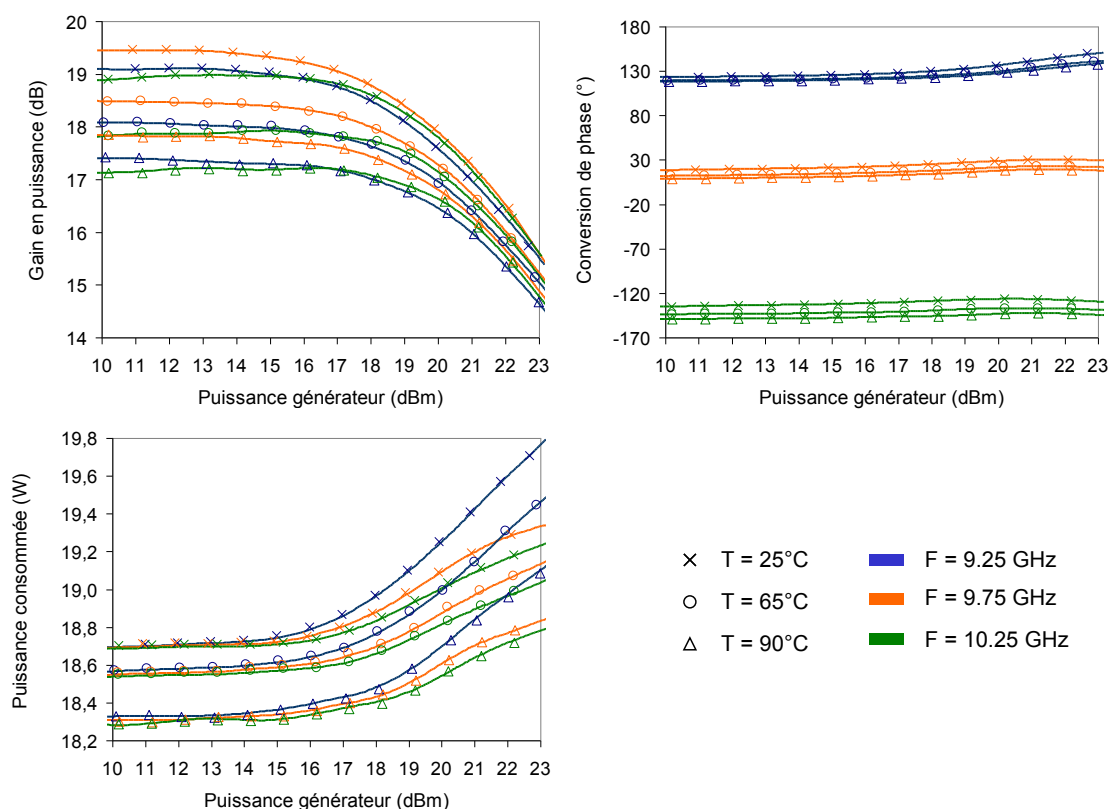


Fig. 3.41 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase ( $^{\circ}$ ) et de la puissance consommée (W) entre le modèle comportemental (trait plein) et les mesures (symboles) pour trois températures ( $25^{\circ}\text{C}$ ,  $65^{\circ}\text{C}$  et  $90^{\circ}\text{C}$ ) et trois fréquences (9.25GHz, 9.75GHz et 10.25GHz) sur l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$ .

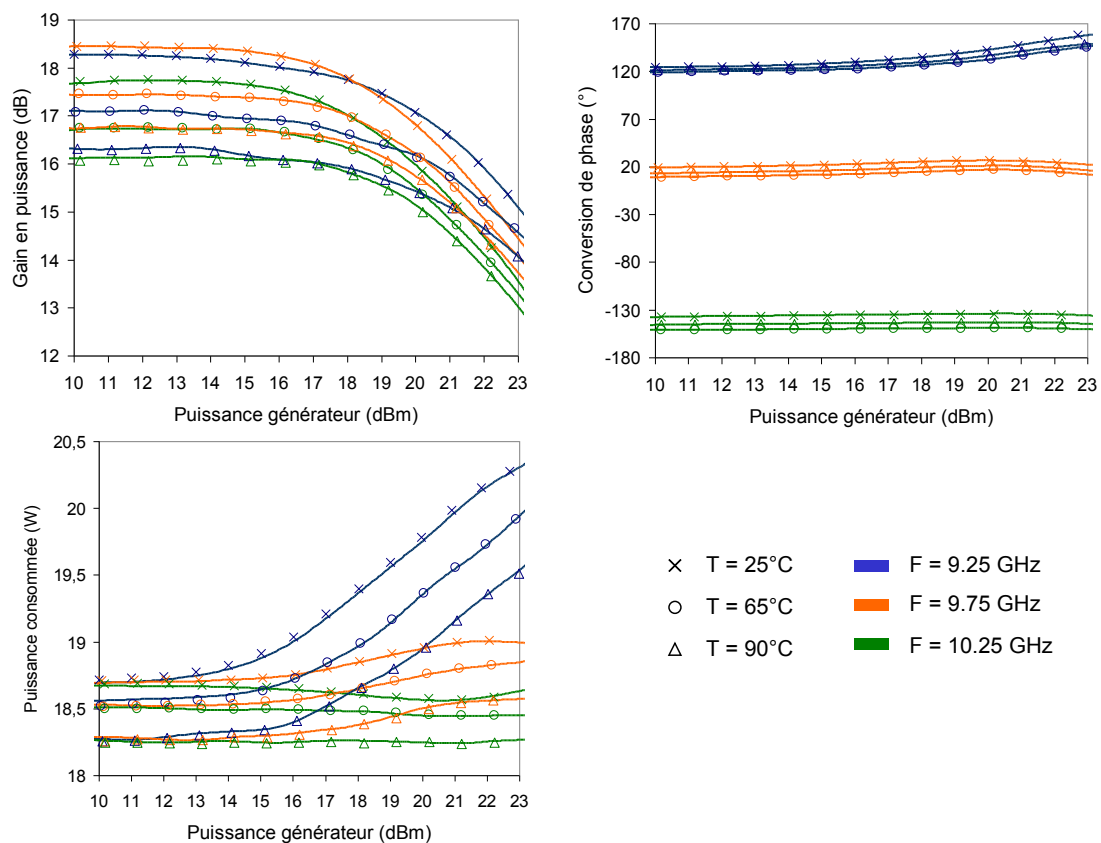


Fig. 3.42 – Comparaisons du gain en puissance (dB), de la conversion de phase (°) et de la puissance consommée (W) entre le modèle comportemental (trait plein) et les mesures (symboles) pour trois températures (25°C, 65°C et 90°C) et trois fréquences (9.25GHz, 9.75GHz et 10.25GHz) sur l'impédance  $Z_1 = 20\Omega$

Les comparaisons réalisées sur le gain en puissance, la conversion de phase et la puissance consommée montrent un bon accord entre la réponse de la cellule électrique et les données mesurées, et ceci sur l'ensemble des impédances qui ont servies à l'extraction. Cette première étape permet de valider le fonctionnement de la cellule électrique. L'étape suivante consiste à valider la réponse transitoire du modèle électrothermique complet (cellule thermique activée).

### 3.6.2.2 Validation du modèle électrothermique complet

Des mesures loadpull temporelles de l'amplificateur de puissance test ont été réalisées afin d'évaluer les performances du modèle électrothermique. La configuration des mesures de validation est décrite dans l'annexe n°3. Les résultats issus des mesures de validation ont été comparés aux résultats de simulation du modèle comportemental dans *ScicosLab*. Les comparaisons ont été réalisées en considérant la même excitation à savoir une impulsion *RF* d'une durée égale à  $11\mu s$  avec un rapport cyclique de 10%. La température de socle est fixée à  $25^{\circ}C$ .

▷ Validation sur l'impédance optimale  $Z_0$

La première étape consiste à comparer les résultats de mesures et de validation sur l'impédance  $Z_0 = 50\Omega$  à la fréquence centrale  $f_0=9.75 GHz$ . Les résultats de la figure 3-43 présente les réponses temporelles de l'amplificateur sur l'amplitude de la puissance de sortie issue des mesures (symbole) et du modèle électrothermique (trait plein). Cette comparaison a été réalisées pour 4 niveaux de puissance d'entrée différentes ( $P_e = [10, 14, 18, 22] dBm$ ).

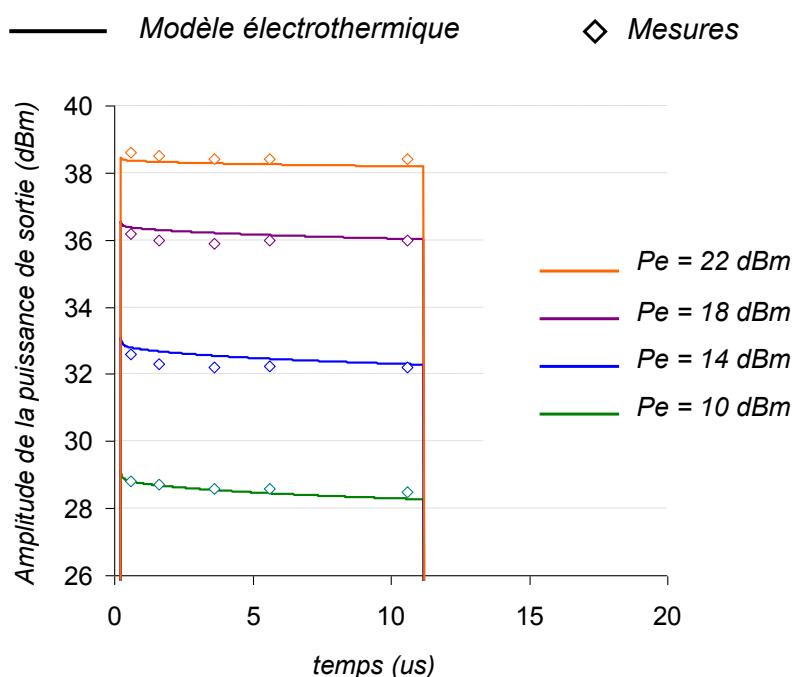


Fig. 3.43 – Réponses de l'amplificateur sur l'amplitude de la puissance de sortie issue du modèle électrothermique (trait plein) et des mesures (symboles) pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale  $Z_0 = 50\Omega$

La figure précédente montre une bonne concordance entre les résultats du modèle électrothermique et ceux issus des mesures temporelles de l'amplificateur. Le modèle électrothermique permet de modéliser avec précision la dérive de l'amplitude de la puissance de sortie au cours de l'impulsion  $RF$ . Les figures 3-44 et 3-45 présente respectivement la dérive de la phase de la puissance de sortie et la réponse transitoire de la température maximale de fonctionnement calculées par le modèle électrothermique, correspondantes à l'expérience de la figure 3-43.

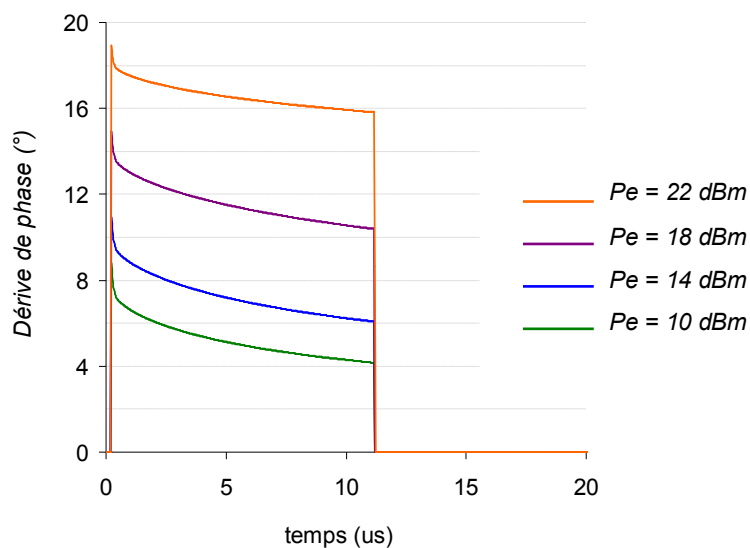


Fig. 3.44 – Réponse de l'amplificateur sur la phase de la puissance de sortie issue du modèle électrothermique pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale  $Z_0 = 50\Omega$

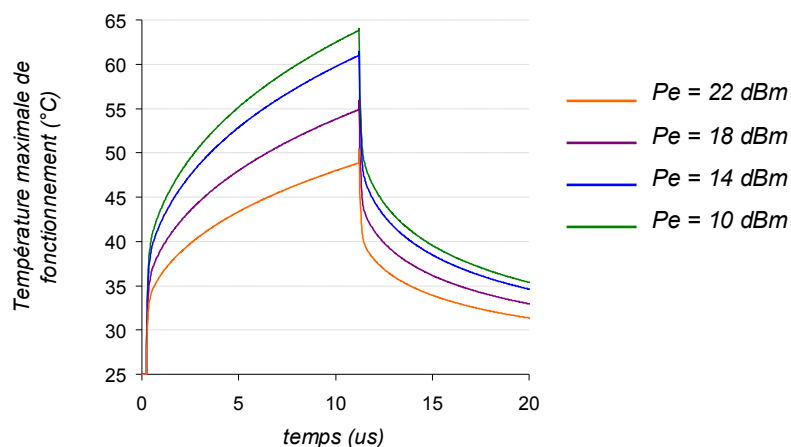


Fig. 3.45 – Température maximale de fonctionnement de l'amplificateur de puissance calculée par le modèle électrothermique pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm) sur l'impédance optimale  $Z_0 = 50\Omega$



▷ Validation dans une condition de forte désadaptation

Les résultats de la figure 3-46 présente les réponses temporelles de l'amplitude de la puissance de sortie de l'amplificateur issue des mesures (symbole) et du modèle électrothermique (trait plein) sur l'impédance  $Z= 25,95-j.24,48 \Omega$  (TOS=2,5) pour 4 niveaux de puissance d'entrée différentes ( $P_e = [10, 14, 18, 22] \text{ dBm}$ ).

Les comparaisons montrent également une bonne concordance entre les résultats du modèle et de ceux issus des mesures de l'amplificateur test. Elles démontrent la capacité du modèle à prédire les dérives d'amplitude dans des conditions de fortes désadaptations.

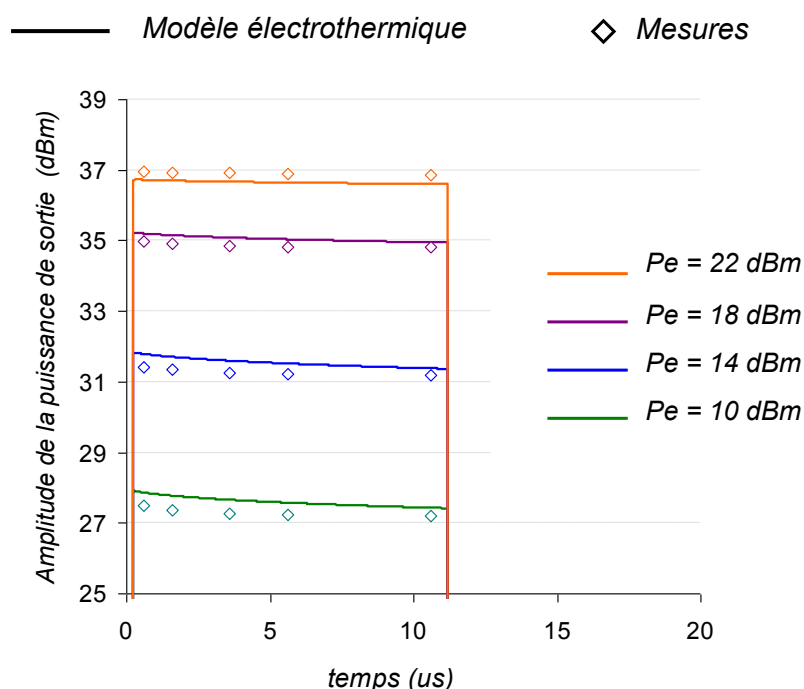


Fig. 3.46 – Réponses de l'amplificateur sur l'amplitude de la puissance de sortie issue du modèle électrothermique (trait plein) et des mesures (symboles) pour quatre niveaux de puissance d'entrée ([10,14,18,22]dBm sur l'impédance  $Z= 25,95-j.24,48 \Omega$ )

La figure 3-47 présente la dérive de la phase de la puissance de sortie calculée par le modèle électrothermique correspondante à l'expérience de la figure 3-46. Des mesures complémentaires doivent être effectuées pour connaître la réponse sur la phase de sortie du vecteur de test afin d'évaluer les résultats en phase du modèle électrothermique.

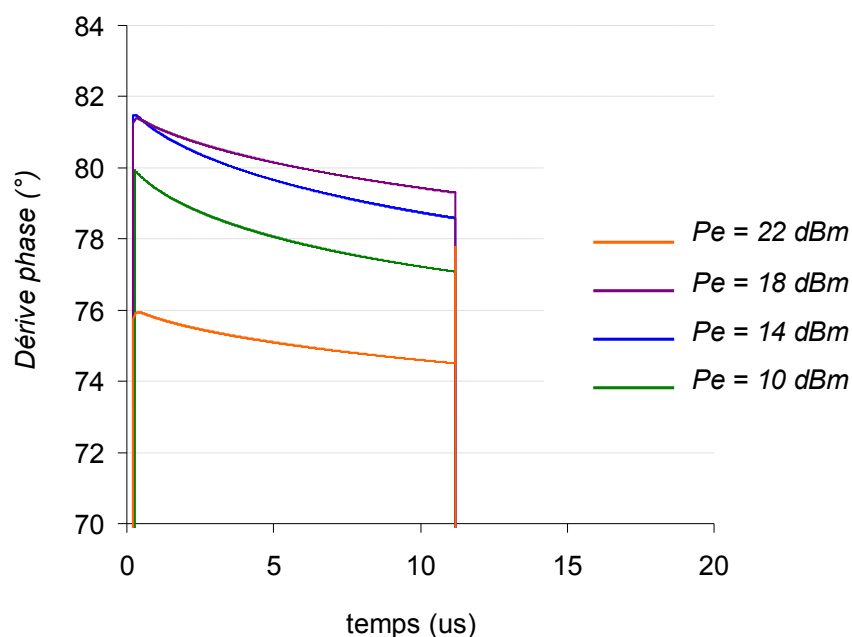


Fig. 3.47 – Réponse de l'amplificateur sur la phase de la puissance de sortie issue du modèle électrothermique sur l'impédance  $Z = 25,95 - j.24,48 \Omega$  (TOS=2,5) pour 4 niveaux de puissance d'entrée différentes ( $P_e = [10, 14, 18, 22]$  dBm)

### 3.6.3 Synthèse

Les premiers résultats de validation permettent de démontrer les capacités du modèle électrothermique à reproduire avec une bonne précision les phénomènes transitoires induits par l'autoéchauffement du composant sur l'amplitude du signal électrique y compris dans des conditions de fortes désadaptations. Le modèle permet également d'estimer les transitoires de la température maximale de fonctionnement au sein de l'amplificateur.

De plus, les temps de simulation du modèle sont très courts (10 secondes pour 5000 points de calcul) et le modèle possède de bonne propriété de convergence si les domaines de définition des variables (puissance, fréquence, température, impédance de sortie) sont respectés.

Enfin, il est important de noter que la démarche de modélisation proposée est suffisamment générique. Elle peut être adaptée pour modéliser le comportement d'amplificateur de puissance de technologie différente.

### 3.6.4 Perspectives

Parmi les perspectives à envisager à court terme, il sera nécessaire de valider le modèle électrothermique bilatéral sur un plus grand nombre d'impédances de charge de manière à évaluer précisément ses capacités à prendre en compte les variations induites par les désadaptations de charge. Il faudra également valider la réponse sur la phase du signal de sortie calculé par le modèle électrothermique par rapport à des mesures temporelles complémentaires.

Le modèle électrothermique a été décrit pour décrire la réponse de l'amplificateur quelquesoit le type de signal  $RF$ , il sera donc intéressant de valider son comportement en utilisant des signaux radars plus complexes qu'un signal  $CW$  pulsé, comme par exemple les signaux à modulations de phase ou de fréquence (signaux chirp par exemple).

De même, il sera intéressant d'appliquer le modèle électrothermique à des amplificateurs de la filière GaN qui sont amenés à être de plus en plus utilisés dans les modules  $ER$  radars. Toutefois, Les substrats GaN possédant une conductivité thermique plus dépendantes de la température que les substrats en AsGa, il serait souhaitable d'apporter des améliorations au modèle thermique pour prendre en compte la non linéarité des conductivités thermiques en fonction de la température. Cela peut être réalisé en utilisant une méthode d'interpolation de modèles réduits associée à l'utilisation de transformée de Kirchoff [102].

## 3.7 Conclusion

Ce troisième et dernier chapitre a permis de présenter le développement et les premiers résultats de validation d'un nouveau modèle électrothermique d'amplificateur de puissance capable de prendre en compte les désadaptations de charge.

La première partie a permis de présenter la topologie du modèle qui combine une cellule électrique et une cellule thermique dans une boucle de contre-réaction de manière à modéliser les phénomènes de mémoire à long terme induits par l'autoéchauffement de l'amplificateur. Ensuite, la cellule électrique a été présentée. Elle repose sur une description à l'aide du formalisme des paramètres  $S$  fort signal. Ce formalisme a été étendu dans un premier temps à un développement en puissance aux ordres supérieurs à 1 pour améliorer la précision de modélisation du comportement bilatéral de l'amplificateur dans des conditions de fortes désadaptations. Puis, le formalisme a été modifié pour prendre en compte les effets de mémoire haute fréquence et la dépendance en température.

La deuxième partie du chapitre s'est intéressée à la méthodologie de réduction d'ordre du modèle thermique de l'amplificateur. Le modèle a été extrait à partir de simulation thermique  $EF$  de la structure  $3D$  de l'amplificateur. Dans un premier temps, en négligeant le couplage thermique inter-étage, et en considérant la température équivalente de l'amplificateur égale à la température du noeud le plus chaud du second étage, la structure de l'amplificateur a été réduite à celle du second étage. Puis, en considérant que la température du noeud le plus chaud du second étage est peu différente de celle d'une infinité de transistors en parallèle, la structure a pu être réduite à celle d'un quart de transistor grâce à l'utilisation des symétries de la structure. Ainsi, les dimensions du système originel sont réduites d'un facteur 20. Ensuite, les matrices caractéristiques de l'équation de la chaleur ont été extraites à partir du modèle équivalent simplifié de l'amplificateur. Ces matrices ont été réduites à l'aide d'une méthode de réduction d'ordre par les vecteurs de Ritz pour obtenir un système aux dimensions compatibles avec le simulateur système tout en conservant la précision de modélisation du régime transitoire de la température.

Enfin, le modèle électrothermique a été implémenté dans l'environnement de simulation système *ScicosLab* par l'intermédiaire de la plateforme de modélisation comportementale *SCERNE*. Les réponses temporelles de l'amplificateur issues de mesures et de simulations temporelles du modèle ont été comparées. Elles ont permis de démontrer les capacités du nouveau modèle électrothermique pour reproduire les phénomènes transitoires sur le signal électrique et le comportement de la température maximale de fonctionnement au sein de l'amplificateur.





# Conclusion générale

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre de la simulation avancée du front-end *RF* des antennes actives. La présentation de leurs applications et de leurs principe de fonctionnement a permis de mettre en avant la complexité de ce type de systèmes et la nécessité de disposer de modèles comportementaux précis des éléments constitutifs des modules *ER*. Parmi les différentes fonctions électroniques, il ressort qu'un effort particulier doit être porté sur la modélisation de l'amplificateur de puissance qui est le siège d'effets non linéaires particulièrement complexes à modéliser. Dans le contexte des applications de radars à bande étroite, trois principales sources de non linéarités ont été identifiées, à savoir : les effets thermiques, la dispersion en fréquence, et les désadaptations.

L'état de l'art actuel de la modélisation des amplificateurs de puissance, présenté dans le second chapitre, a permis de mettre en évidence les différentes approches dérivées du formalisme de Volterra utilisées pour modéliser les phénomènes de mémoire électrique à court et long terme. Ensuite, une approche qui permet la modélisation des effets thermiques à partir du couplage d'un modèle thermique réduit et d'une cellule électrique a été présentée. Elle est apparue comme une solution attrayante pour simuler les dérives sur l'amplitude et la phase du signal électrique induites par l'autoéchauffement au sein de l'amplificateur. Malgré les bons résultats obtenus dans les travaux antérieurs, ceux-ci sont limités à une description unilatérale du comportement de l'amplificateur. Or, la prise en compte des désadaptations est une donnée essentielle pour anticiper précisément les dérives du signal émis par le radar, dès la phase de conception de la chaîne d'émission. De plus, l'évolution constante des contraintes d'intégration nécessite d'étudier les interactions entre l'amplificateur et ses composants voisins dans la chaîne, plus particulièrement avec les éléments rayonnants de l'antenne réseau. Plusieurs travaux se sont intéressés récemment à la prise en compte des désadaptations à travers la notion de paramètres *S* fort signal ont été introduite par J. Verspecht [83]. Cette approche, qui peut être vu comme une extension des paramètres *S* à la modélisation des composants non linéaires permet de prendre en compte des désadaptations faibles aux accès des composants. Il est également limité à la modélisation des régimes permanents. D'autres travaux ont été proposés pour étendre ce formalisme soit pour la prise en compte des effets de mémoire [88], soit pour des conditions de fortes désadaptations [90] en régime permanent (*CW*). Ainsi, aucun des modèles proposés ne permet une prise en compte simultanée des effets thermiques et de désadaptations, en régime transitoire ou permanent.

Ce travail de thèse a donc été initié afin d'étudier dans quelles mesures on pouvait modéliser conjointement les principaux effets dégradants reconnus dans le contexte radar à savoir les effets thermiques, la dispersion de fréquence, et les désadaptations à la fois dans les régimes transitoires et permanents. La solution retenue a été d'étendre le modèle électrothermique proposé par J. Mazeau [78], à la prise en compte des désadaptations à



l'aide d'une double extension des paramètres S fort signal. Le comportement thermique transitoire de l'amplificateur est reproduit par un modèle thermique réduit issu de simulation thermique tridimensionnelle *EF*. En considérant que la température de l'amplificateur est équivalente à celle du noeud le plus chaud du second étage, une première étape a permis de réduire la structure tridimensionnelle de l'amplificateur à celle d'un quart de transistors du second étage. Un système linéaire équivalent à l'équation de la chaleur a alors été extrait à partir du modèle *EF* simplifié de l'amplificateur. Les dimensions du système étant trop importantes pour permettre une intégration directe dans un environnement de simulation système, une technique de réduction basée sur les vecteurs de Ritz a été utilisé [79]. Cependant, cette dernière technique ne s'applique que dans des conditions de diffusion linéaire de la chaleur (conductivités thermiques constante). Une stratégie adaptée d'attribution des conductivités thermiques a permis de limiter l'erreur apportée par cette contrainte. Toutefois, pour des substrats aux conductivités thermiques plus dépendantes de la température que l'AsGa, tels que le GaN ou l'InP, cette approche ne serait pas suffisante. Dans ce cas, une méthode d'interpolation de modèles réduits associée à l'utilisation de transformées de Kirchoff [102] permettant de prendre en compte la non linéarité des conductivités thermiques ainsi que les variations de la température de socle serait souhaitable. Le modèle thermique a ensuite été couplé a une cellule électrique dans une boucle de contre réaction. La cellule électrique est basée sur une double extension des paramètres S fort signal. D'abord une évaluation des paramètres S fort signal étendus jusqu'à un développement de Taylor au troisième ordre, a permis de choisir le formalisme le mieu adapté pour répondre au compromis entre précision de modélisation des désadaptations et complexité du modèle. La solution retenue, basée sur un formalisme des paramètres S fort signal étendus au second ordre, a démontré de bonnes performances sur l'amplificateur de puissance test face aux variations de charge envisagées dans les radars à antennes actives ( $TOS < 3$ ). Ce formalisme a ensuite été étendu à la prise en compte de la température et des effets de mémoires *HF* grâce à une extension du modèle de Volterra à un noyau.

Enfin, l'implémentation du modèle dans le simulateur système *ScicosLab* a permis de réaliser des simulations temporelles pour évaluer la réponse du modèle face à des signaux impulsionnels de type radar. Les résultats de simulation du modèle ont été comparés à des mesures load-pull pulsées. Elles ont permis de démontrer les capacités du modèle à prédire précisément la température maximale au sein de l'amplificateur et les dérives d'amplitude et de phase générées par le composant sur l'enveloppe du signal émis dans des conditions de charge arbitraires pour les applications radars à bande étroite. Cette méthodologie générique, validée par des données mesurées, a été illustrée par l'étude d'un amplificateur de technologie *HBT AsGa/GaInP* mais peut être étendue à d'autres technologies.

---

# Bibliographie

- [1] J. Darricau. *Physique et théorie du radar*. Sodipe, 1981.
- [2] M.H. Carpentier. *Radars : bases modernes*. Masson, 1981.
- [3] L. Thourel. *Radar*. Cepeadus, 1981.
- [4] F. Le Chevalier. *Principes de traitement des signaux radar et sonar*. Masson, 1989.
- [5] J.P. Hardange, P. Lacomme, and Marchais J.C. *Radars aéroportés et spatiaux*. Masson, 1995.
- [6] D. Parker and D.C. Zimmermann. Phased arrays-part 1 : theory and architectures. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3) :678–687, 2002.
- [7] D. Parker and D.C. Zimmermann. Phased arrays-part ii : implementations, applications, and future trends. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3) :688–698, 2002.
- [8] F. Gautier. Antennes actives : Principes de conception= active antennas : design principles. *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, 4(E3294) :E3294–1, 2003.
- [9] F. Gautier. Antennes actives : Dimensionnement. *Techniques de l'ingénieur. Electronique*, 4(E3294) :E3294–1, 2003.
- [10] R.C. Kley Jr, WP Hill Jr, and F.D. Lamb. Solid-state phases array (sspa) performance. In *Radar Conference, 1990., Record of the IEEE 1990 International*, pages 298–303. IEEE.
- [11] L. Josefsson, L. Erhage, and T. Emanuelson. An aesa development model for next generation fighter aircraft radar. In *Phased Array Systems and Technology, 1996., IEEE International Symposium on*, pages 454–457. IEEE, 1996.
- [12] M. Schreiner, H. Leier, W. Menzel, and H.P. Feldle. Architecture and interconnect technologies for a novel conformal active phased array radar module. In *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, volume 1, pages 567–570. IEEE, 2003.
- [13] C. Feurgard and C. Renard. Near-field tasting and calibration of active phased array antennas. *14th ESTEC Workshop on Antenna Measurements*, 1991.
- [14] AD McLachlan, M. Dunn, GD Morrison, J. Forbes, R. Peall, P. Krier, and R. Dry. T/r modules for airborne radar : the challenges ahead. In *Microwave Conference, 2005 European*, volume 2, pages 4–pp. IEEE, 2005.
- [15] Y. Mancuso, P. Gremillet, and P. Lacomme. Tr modules technological and technical trends for phased array antennas. In *Microwave Conference, 2005 European*, volume 2, pages 4–pp. IEEE.
- [16] H. Hommel and H.P. Feldle. Current status of airborne active phased array (aesa) radar systems and future trends. In *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pages 4–pp. IEEE, 2005.

- [17] P. Schuh, R. Leberer, H. Sledzik, M. Oppermann, B. Adelseck, H. Brugger, R. Behtash, H. Leier, R. Quay, and R. Kiefer. 20w gan hpas for next generation x-band tr modules. In *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, pages 726–729. IEEE.
- [18] M.Y. Kao, C. Lee, R. Hajji, P. Saunier, and H.Q. Tserng. Algan/gan hemts with pae of 53% at 35 ghz for hpa and multi-function mmic applications. In *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pages 627–629. IEEE, 2007.
- [19] G.M. Rebeiz. Rf mems switches : status of the technology. In *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003*, volume 2, pages 1726–1729. IEEE, 2003.
- [20] G. Mouginot. *Potentialités des transistors HEMTs AlGaN-GaN pour l'amplification large bande de fréquence; effets limitatifs et modélisation*. PhD thesis, Université de Limoges, 2010.
- [21] AM Couturier, S. Heckmann, V. Serru, T. Huet, P. Chaumas, JJ Fontecave, M. Camiade, JP Viaud, and S. Piotrowicz. A robust 11w high efficiency x-band gainp hbt amplifier. In *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, pages 813–816. IEEE, 2007.
- [22] 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, Université de Limoges, 2001.
- [23] W. Bosch and G. Gatti. Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 37(12) :1885–1890, 1989.
- [24] J.H.K. Vuolevi, T. Rahkonen, and J.P.A. Manninen. Measurement technique for characterizing memory effects in rf power amplifiers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 49(8) :1383–1389, 2001.
- [25] N. Le Gallou, JM Nebus, E. Ngoya, and H. Buret. Analysis of low frequency memory and influence on solid state hpa intermodulation characteristics. In *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, volume 2, pages 979–982. IEEE, 2001.
- [26] C. Mazière. *Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs*. PhD thesis, Université de Limoges, 2004.
- [27] M. Rudolph. Uniqueness problems in compact hbt models caused by thermal effects. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 52(5) :1399–1403, 2004.

- [28] W. Liu and A. Khatibzadeh. The collapse of current gain in multi-finger heterojunction bipolar transistors : Its substrate temperature dependence, instability criteria, and modeling. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 41(10) :1698–1707, 1994.
- [29] P. Souverain, A. Cazarre, T. Camps, M. Faleh, J. Tasselli, A. Marty, and JP Bailbe. Influence des phénomènes thermiques sur le comportement rf des tbt de puissance et optimisation= influence of thermal phenomena on the rf behavior of power hbt and optimization. In *Journées nationales microondes*, pages 576–577, 1997.
- [30] LL Liou and B. Bayraktaroglu. Thermal stability analysis of algaas/gaas heterojunction bipolar transistors with multiple emitter fingers. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 41(5) :629–636, 1994.
- [31] W. Liu. Failure mechanisms in algaas/gaas power heterojunction bipolar transistors. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 43(2) :220–227, 1996.
- [32] K. Lu and C.M. Snowden. Analysis of thermal instability in multi-finger power algaas/gaas hbt's. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 43(11) :1799–1805, 1996.
- [33] I.C. Kizilyalli and J.D. Bude. Degradation of gain in bipolar transistors. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 41(7) :1083–1091, 1994.
- [34] LL Liou, CI Huang, and J. Ebel. Numerical studies of thermal effects on heterojunction bipolar transistor current-voltage characteristics using one-dimensional simulation. *Solid-state electronics*, 35(4) :579–585, 1992.
- [35] S.C. Binari, PB Klein, and T.E. Kazior. Trapping effects in gan and sic microwave fets. *Proceedings of the IEEE*, 90(6) :1048–1058, 2002.
- [36] O. Jardel. *Contribution a la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes. Développement d'un nouveau Modele Electrothermique de HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>*. PhD thesis, Université de Limoges, 2008.
- [37] L.O. Chua. *Computer aided analysis of electronic circuit : algorithms and computational techniques*. Prentice-hall, Englewood Cliffs, 1975.
- [38] J. Vlach and K. Singhai. *Computer Methods for Circuit Analysis and Design*. Van Nostrand Reinhold, 2nd edition, 1994.
- [39] L.O. Chua. *Numerical methods*. Prentice-hall, Englewood Cliffs, 1979.
- [40] S. Skelboe. Computation of periodic steady state response of nonlinear networks by extrapolation methods. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, CAS-27(3) :161–175, 1980.
- [41] T.J. Aprille and T.N. Trick. Steady state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs. *Proceedings of the IEEE*, 60(1) :108–104, 1972.

- [42] F. Filicori. Nonlinear microwave circuits analysis using harmonic balance techniques. *15ème European Microwave Conference*, pages 1104–1109, 1985.
- [43] P. Reig. *Modélisation comportementale de dispositifs micro-ondes non linéaires par réseaux d'ondelettes. Application à l'intégration dans une simulation de système prenant en compte les désadaptations aux accès*. PhD thesis, Université Pierre et Marie Curie, 1998.
- [44] M.S. Nackla and J. Vlach. A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, CAS-23(2) :85–91, 1976.
- [45] V. Rizzoli and A. Neri. State of the art and present trends in nonlinear microwave cad techniques. *Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, CAS-36(2) :383–365, 1988.
- [46] E. Ngoya, J. Sombrin, and J. Rousset. Simulation des circuits et systèmes : Méthodes actuelles et tendances. *Séminaires Antennes Actives et MMIC, Arles*, pages 171–176, 1994.
- [47] E. Ngoya and R. Larcheveque. Envelop transient analysis : A new method for the transient and steady-state analysis of microwave communication circuits and systems. *IEEE MTT Symp. Dig.*, pages 1365–1368, 1996.
- [48] E. Ngoya and R. Larcheveque. Simulation of microwave communication circuits and systems by envelope and compressed transient methods. *Proceedings of the GAAS and associated CAD Workshop*, pages 7A2–7A3, 1996.
- [49] J.C. Pedro and S.A. Mass. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 53(1) :1150–1163, 2005.
- [50] M. Isaksson, D. Wissel, and D. Ronnow. A comparative analysis of behavioral models for rf power amplifiers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54(1) :348–359, 2006.
- [51] J. Wood and D. E. Roots. *Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design*. Artech House, 2005.
- [52] D. Schreurs, M. O. Droma, A. A. Goacher, and M. Gadringer. *RF Power Amplifier Behavioral Modeling*. Cambridge University Press, 2009.
- [53] A. Saleh. Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of twt amplifiers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 29(11) :1715–1720, 1981.
- [54] P. Gilabert, G. Montoro, and E. Bertan. On the wiener and hammerstein models for power amplifier predistortion. *IEEE Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2, 2005.

- [55] M. Taher Abuelma'atti. Frequency-dependent nonlinear quadrature model for twt amplifiers. *Communication, IEEE Transactions on*, COM-32(8) :982–986, 1984.
- [56] J. Pedro, N. Carvalho, and P. Lavrador. Modeling nonlinear behavior of band-pass memoryless and dynamic systems. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest-CDROM, Philadelphia*, 2003.
- [57] V. Volterra. *Theory of Functionals and of Integral of Integro-Differential Equations*. Dover Publications, Inc., New York, 1958.
- [58] M. Schetzen. *The Volterra and Wiener theories of non linear systems*. Ed. John Wiley and Sons, USA, 1980.
- [59] A. Soury. *Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des système de télécommunications*. PhD thesis, Université de Limoges, 2001.
- [60] C. Mazière. *Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs*. PhD thesis, Université de Limoges, 2004.
- [61] M. Asdente, M. Pascurri, and A. Ricca. Modified volterra-wiener fonctionnal method for highly nonlinear systems. *Alta Frequenza*, XLV(12) :756–312E–315E–759, 1976.
- [62] F. Filicori and V. A. Monaco. Mathematical approach to electron device modelling for nonlinear microwave circuit design : state of art and present trends. *Telecommunications, European Transactions on*, 1(6) :641–654, 1990.
- [63] F. Filicori, V. A. Monaco, and G. Vanini. A nonlinear integral model of electron device. *Theory and Techniques, IEEE Transactions on Microwave*, 40(7) :1456–1465, 1992.
- [64] N. Le Gallou, D. Barataud, H. Buret, J. M. Nébus, and E. Ngoya. A novel measurement method for the extraction of dynamic volterra kernels of microwave power amplifiers. *European Microwave Week, GaAs Conference, Paris*, 2000.
- [65] D. Le Gallou, N., H. Buret, J. M. Nébus, and E. Ngoya. Large signal characterization and modeling of power amplifiers driven by modulated signals. *European Microwave Week, GaAs Conference, Paris*, 2000.
- [66] A. Soury, E. Ngoya, and J. M. Nébus. A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband sspas. *IEEE int. Microwave Symp. Dig.*, 2 :853–856, 2002.
- [67] A. Soury, E. Ngoya, Nébus, and T. Reveyrand. Measurement based modeling of power amplifiers for reliable design of modern communication systems. *IEEE int. Microwave Symp. Dig.*, 2 :795–798, 2003.



- [68] C. Mazière et al. Nouvelle méthode de modélisation d'amplificateur de puissance par gain complexe dynamique pour la simulation système. *Journées Nationales Microondes*, 2003.
- [69] Z. Madini-Zouine. *Caractérisation et modélisation des dynamiques non linéaires dans les dispositifs pour systèmes de télécommunications : Cas de la PLL et de l'amplificateur de puissance*. PhD thesis, Université de Limoges, 2008.
- [70] E. Ngoya, C. Quindroit, and J.M. Nebus. Improvements of long term memory modeling in power amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston*, 2009.
- [71] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quere, and Y. Mancuso. Behavioral thermal modeling for microwave power amplifier design. *Microwave Theory and Techniques, IEEE transactions on*, 55(11) :2290–2297, 2007.
- [72] O. Jardel, R. Quéré, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, and D. Floriot. An electrothermal model for gainp/gaas power hbtts with enhanced convergence capabilities. *European Microwave Integrated Circuits Conference, Manchester*, pages 296–299, 2006.
- [73] M. Kuball et al. Measurement of temperature in active high-power algan/gan hfets using raman spectroscopy. *IEEE Electron Device*, pages 7–9, 2002.
- [74] D. Pogany et al. Study of thermal effects in gaas micromachined power sensor microsystems by an optical interferometer technique. *Microelectronics journal*, 29(4) :191–198, 1998.
- [75] V. Szekely et al. New approaches in the transient thermal measurements. *Microelectronics journal*, 31 :727–733, 2000.
- [76] N. Nenadovic, S. Mijalkovic, L K. Nanver, L. K. J. Vandamme, V. d'Alessandro, H. Schevellis, and J.M. Slotboom. Extraction and modeling of self-heating and mutual thermal coupling impedance of bipolar transistor. *Solide-State Circuits, IEEE Journal of*, 39 :1764–1772, 2004.
- [77] A. El Rafei, R. Sommet, J. Faraj, G. Callet, S. Laurent, and R. Quéré. Caractérisation électrique de l'impédance thermique de transistors bipolaires. *17ème Journées Nationales Micro-ondes, Brest*, 2011.
- [78] J. Mazeau. *Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radars*. PhD thesis, Université de Limoges, 2007.
- [79] R. Sommet, D. Lopez, and R. Quéré. From 3d thermal simulation of hbt devices to their thermal model integration into circuit simulators via ritz vectors reduction

- technique. *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, Intersociety Conf., San Diego*, pages 22–28, 2002.
- [80] F. Besombes, R. Sommet, J. Mazeau, E. Ngoya, and J.P. Martinaud. Implementation of electrothermal system-level model for rf power amplifiers in scilab/scicos environment. *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, pages 489–495, 2010.
- [81] D. Wiener and Naditch G. A scattering variable approach to the volterra analysis of nonlinear systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 24(7) :422–433, 1976.
- [82] F. Verbeyst and M. Vanden Bossche. Viomap, the s-paramter equivalent for weakly nonlinear rf and microwave devices. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 42(12) :2531–2535, 1994.
- [83] J. Verspecht. Scattering functions for nonlinear behavioral modeling in the frequency domain. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2003.
- [84] J. M. Horn. X-parameter measurement and simulation of a gsm handset amplifier. *IEEE EuMIC Conference EUMW Amsterdam*, 2008.
- [85] M. Myslinski, F. Verbeyst, M. Vanden Bossche, and D. Schreurs. S-functions behavioral model order reduction based on narrow-band modulated large-signal network analyzer measurements. *75th ARFTG Microwave Measurement Conference*, 2010.
- [86] A. Soury, E. Ngoya, and J. Rousset. Behavioral modeling of rf and microwave circuit blocs for hierarchical simulation of modern transceivers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pages 975–978, 2005.
- [87] W. Demenitroux, C. Mazière, T. Gasseling, B. Gustavsen, M. Campovecchio, and R. Quéré. A new multi-harmonic and bilateral behavioral model taking into account short term memory effect. *40th European Microwave Conference*, pages 473–476, 2010.
- [88] W. Demenitroux, C. Mazière, E. Gatard, S. Dellier, C. Saboureau, M. Campovecchio, and R. Quéré. A new multi-harmonic volterra model dedicated to gan packaged transistor or sspa for pulse application. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011.
- [89] F. X. Estagerie, A. Bennadji, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quere, L. Constancias, and P. Le Helleye. Implementation of a behavioral model of sspas taking into account mismatches for efficient system simulation of modern aesa. *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007.

- [90] G. Zakka El Nashef, F. Torrès, S. Mons, T. Reveyrand, T. Monédière, E. Ngoya, and R. Quere. Second order extension of power amplifiers behavioral models for accuracy improvements. *European Microwave Week, Paris*, 2010.
- [91] T. Reveyrand, T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, and J-M Nébus. A smart load-pull method to safely reach optimal matching impedances of power transistors. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2007.
- [92] F.X. Estagerie. *Modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance pour les applications Radars*. PhD thesis, Université de Limoges, 2008.
- [93] D. Lopez, R. Sommet, and R. Quere. Spice thermal subcircuit of multifinger hbt derived from ritz vector reduction technique of 3d thermal simulation for electrothermal modeling. *Gallium Arsenide Applications Symposium, London*, 2001.
- [94] C. Chang. *Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type HBT ou pHEMT et application à la conception optimales de modules actifs pour les radars*. PhD thesis, Université de Limoges, 2007.
- [95] B.E. Rudnyi, J. Lienemann, A. Greiner, and J.G. Korvink. mor4ansys : Generating compact models directly from ansys models. *Technical Proceedings of the 2004 Nanotechnology Conference and Trade Show*, 2004.
- [96] S. Mons, E. ngoya, R. Quéré, J. Mazeau, T. Decaesteke, J.P. Martinaud, A. Layec, O. Phelion, D. Dallet, F. Reptin, F. Doukhan, P. Lacombe, and J.M. Lesage. Scerne, an efficient cad tool for the modeling of rf and mixed blocks. *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave circuits (INMMIC), 2011 Workshop on*, 2011.
- [97] INRIA. <http://www.scicos.org/>.
- [98] A. Layec. *Développement de modèles de C.A.O. pour la simulation système des systèmes de communication. Application aux communications chaotiques*. PhD thesis, Université de Limoges, 2006.
- [99] Modelica Association. <http://www.modelica.org/>.
- [100] C. Quindroit, E. Ngoya, A. Bennadji, and J.M. Nebus. An orthogonal lookup-table decomposition for accurate imd prediction in power amplifier with memory. *IEEE Trans. Power Delivery*, 14 :1437 – 1440, 2008.
- [101] B. Gustavsen and A. Semlyen. Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting. *IEEE Trans. Power Delivery*, 14 :1052–1061, 1999.
- [102] E. Gatard, R. Sommet, and R. Quere. Nonlinear thermal reduced model for power semiconductor devices. *Thermal and Thermomechanical Phenomena in electronics Systems, san Diego, CA*, pages 638–644, 2006.

---

# Annexes

Annexe n°1 : Implémentation de la cellule électrique dans ADS.

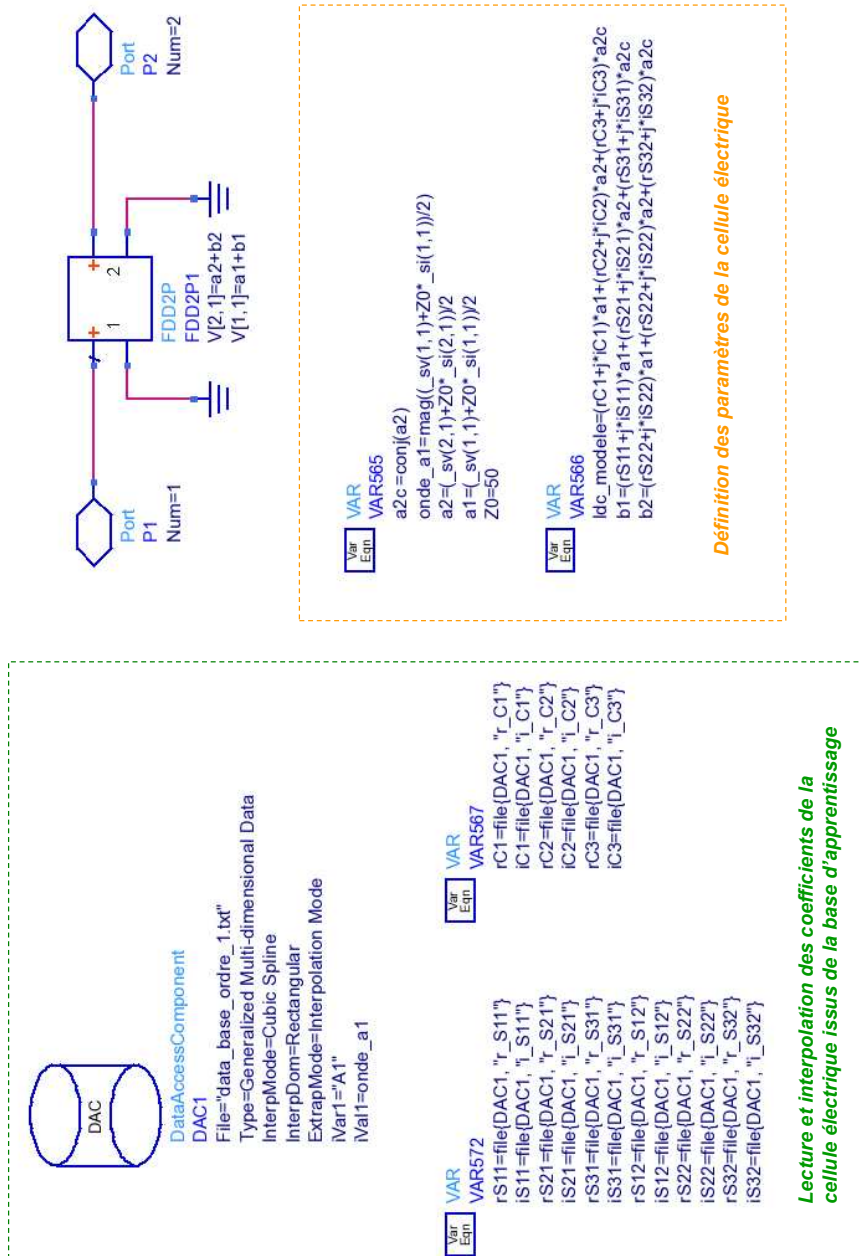


Fig. 3.48 – Schématique de l'implémentation de la cellule électrique au 1<sup>er</sup> ordre dans ADS.



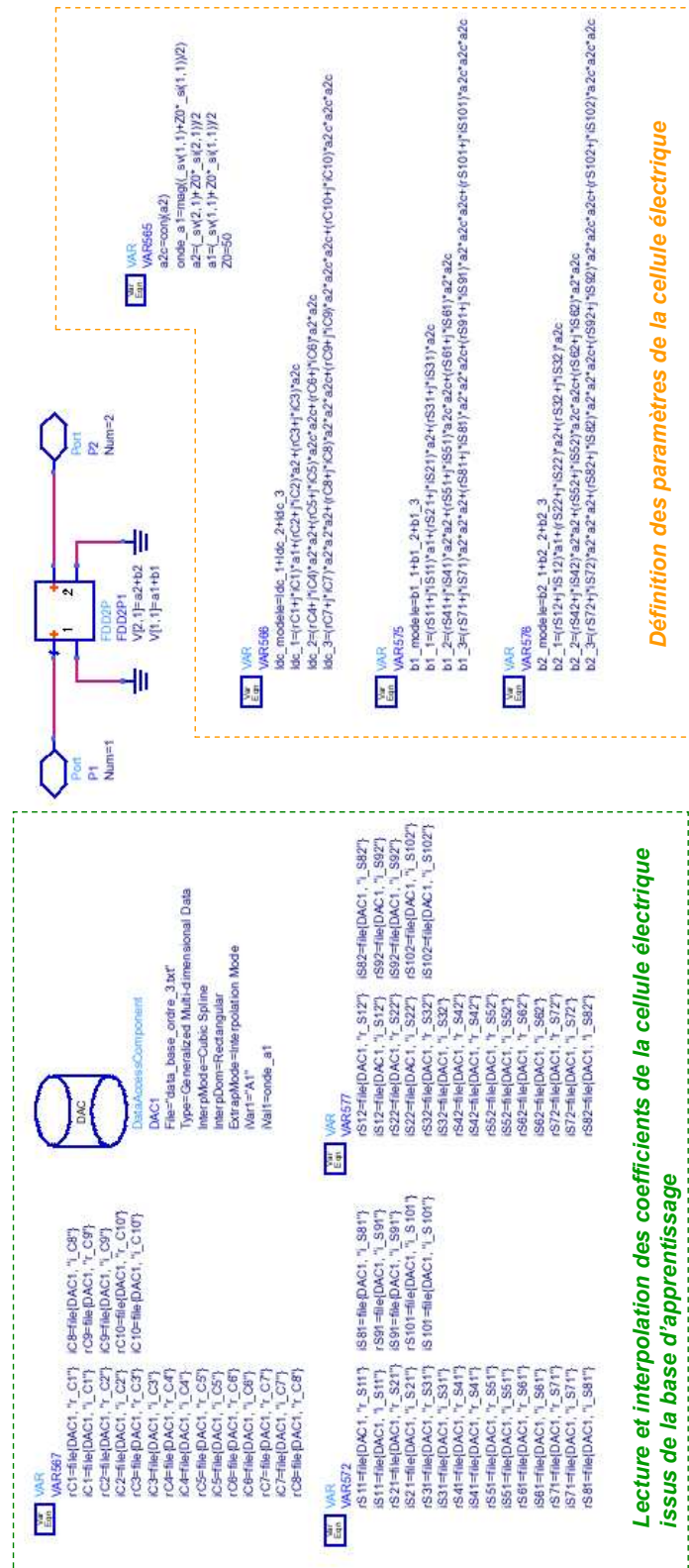


Fig. 3.50 – Schématique de l’implémentation de la cellule électrique au 3<sup>me</sup> ordre dans ADS.



Annexe n°2 : Extraction des ondes de tension et du courant de collecteur dans ADS.

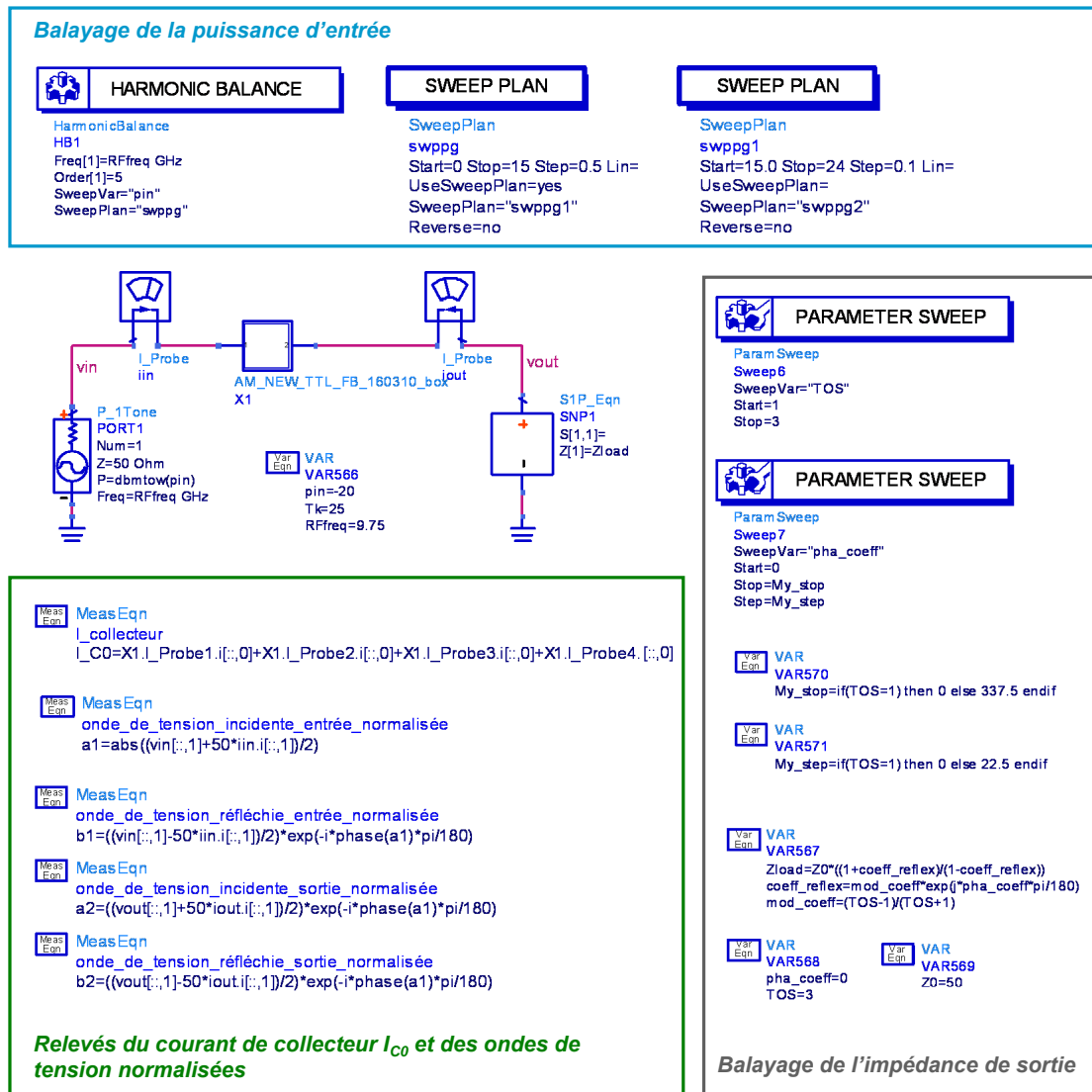


Fig. 3.51 – Template pour l'extraction des ondes de tension et du courant de collecteur de l'amplificateur test.

### Annexe n°3 : Présentation des mesures

#### La monture de test

La monture de test utilisée lors des mesures est composée d'un jig sur lequel la puce de l'amplificateur test est collée. L'ensemble « jig + puce » est ensuite positionné sur une cellule d'accueil en laiton. Ce matériau possède une bonne conductivité thermique et permet ainsi d'assurer une bonne homogénéité de la température sur tout le jig. Un module *peltier* positionné en dessous de la cellule d'accueil utilise l'effet du même nom (appelé également effet « thermoélectrique ») pour donner une température positive ou négative au jig de test. Il est associé à une sonde *PT100* qui relève la température au plus près de la puce et transmet l'information à un module externe qui contrôle la température avec une précision de +/- 1 degré.

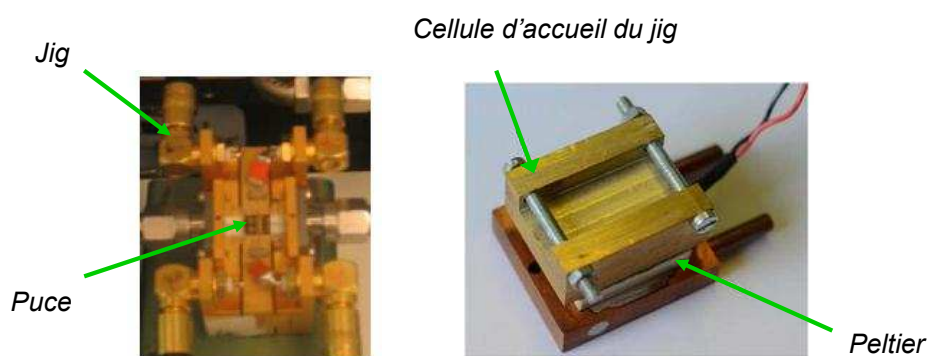


Fig. 3.52 – Présentation de la monture de test.

Le jig de test est composé de connecteurs « clipsés » qui permettent d'appliquer les tensions de polarisation (base et collecteur) de l'amplificateur. Il est également composé de lignes céramiques qui assurent le transfert du signal *RF* des accès de la puce aux connecteurs *RF* externes du jig. L'ensemble de ce montage constitue le « *Dispositif Sous Test* » (*DST*).

#### Le banc load pull actif

Les mesures ont été réalisées par la société *MC2 Technologies*. Cette société utilise un banc load pull à charge active organisé autour d'un analyseur de réseaux vectoriel *NVNA* (*Nonlinear Vector Network Analyzer*) de type *PNA – X* (*Agilent Technologies*) possédant deux sources synthétisées.

Le signal  $RF$  d'entrée est généré par une des deux sources du  $PNA - X$  suivie d'un amplificateur de puissance qui est capable de générer une puissance de 10W dans la gamme de fréquence 2-18 GHz. L'isolateur, placé en sortie de cet amplificateur, permet d'une part d'atténuer les non-linéarités générées par l'amplificateur de puissance et d'autre part, d'isoler ce dernier de la puissance d'une potentielle désadaptation présentée par le composant.

Les coupleurs placés en entrée et sortie du  $D.S.T.$  permettent de mesurer vectoriellement, via les récepteurs du  $PNA - X$ , les ondes  $a_1$  et  $b_1$  en entrée, et  $a_2$  et  $b_2$  en sortie du composant avec une grande précision.

L'architecture de sortie du banc load-pull est basée sur une boucle active fermée destinée à prélever une partie de l'onde  $b_2$  à la fréquence  $f_0$  délivrée en sortie du  $D.S.T.$ , puis à la déphaser, l'atténuer ou l'amplifier avant de la réinjecter à sa sortie (onde  $a_2$ ). Ainsi le composant voit une charge dite active dont le coefficient de réflexion est égal au rapport des ondes  $b_2$  et  $a_2$ .

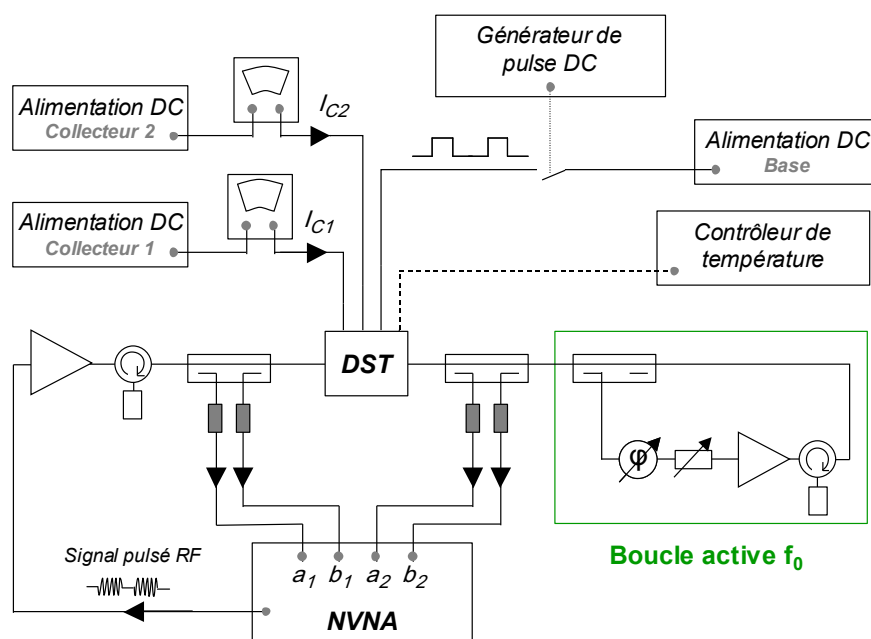


Fig. 3.53 – Présentation du banc load pull actif pulsé avec contrôle de la température.

Enfin, trois alimentations  $DC$  assurent la polarisation de l'amplificateur de puissance. Une alimentation pour la polarisation de la base, et deux alimentations pour la polarisation du collecteur (premier et second étage de l'amplificateur). Deux multimètres de type *Agilent* 34410 permettent de relever séparément les courants moyens consommés par les deux étages d'amplification au cours des mesures load-pull.

### Mesures réalisées pour la validation du modèle

Afin d'évaluer la réponse temporelle du modèle électrothermique, des mesures ont été réalisées pour relever la puissance de sortie à différents instants au cours du pulse  $RF$  et pour différentes conditions de charge, la température de socle étant fixée à  $25^{\circ}\text{C}$ .

La configuration des signaux pulsés utilisés pour l'extraction des mesures de validation est la suivante :

- largeur de l'impulsion  $RF$ ,  $\tau_{RF}=150\mu s$ ,
- largeur de l'impulsion  $DC$ ,  $\tau_{Vb}=150.4\mu s$ ,
- Périodicité,  $T=1.5ms$ ,
- Taille de la gate de mesure :  $1\mu s$ .
- $delay1 = 0.2\mu s$ ,
- $delay2 = 0.2\mu s$ ,
- Acquisitions à  $t_0=0.6\mu s$ ,  $t_0 + 1\mu s$ ,  $t_0 + 3\mu s$ ,  $t_0 + 5\mu s$  et  $t_0 + 10\mu s$ .

Les mesures d'extraction et de validation ont été réalisées avec un rapport cyclique  $\alpha = \tau_{Vb}/T$  égal à 10%. Dans ces conditions, la précision de mesure des multimètres utilisés pour le relevé des courants de polarisation est de 1%.

---

---

## *Glossaire*

ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AESA	Active Electronically Scanned Array
AMSAR	Airborne Multirole Solid State Active array Radar
AsGa	Arsénure de Gallium
ASIC	Applications Microwave Integrated Circuit
AWACS	Airborne WARning and Control System
CAO	Conception Assistée par Ordinateur
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
DAE	Differential-Algebraic Equations
DC	Direct Current
ENPC	École Nationale des Ponts et Chaussées
EVM	Error Vector Magnitude
GaN	Nitride de Gallium
HBT	Heterojonction Bipolar Transistor
HFR	Haute Fréquence de Répétition
HPA	High Power Amplifier
INRIA	Institut National de Recherche en Informatique et Automatique
LNA	Low Noise Amplifier
MEMS	Micro Electro Mechanical System
MFC	Multi Function Chip
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MTBF	Mean Time Between Failure
NPR	Noise Power Ratio
PAE	Power Added Efficiency
PLL	Phase-Locked Loop
RBE2	Radar à Balayage Electronique 2 plans
SAFAR	SimulAteur Fonctionnel d'Antennes Réseaux
SCERNE	Simulation de Chaînes d'Émission Réception Nouvelle Génération
SCICOS	SCIlab Connected Object Simulator
SCILAB	SCientific LABoratory

---



## ***Publications et communications relatives à ce travail***

- [1] F. Besombes, R. Sommet, J. Mazeau, E. Ngoya, J.P. Martinaud, “Intégration d’un modèle électrothermique comportemental de puissance RF sous l’environnement ouvert de simulation système Scilab/scicos”, 16<sup>mes</sup> *Journées Nationales Microondes*, Grenoble, France, Mai 2009.
- [2] F. Besombes, R. Sommet, J. Mazeau, E. Ngoya, J.P. Martinaud, “Implementation of electrothermal system-level model for RF power amplifiers in Scilab/Scicos environment”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol.1, Special Issue 06, pp. 489-495, dec. 2009.
- [3] F. Besombes, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, E. Ngoya, J.P. Martinaud, “Modélisation électrothermique comportementale d’amplificateur de puissance avec prise en compte de l’effet load pull pour des applications de radar à bande étroite”, 17<sup>mes</sup> *Journées Nationales Microondes*, Brest, France, Mai 2011.
- [4] F. Besombes, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, E. Ngoya, J.P. Martinaud, Y. Mancuso, “Electrothermal Behavioral Modeling of RF Power Amplifier taking into account Load-Pull Effects for Narrow Band Radar Applications”, *European Microwave Week*, Manchester, U.K., Octobre 2011.
- [5] F. Besombes, E. Ngoya, J. Mazeau, R. Sommet, S. Mons, J.P. Martinaud, “Electrothermal Behavioral Model Identification and Validation from Time Domain Load Pull Measurement of a RF Power Amplifier”, *IEEE International Microwave Symposium*, Montréal, Canada, Juin 2012.

---

**Modélisation électrothermique comportementale d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications Radars à bande étroite**

**Résumé :** Ce travail de thèse concerne le développement d'un modèle électrothermique comportemental d'amplificateur de puissance RF prenant en compte l'effet load-pull pour des applications de radar à bande étroite. Une extension des paramètres S fort signal est proposée pour modéliser des fortes conditions de désadaptations en présence des effets de mémoire haute fréquence et des effets thermiques. Le modèle combine une cellule électrique basé sur les paramètres S fort signal avec une cellule thermique basée sur un modèle thermique réduit. Le modèle a été implémenté dans l'environnement de simulation système Scilab/Scicos. L'identification du modèle à partir de mesures load-pull pulsées isothermes et de simulation thermique tridimensionnelle d'un amplificateur de puissance de type HBT AsGa/GaInP fonctionnant en bande X est présentée. Elles ont permis de démontrer les capacités du modèles à reproduire les distorsions induites sur le signal électrique et la température au sein de l'amplificateur en présence fortes désadaptions de l'impédance de sortie.

**Mots clés :** Modélisation électrothermique comportementale, amplificateur de puissance, paramètres S fort signal, série de Volterra dynamique, mémoire haute fréquence, effet load-pull, autoéchauffement, modèle thermique réduit, approche des vecteurs de Ritz, simulation système, transitoire d'enveloppe, Bande X, applications de radar à bande étroite.

**Electrothermal behavioral modeling of microwave power amplifier for narrow band radar applications**

**Abstract :** This work deals with the electrothermal behavioral modeling of microwave power amplifier including the load-pull effects, for narrow band radar applications. An extension of nonlinear scattering functions is proposed for modeling large output impedance mismatches in the presence of high frequency memory and thermal effects. Its combines a nonlinear scattering functions cell for the electrical response with a reduced order thermal model. The model has been implemented in the system-level simulator Scilab/Scicos. The model identification from time domain load-pull measurements and thermal simulations of the 3D integration of an X band HBT AsGa/GaInP power amplifier is presented. They demonstrate the model ability to accurately reproduce transients behaviors of the electrical signals and temperature within the power amplifier for arbitrary load impedances.

**Keywords :** Electrothermal behavioral modeling, power amplifier, nonlinear scattering functions, dynamic Volterra series, high frequency memory, Load-pull effect, self-heating effects, reduced order thermal model, Ritz vector approach, system-level simulation, envelope transient, X band, narrow band radar applications.