

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences et Techniques

Année : 2007

Thèse N° 28-2007

Thèse

pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Discipline : Télécommunications

présentée et soutenue par

Julie MAZEAU

le 14 septembre 2007

**Modélisation électrothermique comportementale
dynamique d'amplificateurs de puissance microondes
pour les applications radars**

Thèse dirigée par Raphaël SOMMET et Raymond QUERE

JURY :

M. Edouard NGOYA	Directeur de recherche CNRS-XLIM, Limoges	Président
M. Juan-Mari COLLANTES	Professeur à l'université de Bilbao	Rapporteur
M. Serge TOUTAIN	Professeur à l'université de Nantes	Rapporteur
M. Daniel CABAN-CHASTAS	Ingénieur Thalès Systèmes Aéroportés, Elancourt	Examineur
M. Didier FLORIOT	Ingénieur Alcatel-Thalès 3-5Lab, Marcoussis	Examineur
M. Yves MANCUSO	Responsable technique Thalès Systèmes Aéroportés, Elancourt	Examineur
M. Raymond QUERE	Professeur à l'université de Limoges	Examineur
M. Raphaël SOMMET	Chargé de recherche CNRS à l'université de Limoges	Examineur



REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit ont été effectués au sein de THALES Systèmes Aéroportés en collaboration avec le laboratoire XLIM, unité mixte de recherche du CNRS.

Je remercie sincèrement Monsieur Raymond QUÉRÉ, Professeur à l'université de Limoges de m'avoir donné la chance de travailler au sein de son équipe « Composants, Circuits, Signaux et Systèmes hautes fréquences » (C₂S₂) d'XLIM à Brive.

Je remercie également Monsieur Yves MANCUSO, Responsable technique, d'avoir initié ces travaux et de m'avoir accueilli à THALES Systèmes Aéroportés (TSA) à Elancourt.

Je témoigne toute ma reconnaissance à Monsieur Edouard NGOYA, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur Juan-Mari COLLANTES, Professeur à l'université de Bilbao, et à Monsieur Serge TOUTAIN, Professeur à l'université de Nantes, pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs et de participer au jury.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Daniel CABAN-CHASTAS, Ingénieur THALES Systèmes Aéroportés, Monsieur Didier FLORIOT, Ingénieur ALCATEL-THALES 3-5 Lab, Monsieur Yves MANCUSO, Monsieur Raymond QUERE et Monsieur Raphaël SOMMET pour avoir accepté de composer le jury.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Monsieur Raphaël SOMMET et à Monsieur Raymond QUERE pour avoir dirigé ces recherches. Je tiens particulièrement à souligner leur grande disponibilité et je les remercie pour leurs conseils et leurs encouragements qui m'ont permis de réaliser ces travaux dans des conditions d'encadrement idéales.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Daniel CABAN-CHASTAS, pour avoir suivi ces travaux mais également pour son partage de connaissances techniques au-delà du sujet de thèse au cours de mes quatre premières années passées à THALES.

Je remercie Madame Michèle LABEYRIE, Responsable de l'équipe « Hyperfréquence, Furtivité et Radôme » à TSA, pour m'avoir accordé ses conseils toujours avisés et sa confiance.

Je tiens à remercier toutes les personnes qui m'ont témoigné de leur soutien et de leur sympathie à TSA notamment les équipes au sein desquelles j'ai eu la chance de travailler, l'équipe actuelle HFR du département ARS, ex THFR du département RFS, ex PHA, ex-ex PRM mais également l'équipe « études amonts » du département PRM. Je souhaite exprimer ma vive reconnaissance à Messieurs Thierry BARBIER et Gildas GAUTHIER, Ingénieurs THALES, pour nos nombreux échanges techniques et votre amicale compagnie caféinée. Je souhaite remercier Martine et Hervé pour leur assistance informatique, Ginette et Patricia pour leur assistance « voyage » et pour leur gentillesse. Je ne peux pas oublier Sébastien (soit disant belge), Thierry(s), Isabelle(s), Richard, Vince (4 ?), Berni, Gwen, Michel, Gisèle, Jean, Jean-François, mon « best friend » de la salle blanche et bien d'autres, pour leur bonne humeur quotidienne.

Je tiens à faire part de mes remerciements à toute l'équipe de recherche C₂S₂ d'XLIM de Limoges et de Brive ainsi qu'à tout le personnel de l'IUT GEII de Brive pour leur accueil toujours chaleureux. Je réserve toute ma sympathie à Hélène et à Marie-Claude pour leurs précieuses et efficaces aides. Je remercie sincèrement Madame Danielle ROUSSET pour nos longs échanges enrichissants et pour ses encouragements.

Je remercie les entreprises BIRD et AMCAD Engineering pour leur professionnalisme.

Mes pensées se tournent naturellement vers mes collègues doctorants TSA avec qui j'ai pu partager mes réussites et mes doutes au quotidien. Ceux de la première heure, un énorme merci à Jean-Marc LESAGE (fan de L...) et à Laurence DARCEL. Merci à la seconde vague, Maxime ROMIER et Aurélien PERIGAUD (bon courage pour la suite).

Je salue l'ensemble des doctorants de l'équipe de Limoges et de Brive, merci pour votre accueil. Je n'oublierai pas la cohabitation cérébrale en début de thèse avec FX, et la terriblement prometteuse bande des « p'tits pères » brivistes avec qui j'ai partagé des moments inoubliables de recherches et d'innovations : merci Pika, Manouchki, Sébito, Olivier, Alaing, Lagrade, Alan, Ludo, Pierre et bien sur, un grand-merci Laurette. Je souhaite bon courage à Florent pour la poursuite de ces travaux.

Enfin, je ne saurais terminer sans rendre hommage aux plus grands soutiens, Thomas, ma grande famille et mes éternels amis.





TABLE DES MATIERES

Table des matières	1
Glossaire	11
INTRODUCTION GÉNÉRALE	13
CHAPITRE 1 MODÉLISATION SYSTÈME D’AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE RF POUR DES APPLICATIONS RADARS	17
1.1. Introduction	19
1.2. Contextes industriel et technologique	21
1.2.1. <i>Principes des applications radar</i>	21
▪ Présentation	21
▪ Bandes de fréquence utilisées.....	22
▪ Localisation et estimation de la vitesse d'un objet.....	23
▪ Catégories d'instabilités du signal émis.....	25
1.2.2. <i>Antenne Active</i>	27
▪ Intérêts et description de l’antenne active	27
▪ Les contraintes de l’antenne active.....	28
1.2.3. <i>Module d’Emission-Réception</i>	29
▪ Composition du module E/R	29
▪ Les nouvelles techniques d'intégration des puces.....	30
1.3. L’amplification de puissance microonde	33
1.3.1. <i>Présentation</i>	33
▪ Topologie de l’amplificateur de puissance	33
▪ Les facteurs de mérite.....	34
▪ Technologie des semi-conducteurs.....	38
1.3.2. <i>Les Transistors Bipolaires à Hétérojonction</i>	40
▪ Principe de l’effet transistor	40
▪ Structure du Transistor Bipolaire à Hétérojonction.....	42
▪ Les types de Transistors Bipolaires à Hétérojonction utilisés	43
1.3.3. <i>L’échauffement des matériaux semi-conducteurs</i>	44
▪ Réduction de la mobilité des électrons	44
▪ Diminution de la largeur de bande interdite	45
▪ L’effet « Crunch »	46
▪ Les solutions limitant les effets thermiques	47
1.4. Intérêts de la modélisation comportementale d’amplificateurs de puissance	49
1.4.1. <i>Bilan des modèles usuels pour la conception d’amplificateur de puissance</i>	49
▪ Conception du circuit	49
▪ Les modèles couplés.....	50
1.4.2. <i>Modélisation système d’amplificateur de puissance</i>	52
▪ La modélisation système	52
▪ Les effets mémoires non linéaires	54
1.5. Conclusion	58
Bibliographie	60

CHAPITRE 2 MODÈLES COMPORTEMENTAUX D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE MICROONDE	63
2.1. Introduction	65
2.2. Les méthodes d'analyse des circuits non linéaires	66
2.2.1. <i>La méthode temporelle</i>	66
2.2.2. <i>La méthode d'équilibrage harmonique.....</i>	67
2.2.3. <i>La méthode du transitoire d'enveloppe</i>	68
2.3. Les méthodes d'interpolation appliquées aux modèles comportementaux d'amplificateur de puissance.....	70
2.3.1 <i>Interpolation par fonctions splines</i>	72
2.3.2. <i>Interpolation par réseaux de neurones.....</i>	73
▪ Principes	73
▪ Création du réseau	76
2.4. L'émergence des modèles comportementaux d'amplificateur de puissance	77
2.4.1. <i>Le modèle sans mémoire à gain complexe.....</i>	78
2.4.2. <i>Les modèles à effet mémoire Haute Fréquence</i>	78
2.4.3. <i>Les modèles à mémoire Basse Fréquence</i>	80
2.4.4. <i>L'évolution des modèles actuels</i>	82
▪ Les modèles temporels	82
▪ Le modèle « Poly-Harmonic Distortion »	83
2.5. Les séries de Volterra.....	84
2.5.1. <i>Formalismes utilisés pour l'étude d'un système non linéaire</i>	85
2.5.2. <i>Les séries de Volterra classiques.....</i>	87
▪ Expression des séries de Volterra classiques.....	87
▪ Limitations des séries de Volterra classiques	88
2.5.3. <i>Les séries de Volterra dynamiques</i>	89
▪ Expression des séries de Volterra dynamiques.....	89
▪ Limitations des séries de Volterra dynamiques.....	90
2.6. Modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance décrits en séries de Volterra	92
2.6.1. <i>Modélisation dynamique à mémoire courte.....</i>	92
▪ Formalisme d'enveloppe complexe.....	92
▪ Modèle de Volterra dynamique tronqué.....	94
▪ Modèle de Volterra dynamique simplifié.....	97
2.6.2. <i>Modélisation dynamique à mémoire longue.....</i>	101
▪ Modèles à réponse impulsionnelle	101
▪ Modèle à séries de Volterra modulées.....	104
2.7. Conclusion.....	108
Bibliographie.....	109

CHAPITRE 3 MODÉLISATION THERMIQUE ET RÉDUCTION DE MODÈLE PAR LA MÉTHODE DES VECTEURS DE RITZ.....	113
3.1. Introduction	115
3.2. Lois fondamentales de transfert d'énergie thermique.....	116
▪ Mode de transfert d'énergie thermique	116
▪ Equation de diffusion de la chaleur	118
3.3. Méthode de réduction de modèle thermique	120
3.3.1. <i>Introduction</i>	120
3.3.2. <i>Technique de réduction des Vecteurs de Ritz</i>	121
▪ Génération des vecteurs de Ritz	122
▪ Réduction d'un système global à éléments finis	123
▪ Sélection des nœuds du système réduit	126
▪ Procédure de génération de l'impédance thermique réduite équivalente	127
3.4. Création d'un modèle thermique réduit de Transistor Bipolaire à Hétérojonction	128
3.4.1. <i>Création du modèle thermique à éléments finis</i>	128
▪ Résultats selon le mode d'attribution des conductivités thermiques.....	132
▪ Conductivités thermiques non linéaires.....	133
▪ Conductivités thermiques constantes.....	136
3.4.2. <i>Modèle réduit du TBH</i>	138
▪ Ordre de réduction du modèle	138
▪ Intégration du modèle sous ADS.....	139
3.5. Création d'un modèle thermique réduit d'amplificateur de puissance	142
3.5.1. <i>Génération du modèle éléments finis de l'amplificateur étudié</i>	142
▪ Technologie et composition de l'amplificateur étudié	142
▪ Création du modèle d'amplificateur	143
▪ Analyse des couplages thermiques	145
▪ Choix du nœud sélectionné	147
▪ Composition finale du modèle simplifié de l'amplificateur étudié	149
▪ Récapitulatif de la procédure de création d'un modèle thermique EF d'amplificateur	150
3.5.2. <i>Intégration sous ADS du modèle d'amplificateur étudié</i>	150
▪ Attribution des conductivités thermiques	151
▪ Intégration sous ADS	152
3.6. Conclusion.....	155
Bibliographie.....	157

CHAPITRE 4 LE MODÈLE ÉLECTROTHERMIQUE COMPORTEMENTAL D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE RF.....	159
4.1. Introduction	161
4.2. Principes du modèle électrothermique comportemental.....	162
4.2.1. <i>Topologie du modèle.....</i>	162
4.2.2. <i>Description découplée des effets mémoires</i>	163
4.3. Modélisation statique isotherme	165
4.3.1. <i>Définition du gain statique isotherme.....</i>	165
▪ Principe de la boucle temporelle	165
▪ Expression des termes statiques	167
4.3.2. <i>Méthode d'extraction du modèle statique.....</i>	169
▪ Caractérisation des termes statiques isothermes.....	169
▪ Interpolation des fonctions statiques isothermes	172
4.3.3. <i>Intégration du modèle sous ADS</i>	173
4.4. Résultats et validation du modèle comportementale électrothermique statique. 175	
4.4.1. <i>Extraction du modèle statique</i>	175
4.4.2. <i>Résultats et validation du modèle thermique statique</i>	178
▪ Résultats du modèle thermique statique	178
▪ Validation par la mesure du modèle thermique statique	180
▪ Synthèse.....	185
4.5. Modélisation dynamique isotherme.....	186
4.5.1. <i>La série de Volterra dynamique thermique.</i>	186
4.5.2. <i>Modélisation de la dispersion fréquentielle du courant collecteur</i>	187
▪ Mise en évidence du phénomène dispersif fréquentiel.....	187
▪ Expression dynamique du courant de polarisation collecteur et de la puissance moyenne dissipée	189
4.5.3. <i>Méthode d'extraction du modèle dynamique.....</i>	190
4.6. Résultats et validation du modèle comportementale électrothermique dynamique	191
4.6.1. <i>Extraction du modèle dynamique</i>	191
4.6.2. <i>Résultats et validation du modèle thermique dynamique</i>	194
▪ Résultats du modèle thermique dynamique.....	194
▪ Validation par la mesure du modèle thermique dynamique	197
▪ Synthèse.....	199
4.7. Conclusion	200
Bibliographie.....	201
CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES	205
ANNEXES	209
Communications.....	227
Résumé	232

LISTE DES FIGURES

Fig 1.1 : Localisation de l'antenne active dans la pointe avant de l'avion de combat	21
Fig 1.2 : Représentation du signal radar théorique, un train d'impulsion modulée par un signal de porteuse	22
Fig 1.3 : Mesure du temps de trajet aller-retour radar-objet	24
Fig 1.4 : Directivité de l'antenne	24
Fig 1.5 : Représentation de l'instabilité inter-pulse.....	26
Fig 1.6 : Structure d'une antenne active.....	27
Fig 1.7 : Composition du module E/R.....	30
Fig 1.8 : Photographie d'un bi-module E/R, substrat céramique multi-couche.....	31
Fig 1.9 : Illustration du gain d'espace grâce à l'architecture 3D des modules E/R	32
Fig 1.10 : Topologie d'un amplificateur MMIC à 2 étages de transistors	33
Fig 1.11 : L'amplificateur représenté sous forme de quadripôle et les puissances associées.....	34
Fig 1.12 : Caractérisation biporteuse d'un amplificateur de puissance	36
Fig 1.13 : Saturation du signal, fonctionnement non linéaire du transistor bipolaire à hétérojonction.....	37
Fig 1.14 : Cycle de charge adapté en puissance (classe AB).....	37
Fig 1.15 : Cycle de charge adaptée en rendement ajouté (classe AB)	38
Fig 1.16 : Performances en fréquence et en puissances des amplificateurs d'UMS d'après la technologie des transistors.....	39
Fig 1.17 : Principe de l'effet transistor, répartition des porteurs en excès et symbole du TBH	41
Fig 1.18 : Structure simplifiée en coupe d'un doigt d'émetteur du Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaInP/AsGa	42
Fig 1.19 : Influence de la température sur la tension de seuil de la diode d'entrée du transistor ...	45
Fig 1.20 : Influence de la température sur l'exponentiel du courant statique de la diode d'entrée du transistor	46
Fig 1.21 : Illustration de l'effet Crunch d'un TBH.....	47
Fig 1.22 : Ponts thermiques entre les doigts d'émetteur d'un TBH.....	48
Fig 1.23 : Monture Flip-Chip.....	48
Fig 1.24 : Exemple de modèle électrothermique non quasi-statique du TBH	51
Fig 1.25 : Représentation d'un système non linéaire	54
Fig 1.26 : Approximation du signal réel $x(t)$ en une série d'impulsions	54

Fig 1.27 : Localisation des origines des effets mémoires BF et HF d'un transistor	55
Fig 1.28 : Représentation de l'instabilité thermique	56
Fig 1.29 : Représentation de l'effet BF de modulation du point de polarisation du transistor.....	57
Fig 2.1 : Partition du circuit global en deux sous-circuit linéaire et non linéaire	68
Fig 2.2 : Méthode du transitoire d'enveloppe	69
Fig 2.3 : Exemple d'une interpolation par fonctions splines linéaire, cubique et cubique naturelle	72
Fig 2.4 : Schéma d'un neurone	73
Fig 2.5 : Exemple d'un réseau de neurone.....	74
Fig 2.6 : Topologie d'un réseau d'ondelettes PMC à une couche cachée	75
Fig 2.7 : Représentation du modèle à gain complexe.....	78
Fig 2.8 : Topologie du modèle d'Hammerstein-Wiener	79
Fig 2.9 : Modèle d'Abuelma'atti	80
Fig 2.10 : Représentation du modèle de Bösch.....	81
Fig 2.11 : Représentation du modèle de Meghdadi.....	81
Fig 2.12 : Représentation du modèle à gain dynamique complexe	83
Fig 2.13 : Contribution des composantes à l'harmonique 1 prédisant le niveau du signal de sortie	84
Fig 2.14 : Représentation du système par sa réponse impulsionnelle.....	85
Fig 2.15 : Approximation du signal réel $x(t)$ en une série d'impulsions	85
Fig 2.16 : Illustration de l'hypothèse de mémoire courte des séries de Volterra dynamiques	91
Fig 2.17 : Expression des grandeurs entrée/sortie d'un amplificateur de puissance.....	93
Fig 2.18 : Représentation des grandeurs entrée/sortie du modèle comportemental unilatéral	93
Fig 2.19 : Modèle de Volterra à noyaux dynamiques	96
Fig 2.20 : Principe d'identification des noyaux du modèle.....	97
Fig 2.21 : Influence de la raie BF sur le spectre de sortie en excitation biporteuse.....	98
Fig 2.22 : Principe de caractérisation monoporteuse pour la construction du modèle BLU	100
Fig 2.23 : Principe d'identification de la réponse impulsionnelle.....	103
Fig 2.24 : Topologie bouclée générale.....	104
Fig 2.25 : Topologie du modèle à séries de Volterra « modulées »	105
Fig 2.26 : Extraction de la réponse impulsionnelle non linéaire « statique »	106
Fig 3.1 : Bilan d'énergie au sein d'un volume élémentaire infiniment petit	118
Fig 3.2 : Schéma équivalent de l'impédance thermique réduite.....	126

Fig 3.3 : Description du model 3D du TBH (avec drain thermique) à partir du layout (sans drain thermique) avec prise en compte des propriétés de symétrie	129
Fig 3.4 : Description de la zone active du TBH GaInP / AsGa étudié	129
Fig 3.5 : Modèle simplifié de la zone active du TBH GaInP / AsGa étudié.....	131
Fig 3.6 : Maillage du TBH avec le détail d'une zone active (un doigt)	132
Fig 3.7 : Dépendance en température des conductivités thermiques k des matériaux AsGa et GaInP.....	133
Fig 3.8 : Dégradé de la répartition de la température pour une température de socle de 27°C et des conductivités thermiques non linéaires	134
Fig 3.9 : Evolution temporelle de la température maximale pour chaque « doigt » di du transistor soumis à une puissance continue pour une température de socle de 27 °C et de 80 °C.....	135
Fig 3.10 : Simulation transitoire du comportement thermique du modèle fin EF d'ANSYS et pour différents modèles réduits à 1, 5, 10 et 30 vecteurs de Ritz pour T _{socle} =27°C.....	138
Fig 3.11 : Schématique circuit ADS de l'impédance thermique réduit d'un transistor.....	141
Fig 3.12 : Comparaison du comportement en régimes transitoire et établi du modèle réduit à 5 Vecteurs de Ritz et du modèle EF Ansys à T _{socle} = 27°C.....	141
Fig 3.13 : Représentation d'un amplificateur MMIC à 2 étages d'amplification	143
Fig 3.14 : Représentation de la « barre de puissance » au sein du modèle simplifié d'un TBH	143
Fig 3.15 : Représentation d'un modèle EF d'un demi-transistor intégré au modèle d'un demi-étage d'amplification	144
Fig 3.16 : Composition du modèle EF simplifié d'amplificateur de puissance à 2 étages	146
Fig 3.17 : Analyse des couplages au sein du modèle de l'amplificateur pour une puissance de 8 Watt à 3dB de compression et à température ambiante.....	147
Fig 3.18 : Température de fonctionnement maximale du transistor T ₁ pour deux modèles : le modèle du 2 nd étage d'amplification et le modèle de T ₁ seul.....	148
Fig 3.19 : Composition du modèle EF d'amplificateur de puissance étudié	149
Fig 3.20 : Détail de la composition du modèle EF d'amplificateur étudié.....	149
Fig 3.21 : Résultat en régime établi et à température ambiante de la répartition de température sur le modèle simplifié d'amplificateur de puissance.....	152
Fig 3.22 : Schématique circuit ADS de l'impédance thermique réduit d'un transistor.....	153
Fig 3.23 : Validation du modèle réduit d'amplificateur intégré sous ADS par rapport à son modèle EF ANSYS – Mise en évidence des constantes de temps thermiques.....	153
Fig 4.1 : Topologie du modèle électrothermique comportemental	162
Fig 4.2 : Représentation du modèle électrique comportemental avec les variables aux accès	164

Fig 4.3 : Echantillonnage temporel du signal d'enveloppe au cours de l'analyse en transitoire d'enveloppe	165
Fig 4.4 : Paramétrage de la simulation ADS isotherme du modèle de conception de l'amplificateur de puissance	170
Fig 4.5 : Identification des termes statiques	171
Fig 4.6 : Structure du modèle compilé d'amplificateur	174
Fig 4.7 : Modèle comportemental statique intégré sous ADS	174
Fig 4.8 : Comparaison des fonctions interpolée (pointillé) partie réelle et imaginaire de S21_stat et des données de la base (trait continu)	176
Fig 4.9 : Comparaison de la partie réelle interpolée du gain différentiel thermique α_{S21} (pointillé) et des données de la base (trait continu)	176
Fig 4.10 : Comparaison de la partie imaginaire interpolée du gain différentiel thermique α_{S21} (pointillé) et des données de la base (trait continu)	177
Fig 4.11 : Comparaison du courant de polarisation collecteur Ico interpolé (pointillé) et des données de la base (trait continu)	177
Fig 4.12 : Puissance moyenne dissipée pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s.....	178
Fig 4.13 : Température maximale pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s	179
Fig 4.14 : Courant RF de sortie pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s.....	179
Fig 4.15 : Puissance de sortie RF pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s.....	180
Fig 4.16 : Mise en évidence des plans de référence de mesures et de simulations	181
Fig 4.17 : Tension RF d'entrée, impulsion de 96 μ s : Mise en évidence des fenêtres d'acquisition de mesure, F ₁ , F ₂ et F ₃ et des instants de décision de simulation, t ₁ , t ₂ et t ₃	182
Fig 4.18 : Gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure	183
Fig 4.19 : Dérive du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure.....	183
Fig 4.20 : Phase du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure.....	184
Fig 4.21 : Dérive de phase du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure	185
Fig 4.22 : Mise en évidence de la dispersion fréquentielle de la porteuse sur le courant de polarisation collecteur invariant dans le temps : mesures en début d'impulsion F ₁ , pas d'effet d'autoéchauffement.....	188

Fig 4.23 : Mise en évidence de la dispersion fréquentiel de la porteuse sur la puissance dissipée : mesures au début de l'impulsion F_1 , pas d'effet d'autoéchauffement	189
Fig 4.24 : Identification des termes dynamiques.....	190
Fig 4.25 : Modèle comportemental dynamique intégré sous ADS	191
Fig 4.26 : Comparaison des fonctions interpolée de la partie réelle du noyau dynamique d'ordre 1, HD_S ₂₁ (pointillé) et des données de la base (trait continu).....	192
Fig 4.27 : Comparaison de la partie imaginaire interpolée du noyau dynamique d'ordre 1, HD_S ₂₁ (pointillé) et des données de la base (trait continu).....	193
Fig 4.28 : Comparaison du courant dynamique différentiel HIco (pointillé) et des données de la base (trait continu)	193
Fig 4.29 : Puissance dissipée pour une puissance d'entrée de 0dBm pour 3 fréquences porteuses	194
Fig 4.30 : Puissance moyenne dissipée à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses.....	195
Fig 4.31 : Température maximale de fonctionnement à une puissance d'entrée de 0dBm (a) et 10dBm (b) pour 3 fréquences porteuses.....	195
Fig 4.32 : Température maximale de fonctionnement à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses.....	196
Fig 4.33 : Puissance de sortie RF à une puissance d'entrée de 0dBm (a) et 10dBm (b) pour 3 fréquences porteuses.....	196
Fig 4.34 : Puissance de sortie RF à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses	197
Fig 4.35 : Gain dynamique du modèle comparé à des mesures pulsées pour une impulsion de 96µs à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1	198
Fig 4.36 : Phase du gain dynamique du modèle comparé à des mesures pulsées pour un 'de 96µs à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1	198
Fig 4.37 : Courant de polarisation collecteur du modèle comparé à des mesures pulsées pour une impulsion de 96µs à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1	199

LISTE DES TABLEAUX

Tab 1.1 : Tableaux récapitulatifs des bandes de fréquences attribuées et les applications radar associées.....	23
Tab 1.2 : Caractéristiques de matériau semi-conducteur	38
Tab 3.1 : Caractéristiques thermiques des matériaux utilisés à température ambiante.....	130
Tab 3.2 : Conductivités thermiques en $W/(m.K)$ dépendantes de la température de l'AsGa et du GaInP.....	133
Tab 3.3 : T_{jmax} au niveau des doigts du transistor, pour une T_{socle} de $27^{\circ}C$, aux conductivités thermiques constantes et référencées à $27^{\circ}C$, et évaluation de l'erreur.....	136
Tab 3.4 : T_{jmax} évaluées au niveau des doigts du transistor, pour une T_{socle} de $80^{\circ}C$, aux conductivités thermiques constantes et référencées à $27^{\circ}C$, et évaluation de l'erreur	136
Tab 3.5 : Attributions des conductivités linéaires estimées pour une température de référence adaptée aux effets décrits pour des T_{socle} de $27^{\circ}C$ et $80^{\circ}C$	137
Tab 3.6 : T_{jmax} évaluées au niveau des doigts du transistor, pour une T_{socle} de $27^{\circ}C$, aux conductivités thermiques constantes et estimées, et évaluation de l'erreur	137
Tab 3.7 : T_{jmax} au niveau des doigts du transistor, pour une T_{socle} de $80^{\circ}C$, aux conductivités thermiques constantes et référencées à $80^{\circ}C$, et évaluation de l'erreur.....	137
Tab 3.8 : Définition de l'équivalence des grandeurs thermiques et électriques.....	139
Tab 3.9 : Relations entre les grandeurs physiques et représentation du circuit d'impédance thermique équivalente.....	140
Tab 3.10 : Tableau des conductivités attribuées à chaque matériau du modèle d'amplificateur ..	151
Tab 3.11 : Erreurs de modélisation sur la température maximale en fonction de l'attribution des conductivités thermiques des matériaux	151
Tab 3.12 : Résultats comparatifs de la température maximale, en régime établi, du modèle composé de 2 étages en analyse non linéaire et du modèle simplifié en analyse linéaire, erreur de modélisation du second modèle	152
Tab 4.1 : Composition des bases de données, nombre de neurones et MSE pour chaque fonction statique interpolée	175
Tab 4.2 : Composition des bases de données, nombre de neurones et MSE pour chaque fonction dynamique interpolée.....	192

GLOSSAIRE

ARMA : Auto-Regressive Moving Average
ARV : Analyseur de Réseau Vectoriel
ASIC : Application Specified Integrated Circuit
BF : Basse Fréquence
CAO : Conception Assistée par Ordinateur
C/I : Carrier to order Intermodulation
CW : Continuous Wave
EF : Élément Fini
EM : Electro-Magnétisme
FPGA : Field-Programmable Gate Array
GPB : Gradient Back Propagation
HBT : Heterojunction Bipolar Transistor
HF : Haute Fréquence
HPA : High Power Amplifier
IEEE : Institute of Electrical and Electronics Engineers
LNA : Low Noise Amplifier
LSNA : Large Signal Network Analyser
MCM : Multi-Chip Module
MLP : Multi-Layer Perceptron
MMIC : Microwave Monolithic Integrated Circuit
Module E/R : module Emission/Réception
MSE : Mean Square Error
MTBF : Mean Time Between Failure
PMC : Perceptron Multi-Couche
RF : Radio-Frequency
RPA : Rendement en Puissance Ajoutée
SSPA : Solid State Power Amplifier
TBH : Transistor Bipolaire à Hétérojonction
T/R module : Transmitter/Receiver module
VNA : Vectorial Network Analyser
WNN : Wavelet Neural Network



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'avènement d'antennes à balayage électronique constitue une avancée significative dans le domaine radar. Ce concept est particulièrement adapté à la détection de cibles en mouvement par un dépointage rapide de l'antenne. Cette maîtrise du signal est réalisée au cœur des modules hyperfréquences d'Emission-Réception (modules E/R) grâce à un contrôle d'amplitude et de phase du signal émis. Chaque module E/R est placé au plus proche possible des éléments rayonnants constituant l'antenne réseau. Ce concept permet une plus grande fiabilité car l'amplification est uniformément répartie sur l'antenne contrairement aux anciens dispositifs qui considéraient une génération de puissance centralisée. Toutefois, la conception de ce type d'antenne impose des contraintes technologiques importantes notamment sur les modules E/R. La simulation de ce système permet d'améliorer les cycles de conception par une prédiction fine des performances. Cette analyse aide les concepteurs à évaluer les qualités et les contraintes du système afin d'optimiser son intégration. Pour cela, la simulation de systèmes ou de sous-ensembles nécessite des modèles précis pour des temps de calculs moindres en adéquation avec les ressources informatiques couramment disponibles. De plus, ces modèles doivent être intégrables dans des logiciels de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) permettant une analyse des phénomènes mis en jeu. De nombreuses méthodes d'analyse disponibles sont efficaces ainsi la priorité des développements se porte donc sur les modèles « systèmes » appelés « modèles comportementaux ». L'influence de l'amplificateur de puissance est importante sur les performances globales de la chaîne d'émission. Son fonctionnement en régime non linéaire permet d'émettre un signal de forte puissance mais crée des distorsions d'enveloppe en amplitude et en phase par la génération de modulations lentes de type Basses Fréquences (BF). De plus, le contrôle du signal étant effectué en amont de l'amplificateur, les dérives engendrées par celui-ci se répercutent directement sur la précision de détection et sur la portée du radar. Ces phénomènes sont complexes à identifier et à modéliser. Les effets thermiques induits par la génération de forte densité de puissance au sein des transistors, contribuent fortement à la création d'une modulation BF sur le signal d'enveloppe. Ces phénomènes sont d'autant plus préjudiciables pour des transistors de technologie TBH (Transistor Bipolaire à Hétérojonction). C'est pourquoi, ce type d'amplificateur a été étudié. Les modèles couramment utilisés ne décrivent que partiellement les variations en température. D'autre part, ils sont sensibles aux problèmes de convergence et demandent des ressources de calculs importantes. Leur intégration dans une simulation système est inadaptée. Le récent développement de modèles comportementaux permet de résoudre ces problèmes mais aucun ne décrit précisément l'impact

des effets thermiques sur l'enveloppe du signal. Ce constat justifie l'intérêt de ces travaux de thèse : développer un « modèle électrothermique comportemental d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars ».

Le premier chapitre de ce mémoire permet de préciser le contexte lié à la modélisation système d'amplificateurs de puissance dans le cadre d'applications radars bande étroite. Une mise en évidence de l'influence des effets thermiques sur les performances de l'antenne active jusqu'aux transistors composant l'amplificateur de puissance, permettra d'avoir une vision approfondie du contexte de l'étude.

Dans le second chapitre, les méthodes d'analyses et d'interpolations non linéaires seront présentées ainsi qu'un état de l'art non exhaustif mais représentatif de l'évolution des modèles comportementaux d'amplificateurs. Ce bilan permettra de comprendre le choix de la topologie du modèle développé à partir d'une formulation à séries de Volterra dynamiques modifiées.

L'évolution de la température sera prise en compte par un modèle d'impédance thermique d'amplificateur. La première partie du Chapitre 3 aborde les aspects théoriques de transfert de la chaleur. La seconde partie permet de décrire la méthodologie mise en œuvre pour créer un modèle thermique système d'amplificateurs de puissance intégrable sous un simulateur circuit. Ceci est réalisé par le biais d'une méthode de réduction d'ordre basée sur les vecteurs de Ritz.

Ce modèle thermique est couplé à un nouveau modèle électrique comportemental dynamique et isotherme afin de restituer l'influence des variations de température sur les performances électriques. Ce modèle électrothermique système final permet une analyse de l'influence des effets thermiques sur l'enveloppe du signal de sortie ainsi que la prise en compte de la dispersion fréquentielle sur la bande passante de l'amplificateur. Le développement de ce modèle est détaillé, discuté et validé par la mesure au cours du Chapitre 4.

Pour conclure, le bilan des performances de ce modèle ainsi que les axes d'amélioration potentiels seront présentés.

CHAPITRE 1

MODELISATION SYSTEME D'AMPLIFICATEUR

DE PUISSANCE RF POUR DES APPLICATIONS

RADARS

1.1. Introduction

Ce chapitre a pour objectif de situer le contexte industriel de l'étude par une présentation des applications de radars embarqués. Le développement de radars dans les avions de combat est une des activités principales de Thalès Systèmes Aéroportés ainsi que la guerre électronique. Une connaissance des contraintes liées à ce type de produit et aux différents sous-ensembles, de l'antenne radar aux transistors constituant les composants actifs (ex : amplificateur de puissance), permet de saisir les besoins en terme de modélisation. Le développement actuel d'antennes à balayage électronique actif constitue une avancée technologique importante. Leur principe de fonctionnement repose sur un contrôle d'amplitude et de phase des signaux pulsés émis et reçus. La localisation d'objet est d'autant plus efficace que leurs caractéristiques sont maîtrisées. Ces exigences imposent des contraintes technologiques sévères à prendre en compte dans le développement de l'antenne, en particulier dans celui des modules d'Emission/Réception.

La seule manière d'anticiper les difficultés de conception et d'intégration de chaîne RF, est d'avoir recours à la simulation des performances du système, ou la simulation dite « système ». La précision des modèles impose la finesse de prédiction des résultats. Les temps de calculs et les espaces mémoires nécessaires à la simulation d'un modèle, imposent la capacité d'intégration du modèle au niveau d'une simulation système.

La spécification des composants d'un système sera d'autant plus précise que les résultats de la modélisation système seront proches de la réalité. Idéalement, la création des modèles doit être rapide, réalisable avec des moyens de mesure ou de simulation accessibles au plus grand nombre et impliquant peu de ressources de calculs et d'espaces mémoires.

Chaque phase de conception puis d'intégration des éléments de l'antenne est alors maîtrisée, ce qui permet de s'affranchir d'un nombre important de réglages du produit.

Le développement des modèles systèmes est actuellement un axe d'études important, notamment pour des composants aussi importants que l'amplificateur de puissance RF. En effet, celui-ci engendre des phénomènes non linéaires à mémoires particulièrement complexes à modéliser. Un certain nombre de modèles prennent en compte ces effets mais peu, voire aucun, ne permettent d'évaluer l'impact des effets thermiques. C'est pourtant une donnée essentielle pour anticiper la dissipation thermique et prédire les dérives en module et en phase du signal émis par le radar, dès la phase de conception de la chaîne d'émission.

Ce chapitre insistera donc sur la répercussion des effets thermiques au sein des transistors composant l'amplificateur de puissance sur les performances globales de l'antenne radar.

1.2. Contextes industriel et technologique

1.2.1. Principes des applications radar

▪ Présentation

L'actuel nom commun « radar » provient de l'acronyme anglais RA.D.A.R. pour RAdio Detection And Ranging, soit en français, la détection et l'estimation de la distance par onde Radio Fréquence (RF). Dans le domaine des applications radar, le développement d'antenne à balayage électronique constitue une avancée significative notamment par le concept de « balayage actif ». La conception d'antennes dites actives pour les avions de combat Rafale, est une activité importante de Thalès Systèmes Aéroportés.



Fig 1.1 : Localisation de l'antenne active dans la pointe avant de l'avion de combat

Ce concept permet d'adapter l'antenne à différents types de fonctions : la détection, la localisation, la classification et le suivi de cibles... Ces fonctions sont réalisées par l'envoi d'un signal de grande énergie dans une direction et la réception d'un signal de faible énergie réfléchi par un objet. Un train d'impulsion permet d'émettre sur une courte durée τ et de laisser le reste de la période $(T - \tau)$ à la détection des échos provenant d'autres objets, Figure 1.2.

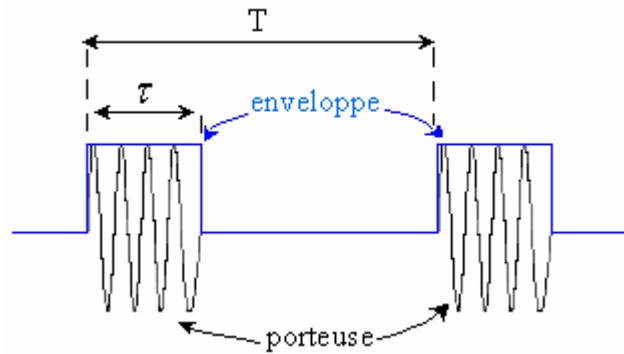


Fig 1.2 : Représentation du signal radar théorique, un train d'impulsion modulée par un signal de porteuse

Le signal de porteuse véhicule le signal utile d'enveloppe à des fréquences élevées.

▪ Bandes de fréquence utilisées

Les fréquences porteuses sont imposées selon le type d'application. Le nom des plages de fréquences utilisées dans le monde des radars provient de la Seconde Guerre mondiale. En effet, pour garder secret le développement de ce système, les militaires ont décidé de donner à ces plages des noms de code qui sont demeurés en usage depuis. Ils ont été adoptés aux États-Unis par l'« Institute of Electrical and Electronics Engineers » (IEEE) et internationalement, par l'« Union internationale des télécommunications ». Ces fréquences correspondent aux fréquences porteuses du signal émis, Tableau 1.1.

Nom		Bande de Fréq.	Long. d'onde	Applications radar
HF	High Frequency	3-30MHz	10-100m	radar cotier
P	Précédent	<300MHz	1m	radar primitif
VHF	Very High Fréquence	50-330MHz	0,9-6m	radar très longue portée
UHF	Ultra High Fréquence	300-1000MHz	0,3-1m	détection de missile ballistique
L	Long	1-2GHz	15-30cm	contrôle aérien et de surveillance (GPS)
S	Short	2-4GHz	7,5-15cm	trafic aérien local, radars météo et naval
C	Compromis	4-8GHz	3,75-7,5cm	transporteurs satellitaires et radar météo
X		8-12,5GHz	2,5-3,75cm	radar aéroportés, autodirecteurs de missiles, radar de navigation, radar de cartographie
Ku	"u" pour "under" K, sous la bande K	12-18GHz	1,67-2,5cm	radar de cartographie à haute résolution
K	"K" pour "kurz", court en allemand	18-27GHz	1,11-1,67cm	radar météo (onde très absorbée par la vapeur d'eau)
Ka	"a" pour "above" K, au dessus de K	27-40GHz	0,75-1,11cm	radars météo et routier
mm	bande millimétrique	40-300GHz	1-7,5mm	divisé en 4 bandes (Q,V,E et W) : communication militaire, radar anticollision, observations météo à haute résolution et de courte portée

Tab 1.1 : Tableaux récapitulatifs des bandes de fréquences attribuées et les applications radar associées

• Localisation et estimation de la vitesse d'un objet

Le **principe de détection** est le suivant : le signal émis se déplace à la vitesse de la lumière c ($3 \cdot 10^8$ m/s). Après une période T , le signal a parcouru une distance entre cT et $c(T + \tau)$.

L'onde est réfléchiée par un objet à l'instant T_{obj} et revient sur l'antenne radar. Elle a alors

parcouru une distance aller-retour $D = \frac{cT_{obj}}{2}$. Afin de déduire cette distance, la mesure du temps

de trajet T_{obj} est effectuée, Figure 1.3.

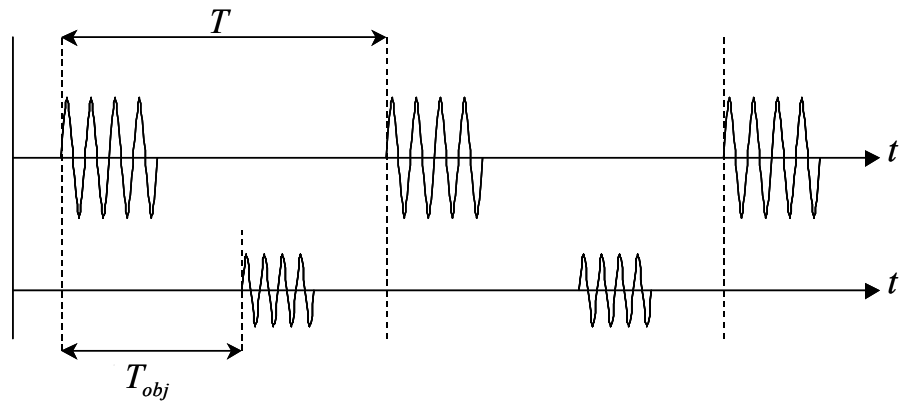


Fig 1.3 : Mesure du temps de trajet aller-retour radar-objet

La connaissance de la distance d'un objet ne suffit pas à le localiser. L'antenne active a donc un faisceau directif, elle focalise son énergie sur un diagramme étroit et effectue un balayage de l'espace, Figure 1.4. Pour une localisation précise, le principe de détection est réalisé par plusieurs antennes (réseau d'antenne). Toute dérive en amplitude et en phase du signal émis entraîne une diminution du niveau des lobes principaux, soit de la puissance émise par l'antenne.

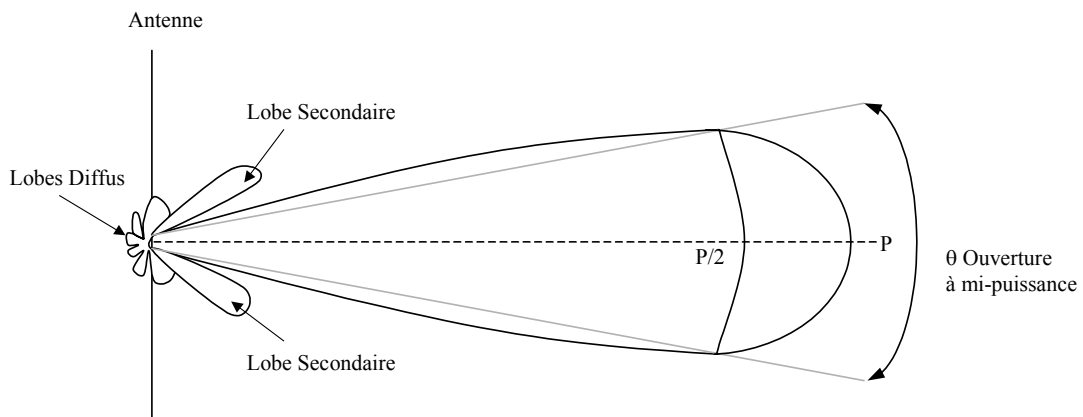


Fig 1.4 : Directivité de l'antenne

La vitesse des objets est déduite grâce à **l'effet Doppler** [1] : Le signal d'enveloppe est émis à une fréquence connue f . La réflexion de cette onde sur un objet en mouvement modifie la fréquence du signal. Les variations de fréquence des signaux reçus permettent de déterminer la vitesse de l'objet.

Soit un objet mobile repéré à l'instant t_0 à une distance D_0 s'avancant vers l'antenne à la vitesse V_{obj} .

A chaque instant, le temps de trajet de l'onde s'écrit :

$$T_{obj} = \frac{2D}{c} = \frac{2D_0}{c} - \frac{2V_{obj} \cdot t}{c} \quad (1.1)$$

Si le signal émis est de la forme $S_e = A \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t)$, le signal reçu a la forme :

$$S_r = B \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot (t - T_{obj})) = B \cdot \cos\left(2\pi \cdot \left(f + \frac{2V_{obj}}{c/f}\right) \cdot t + \varphi_0\right) \quad (1.2)$$

φ_0 : La phase du premier signal reçu servant de référence.

La fréquence du signal reçu a augmenté de $f_D = \frac{2V_{obj}}{c/f} = \frac{2V_{obj}}{\lambda}$. C'est la fréquence Doppler de la cible.

La vitesse de l'objet V_{obj} est calculée par déduction à partir de la variation de phase du signal émis. Si le signal émis n'est pas contrôlé en phase, des erreurs de calcul peuvent aboutir à une mauvaise déduction de la vitesse de l'objet.

Pour remédier aux problèmes de dérive en amplitude et en phase, l'antenne est calibrée régulièrement afin de connaître l'erreur engendrée par ces phénomènes. Il est alors possible de compenser ces dérives. Il faut donc des calibrations régulières.

• Catégories d'instabilités du signal émis

La détection des objets est basée sur la réception d'un signal de l'écho d'un objet vis à vis d'un signal émis, décrit en train d'impulsions modulées. Le contrôle du signal émis, en amplitude et en phase, est un point majeur dans la précision de la détection. Deux catégories d'instabilités peuvent se distinguer : elles peuvent être permanentes comme les instabilités inter et intra-pulse ou temporaires comme l'instabilité d'impulsion à impulsion [2].

- **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.

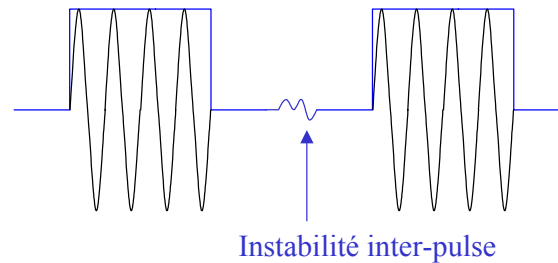


Fig 1.5 : Représentation de l'instabilité inter-pulse

- **L'instabilité intra-pulse** : cette instabilité est caractérisée par les variations d'amplitude et de phase pendant la durée de chaque pulse principalement dues aux effets thermiques au sein de l'amplificateur de puissance. L'élévation de la température de jonction des amplificateurs pendant la phase d'émission (durée du pulse) génère une dérive d'amplitude et de phase. La conséquence principale est la dégradation du niveau des lobes principaux lorsque la fréquence d'émission du signal hyperfréquence varie. Cette instabilité est peu prévue lors du développement du radar car elle reste faible. Toutefois, la mise en jeu d'impulsion d'une longue durée favorise cette instabilité.

- **L'instabilité d'impulsion à impulsion** : 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 indésirable provenant d'éléments relatifs à l'environnement tels que les habitations, le 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, mais principalement, les variations thermiques et les fluctuations des tensions/courants d'alimentation des amplificateurs. L'augmentation de la période de répétition du signal d'enveloppe permet de diminuer l'impact des effets thermiques sur l'instabilité d'impulsion à impulsion.

1.2.2. Antenne Active

• Intérêts et description de l'antenne active

Le balayage d'antenne traditionnel est mécanique, le faisceau rayonné tourne grâce à une rotation mécanique de l'antenne [3]. Le balayage électronique améliore significativement la vitesse du balayage. Pour un changement de direction, ce balayage prend quelques microsecondes en comparaison aux quelques millisecondes du balayage mécanique. L'antenne nécessite de multiples éléments rayonnants constituant un réseau d'antennes élémentaires. Le faisceau rayonné de chaque élément est contrôlé en amplitude et en phase par un module d'Emission-Réception (module E/R). La Figure 1.6 illustre la structure de l'antenne active.

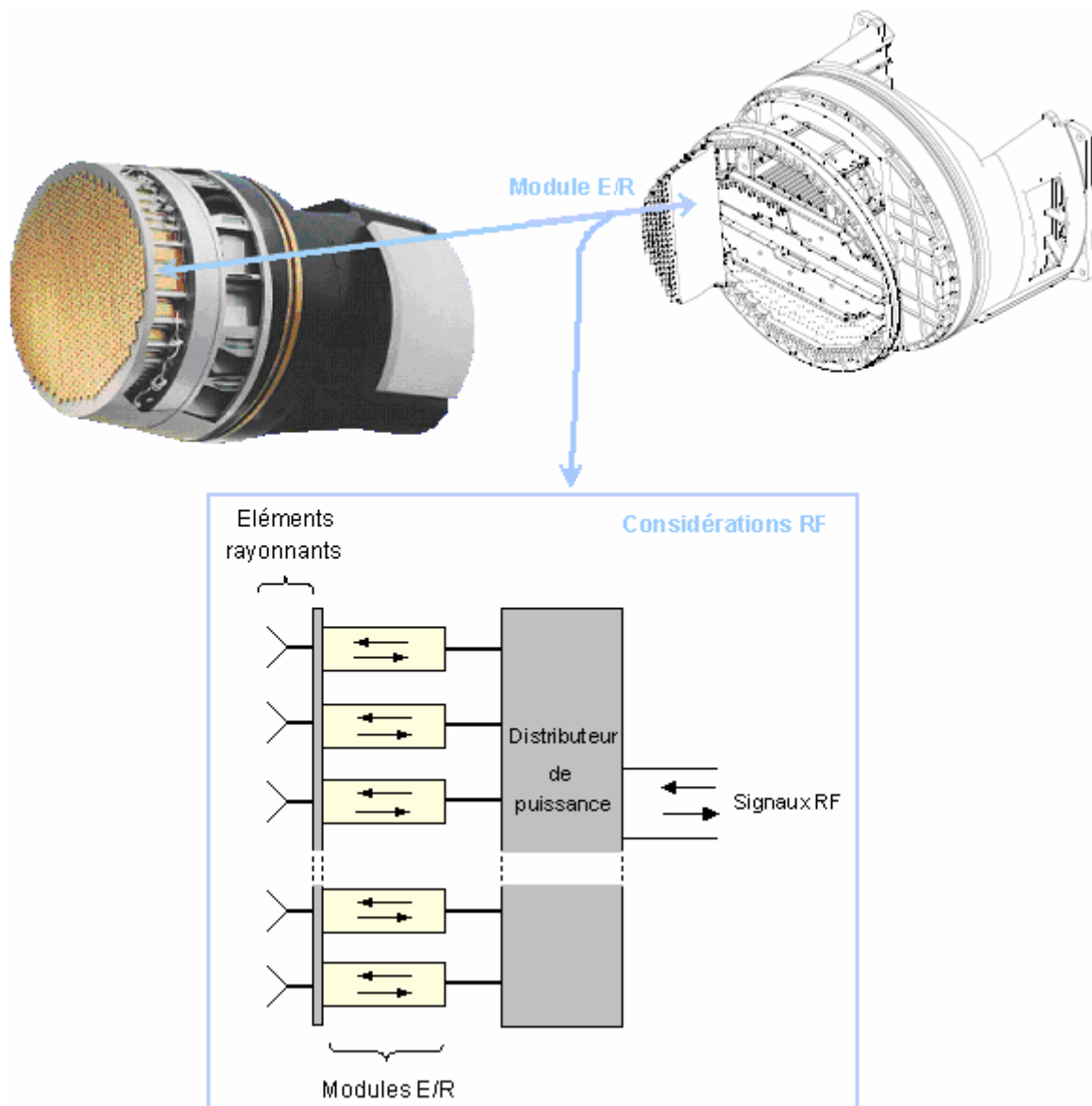


Fig 1.6 : Structure d'une antenne active

Cette antenne permet d'adapter la forme et l'amplitude des lobes et de changer le diagramme de rayonnement selon la fonction souhaitée de l'antenne (le guidage, la poursuite, la détection de cible...). Le déphasage entre source de rayonnement voisines détermine la direction du maximum de rayonnement. Le faisceau pointe électriquement.

L'amplification peut s'effectuer à l'extérieure de l'antenne, il s'agit alors d'un balayage électronique passif. Les modules E/R des antennes actives permettent de tout contrôler. Outre les modules d'E/R et les éléments rayonnants, l'antenne active est également constituée de distributeur de signaux, d'un radôme adapté servant de protection mécanique, thermique et électromagnétique, d'un pointeur, d'un système de calibrage et des alimentations.

Dans une antenne active, les fonctions d'amplifications sont placées le plus près possible de l'antenne réseau, ce qui minimise les pertes. Pour cette raison, et en considérant la grande vitesse de changement de direction de l'antenne réseau, le rendement est amélioré significativement par rapport aux antennes à balayage mécanique.

Ces antennes sont également plus fiables. Leur MTBF (Mean Time Before Failure) est plus important car les pannes sont moins pénalisantes. La panne d'un faible nombre de modules affecte peu les performances de l'antenne.

▪ Les contraintes de l'antenne active

L'antenne active est une avancée certaine dans le domaine radar. Toutefois, la principale difficulté réside dans la maîtrise de sa conception. Différents problèmes peuvent perturber le fonctionnement de l'antenne :

- Une irrégularité dans la périodicité du réseau d'antenne peut générer des lobes indésirables appelés « lobes du réseau ».
- Le radôme provoque un couplage entre éléments du réseau qui doit être pris en compte.
- Pour certaines applications, la montée en fréquence des signaux impose de réduire la taille des mailles du réseau d'antenne. Par conséquent, les dimensions des modules E/R sont amenées à diminuer tout en préservant l'excellence des performances.
- Le rapprochement du module E/R de l'antenne augmente les problèmes liés à la dissipation thermique.

- Les lois de phase et d'amplitudes étant quantifiées, une erreur de quantification peut générer des lobes parasites dits « de quantification », des pertes de gain et des déviations de phase.
- La bande passante de l'antenne est limitée à celle des éléments rayonnants, des modules et du distributeur.

Ces remarques montrent la complexité de la conception d'une telle antenne, en particulier, de son réseau d'éléments rayonnants et l'importance des fonctions réalisées par les modules E/R.

1.2.3. Module d'Emission-Réception

▪ Composition du module E/R

Les modules d'Emission-Réception (modules E/R) sont des chaînes hyperfréquences. Les fonctions réalisées par le module sont les suivantes, Figure 1.7 :

- **La fonction de contrôle** du signal RF en amplitude et en phase est maîtrisée par un système de commande. Un ASIC (Application Specified Integrated Circuit) ou un FPGA (Field-Programmable Gate Array) gère l'adressage des commandes à une puce multifonction, une MFC (Multi-Function Corechip), générant le déphasage, l'atténuation et la commutation entre les voies.
- **La fonction émission** assure l'amplification de puissance des signaux RF à émettre. Un pré-amplificateur ou «driver » permet de fournir une puissance suffisante à la saturation du signal en sortie d'un amplificateur de puissance ou HPA (High Power Amplifier). Le fonctionnement du HPA en régime saturé permet de générer un signal d'enveloppe RF de forte amplitude modulé par une fréquence porteuse élevée.
- **La fonction réception** reçoit un signal de faible amplitude s'approchant du niveau de bruit. Un amplificateur faible bruit ou LNA (Low Noise Amplifier) permet d'augmenter le niveau du signal reçu en minimisant la dégradation du signal utile par le bruit. Un limiteur, placé en amont, protège le LNA d'éventuelles expositions à de fortes puissances reçues.

- **Des commutateurs** commandés assurent le passage entre le mode «émission» et le mode «réception».
- **Un circulateur** permet de diriger le signal entre un élément rayonnant et les chaînes hyperfréquences émission - réception associées ainsi que d'isoler les voies.

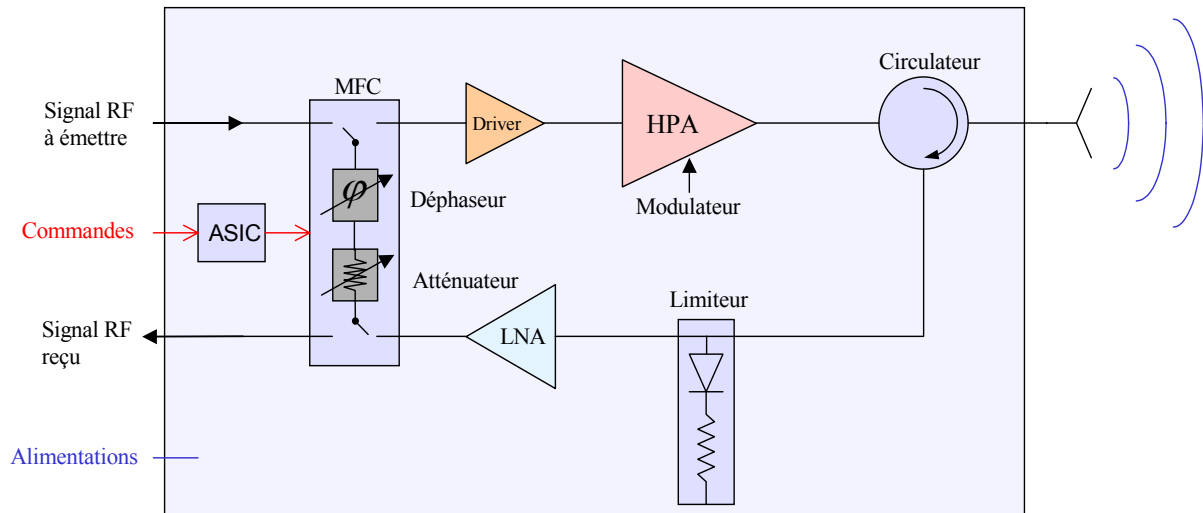


Fig 1.7 : Composition du module E/R

Comme décrit dans le paragraphe 1.2.1, la phase du signal émis doit être connue afin de déduire l'expression de la forme du signal reçu, soit de la vitesse de la cible. La connaissance de cette vitesse dépend de la maîtrise du signal émis par le bloc de contrôle en amont de la voie d'émission. Si l'amplificateur de puissance a une dérive trop importante en phase, le calcul de la vitesse de l'objet pourrait être faussée.

▪ Les nouvelles techniques d'intégration des puces

Les contraintes technologiques imposées par le développement de l'antenne active ont amené à concevoir de nouvelles techniques d'intégration des puces. L'optimisation de l'encombrement et du poids des circuits dans un système embarqué tel qu'un avion de combat est un perpétuel défi technologique. Les difficultés techniques du développement des modules E/R augmentent avec la miniaturisation.

La **technologie multi-puces** ou MCM (Multi-Chip Module) intègre les différentes fonctions sur une seule carte mère. Les accès DC, BF et RF sont connectés dans un circuit multi-couches [4]-[5]. Les différentes familles de composants sont implantées sur une seule couche de substrat, c'est une méthode hybride. Cette technique permet une grande compacité du module.

Un bi-module d'Emission-Réception, monté sur céramique, est présenté sur la Figure 1.8, il est composé des 2 modules.

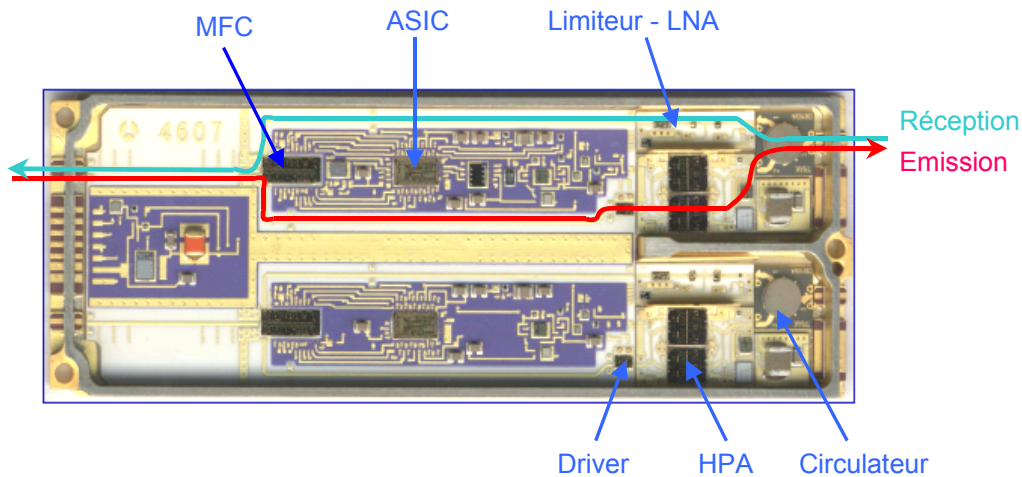


Fig 1.8 : Photographie d'un bi-module E/R, substrat céramique multi-couche

L'évolution technologique actuelle tend vers de nouvelles techniques telles que **l'intégration tridimensionnelle** (3D) des puces grâce à des interconnexions verticales. Les voies d'émission et de réception peuvent être superposées ce qui augmente la densité d'intégration du module, Figure 1.9. Les longueurs d'interconnexions sont minimisées ce qui limite la génération des effets parasites liés aux temps de propagation de groupe. La consommation, le volume et le poids sont réduits. La complexité de cette intégration reste la difficulté technologique majeure, d'autant plus que cette haute densité d'intégration ne facilite pas la dissipation thermique et le dépannage des puces.

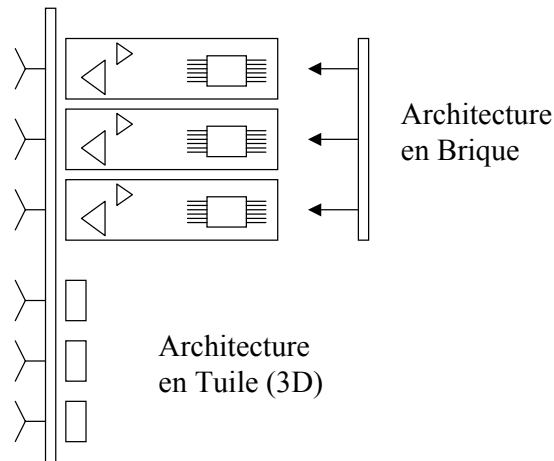


Fig 1.9 : Illustration du gain d'espace grâce à l'architecture 3D des modules E/R

La technique de **déshybridation** des fonctions facilite le dépannage par la mise en place de micro-boîtiers indépendants. Les puces sont électriquement isolées ce qui limite les problèmes dus aux couplages électromagnétiques.

Les fonctions élémentaires hyperfréquences sont quasiment toutes réalisées en technologie MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Des éléments actifs et passifs, localisés ou distribués, sont reportés sur le même substrat semi-conducteur. Le poids et le volume des composants MMIC sont faibles. Le coût est minimisé pour de grande quantité de production. Toutefois, aucun réglage du circuit final n'est possible et le coût du produit final dépend du nombre de lancement en fabrication (« run ») nécessaire à la mise au point de la puce. La conception des circuits doit être optimale et doit faire appel à des outils de CAO (Conception Assistée par Ordinateur) performants. En effet, la possibilité d'analyser avec précision le comportement électrique, thermique et électromagnétique du circuit, avant sa production, permet de limiter les risques de dysfonctionnement. L'objectif est d'obtenir un circuit fonctionnel dès le premier lancement.

Au sein des modules E/R, les amplificateurs, LNA et HPA, les déphaseurs, les atténuateurs et les commutateurs sont généralement des circuits MMIC. La maîtrise de la conception du HPA est primordiale car il peut générer de forte dégradation des performances du module E/R notamment du point de vue de la dissipation thermique et de la dérive du signal RF émis en amplitude et phase.

1.3. L'amplification de puissance microonde

1.3.1. Présentation

• Topologie de l'amplificateur de puissance

Un amplificateur se caractérise par sa faculté à générer une puissance suffisante à l'émission, sans détériorer les caractéristiques en amplitude et en phase du signal. Un amplificateur MMIC comporte typiquement des circuits d'adaptation d'impédance en entrée et en sortie afin de limiter les pertes par désadaptation et également un circuit d'adaptation inter-étage lorsque l'amplificateur comprend plusieurs étages de transistors comme représenté sur la Figure 1.10.

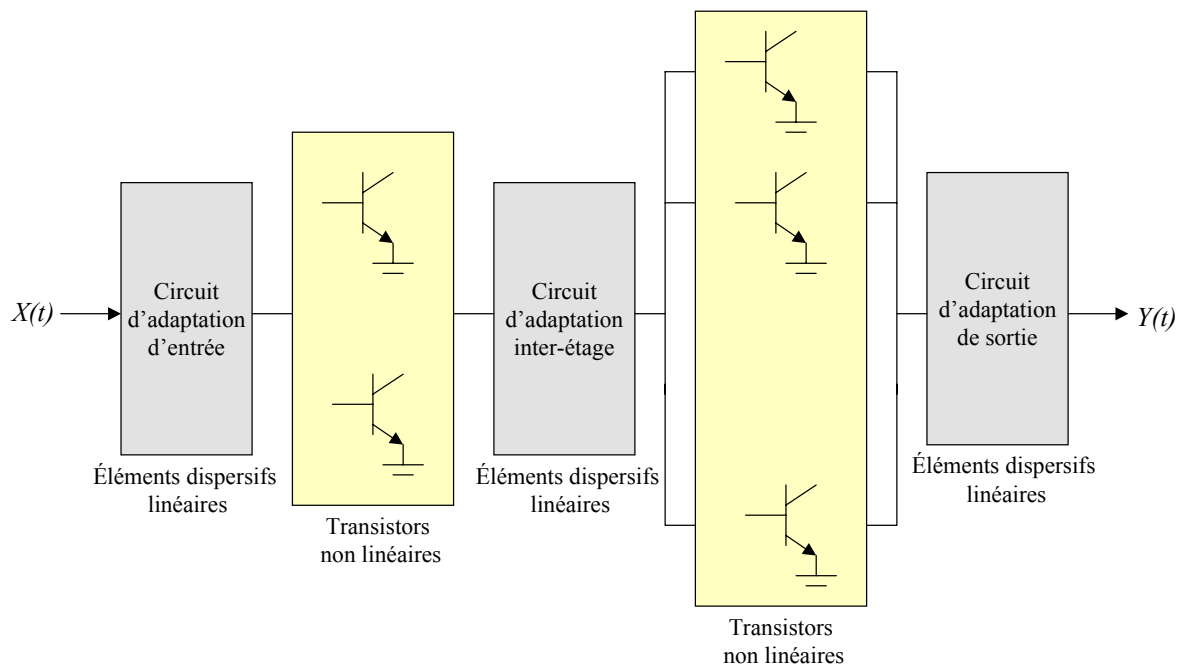


Fig 1.10 : Topologie d'un amplificateur MMIC à 2 étages de transistors

La topologie et la technologie (taille, polarisation, nombre d'étages et nombre de transistors) sont choisies en fonction des performances souhaitées de l'amplificateur.

• Les facteurs de mérite

Le fonctionnement de l'amplificateur nécessite l'emploi de transistors polarisés par des sources d'alimentation. L'amplificateur est un quadripôle défini par des grandeurs électriques et un bilan de puissance comme représenté sur la Figure 1.11.

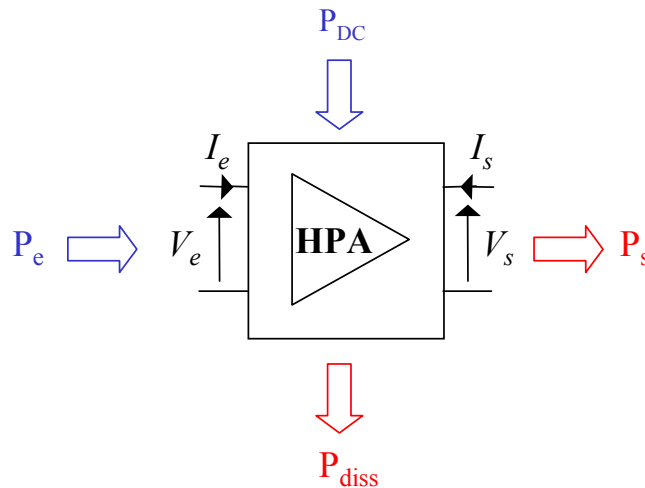


Fig 1.11 : L'amplificateur représenté sous forme de quadripôle et les puissances associées

Les puissances fournies à l'amplificateur sont :

- **La puissance d'entrée**, P_e . En régime harmonique, la puissance d'entrée RF à la fréquence f_0 s'exprime :

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \Re e(V_e \cdot I_e^*) \quad (1.3)$$

- **La puissance continue** fournie par les alimentations extérieures, P_{DC} avec :

$$P_{DC} = \sum (V_{DC} \cdot I_{DC}) \quad (1.4)$$

Les puissances générées par l'amplificateur sont :

- **La puissance de sortie**, P_s . En régime harmonique, la puissance de sortie RF à la fréquence f_0 s'exprime :

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \Re e(V_s \cdot I_s^*) \quad (1.5)$$

- **La puissance dissipée**, P_{diss} . Cette puissance est générée par l'échauffement au sein des matériaux de l'amplificateur.

D'après la loi de conservation de l'énergie, **le bilan des puissances** s'exprime :

$$P_e + P_{DC} = P_S + P_{diss} \quad (1.6)$$

La puissance dissipée est une puissance perdue, elle doit être efficacement évacuée afin de ne pas perturber le comportement électrique de l'amplificateur. Un fonctionnement efficace se traduit donc par la capacité à convertir la puissance fournie en puissance de sortie utile. Le critère du rendement en puissance ajoutée permet d'évaluer cette performance.

- **Le Rendement en Puissance Ajoutée, RPA :**

$$RPA = \frac{P_s - P_e}{P_{DC}} = 1 - \frac{P_{diss}}{P_{DC}} \quad (1.7)$$

- **Le gain en puissance, G_p :** il est défini comme le rapport de la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

$$G_p = P_s / P_e \xrightarrow{\text{décibel}} G_p(\text{dB}) = P_s(\text{dBm}) - P_e(\text{dBm}) \quad (1.8)$$

- **La bande de fréquence.** Chacun des critères ci-dessus doit être évalué sur toute la bande de fréquence de fonctionnement de l'amplificateur.
- **Le critère C/I (Carrier to Order Intermodulation) :** Lors d'une caractérisation biporteuse, le critère C/I est calculé par le rapport entre les niveaux des raies porteuses aux fréquences f_1 et f_2 et les raies d'intermodulation générées par le comportement non linéaire de l'amplificateur. Ce critère permet de juger du niveau de distorsion du signal émis. Le C/I d'ordre 3, C/I_3 est le plus significatif. En effet, les raies d'intermodulation d'ordre 3 aux fréquences $2.f_1 - f_2$ et $2.f_2 - f_1$ sont les plus proches des raies porteuses et sont d'amplitude assez élevée ce qui les rend plus facile d'accès à la mesure.

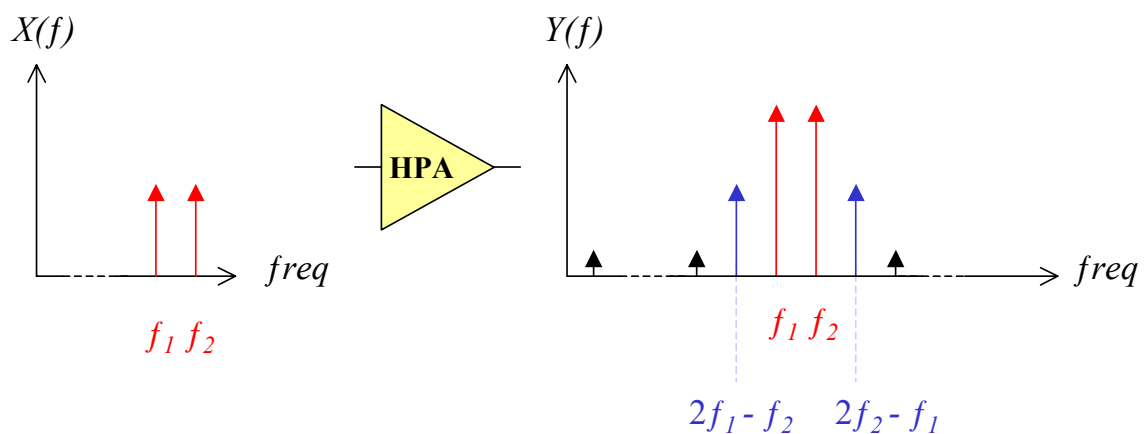


Fig 1.12 : Caractérisation biporteuse d'un amplificateur de puissance

- **L'adaptation** permet de maximiser les puissances d'entrée et de sortie du circuit afin de générer le maximum de puissance pour une classe de fonctionnement fixée [6].

L'impédance de charge doit être optimisée dans les limites du fonctionnement des transistors. L'adaptation fort signal permet d'obtenir un niveau de compression le plus élevé possible par rapport à une adaptation bas niveau. A la saturation du signal, le gain en courant et la puissance de sortie augmentent pour un gain associé qui diminue, Figure 1.13. L'adaptation repose sur l'optimisation de la droite de charge du transistor pour une classe de fonctionnement choisie, Figure 1.14.

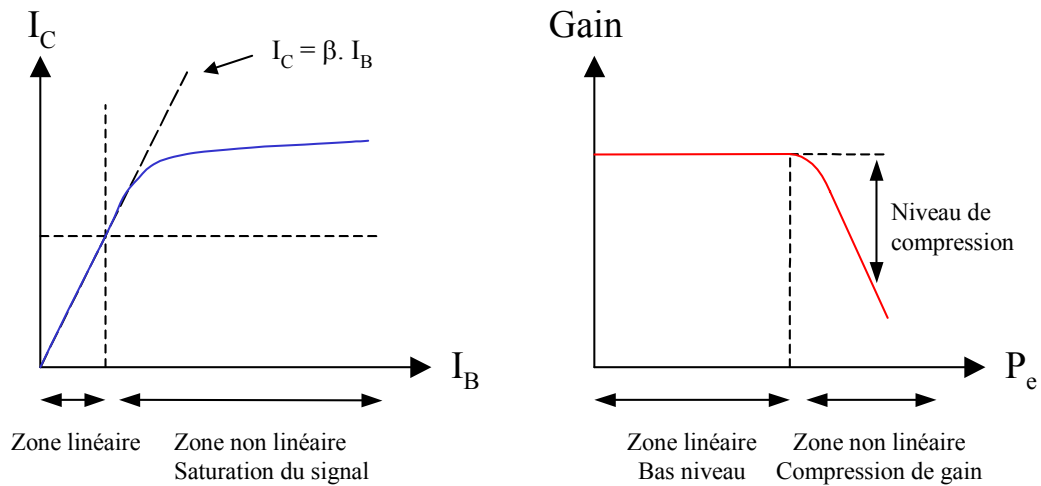


Fig 1.13 : Saturation du signal, fonctionnement non linéaire du transistor bipolaire à hétérojonction.

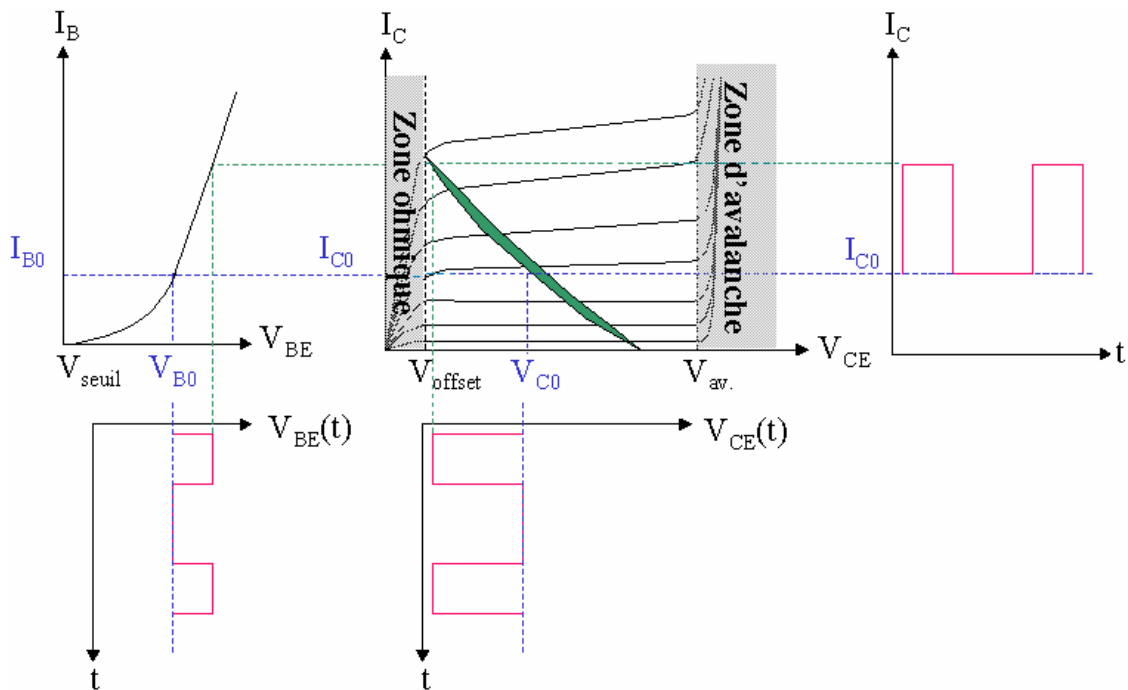


Fig 1.14 : Cycle de charge adapté en puissance (classe AB)

Lorsqu'il s'agit de minimiser le fonctionnement par rapport à la consommation du transistor, le cycle de charge est adapté en rendement ajouté, Figure 1.15.

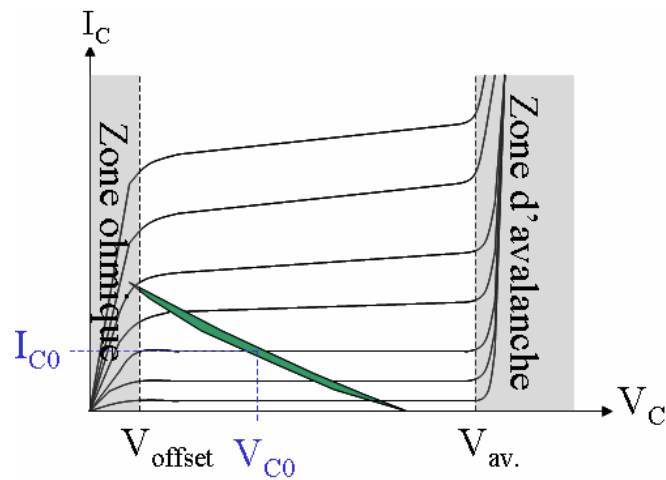


Fig 1.15 : Cycle de charge adaptée en rendement ajouté (classe AB)

Ces critères sont principalement induits par les transistors de puissance composant l'amplificateur. Les matériaux semi-conducteurs et le type de transistor imposent les performances de l'amplificateur.

▪ Technologie des semi-conducteurs

Le choix des transistors dépend de l'application, c'est à dire, de la bande de fréquence de fonctionnement et de la puissance à générer. L'étude des différentes technologies de transistor n'est pas l'objet de ces travaux. Différents travaux ont permis de trouver dans la littérature un panel complet des caractéristiques des semi-conducteurs [10]-[12]. Quelques caractéristiques principales sont récapitulées dans le Tableau 1.2 afin de saisir les enjeux du choix de la technologie de l'amplificateur de puissance.

Matériaux	Si	GaAs	4H-SiC	GaN
Gap (eV)	1.1	1.43	3.2	3.4
μ_n (cm ² /V.s)	1350	8500	700	900
k (W/cm.K) à 300K	1.5	0.5	4.5	1.5
E _c (V/Cm)	0.3	0.4	3	3.3

Tab 1.2 : Caractéristiques de matériau semi-conducteur

- **L'énergie de bande interdite ou Gap** est la quantité d'énergie nécessaire à un électron pour passer de la bande de conduction à la bande de valence.
- **La mobilité des électrons μ_n** est la vitesse de l'électron lorsqu'il parcourt le réseau cristallin du semi-conducteur sans être dévié. Le dopage du matériau ou l'augmentation en température modifie la régularité du réseau cristallin. La mobilité des électrons dépend du champ électrique présent au sein du matériau.
- **La conductivité thermique k** est la capacité du matériau à dissiper la chaleur.
- **Le champ électrique d'avalanche** caractérise la possibilité d'obtenir des tensions d'amplitude plus ou moins élevée.

Les matériaux à « grand gap » (gap supérieur ou égal à 3eV) comme le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN) permettent la génération de forte puissance en autorisant des tensions de polarisation élevées. Ces matériaux ont une meilleure résistance à la température et aux radiations. Le phénomène d'ionisation par impact crée des courants d'avalanche et aboutit à la destruction du composant lorsque le champ électrique est élevé. Ce phénomène est moins pénalisant pour ces matériaux que pour l'arséniure de gallium (AsGa) et le silicium (Si). A l'heure actuelle, l'exploitation de ces matériaux grand gap est un axe de développement majeur pour diverses applications.

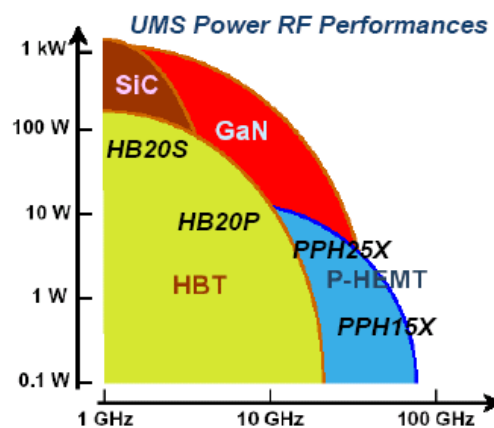


Fig 1.16 : Performances en fréquence et en puissances des amplificateurs d'UMS d'après la technologie des transistors

Cette étude s'est focalisée sur un amplificateur de puissance MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) fonctionnant en bande X (entre 8 et 12GHz). Les Transistors composant l'amplificateur sont de technologie Bipolaire à Hétérojonction GaInP/AsGa (TBH) issue de la filière HB20P d'UMS [12]. Les phénomènes décrits pour le TBH peuvent être retranscrits pour les transistors à effet de champ moyennant une bonne compréhension de leurs différences physiques [13]-[14].

1.3.2. Les Transistors Bipolaires à Hétérojonction

▪ Principe de l'effet transistor

Les transistors bipolaires ont été inventés en 1947 par le laboratoire Bell. Le terme « bipolaire » vient du principe de fonctionnement de ces transistors qui met en jeu deux types de porteurs, les porteurs minoritaires et les porteurs majoritaires. De ce fait, ces dispositifs sont sensibles aux propriétés d'injection et de recombinaison des porteurs. Le principal avantage de ces transistors repose sur une densité de puissance importante due à leur structure verticale. D'autre part, l'isolement des jonctions par rapport à la surface du composant et des interfaces avec le substrat le rendent peu sensible aux effets de pièges contrairement aux transistors à effets de champ [10][14].

Deux types de transistors bipolaires existent, les transistors bipolaires à homojonction et les Transistors Bipolaires à Hétérojonction (TBH). L'intérêt du TBH réside dans une bi-jonction émetteur-base qui favorise l'injection des électrons de l'émetteur vers la base alors qu'elle s'oppose à l'injection des trous de la base vers l'émetteur, accentuant ainsi l'efficacité d'injection. La Figure 1.17 présente une structure NPN polarisée, sa représentation schématique et la répartition des porteurs.

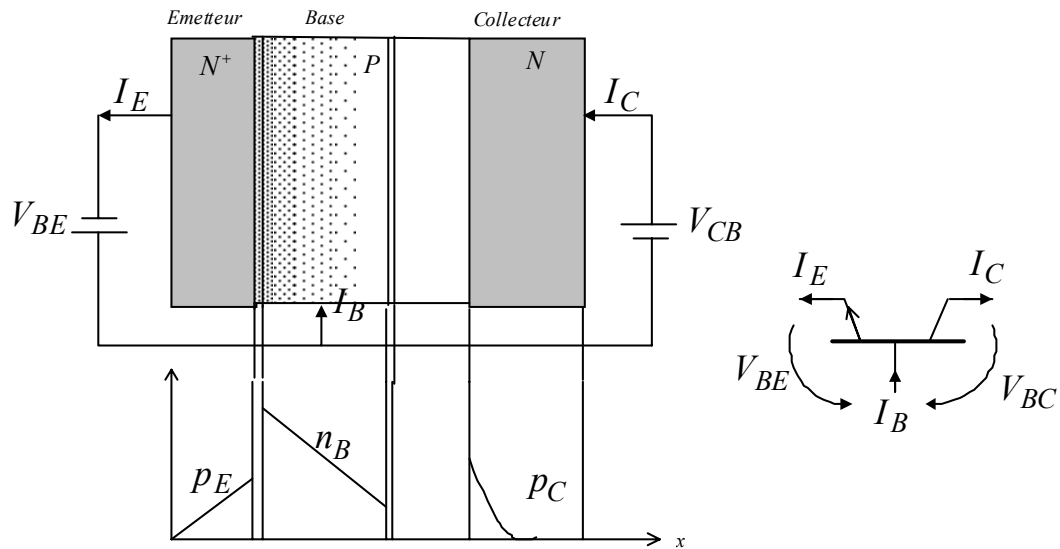


Fig 1.17 : Principe de l'effet transistor, répartition des porteurs en excès et symbole du TBH

L'effet transistor est créé par la forte interaction entre la jonction émetteur-base et la jonction base-collecteur, ce qui aboutit à la génération d'un courant dans la jonction base-collecteur polarisée en inverse. Pour cela, des porteurs minoritaires sont injectés dans la base à partir de la jonction base-émetteur polarisée en directe. Pour un fonctionnement optimal, peu de porteurs doivent se recombiner, c'est pourquoi l'épaisseur de base doit être très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs.

Le gain en courant β caractérise un transistor :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.9)$$

Pour une structure à hétérojonction dont l'émetteur est un matériau à large bande interdite, la différence de barrière favorise l'injection d'électron dans la base. La base n'a pas besoin d'être sous dopée par rapport à l'émetteur comme pour une structure à homojonction (résistance de base R_B faible). Le gain en courant est alors favorisé par un faible courant de base car les recombinaisons électron-trou dans l'émetteur sont moindres.

• Structure du Transistor Bipolaire à Hétérojonction

Comme présenté dans le paragraphe précédent, une hétérojonction est constituée de deux semi-conducteurs. Le choix des matériaux est tel qu'il doit favoriser la diffusion des électrons, pour une jonction NPN, grâce à des différences de bande interdite importantes. La structure en coupe simplifiée d'un transistor bipolaire à hétérojonction GaInP/AsGa est présentée par la Figure 1.15.

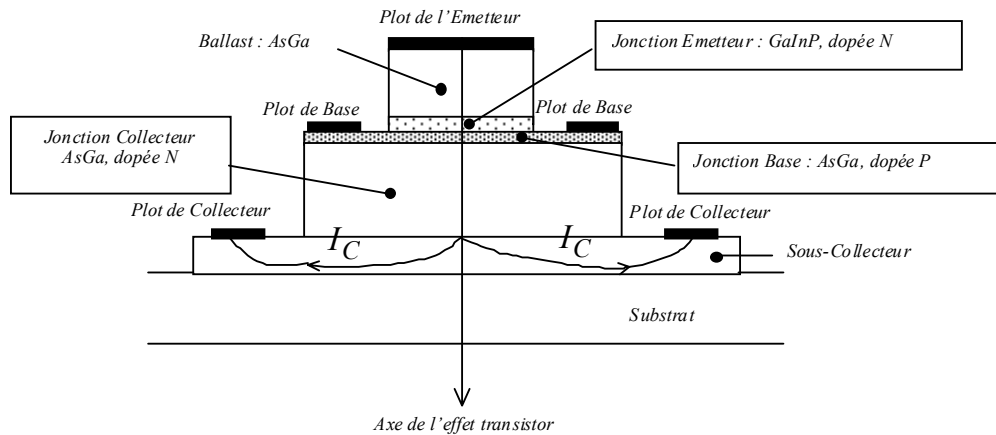


Fig 1.18 : Structure simplifiée en coupe d'un doigt d'émetteur du Transistor Bipolaire à Hétérojonction GaInP/AsGa

F_{\max} est la fréquence pour laquelle le gain unilatéral est égale à 1. Cette valeur permet d'apprécier les possibilités hyperfréquences du transistor et dépend de la fréquence de transition F_t , de la résistance R_B et de la capacité base-collecteur C_{BC} :

$$F_{\max} = \sqrt{\frac{F_t}{8\pi \cdot R_B \cdot C_{BC}}} \quad (1.10)$$

Avec $F_t = \frac{f_c}{2\pi \cdot \tau_{ec}}$, la fréquence pour laquelle le gain en courant β est unitaire, où τ_{ec} est le temps de transit des électrons et f_c , la fréquence de coupure.

Afin d'améliorer la fréquence maximale d'oscillation F_{\max} du transistor, il est possible grâce à cette structure de diminuer la résistance de base R_B en surdopant la base par rapport à l'émetteur tout en conservant un gain en courant β élevé.

• Les types de Transistors Bipolaires à Hétérojonction utilisés

Ces travaux n'approfondissent pas l'état de l'art des transistors de puissance existants. Divers ouvrages permettent de s'informer sur leurs potentialités et leurs limitations [10]-[12]. Un bilan succinct des TBH utilisés est présenté afin de situer le contexte du cas test utilisé dans cette étude.

Les Transistors Bipolaires à Hétérojonction (TBH ou HBT dans la littérature anglaise) utilisés sont :

- **Le TBH Si et SiGe** [15]-[16] : Ce type de transistor est couramment utilisé dans le domaine de la téléphonie mobile. Le silicium ne permet pas une montée en fréquence au delà de quelques GigaHertz contrairement au silicium germanium mais au dépend d'une tension de claquage moins élevée. Les TBH SiGe sont de bons candidats pour des applications radar bandes X et Ku. Les processus technologiques sont matures et le prix du silicium étant inférieur à celui de l'arséniure de gallium, les TBH Si et SiGe sont des filières à faible coût de fabrication.
- **Le TBH InP** [17]-[19] : Ce type de transistor se classe en deux catégories, les transistors à simple hétérojonction (SHBT) et à double hétérojonction (DHBT). Le SHBT a un matériau identique, par exemple l'InGaAs, pour la base et le collecteur. Le SHBT a une faible tension de claquage (quelques volt) limitant le puissance de sortie, mais cette contrainte peut être minimisée par l'augmentation de l'épaisseur du collecteur. Une autre solution consiste à remplacer le collecteur par l'InP afin de constituer une seconde hétérojonction qui autorise à atteindre des fréquences de transition jusqu'à 300GHz. Ce transistor devient un DHBT.
- **Le TBH GaAs** [13] [20] : La mobilité des électrons de l'AsGa est améliorée par l'ajout de d'Indium (In) ce qui permet d'avoir des fréquences de travail jusqu'à 250GHz. En bande X, le TBH GaInP/GaAs peut délivrer une puissance de 10W en CW (Continuous Wave).
- **Le TBH « grand gap »** [21]-[22] : Les matériaux grand gap (GaN, SiC) ont des conductivités thermiques fortes ce qui favorise la dissipation de chaleur. L'alliance de

matériau (TBH AlGaIn/GaN) permet d'obtenir des puissances (forte tension de claquage jusqu'à 330V) et des fréquences plus élevées.

1.3.3. L'échauffement des matériaux semi-conducteurs

La capacité à dissiper la chaleur générée par le fonctionnement des transistors dépend essentiellement de la conductivité thermique des matériaux. Celle-ci, à la température qui nous intéresse, diminue généralement en fonction de la température ce qui pose des problèmes d'évacuation de la chaleur. Ces phénomènes d'échauffement se répercutent sur les performances électriques du composant.

▪ Réduction de la mobilité des électrons

L'augmentation de la température modifie les propriétés physiques du réseau cristallin. Les électrons se heurtent plus fréquemment aux atomes ce qui diminue leur vitesse de transit et, par conséquent, la densité de courant de conduction \vec{J}_c , Formule 1.11.

$$\vec{J}_c = q \cdot n \cdot \mu_n \cdot \vec{E} \quad (1.11)$$

q est la charge de l'électron égale à $1.6 \cdot 10^{-19} \text{C}$.

n est le nombre d'électrons libres par unité de volume (m^{-3}).

μ_n est la mobilité des électrons ($\text{m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$).

\vec{E} est le champ électrique (V/m).

Ce phénomène entraîne une diminution du gain statique en courant β_0 .

• Diminution de la largeur de bande interdite

L'augmentation de la température diminue la largeur de bande interdite ce qui se traduit par une diminution des tensions de polarisation d'entrée de la diode du transistor. Le courant statique $I_D(T)$ peut s'exprimer selon le produit de deux termes indépendants, $I_S(T)$ et un terme exponentiel, Formule 1.12.

$$I_D(T) = I_S(T) \cdot \left\{ \exp\left(\frac{q \cdot V}{k \cdot T}\right) - 1 \right\} \quad (1.12)$$

- **Impact de $I_S(T)$** : Lorsque la température augmente, ce terme représente la diminution de la largeur de bande interdite soit, un décalage de la tension de seuil de conduction, comme illustré par la Figure 1.19.

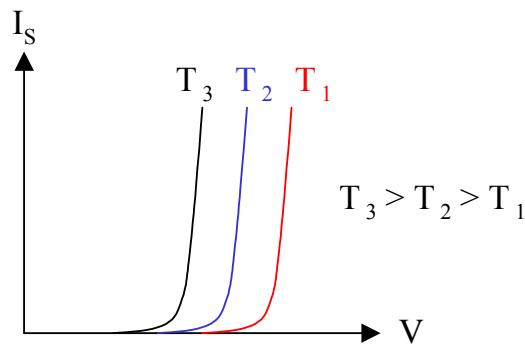


Fig 1.19 : Influence de la température sur la tension de seuil de la diode d'entrée du transistor

- **Impact du terme exponentiel** : Ce terme décroît lorsque la température augmente comme représenté par la Figure 1.20 :

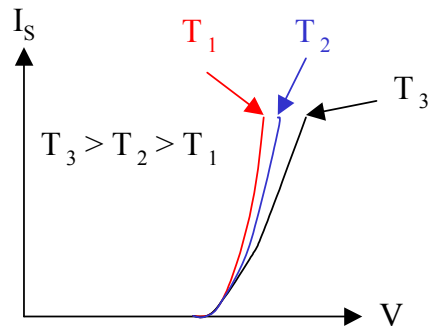


Fig 1.20 : Influence de la température sur l'exponentiel du courant statique de la diode d'entrée du transistor

Ces deux effets s'additionnent mais l'influence de la tension de seuil reste majoritaire. La diminution de la bande interdite est d'autant plus sensible que la conductivité du matériau est faible. Ce phénomène est donc plus pénalisant pour l'AsGa que pour le Si ou le GaN.

Pour un transistor multi-doigt, cet échauffement est accéléré par l'« effet Crunch », c'est l'emballage thermique.

▪ L'effet « Crunch »

Pour les transistors bipolaires à hétérojonction, l'effet « Crunch » ou « Current collapse » [23] se traduit par une chute des caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$ pour une puissance dissipée donnée au sein du transistor, Figure 1.21. Le gain en courant ainsi que le courant collecteur diminuent avec l'augmentation de la température.

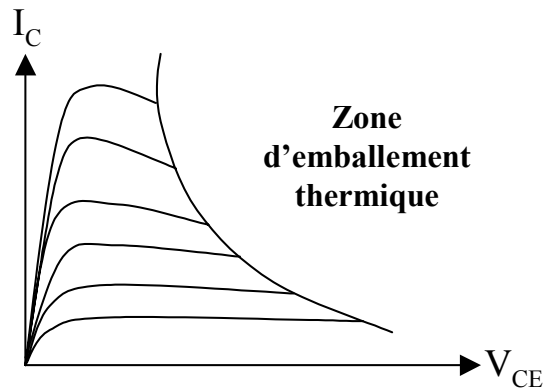


Fig 1.21 : Illustration de l'effet Crunch d'un TBH

Cet effet est généré par une répartition non uniforme du courant de base dans chaque doigt lorsque la température intrinsèque augmente. Lorsque la puissance dissipée est faible, ce courant se répartit uniformément dans chaque doigt du transistor. Lorsque la puissance dissipée s'élève, un point chaud apparaît 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. C'est pourquoi cet effet est prépondérant pour des transistors multi-doigts [24].

▪ Les solutions limitant les effets thermiques

Des solutions technologiques existent afin de faciliter l'évacuation de la chaleur et d'uniformiser la température sur les structures multidoigts.

- **Les Ponts thermiques** : Pour limiter l'effet « Crunch », des ponts thermiques sont souvent réalisés en or ou or/diamant afin de répartir l'évacuation de la chaleur en favorisant le couplage entre les doigts d'émetteurs [25], Figure 1.22.

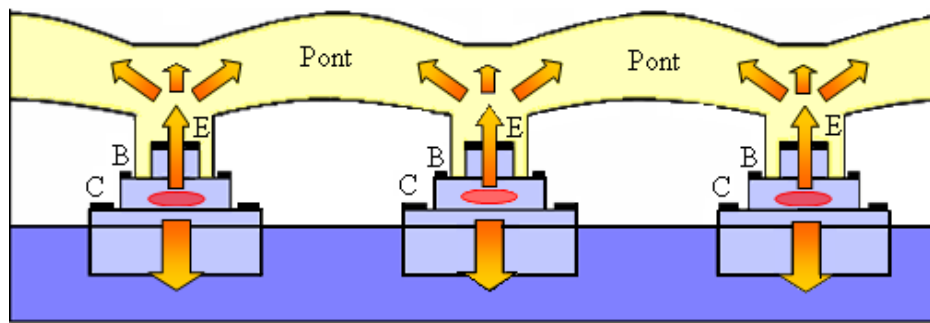


Fig 1.22 : Ponts thermiques entre les doigts d'émetteur d'un TBH

- **L'espacement des doigts** : L'élargissement de l'espace entre les doigts d'émetteur permet de limiter le couplage thermique entre les doigts au détriment de la puissance RF.
- **La technique de montage « Flip-Chip »** améliore la dissipation [26]-[27]. La puce est retournée afin de faciliter l'évacuation de la chaleur. Avec un montage à drain thermique, la chaleur doit traverser le substrat pour atteindre les trous métallisés et se diffuser face arrière de la puce. Avec le report Flip-Chip, la chaleur est évacuée sur un matériau à forte conductivité thermique (ce qui facilite l'évacuation thermique). Pour un TBH GaInP/AsGa, le matériau GaInP de l'émetteur a une mauvaise conductivité thermique, ce qui limite la dissipation thermique même avec un report Flip-Chip. Cette méthode n'est toutefois pas une solution radicale. De plus, les vias et autres épargnes sur le plan de report de la puce peuvent limiter l'évacuation de la chaleur.

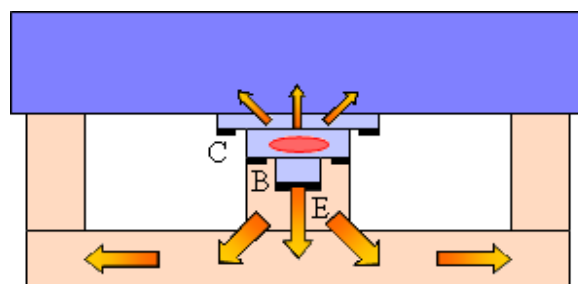


Fig 1.23 : Monture Flip-Chip

- **La résistance de Ballast** [28] : Pour les TBH, la puissance dissipée augmente avec V_{CE} . Ainsi, pour des classes de fonctionnement nécessitant un fort V_{CE} comme la classe A,

une résistance de contre-réaction, dite « de Ballast », est placée en série avec l'émetteur ou la base afin de minimiser le phénomène d'emballement thermique induit par l'augmentation du courant de base. Le décalage du point de polarisation, dû à la réduction de la bande interdite, est compensé par une chute de potentiel au niveau de la résistance de base R_B et/ou d'émetteur R_E .

1.4. Intérêts de la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance

1.4.1. Bilan des modèles usuels pour la conception d'amplificateur de puissance

• Conception du circuit

La première étape de conception d'un circuit MMIC est de définir la composition du modèle satisfaisant les spécifications établies, de la zone active aux composants élémentaires. Il s'agit du modèle dit « de conception ». Celui-ci doit prendre en compte les problèmes liés à la dissipation thermique et aux effets électromagnétiques parasites en optimisant l'emplacement des composants.

Le dimensionnement des éléments et leur répartition spatiale sont évalués grâce à des simulations électromagnétiques et thermiques par éléments finis en deux ou trois dimensions. Une fois l'amplificateur réalisé, il est testé afin de confirmer les spécifications et de connaître les performances maximales. Ces résultats permettent de créer des modèles plus complets.

Deux types de modèles sont actuellement exploités :

- **Le modèle physique** se base sur la définition des matériaux et repose sur l'étude du comportement des porteurs dans les semi-conducteurs. Ce type de modèle, appelé modèle « boîte blanche », décrit les phénomènes d'après des lois physiques modélisées par des équations analytiques. Les simulations thermiques permettent de prédire la température de jonction et la répartition thermique du composant au sein des matériaux.

Ces données sont difficilement accessibles à la mesure car le point chaud (température de jonction) d'un HBT n'est pas en surface et les dimensions d'un composant MMIC sont faibles [29] (environ 20mm^2 pour le TBH étudié). Les simulations électromagnétiques permettent de prévoir les effets de couplages électromagnétiques et autres effets parasites [30]. Ces méthodes sont basées sur la résolution des équations de Maxwell.

- **Le modèle électrique** ou modèle circuit est le plus souvent employé dans les logiciels de CAO (Conception Assistée par Ordinateur). Il s'agit de définir des modèles électriques équivalents représentant le comportement physique du composant par des éléments actifs ou passifs. Ce type de modèle, appelé modèle « boîte grise » est couramment utilisé dans la conception des circuits car il nécessite moins de ressources informatiques.

▪ Les modèles couplés

La précision des modèles physiques est plus fine que celle des modèles électriques mais ces derniers ont l'avantage de réduire les temps de calcul. **Des modèles couplés** sont mis en œuvre afin de prévoir l'impact des phénomènes électromagnétiques et thermiques sur les performances du circuit [29]-[31].

Concernant les méthodes Electro-Magnétiques (EM), les couplages peuvent être réalisés grâce au conformisme des matrices de paramètres [S] permettant la simulation circuit de systèmes couplés [31].

Les couplages thermiques sont difficilement pris en compte à partir d'un modèle physique qui impose des temps de calculs très importants. Ces simulations physiques sont la base d'un développement aboutissant à l'expression d'une impédance thermique définissant la température en un point de la structure. Cette impédance thermique est définie d'après une analogie des grandeurs électriques et thermiques. La température est équivalente à une tension et le courant à une puissance. L'intégration de l'impédance thermique dans un simulateur devient alors possible.

Un exemple de modèle circuit électrothermique de transistor est présenté sur la Figure 1.24. Ce type de modèle électrique est couramment utilisé pour simuler l'impact des effets thermiques quasi-statiques sur les performances du composant. Chaque transistor d'un amplificateur de puissance est modélisé par ce type de modèle.

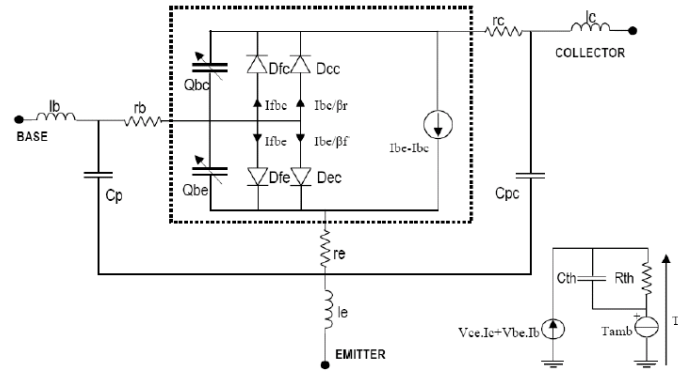


Fig 1.24 : Exemple de modèle électrothermique non quasi-statique du TBH

La connaissance de la résistance thermique et de la puissance dissipée moyenne permet de déduire la température en un point de la structure du transistor, Formule 1.13 :

$$T_j = T_{ref} + R_{TH} \cdot \overline{P}_{diss} \quad (1.13)$$

T_j : La température déduite référencée en un point de la structure de transistor, généralement la température de jonction du doigt chaud.

T_{ref} : La température de référence comme la température ambiante ou la température de fond de socle.

R_{TH} : La résistance thermique équivalente du transistor.

\overline{P}_{diss} : La puissance dissipée moyenne.

$$\overline{P}_{diss} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{diss}(t) \cdot dt \quad \text{avec} \quad P_{diss}(t) = I_c(t) \cdot V_{ce}(t) \quad (1.14)$$

Un modèle isothermique est établi d'après une caractérisation en impulsion suffisamment courte pour que la température soit considéré comme constante. La température n'a pas le temps de s'établir pendant la durée de l'impulsion. Le transistor est tenu dans un état thermique fixé par le point de polarisation [32].

1.4.2. Modélisation système d'amplificateur de puissance

▪ La modélisation système

Malgré les avantages du modèle « boîte grise », ce dernier reste trop coûteux en temps de calculs pour permettre la simulation de chaîne hyperfréquence mettant en jeu des signaux complexes. Ce type de simulation est pourtant impératif afin d'améliorer les temps de conception en guidant les choix de composants et l'intégration finale du système. L'analyse des performances d'un dispositif comportant des éléments aussi complexes à modéliser qu'un amplificateur de puissance doit envisager l'exploitation de nouveaux modèles. Pour le moment, une solution est la co-simulation qui se base sur le couplage de divers types de modèle sous un même simulateur comme Ptolemy sous ADS (Advanced Design System d'Agilent) [33]. Une partie système permet de gérer les flux de données combinant le traitement numérique et le traitement analogique par l'intermédiaire d'un contrôleur de type « data flow ». A chaque itération temporelle de la simulation, l'interface système fournit un signal d'entrée au sous-circuit analogique qui évalue sa sortie dans la partie circuit du logiciel. Les résultats sont ensuite retranscrits à la partie système à chaque sortie des éléments circuits. La réponse globale du système est accessible sous l'interface système.

Cette méthode reste trop coûteuse en terme de ressources car elle dépend toujours du nombre d'équations définissant les modèles des sous-circuits analogiques de type « boîte grise ». Cette limitation est d'autant plus pénalisante pour les systèmes incluant des modèles non linéaires tels que les amplificateurs de puissance. De nouveaux modèles dits « comportementaux » émergent permettant de réduire considérablement la complexité des modèles. La simulation « système » devient possible. L'enjeu est de définir des modèles comportementaux précis et adaptés aux phénomènes physiques réels du système.

Ces macro-modèles approximent les relations entrée-sortie d'un composant ou sous-système et offrent de nouvelles possibilités : modéliser le comportement global d'un circuit par quelques fonctions analytiques. Ce sont des modèles « comportementaux » aussi appelés, modèles « boîtes noires ». Le modèle comportemental requiert moins de ressources de calculs et de mémoires ce qui permet la simulation de système au sein des logiciels de CAO. Ces modèles sont génériques, les équations ne font pas appel à des grandeurs issues de la technologie du composant. Ils sont basés sur des compromis :

- **La finesse de description des phénomènes**, sachant qu'un modèle comportemental est basé sur de nombreuses hypothèses simplificatrices liées aux performances à modéliser et aux signaux mis en jeu.
- **La complexité de leurs procédures de caractérisation** à partir de mesures, impliquant des moyens de test spécifiques plus ou moins accessibles, des simulations, nécessitent l'accès à des modèles physiques ou électriques et à un logiciel répondant au type de performances à tester.
- **La procédure de création des modèles** : l'extraction des fonctions analytiques exprimant le comportement du modèle d'après les données issues de la caractérisation. Cette procédure entraîne le choix du type de fonctions d'interpolation (polynomial, neurone, par fonctions splines...).
- **Leur complexité d'implémentation** au cœur des logiciels de simulation, le choix du logiciel afin qu'il exprime efficacement les performances du modèle et du système (chaînage des modèles), avec une bonne convergence des calculs nécessitant peu de ressources informatiques.

Ce sont les axes d'amélioration des modèles comportementaux actuels qui aboutiront à la possibilité de réaliser des simulations de chaînes hyperfréquences à un haut niveau de considération. Les recombinaisons de phase ou de Taux d'Onde Stationnaire (TOS) entre chaque élément peuvent favoriser ou non le transfert du signal et pourront être pris en compte.

Ainsi l'analyse des performances de l'amplificateur de puissance jusqu'à l'antenne active incluant le module d'Emission/Réception et l'antenne réseau, permettra une grande maîtrise de chaque étape de développement. Pour l'heure, il s'agit de modéliser les composants les plus pénalisants dans l'analyse de chaîne comme l'amplificateur de puissance. En effet, la nature de son fonctionnement impose des effets non linéaires complexes à décrire, à caractériser et à modéliser.

• Les effets mémoires non linéaires

Soit un système non linéaire caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$:

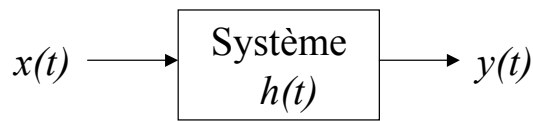


Fig 1.25 : Représentation d'un système non linéaire

Le signal réel d'entrée du système $x(t)$ peut être approximé par une série d'impulsions $x_k = x(k \cdot \Delta t)$ avec Δt la durée de l'impulsion, Figure 1.26.

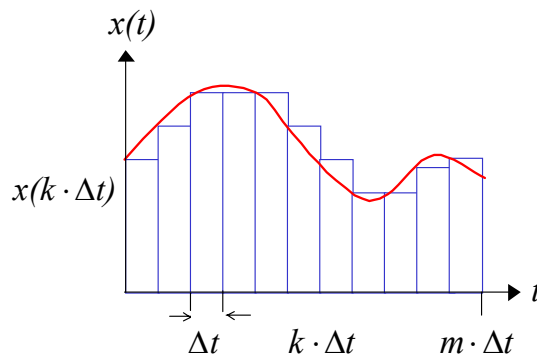


Fig 1.26 : Approximation du signal réel $x(t)$ en une série d'impulsions

Dans un cas classique, le signal de sortie à l'instant t ne dépend que du signal d'entrée au même instant. Ainsi, la fonction de transfert est relativement simple du type $y(t) = f(x(t))$. Au sein d'un composant non linéaire à mémoire, les phénomènes observés à l'instant t ne dépendent pas seulement des entrées au même instant mais également des entrées aux instants précédents. Ce sont les effets mémoires.

Les effets mémoires sont plus ou moins longs suivant leur nature et influent sur le système d'après des constantes de temps différentes. Idéalement, pour prendre en compte tous les effets mémoires, il faut considérer les dépendances du signal d'entrée sur le signal de sortie pendant un intervalle de temps infini. D'après notre représentation du signal d'entrée estimé $x(k \cdot \Delta t)$ sur la Figure 1.26, $m \cdot \Delta t$ est la durée de la mémoire maximale considérée par le modèle.

Le signal de sortie du système s'écrit :

$$y(t) = f(x(t), x(t - \Delta t), \dots, x(t - k\Delta t), \dots, x(t - m\Delta t)) \quad (1.15)$$

Les effets mémoires sont classés selon deux types, les effets Hautes et Basses Fréquences (HF et BF), [34].

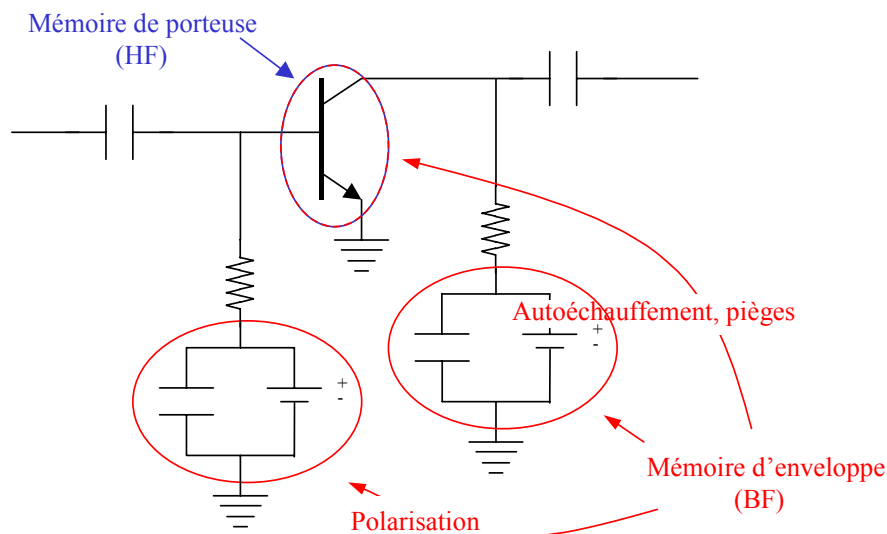


Fig 1.27 : Localisation des origines des effets mémoires BF et HF d'un transistor

- **Les effets de mémoires Hautes Fréquences (HF)**, ou mémoires de porteuse, sont produits par des phénomènes impliquant des constantes de temps courtes. Ces phénomènes sont générés au sein des transistors et des circuits d'adaptation de l'amplificateur. Ils se manifestent principalement par une caractérisation faisant intervenir des signaux à enveloppes quasi-constantes, c'est à dire en monoporteuse pure. Leur prise en compte permet de modéliser la réponse fréquentielle non linéaire (caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM) de l'amplificateur sur toute la bande passante.
- **Les effets mémoires Basses Fréquences (BF)** sont dus à des phénomènes aux constantes de temps longues. Ils sont générés par les effets d'autoéchauffement et de pièges au sein des transistors et des phénomènes transitoires dans les circuits de polarisation. Ils se manifestent majoritairement pour des signaux à enveloppe variable.

L'influence des effets thermiques sur le fonctionnement de l'amplificateur ont fait l'objet de la partie 1.3.3 de ce chapitre. Il a été montré que les effets BF au sein des circuits de polarisation sont étroitement liés aux effets thermiques. Pour des fréquences inférieures à la fréquence de coupure thermique F_{C-TH} du dispositif, l'instabilité thermique s'installe et la température de jonction augmente. La topologie de ce circuit thermique $R_{TH}C_{TH}$ parallèle confère à la réponse du circuit équivalent une nature passe bas, Figure 1.28. La constante de temps liée aux effets d'autoéchauffement est $\tau_{TH} = \frac{1}{F_{C-TH}} = 2\pi \cdot R_{TH}C_{TH}$.

Si les constantes de temps mises en jeu par le fonctionnement du transistor sont plus longues que celles générées par l'impédance thermique équivalente τ_{TH} , c'est l'emballement thermique, le matériau a le temps de s'échauffer.

Au contraire, pour des fréquences supérieures à la fréquence de coupure, la température reste stable.

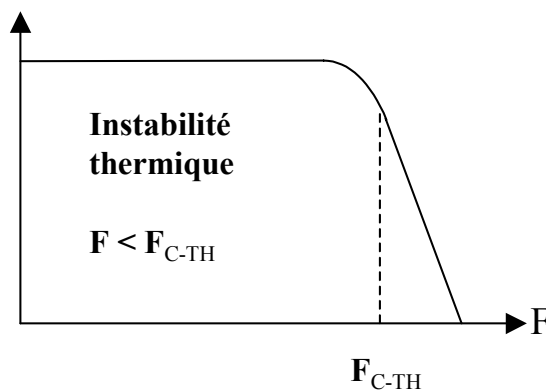


Fig 1.28 : Représentation de l'instabilité thermique

Pour des signaux modulés à plusieurs fréquences, la modulation du point de polarisation apparaît comme représenté par la Figure 1.29. Dans ce cas, les phénomènes de mémoires BF se créent lorsque les raies d'intermodulation, induites par le comportement non linéaire des transistors, apparaissent. L'une de ces raies vient moduler la raie continue. Les raies du spectre BF (au niveau des circuits de polarisation) ne sont pas présentes dans le spectre de sortie car elles sont filtrées par les circuits d'adaptation.

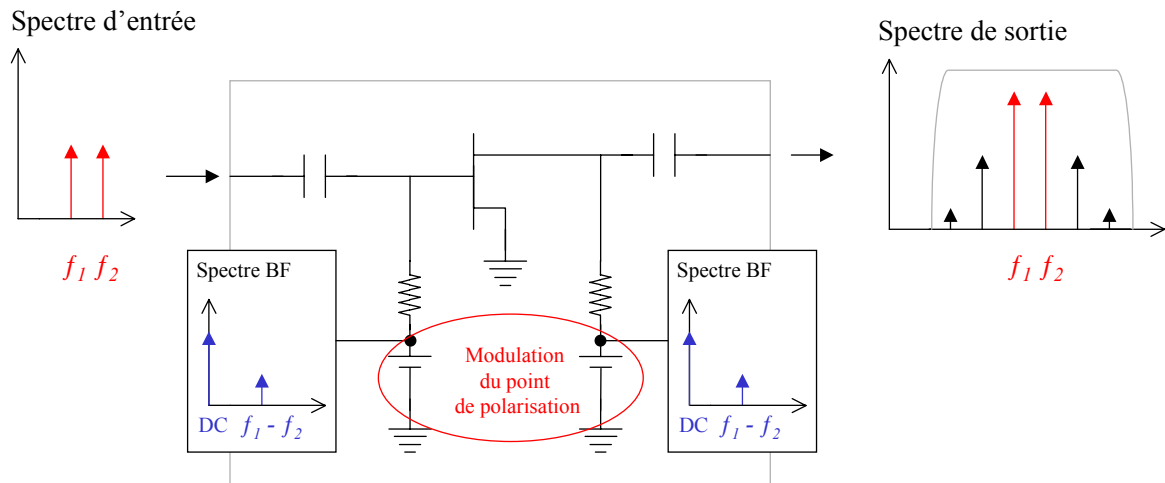


Fig 1.29 : Représentation de l'effet BF de modulation du point de polarisation du transistor

Les travaux de N. Le Gallou [35] et de C. Dominique [36] ont montré que ces phénomènes de mémoires HF et BF sont indissociables car ils interagissent entre eux. Une modélisation fine de ces effets doit considérer les caractéristiques statiques et dynamiques de l'amplificateur. Toutefois, certains phénomènes sont prépondérants selon le domaine d'application, le type de transistor, la composition de l'amplificateur... Par exemple, les effets thermiques sont incontournables au sein des TBH car leur structure verticale ne favorise pas l'évacuation de la chaleur, mais les effets de pièges sont négligeables. Le contrôle de la polarisation par des circuits à miroir de courant permet une certaine maîtrise des variations d'amplitude au sein des circuits de polarisation [37]. Il est essentiel de comprendre le fonctionnement de l'amplificateur de puissance à modéliser et de poser certaines hypothèses simplificatrices afin d'optimiser le nombre d'équations définissant le modèle comportemental.

1.5. Conclusion

Ce chapitre a permis de comprendre l'importance de la modélisation des effets thermiques des amplificateurs de puissance dans l'étude d'un module d'Emission/Réception pour des applications radar. La maîtrise du signal en amplitude et en phase est primordiale pour la localisation des objets en mouvement. Les effets thermiques sont un des principaux facteurs de la dérive des signaux impulsionnels émis.

Une bonne connaissance des phénomènes mis en jeu permettra de diminuer les temps consacrés à chaque étape de la conception d'une antenne active et, par conséquent, d'optimiser les coûts de développement. Cela nécessite l'utilisation de modèle de simulation précis afin d'évaluer l'adéquation des performances du système aux spécifications données. Il s'agit d'une aide au dimensionnement d'un système. La simulation « système » est un outil majeur dans la phase de spécification des composants de la chaîne d'émission mais également dans la phase finale d'intégration. Les modèles électrothermiques actuels sont des modèles couplés à partir de modèles électriques complexes et coûteux en temps de calculs. Ces modèles sont de type quasi-statiques et ne sont pas intégrables pour une simulation des performances d'une chaîne hyperfréquence. Il est manifeste que les modèles doivent évoluer afin de faciliter cette implémentation sans diminuer la finesse de prédiction des phénomènes mis en jeu. Les modèles comportementaux ou modèles « boîtes noires » permettent de faciliter l'intégration en utilisant quelques fonctions analytiques pour modéliser le comportement global du système. Pour les amplificateurs de puissance, ces modèles sont basés sur des compromis entre la capacité à prendre en compte les effets non linéaires à mémoires et les difficultés de mise en œuvre : accès aux données d'exemple par la mesure ou la simulation, interpolation des fonctions, implémentation sous un logiciel circuit.

Le contexte de ces travaux est maintenant bien défini. Les objectifs et les contraintes sont évidents :

- Créer un modèle « système » d'amplificateur de puissance précisant l'impact des effets thermiques, notamment transitoires, sur les performances électriques pour des applications radar impliquant des impulsions modulées.

- Ce modèle doit être implémenté sous un simulateur circuit couramment utilisé afin qu'il soit facilement mis en œuvre et employé par les ingénieurs de développement et d'intégration des modules E/R.
- Les données nécessaires à l'établissement du modèle doivent être aisément accessibles, à moindre coût, sans nécessiter l'emploi de dispositifs de mesures trop complexes. Idéalement la possibilité d'utiliser seulement des données simulées permettra de s'affranchir des coûts relatifs à l'exploitation d'un banc de mesures.
- Ce modèle ne doit pas être sensible aux problèmes de convergence de calcul.

Afin de définir le contexte du modèle électrothermique comportemental et de comprendre les principes liés à son développement, différents modèles systèmes sont présentés dans le chapitre 2 ainsi que les moyens de modélisation disponibles actuellement.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. Darricau, “ *Physique et Théorie du radar* ”, Tome 1, édition Sodipe, Paris, 1981.
- [2] C. Salmer, “ *Contribution à l'étude de la stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur état solide pour radar* ”, Thèse de doctorat de l'Université de Lille, no 2524, mai 1999.
- [3] I. Le Roy, “ *Analyse de performances instrumentales d'un radar à antenne active – Développement d'un outil de simulation* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse, nov. 1993.
- [4] T. Barbier, F. Mazel, B. Reig, P. Monfraix, “ *A 3D wideband package solution using MCM-D BCB Technology for tile TR Module* ”, 35th European Microwave Conference, Paris, Octobre 2005.
- [5] J. Grzyb, D. Cottet, G. Tröster, “ *Integrated passive elements on low cost MCM-D substrates* ”, International Conference on High-Density Interconnect and Systems Packaging, pp. 256-260, 2001.
- [6] J.P. Viaud, “ *Modélisation non-linéaire de transistors microondes. Application à la conception d'amplificateurs de puissance en technologie MMIC* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 16-96, mars 1996.
- [7] K.G. Gard, H.M. Gutierrez, M.B. Steer, “ *Characterization of spectral regrowth in microwave amplifiers based on the non linear transformations of a complex gaussian process* ”, IEEE Trans. Microw. Tech. And Theory, vol.47, pp.1059-1069, jul. 1999.
- [8] J.C. Pedro, N.B. Carvalho, “ *A novel set-up for co-channel distortion ratio evaluation* ”, IEEE MTT-S International Microwave Digest, Boston, MA, USA, jun. 2000.
- [9] M. Sagebiel, S. Gerlach, A Kruck, V. Subramanian, “ *An EVM-optimized power amplifier for 2.4GHz WLAN application* ”, Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp., CSIC 2005, nov. 2005.
- [10] C. Charbonniaud, “ *Contribution et modélisation thermique non linéaire de transistors à effet de champs GaN pour l'amplification de puissance microonde* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 55-2005, oct. 2005.
- [11] T. Gasseling, “ *Caractérisation non linéaire avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 45-2003, nov. 2003.
- [12] S. Heckmann, “ *Contribution au développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de très forte puissance en bande L et S pour applications de télécommunications civiles et radar* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 35-2003, oct. 2003.
- [13] D. Floriot, “ *Optimisation et modélisation de transistors bipolaires à hétérojonction GaInP/GaAs. Application aux amplificateurs monolithiques de puissance, bande X* ”, Thèse de Doctorat de l'Université Pierre et Marie Curie, Paris VI, 1995.

- [14] Z. Ouarch, “ *Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effet de champ sur AsGa. Application à la simulation de la dynamique lente des circuits non linéaires microondes* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 9-99, jan. 1999.
- [15] A. Schüppen, S. Gerlach, H. Dietrich, D. Wandrei, U. Seiler, U. König, “ *1W SiGe power HBT's for mobile communications* ”, IEEE Microwave and Guided Wave letters, vol.6, n°9, pp.341-343, sept. 1996.
- [16] G.N. Henderson, M.F. O'Keefe, T.E. Bole, P. Nooman, J.M. Sledziewski, B.M. Brown, “ *SiGe bipolar junction transistors for microwave power applications* ”, IEEE MTT-S International Microwave Digest, 1997.
- [17] M. Sokolich, M.Y. Chen, R.D. Rajavel, D.H. Chow, Y. Royter, S. Thomas, C.H. Fields, “ *InP HBT integrated circuit technology with selectively implanted subcollector and regrown device layers* ”, IEEE Gallium Arsenide Technical Circuit Symposium, 25th Annual Technical Digest, vol. 39, issue 10, pp. 1615-1621, oct. 2004.
- [18] J. Godin, M. Riet, A Konczykowska, P. Berdager, M. Kahn, P. Bove, H. Lahreche, and al., “ *A GaAsSb/InP HBT circuit technology* ”, 2005 GaAs Conference, Paris, oct. 2005.
- [19] N.L. Wang, C. Dunnrowicz, X. Chen, W. Ma, H.F. Chau, X. Sun, Y. Chen, B. Lin, I.L. Lo, C.H. Huang, M.H.T. Yang, “ *High efficiency 28V class AB InGaP/GaAs HBT MMIC amplifier with integrated bias circuit* ”, IEEE MTT-S International Microwave Digest, vol.12, pp.707-710, jun. 2003.
- [20] W. Liu, S-K. Fab, “ *Microwave performance of a self-aligned GaInP/GaAs heterojunction bipolar transistor* ”, IEEE Trans. on EDL, n°8, pp.418-420, aug. 1992.
- [21] J. Pankove, S.S. Chang, H.C. Lee, R.J. Moustakas, B. Van Zeghbroeck, “ *GaN/SiC HBT* ”, International Electron Devices Meet. Tech. Digest, 1994.
- [22] S. Estrada, “ *The first wafer-fused AlGaAs/GaAs/GaN heterojunction bipolar transistor* ”, Materials Research Society Symp., vol.743 L12.10.1-L12.10.6, 2003.
- [23] W. Liu, A. Khatibzadeh, “ *The collapse of current gain in multi-finger heterojunction bipolar transistors : its substrates temperature dependence, instability criteria and modeling* ”, IEEE Trans. on Electron Devices, n°10, oct. 1994.
- [24] Y. Zhu, Q. Cai, R Balasubramanian, J. Gerber, “ *Multi-finger power HBT model for nonlinear circuit simulation* ”, IEEE Radio and Wireless Conf., RAWCON 2001, pp. 129-132, aug. 2001.
- [25] S. Piotrowicz, E. Chartier, J.C. Jacquet, D. Floriot, J.M. Coupat; C. Framery, P. Eudeline, P. Auxemery, “ *High power and high efficiency 30 W compact S-band HBT power chips with gold or diamond heat spreaders* ”, IEEE MTT-S International Microwave Digest, Volume 3, pp.1527-1530, Jun 2004.
- [26] Z. Feng, W. Zhang, B. Su, K.C. Gupta, Y.C. Lee, “ *RF and mechanical characterization of flip-chip interconnects in CPW circuits with underfill* ”, IEEE Trans. Microw. Tech. And Theory, vol.46, pp.2269-2275, dec. 1998.
- [27] W. Heinrich, A. Jentzsh, G. Baumann, “ *Millimeterwave characteristics of flip-chip interconnects for multichip modules* ”, IEEE Trans. MTT, vol.46, pp.2264-2268, dec. 1998.

- [28] G. Gao, M.S. Unlu, H. Morkoc, D.L. Blackburn, “ *Emitter ballasting resistor design for, and current handling capability of AlGaAs/GaAs power heterojunction bipolar transistors* ”, IEEE Trans. On Electron Devices, vol.38, n°2, pp.185-196, feb. 1991.
- [29] C. Chang, “ *Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type TBH ou pHEMT et application à la conception optimale des modules actifs pour les radars* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 07-2004, mai 2004.
- [30] N. Dubuc, “ *Modélisation électrothermique de transistors Mesfet SiC et optimisation d'une architecture Doberty pour l'amplification de puissance à haut rendement* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 53-2003, nov. 2003.
- [31] J.M. Lesage, “ *Application de la méthode de compression à l'analyse électromagnétique globale des effets de mise en boîtier d'amplificateurs MMIC* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Rennes, no D-05-09, oct. 2005.
- [32] C. Charbonniaud, S. De Meyer, R. Quéré, J.P. Tessier, “ *Electrothermal and trapping effect characterization* ”, GaAs Conf. 2003, Munich, Allemagne, oct. 2003.
- [33] “ *Agilent Ptolemy Simulator* ”, <http://eesof.tm.agilent.com/products/e8823a-new.html>.
- [34] C. Mazière, “ *Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes radars* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 40-2004, nov. 2004.
- [35] N. Le Gallou, “ *Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance* ”, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, no 55-2001, nov. 2001.
- [36] C. Dominique, “ *Modélisation dynamique des modules actifs à balayage électronique par séries de Volterra et intégration de ces modèles pour une simulation de type système* ”, Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI, sept. 2002.
- [37] A. Dean, T. Richards, L. Devlin, W. Yau, “ *A universal GaAs HBT PA with active bias circuitry, covering 4.9-6GHz* ”, GaAs Conf., Amsterdam, Pays-Bas, oct. 2004.

CHAPITRE 2

MODELES COMPORTEMENTAUX

D'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

MICROONDE

2.1. Introduction

Le chapitre 1 a permis de préciser les motivations industrielles concernant la maîtrise des effets d'autoéchauffement des amplificateurs grâce à la simulation et leurs implications sur les performances globales des modules E/R. La simulation de chaînes hyperfréquences nécessite le développement de modèles « systèmes » ou dits « comportementaux » améliorant les performances de calcul et la précision des phénomènes complexes tels que les effets non linéaires et à mémoires des amplificateurs de puissance. Il est nécessaire de connaître les principes des méthodes d'analyse disponibles au sein de ses simulateurs afin de développer des modèles exploitables au maximum de leur possibilité. L'objectif est de coupler les modèles systèmes aux logiciels de CAO courants. Des solutions ont été entreprises à partir de modèles « circuits » telles que la co-simulation [1]. Cette méthode est basée sur le couplage des simulateurs de type « circuit » et de type « système » comme par exemple, le logiciel Ptolemy sous ADS (Advanced Design System d'Agilent). Elle dépend directement des performances des modèles circuits qui restent coûteux en temps de calculs et sensibles aux problèmes de convergence. Une expertise adaptée permet de réduire ces inconvénients [2] mais cette méthode reste une solution intermédiaire en attente de modèles « systèmes » performants. En première approche, des modèles systèmes de type AM/AM et AM/PM sont utilisés. Mais ceux-ci sont approximatifs car ils ne prennent pas en compte les effets dynamiques non linéaires des amplificateurs. Le développement conjugué des méthodes d'analyses et des modèles comportementaux est un facteur déterminant dans l'optique d'une simulation système. A l'heure actuelle, le développement des modèles est prioritaire. L'enjeu est de définir des modèles comportementaux précis, adaptés à la description des phénomènes physiques réels de composants non linéaires et aux types d'analyses disponibles au sein des simulateurs.

Ce chapitre fait le bilan de ces méthodes d'analyses disponibles en mettant l'accent sur leurs avantages et leurs inconvénients. Puis, une présentation de quelques modèles comportementaux d'amplificateur représentatifs de leur évolution permettra de situer les enjeux actuels. Enfin, la rétrospective du modèle comportemental à l'origine de ces travaux, basé sur un développement en série de Volterra, sera présentée.

2.2. Les méthodes d'analyse des circuits non linéaires

La conception et l'analyse de circuits fortement non linéaires nécessitent la maîtrise d'outil de simulation en particulier pour les amplificateurs de puissances en technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) qui ne permettent pas de modification sur le circuit final. L'analyse linéaire est performante sur de multiples logiciels mais l'analyse non linéaire nécessite des méthodes adaptées à la complexité des phénomènes mis en jeu.

Différentes méthodes sont couramment utilisées, elles sont rapidement décrites dans cette partie. Il s'agit d'en définir les caractéristiques principales afin de délimiter les possibilités et les limitations concernant la description des phénomènes non linéaires pour chaque méthode.

2.2.1. La méthode temporelle

Cette méthode est la plus ancienne mais également la plus naturelle, [3]. Par intégration des équations différentielles régissant le circuit, la réponse temporelle est calculée. L'intérêt majeur de cette analyse réside dans la description des phénomènes régis en régime transitoire. Cette méthode a tout d'abord été appliquée à des circuits basses fréquences et s'est étendue aux éléments linéaires distribués. Dans le cas d'éléments localisés, l'application des lois de Kirchoff associée aux expressions définissant le circuit conduit à la résolution d'équations différentielles non linéaires de la forme :

$$\begin{aligned} f\left(x, \frac{\partial x}{\partial t}, t\right) &= 0 \\ x(0) &= x_0 \\ x \in \mathfrak{R}^n; f : \mathfrak{R}^n &\rightarrow \mathfrak{R}^n \end{aligned} \tag{2.1}$$

$x(t)$ représente les tensions/courants aux accès et les tensions aux nœuds du circuit.

La mise en œuvre de cette résolution analytique d'un système global est complexe. Une discrétisation du temps, depuis son origine jusqu'à l'obtention du régime établi, est donc effectuée. Sous réserve que les instants t_n appliqués soient suffisamment proches pour rendre compte des variations rapides des

signaux, l'enveloppe $x(t_n)$ suffit à représenter précisément le comportement réel $x(t)$ du système. Toutefois, pour des circuits micro-ondes fortement non linéaires, cette méthode est inexploitable compte tenu des temps de calcul très prohibitifs. C'est le cas pour les circuits résonants en haute fréquence ou présentant des phénomènes transitoires lents ou ayant un spectre très étendu comme les circuits de type mélangeur. Concernant les amplificateurs de puissance, l'analyse complète du régime transitoire peut être longue et inadaptée. D'autres types d'analyses sont alors mis en œuvre.

2.2.2. La méthode d'équilibrage harmonique

Cette méthode est largement utilisée pour l'analyse de dispositifs fortement non linéaires [4]-[7]. La méthode d'équilibrage harmonique permet de décrire la réponse grand signal du circuit excité par un signal périodique en régime établi. En effet, les signaux périodiques ou quasi-périodiques ont la propriété de pouvoir se décomposer en une série de termes discrets de sinusoides ou d'exponentielles complexes de la forme :

$$x(t) = \sum_{k=-N}^N X_k \cdot e^{j\omega_k t} \quad (2.2)$$

k : Les coefficients de X_k correspondant à la décomposition en série de Fourier de $x(t)$.

Le principe de cette analyse est de partitionner le comportement du système en deux sous-circuits : un sous-circuit linéaire et un non linéaire. Le sous-circuit linéaire représente le comportement des éléments linéaires dans le domaine fréquentiel (calcul des matrices [S], [Y] ou [Z]) alimentés par les générateurs indépendants et le sous circuit non linéaire celui des éléments non linéaires exprimés dans le domaine temporel, Figure 2.1.

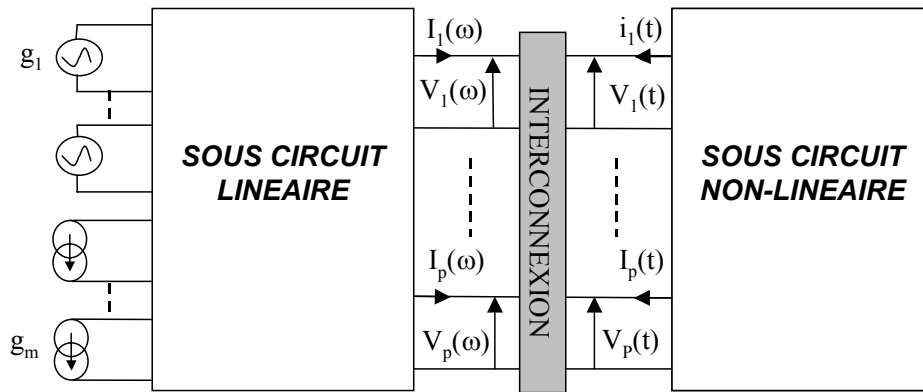


Fig 2.1 : Partition du circuit global en deux sous-circuit linéaire et non linéaire

g : Le vecteur des générateurs d'excitation indépendants

$V(\omega), I(\omega)$: Les vecteurs des tensions et des courants de liaison de la partie linéaire

$V(t), I(t)$: Le vecteur des tensions et les courants de liaison de la partie non linéaire

L'interconnexion entre les deux sous-circuits est réalisée par les Transformées de Fourier directes et inverses.

2.2.3. La méthode du transitoire d'enveloppe

La méthode du transitoire d'enveloppe [8] permet le traitement séparé, mais complémentaire, des effets Basses Fréquences (BF) et des effets Hautes Fréquences (HF). Cette possibilité permet l'analyse du comportement du circuit en présence de signaux modulés.

La dynamique BF, qui impose des constantes de temps longues, est traitée par l'intégration temporelle.

La dynamique HF, qui met en jeu des constantes de temps courtes, est traitée par l'équilibrage harmonique. En effet, ces phénomènes ont un régime transitoire très court n'imposant pas de contraintes sur le comportement global du circuit. Par opposition, les effets BF ont un régime transitoire qui ne peut pas être négligé. Cette distinction permet de minimiser les coûts de calcul de la procédure d'analyse.

Les signaux sont écrits en enveloppe complexe. Ce formalisme est applicable au dispositif passe-bande. Le signal réel est exprimé en écriture exponentielle par la séparation du signal de porteuse, ne comportant pas d'information majeure, et du signal de modulation :

$$x(t) = \Re e(\tilde{X}(t).e^{j\omega_0 t}) = \Re e(|\tilde{X}(t)|.e^{j\varphi_{\tilde{X}(t)}}.e^{j\omega_0 t}) \quad (2.3)$$

$x(t)$: Le signal réel

$\tilde{X}(t)$, $|\tilde{X}(t)|$, $\varphi_{\tilde{X}(t)}$: Le signal d'enveloppe complexe, son module et sa phase instantanés

ω_0 : La pulsation porteuse du signal réel

Le signal $\tilde{X}(t)$ est appelé « signal bande de base ». Pour chaque harmonique de la porteuse, un signal d'enveloppe est défini, Figure 2.2.

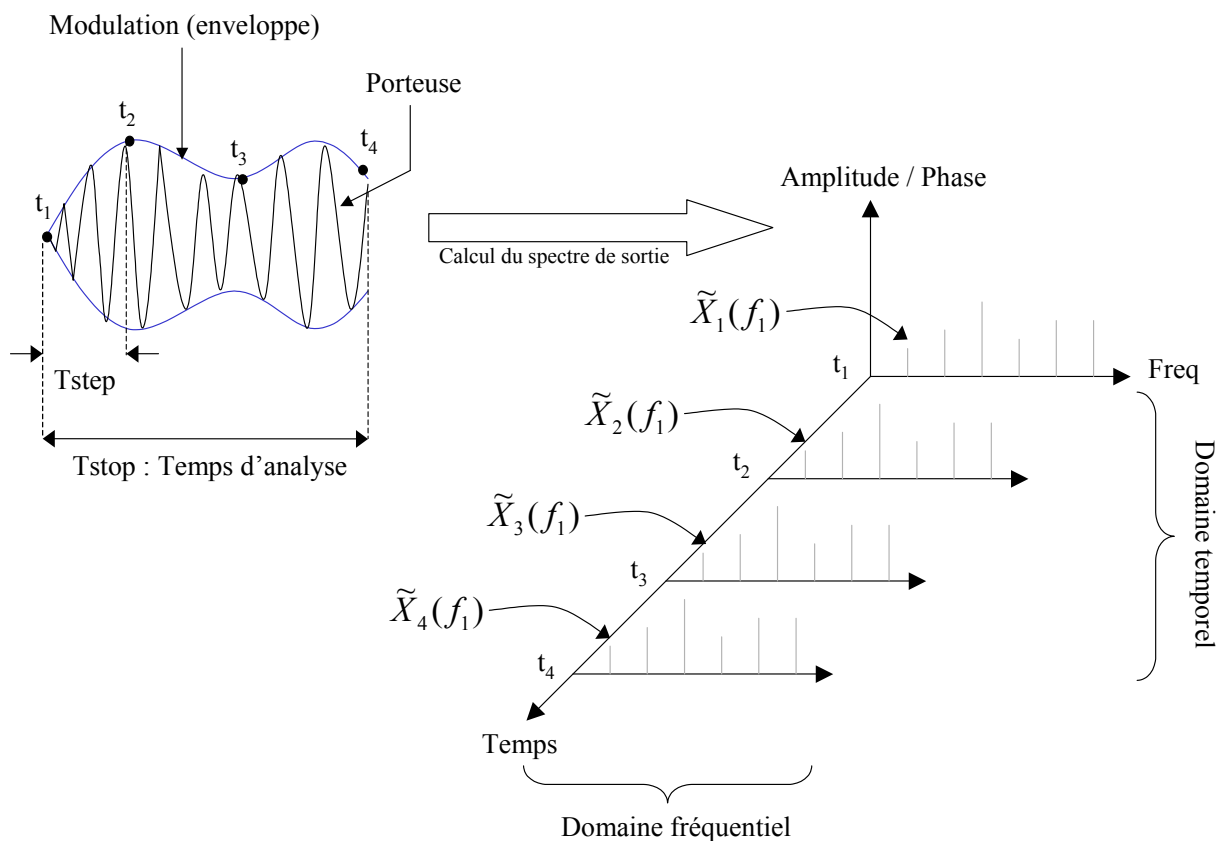


Fig 2.2 : Méthode du transitoire d'enveloppe

Cette méthode est efficace pour des signaux modulés mais devient prohibitive en terme de temps de calcul pour des systèmes complexes au nombre d'équations associées trop important. Pour des systèmes tels que des modules d'Emission-Réception (module E/R), le nombre d'équations doit être considérablement minimisé. Dans ce cadre, de nouveaux modèles émergent. Ce sont des macro-modèles ou modèles comportementaux développés dans le but de simuler les performances de circuits complexes. Ainsi, les méthodes d'analyse présentées dans cette partie pourront être exploitées efficacement pour de ce type de systèmes. Le développement des modèles comportementaux nécessite des méthodes d'interpolation efficace afin de générer les fonctions caractérisant les non linéarités de l'amplificateur.

2.3. Les méthodes d'interpolation appliquées aux modèles comportementaux d'amplificateur de puissance

La création d'un modèle comportemental nécessite l'utilisation d'une méthode d'interpolation afin de définir, si nécessaire, les fonctions d'approximation du système non linéaire. L'interpolation est une opération mathématique qui détermine la position d'un point sur une courbe pour laquelle l'équation est inconnue. Ainsi, grâce à une base de données paramétrées représentative du comportement du composant, il est possible de créer un modèle dont la précision dépend de la qualité d'interpolation de la fonction.

Différentes méthodes peuvent être appliquées mais deux sont usuelles dans la modélisation non linéaire, l'interpolation par fonctions splines et l'interpolation par réseaux de neurones.

Rappelons l'équation du système non linéaire à mémoire :

$$y(t) = f(x(t), x(t - \Delta t), \dots, x(t - k\Delta t), \dots, x(t - m\Delta t)) \quad (2.4)$$

En appliquant la Formule 2.4 à un système linéaire, $y(t)$ s'écrit sous la forme d'une somme de fonction linéaire en fonction des signaux d'excitation d'entrée $x(t - k\Delta t)$ sur l'intervalle de temps $[t - k\Delta t, t]$.

$$y(t) = \sum_{k=0}^m a_k \cdot x_k \text{ avec } x_k = x(t - k\Delta t) \quad (2.5)$$

Concernant les dispositifs non linéaires, d'une manière générale, la réponse d'un système causal à mémoire non finie est considérée comme une superposition linéaire de fonction de base dont les variables sont les signaux d'entrée à l'instant t et aux instants précédents. Le développement en série de Taylor à n dimensions autour du vecteur de point \vec{X}_0 s'écrit :

$$\begin{aligned} y(t) &= f_{NL}(x_0, x_1, \dots, x_m) \\ &= f_{NL}(\vec{X}_0) + \sum_{k_1=0}^m \left. \frac{\partial f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \cdot \partial x_{k_2}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} \cdot \Delta x_{k_2} \\ &+ \dots + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \sum_{k_3=0}^m \frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \cdot \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} \cdot \Delta x_{k_2} \dots \Delta x_{k_n} \end{aligned} \quad (2.6)$$

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

$$\vec{X} = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_m)$$

$$\vec{X}_0 = (x(0), x(0 - \Delta \tau), x(0 - 2\Delta \tau), \dots, x(0 - m\Delta \tau))$$

$$\Delta x_{k_1} = x_{k_1}(t) - x_{k_1}(0)$$

Chaque terme $\frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \cdot \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \right|_{\vec{X}_0}$ est constant autour du vecteur \vec{X}_0 .

2.3.1 Interpolation par fonctions splines

L'interpolation par fonctions splines [9]-[10] est une interpolation polynomiale qui estime localement une équation. Les modèles polynomiaux établissent un développement en série de puissance d'après les séries de Taylor de la fonction non linéaire du système, Formule 2.6.

Dans le cas d'une interpolation linéaire par fonctions splines, la courbe est considérée comme une droite.

La fonction spline quadratique utilise 3 points, seule la dérivée première est continue.

La fonction spline cubique utilise 4 points, sa dérivée seconde est continue.

La fonction spline cubique naturelle est une fonction spline cubique qui impose le passage par tous les points définis dans la base de données d'exemple.

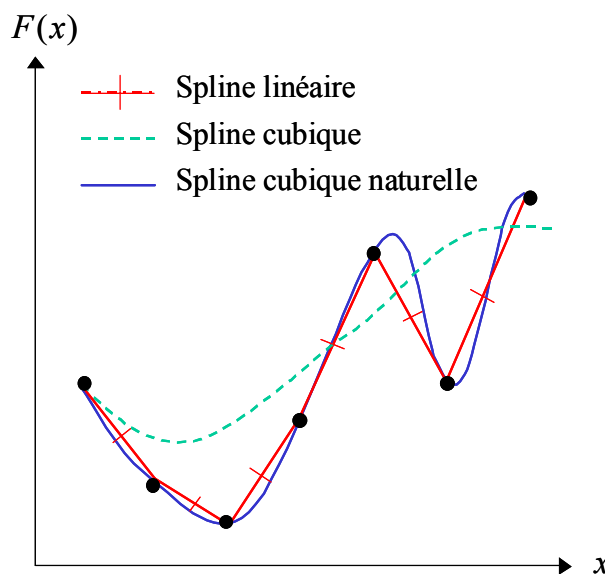


Fig 2.3 : Exemple d'une interpolation par fonctions splines linéaire, cubique et cubique naturelle

Prenons l'exemple de la fonction spline cubique à une dimension x . La valeur au point M_i doit être évaluée en fonction des valeurs connues aux 4 points voisins M_1 , M_2 , M_3 et M_4 et des fonctions polynomiales associées à ces points P_1 , P_2 , P_3 et P_4 . Les fonctions P_i sont de forme polynomiales dont l'ordre peut être différent. La combinaison des polynômes au 4 points connus permet de calculer la valeur interpolée $P(x_i)$ au point M_i de coordonnée x_i telle que :

$$P(x_i) = P_1 + P_2 \cdot x_i + P_3 \cdot x_i^2 + P_4 \cdot x_i^3 \quad (2.7)$$

L'interpolation par fonctions splines à plusieurs dimensions repose sur le même principe. L'intégration de ces modèles au sein de simulateur circuit comme ADS d'Agilent est réalisée par la déclaration d'une table de données paramétrées stockée dans un fichier texte. L'interpolation par fonctions splines, codée en C, est incluse dans le logiciel. Comme pour toute interpolation, le domaine de définition du modèle est imposé par la plage des données de la table. L'extrapolation, calcul de valeur en un point exclu du domaine de définition, est impossible. L'interpolation aux extremum de ce domaine est sujet aux effets de bord (mauvaise interpolation des données en bordure du domaine de définition).

2.3.2. Interpolation par réseaux de neurones

▪ Principes

Les principes de l'interpolation par réseaux de neurones sont inspirés par le fonctionnement des neurones biologiques. Les tâches des réseaux se décomposent en tâches élémentaires réalisées par des neurones. Les neurones sont organisés en couches et sont interconnectés entre eux selon une configuration choisie. Un neurone possède des entrées et une sortie comme représenté par la Figure 2.4.

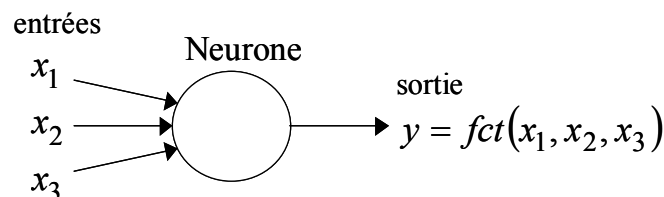


Fig 2.4 : Schéma d'un neurone

Un neurone est une fonction algébrique non linéaire et bornée dont la valeur dépend de paramètres ajustables appelés « poids ». Les neurones sont donc des éléments simples dont l'association sous forme de réseau permet de réaliser l'approximation de fonctions complexes, Figure 2.5.

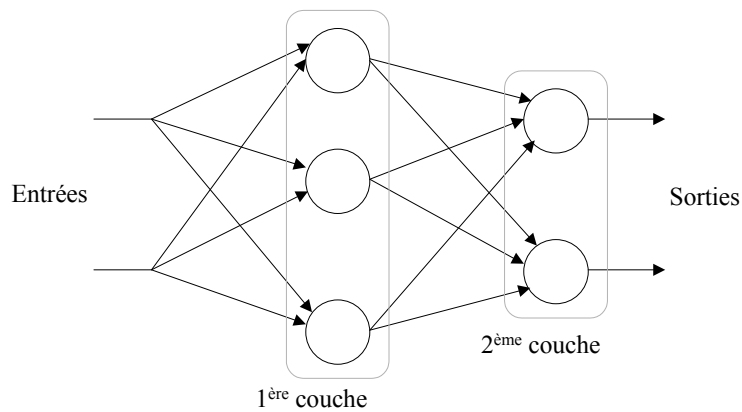


Fig 2.5 : Exemple d'un réseau de neurone

Le perceptron multicouche (PMC) ou Multi-Layer Perceptron (MLP) est une famille de réseaux de neurones (ou ondelettes) couramment employée, [11]. Ces réseaux calculent une combinaison linéaire des entrées. Une fonction de combinaison, associée à chaque neurone, renvoie le produit scalaire entre le vecteur des entrées x et le vecteur des poids w . Un terme constant b , appelé biais, est ajouté au calcul de y , Formule 2.8 :

$$y = f(x \cdot w + b) \quad (2.8)$$

Une fonction d'activation ou fonction de transfert permet d'introduire une non linéarité dans le fonctionnement du neurone. Les fonctions d'activation doivent être bornées. Les fonctions classiquement utilisées sont la tangente hyperbolique (Formule 2.9) et la fonction sigmoïde (Formule 2.10).

$$f_1(x) = \tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \quad (2.9)$$

$$f_2(x) = \frac{\tanh(x) + 1}{2} \quad (2.10)$$

Ce type de réseaux est défini comme « Feed-forward » car l'information se propage dans un sens sans retour arrière en opposition aux réseaux « Feed-back ».

Le réseau d'ondelette utilisé dans cette étude est un PMC à une couche cachée d'ondelettes [12]. Le développement de cet exemple d'application permet d'illustrer un des processus d'approximation par réseaux de neurones.

Le type de réseaux PMC considéré ne possède une couche d'ondelettes linéaires de fonction d'activation ψ , Figure 2.6.

ψ est une ondelette radiale décrite comme étant « l'inverse du chapeau mexicain » et s'écrit de la manière suivante :

$$\psi(X) = (\|X\|^2 + \dim(X)) \cdot e^{-\frac{\|X\|^2}{2}} \quad (2.11)$$

$$\|X\|^2 = X^T \cdot X$$

$\|X\|$: La norme euclidienne du vecteur X .

A chaque neurone, une ondelette est associée et se différencie par ses paramètres de dilatation d et de translation T .

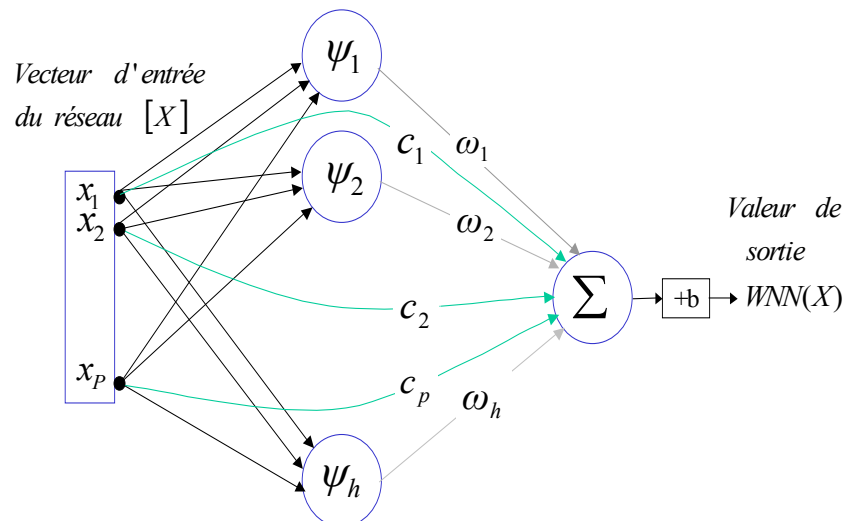


Fig 2.6 : Topologie d'un réseau d'ondelettes PMC à une couche cachée

La fonction analytique $WNN(X)$ (Wavelet Neural Network) correspondante à la topologie du réseau d'ondelettes de la Figure 2.6 s'écrit :

$$WNN(X) = \sum_{i=1}^h \omega_i \cdot \psi_i(X, d_i, T_i) + \sum_{j=1}^p c_j \cdot x_j + b \quad (2.12)$$

$\psi_i (\mathfrak{R}^p \rightarrow \mathfrak{R})$: $i^{\text{ème}}$ ondelette radiale choisie (par exemple, une sigmoïde)

$X (\mathfrak{R}^p)$: Le vecteur d'entrée

$h (\in \mathbb{N}^*)$: Le nombre de neurones cachés

$\omega_i (\in \mathfrak{R})$: Le poids de la connexion entre le $i^{\text{ème}}$ neurone caché et la sortie linéaire

$d_i (\in \mathfrak{R})$: Le paramètre de dilatation du $i^{\text{ème}}$ neurone caché

$T_i (\in \mathfrak{R})$: Le vecteur de translation du $i^{\text{ème}}$ neurone caché

c_j : Les paramètres de connexions linéaires reliant l'entrée à la sortie du réseau

b : Le seuil ou l'offset de sortie

La partie linéaire de $WNN(X)$, $\sum_{j=1}^p c_j \cdot x_j + b$, permet de prédire le comportement linéaire de la fonction à approximer. L'expression dépendante des ondelettes prend en compte le comportement non linéaire de la fonction.

• Création du réseau

Chaque paramètre constituant l'expression de l'équation analytique finale doit être calculé. Un algorithme d'apprentissage les détermine à partir d'une base d'apprentissage [12]. La base d'apprentissage est une table paramétrée de valeurs représentatives du comportement du dispositif à modéliser. Ces données peuvent être issues de simulation ou de mesure. Cette technique est adaptée pour modéliser des systèmes non linéaires.

La création d'un réseau d'ondelettes se réalise en deux étapes :

- **Initialisation du réseau** : Il s'agit de composer une librairie d'ondelettes de versions translattées et dilatées d'une ondelette mère ψ . La création de cette librairie se réalise à partir des données de la base d'apprentissage composée de N valeurs.

- **Optimisation des paramètres du réseau** : La méthode de sélection des ondelettes est combinée avec un algorithme de rétro-propagation du gradient (GBP) [12]. Cet algorithme détermine les paramètres linéaires du réseau et optimise itérativement le nombre et les paramètres des ondelettes $\{i, \omega, d, T, c, b\}$ par rapport au calcul de l'erreur quadratique moyenne (MSE).

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y^{(k)} - WNN(X^{(k)}))^2 \quad (2.13)$$

$y^{(k)}$: La valeur cible de la base d'apprentissage pour un paramètre d'entrée $X^{(k)}$

$WNN(X^{(k)})$: La valeur calculée par le réseau pour un paramètre d'entrée $X^{(k)}$

N : Le nombre de données d'exemple dans la base d'apprentissage.

2.4. L'émergence des modèles comportementaux d'amplificateur de puissance

La modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance a évolué par étape. L'objectif premier était de prédire le comportement non linéaire en puissance d'amplificateurs à ondes progressives (TOP) en se basant sur les courbes AM/AM, soit sur les variations d'amplitudes du signal suivant un scénario de puissance d'entrée. Les progrès dans le domaine des mesures, notamment avec l'avènement de l'analyseur de réseau, ont permis de prendre en compte les variations en phase (courbes AM/PM). La dépendance fréquentielle a ensuite été prise en compte à partir de ces modèles. Les effets mémoires Hautes Fréquences (Chapitre1) sont alors plus ou moins bien considérés. L'avènement des amplificateurs monolithiques contraint à développer de nouveaux modèles afin de prendre en compte les effets mémoires Basses Fréquences qui influencent significativement sur les performances du circuit. Dans cette partie, quelques modèles d'amplificateurs de puissance représentatifs de l'évolution de ce type de modèle sont présentés.

2.4.1. Le modèle sans mémoire à gain complexe

Ce modèle est valable pour la description des effets non linéaires d'un amplificateur de puissance lorsque les constantes de temps caractérisant son comportement sont faibles par rapport à l'évolution du signal d'entrée. Il représente les caractéristiques statiques AM/AM et AM/PM pour un signal d'entrée à enveloppe constante [13]. Aucune dépendance fréquentielle n'est exprimée.

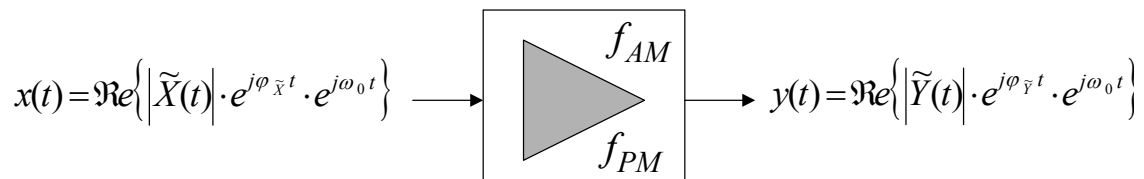


Fig 2.7 : Représentation du modèle à gain complexe

Ce modèle définit deux fonctions analytiques f_{AM} et f_{PM} , représentant respectivement le comportement non linéaire en amplitude et en phase. La précision du modèle dépend de la procédure d'interpolation de ces fonctions. Ce modèle n'est pas suffisamment complet pour analyser le comportement d'un amplificateur à l'état solide (SSPA : Solid State Power Amplifier) pour lesquels les effets de mémoires ont une influence non négligeable.

2.4.2. Les modèles à effet mémoire Haute Fréquence

Les phénomènes de mémoires Hautes Fréquences (HF) se manifestent par des constantes de temps courtes, du même ordre de grandeur que l'évolution du signal d'entrée. Les variations des caractéristiques AM/AM et AM/PM sont alors dépendantes de la fréquence. Des dérivées du modèle à gain complexe ont été développées afin d'ajouter la prédiction des effets de mémoires HF. Deux filtres linéaires en entrée et en sortie du modèle à gain complexe permettent d'optimiser les variations du signal selon la fréquence et la puissance d'entrée. C'est le modèle d'Hammerstein-Wiener présenté par la Figure 2.8.

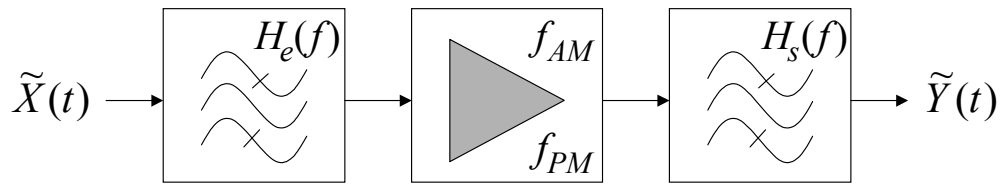


Fig 2.8 : Topologie du modèle d'Hammerstein-Wiener

Le modèle à gain complexe est défini à la fréquence centrale de la bande spectrale du modèle.

Le modèle d'Hammerstein est celui de la Figure 2.8 sans le filtre d'entrée [14]. Le filtre de fonction de transfert $H_s(f)$ permet de corriger les variations du gain statique selon la fréquence considérée dans la bande. Mais ce modèle ne permet pas de conjuguer la dispersion fréquentielle en fonction du niveau de puissance d'entrée. Quelle que soit la puissance d'entrée, la correction du gain pour une fréquence donnée est la même.

Le modèle de Wiener considère un filtre linéaire de fonction de transfert $H_e(f)$ en entrée du modèle. Ce filtre permet de décrire les variations de courbures des courbes AM/AM et AM/PM selon la fréquence et la puissance d'entrée.

L'association de ces deux modèles, aboutit au modèle Hammerstein-Wiener. La difficulté réside dans l'optimisation des deux filtres (entrée et sortie) de manière à répartir leur influence sur le modèle.

Différents développements de modèles sont basés sur ce type de topologie [15]-[16]. Le nombre de filtre peut être augmenté en ajoutant des voies parallèles afin de limiter l'erreur de prédiction du modèle, par exemple, le modèle d'Abuelma'atti [17] illustré par la Figure 2.9.

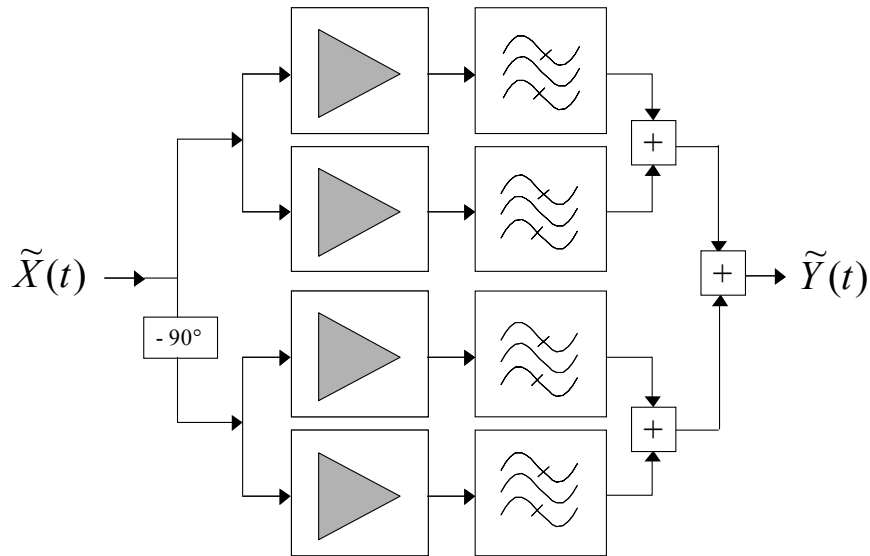


Fig 2.9 : Modèle d'Abuelma'atti

D'autres modèles dérivés de la topologie d'Hammerstein-Wiener utilisent des filtres ARMA (Auto-Regressive Moving Average) permettant d'optimiser les résultats par rapport à des données mesurées en CW (Continuous Wave) [18]-[19].

Le principal inconvénient de ces modèles réside dans le fait qu'ils supposent que la représentation des effets dispersifs fréquentiels est fixe. Ils sont préconisés pour des applications faiblement non linéaires à enveloppe constante. Cependant, pour un amplificateur SSPA fortement non linéaire, les phénomènes de mémoire Basse Fréquence influencent le comportement global. Il est primordial de prendre en compte ces effets impliquant des constantes de temps longues par rapport à l'évolution des signaux d'entrée. Afin de répondre à ce besoin, divers modèles ont été développés.

2.4.3. Les modèles à mémoire Basse Fréquence

Le développement de ces modèles se concentre sur la description des phénomènes à mémoires lentes (BF). Différents modèles introduisent l'influence d'un type d'effet BF sur les performances statiques du circuit.

Le modèle de W. Bösch propose un modèle à deux voies permettant d'induire la modulation du point de polarisation sur le gain statique de l'amplificateur [20].

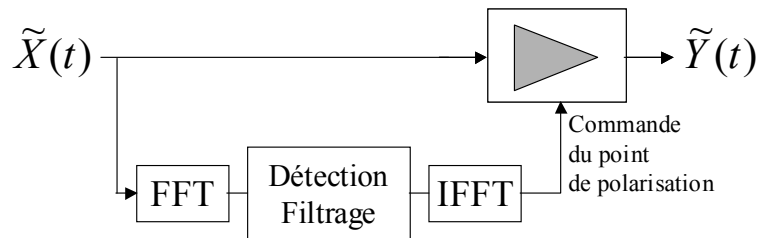


Fig 2.10 : Représentation du modèle de Bösch

Le modèle de V. Meghdadi [21] est réalisé à partir de mesures biporteuse. Il est également composé de deux voies dont l'une impose les effets d'intermodulation d'ordre 3 à la voie principale modélisant le gain statique, Figure 2.11.

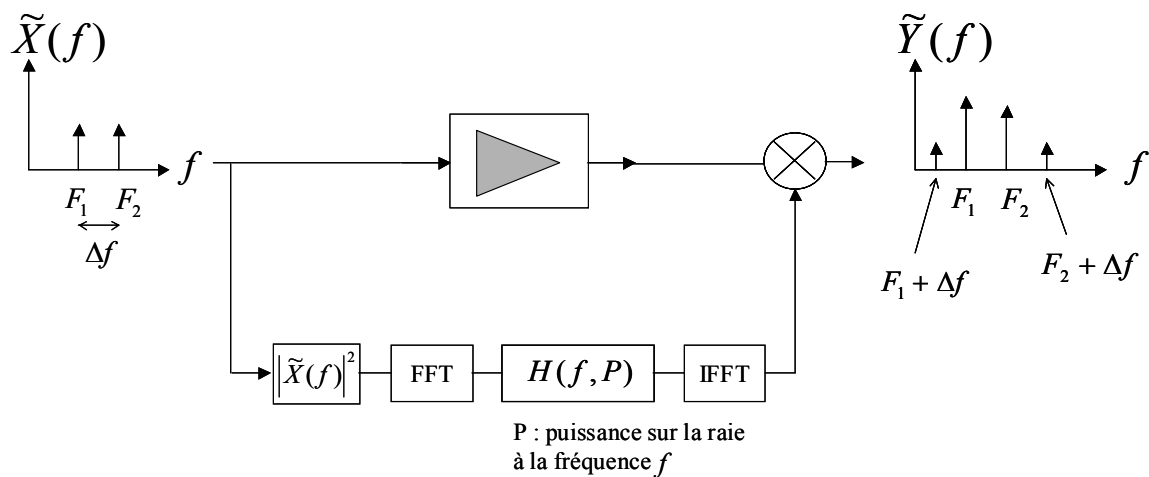


Fig 2.11 : Représentation du modèle de Meghdadi

Ces deux modèles introduisent la modélisation d'un effet BF sur le gain statique mais ils ne prédisent pas les effets à mémoires HF. Actuellement, les modèles comportementaux se développent et offrent de nouvelles possibilités notamment sur la prise en compte des effets mémoires HF et BF dans un seul modèle ainsi que les désadaptations entrée/sortie.

2.4.4. L'évolution des modèles actuels

La tendance actuelle est de créer un modèle représentant les effets mémoires HF et BF, les effets non linéaires et les phénomènes de désadaptions entrée/sortie.

▪ Les modèles temporels

Des modèles basés sur l'expression d'un signal temporel sont développés. Le signal de sortie s'exprime par rapport à l'amplitude et la phase instantanée du signal d'entrée mais également ses dérivées :

$$y(t) = f_{NL} \left\{ x(t), \frac{\partial x(t)}{\partial t}, \frac{\partial^2 x(t)}{\partial t^2}, \dots, \frac{\partial^n x(t)}{\partial t^n} \right\} \quad (2.14)$$

Les travaux de J.Wood et D.E. Root [22] déterminent l'ordre maximal de considération des termes en dérivées afin d'optimiser la précision des résultats.

Le modèle établi par T. Reveyrand ne considère que les dérivées d'ordre 1 de l'expression du gain complexe dynamique exprimé en enveloppe complexe ce qui facilite la procédure d'extraction du modèle [23]-[24] contrairement au modèle de J. Wood et D.E. Root.

Grâce à la propriété d'invariance de la phase d'un amplificateur de puissance, le système d'équation se restreint à trois variables, l'amplitude du signal d'entrée et ses dérivées temporelles en amplitude et phase. Chaque fonction est identifiée à partir de simulation ou de mesure sur un banc d'enveloppe temporelle.

$$\tilde{Y}(t) = G_{NL} \left\{ \tilde{A}(t), \frac{\partial \tilde{A}(t)}{\partial t}, \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \right\} \cdot \tilde{X}(t) \quad (2.15)$$

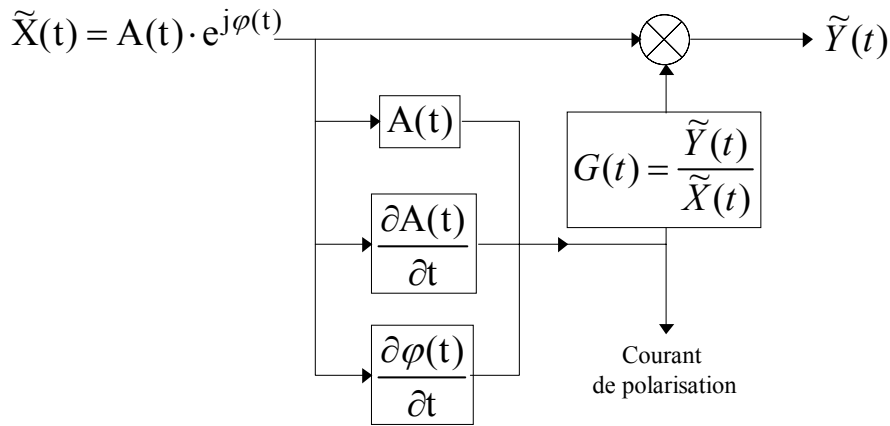


Fig 2.12 : Représentation du modèle à gain dynamique complexe

• Le modèle « Poly-Harmonic Distortion »

Ce modèle est développé par J. Versprecht et D.E. Root [25]-[26] à partir de l'expression des paramètres S large signal [27]. Les ondes de puissance sont calculées en additionnant les contributions de chaque harmonique. Ainsi, l'onde de sortie b_2 au fondamental (harmonique 1), nommée $b_{2,1}$, se définit en partie par la somme de deux termes dépendants de l'harmonique 2 et ceci, jusqu'au nombre total d'harmonique considéré par le modèle, Formule 2.16 :

$$b_{2,1} = S_{21,11}(|A_{11}|) \cdot A_{11} + S_{22,11}(|A_{11}|) \cdot a_{2,1} + T_{22,11}(|A_{11}|) \cdot P^2 \cdot a_{2,1}^* + \dots \quad (2.16)$$

$$P = e^{j\varphi(A_{11})}$$

$$S_{ij,11}(|A_{11}|) \xrightarrow{|A_{11}| \rightarrow 0} S_{ij} \text{ et } T_{ij,11}(|A_{11}|) \xrightarrow{|A_{11}| \rightarrow 0} 0$$

Chaque harmonique dispose de deux contributions. Pour exemple, $S_{22,11}$ est l'apport sur le signal de sortie à l'harmonique 1 de l'onde de puissance de sortie réfléchie au fondamental $a_{2,1}$. $T_{22,11}$ est l'apport sur le signal de sortie à l'harmonique 1 de l'onde de puissance de sortie réfléchie conjuguée au fondamental $a_{2,1}^*$, Figure 2.13.

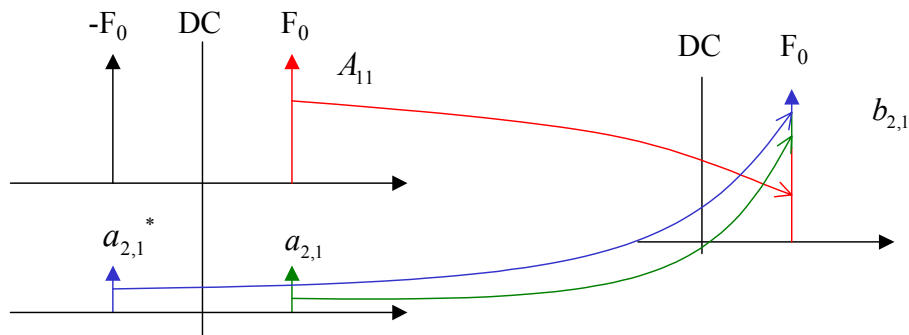


Fig 2.13 : Contribution des composantes à l'harmonique 1 prédisant le niveau du signal de sortie

Ce modèle PHD (Poly-Harmonic Distortion) prend en compte les caractéristiques AM/AM-AM/PM et les désadaptations entrée/sortie ce qui améliore la précision de l'analyse de modèles cascades [28].

Ce modèle est intéressant pour des applications en large bande mais le modèle PHD ne prend pas encore en compte les effets de mémoire BF.

Des modèles particulièrement adaptés aux applications en bande étroite sont à la base du modèle électrothermique comportemental faisant l'objet de ces travaux. Une rétrospective des développements à partir des séries de Volterra est nécessaire afin de comprendre la composition et les possibilités offertes par le modèle réalisé.

2.5. Les séries de Volterra

L'objectif de cette partie est de présenter les concepts régissant le modèle comportemental pour lequel ces travaux apporteront leurs contributions. Cette présentation est axée sur l'exemple d'un amplificateur de puissance mais ce formalisme peut être appliqué sur divers dispositifs non linéaires complexes. Ces modèles nécessitent une description globale du comportement du circuit tout en gardant un bon niveau de précision des phénomènes. Il s'agit de définir une fonction qui simplifie la définition de son comportement indépendamment de ses caractéristiques technologiques et de sa topologie. Les séries de Volterra constituent la base de l'approche du modèle comportemental considéré [29].

2.5.1. Formalismes utilisés pour l'étude d'un système non linéaire

Considérons un système caractérisé par sa réponse impulsionnelle $h(t)$, Formule 2.17 :

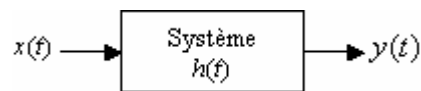


Fig 2.14 : Représentation du système par sa réponse impulsionnelle

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot x(t - \tau) \cdot d\tau = h(t) \otimes x(t) \quad (2.17)$$

Le signal réel d'entrée du système $x(t)$ peut être approximé par une série d'impulsions $x_k = x(k \cdot \Delta t)$ avec Δt la durée de l'impulsion.

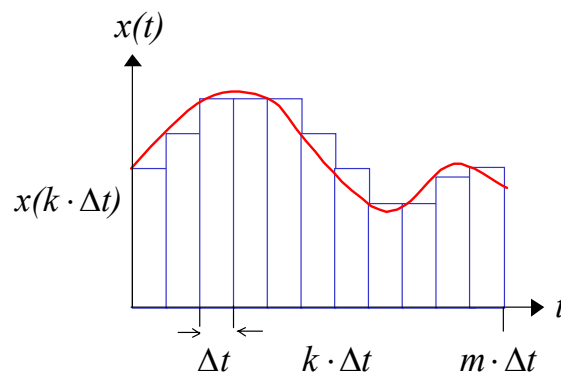


Fig 2.15 : Approximation du signal réel $x(t)$ en une série d'impulsions

Dans un cas classique sans mémoire, le signal de sortie à l'instant t ne dépend que du signal d'entrée au même instant. Ainsi, la fonction de transfert est relativement simple du type $y(t) = f(x(t))$. Dans un système réel, le signal de sortie dépend également des signaux d'entrée aux instants précédents. Ce sont les effets mémoires.

Les effets mémoires sont plus ou moins longs suivant leur nature et influencent le système avec des constantes de temps différentes. Idéalement, pour prendre en compte tous les effets mémoires, il faudrait considérer les dépendances du signal d'entrée sur le signal de sortie pendant un intervalle de temps infini. Cependant, pour des raisons pratiques, nous considérons que $m \cdot \Delta t$ est la durée de la mémoire maximale considérée par le modèle.

Le signal de sortie du système s'écrit alors :

$$y(t) = f(x(t), x(t - \Delta t), \dots, x(t - k\Delta t), \dots, x(t - m\Delta t)) \quad (2.18)$$

En appliquant la Formule 2.18 à un système linéaire, $y(t)$ s'écrit sous la forme d'une somme de fonction linéaire en fonction des signaux d'excitation d'entrée $x(t - k\Delta t)$ sur l'intervalle de temps $[t - k\Delta t, t]$, Formule 2.19 :

$$y(t) = \sum_{k=0}^m a_k \cdot x_k \quad \text{avec} \quad x_k = x(t - k\Delta t) \quad (2.19)$$

$k = 1 \Rightarrow \text{régime d'impulsion}$

Concernant les dispositifs non linéaires, d'une manière générale, la réponse d'un système causal à mémoire non finie est considérée comme une superposition linéaire de fonction de base dont les variables sont les signaux d'entrée à l'instant t et aux instants précédents. Les modèles polynomiaux établissent un développement en série de puissance d'après les séries de Taylor de la fonction non linéaire du système.

Le développement en série de Taylor à n dimensions autour du vecteur de point \vec{X}_0 s'écrit :

$$\begin{aligned} y(t) &= f_{NL}(x_0, x_1, \dots, x_m) \\ &= f_{NL}(\vec{X}_0) + \sum_{k_1=0}^m \left. \frac{\partial f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} \cdot \Delta x_{k_2} \\ &+ \dots + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \sum_{k_3=0}^m \frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} \cdot \Delta x_{k_2} \dots \Delta x_{k_n} \end{aligned} \quad (2.20)$$

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

$$\vec{X} = (x_0, x_1, x_2, \dots, x_k, \dots, x_m)$$

$$\vec{X}_0 = (x(0), x(0 - \Delta\tau), x(0 - 2\Delta\tau), \dots, x(0 - m\Delta\tau))$$

$$\Delta x_{k_1} = x_{k_1}(t) - x_{k_1}(0)$$

Chaque terme $\frac{1}{n!} \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \Big|_{\vec{X}_0}$ est constant autour du vecteur \vec{X}_0 .

L'établissement des séries de Volterra se base sur des cas particuliers de ce développement en séries de Taylor.

2.5.2. Les séries de Volterra classiques

▪ Expression des séries de Volterra classiques

Les séries de Volterra classiques considèrent le développement des séries de Taylor avec la condition particulière sur le vecteur $\vec{X}_0 = (0,0,0,\dots,0)$. Ainsi l'origine des phénomènes modéliser est un point de fonctionnement invariant, considéré nul et sans mémoire.

Alors :

$$f_{NL}(\vec{X}_0) = 0$$

$$\Delta x_{k_i} = x_{k_i} - x(0) = x_{k_i} - 0 = x_{k_i} \quad (2.21)$$

L'équation 2.20 devient :

$$y(t) = 0 + \sum_{k_1=0}^m \frac{\partial f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1}} \Big|_{\vec{0}} \cdot x_{k_1} + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2}} \Big|_{\vec{0}} \cdot x_{k_1} \cdot x_{k_2} + \dots \quad (2.22)$$

$\frac{\partial f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1}} \Big|_{\vec{0}}$ est le terme linéaire.

$\frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2}} \Big|_{\vec{0}}$ est la dérivée partielle d'ordre 2, c'est le terme quadratique.

$\frac{1}{n!} \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \Big|_{\vec{0}}$ correspond aux dérivées partielles par rapport au temps jusqu'à l'ordre n.

Ces termes de dérivées partielles peuvent être explicités plus simplement par la définition de coefficients $a_{k_1 k_2 \dots k_m}$:

$$y(t) = \sum_{k_1=0}^m a_{k_1} \cdot x_{k_1} + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m a_{k_1 k_2} \cdot x_{k_1} \cdot x_{k_2} + \dots \quad (2.23)$$

Chaque terme $a_{k_1 k_2 \dots k_m}$ représente une contribution à la réponse du système soumis à m impulsions.

De même, dans le domaine des temps continus, avec le passage à la limite $\Delta\tau = 0$, la forme intégrale de l'équation 2.23 s'écrit :

$$y_n(t) = \int_0^{T_{\max}} h_1(\tau_1) x(t-\tau_1) d\tau_1 + \sum_{n=2}^m \int_0^{T_{\max}} \int_0^{T_{\max}} \dots \int_0^{T_{\max}} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{n=1}^m x(t-\tau_n) d\tau_n$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} y_n(t) \quad (2.24)$$

avec $a_{k_1 k_2 \dots k_n} = h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot \Delta t^n$

▪ Limitations des séries de Volterra classiques

Pour assurer la convergence des séries de Volterra classiques, le produit

$h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{k=1}^n x(t-\tau_k)$ doit tendre vers 0 quand n tend vers l'infini. Les noyaux

$h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ ne dépendent que de la nature du composant et ses variations ne peuvent pas être maîtrisées pour favoriser la convergence de la série. De plus, ces noyaux sont difficilement accessibles à la mesure surtout pour les noyaux d'ordre supérieur. Dans la pratique, seuls les noyaux jusqu'à l'ordre 3 sont conservés.

La convergence du modèle repose donc sur le produit des signaux d'entrée $\prod_{k=1}^n x(t-\tau_k)$. Ce

terme doit être petit devant 1, autrement dit pour des signaux d'entrée de faibles amplitudes.

Ces limitations sont pénalisantes pour la modélisation des circuits à grandes amplitudes d'entrée et fortement non linéaires tels que les amplificateurs de puissance. Des modifications y sont apportées à ces séries classiques afin de pallier à cette principale limitation, ce sont les séries de Volterra dynamiques.

2.5.3. Les séries de Volterra dynamiques

• Expression des séries de Volterra dynamiques

Pour rendre exploitable les séries de Volterra pour les dispositifs fortement non linéaires, des conditions sont imposées. Le développement en série de Taylor (2.20) n'est plus considéré à l'origine mais en un point de fonctionnement du circuit $\vec{X}_0 = (x_0(t_n), x_0(t_n), x_0(t_n), \dots, x_0(t_n))$ avec $x_0(t_n)$ la valeur du signal à l'instant présent.

Ainsi, l'expression des séries de Volterra dynamiques [30] donne :

$$y(t) = f_{NL}(\vec{X}_0) + \sum_{k_1=0}^q \left. \frac{\partial f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} + \sum_{k_1=0}^q \sum_{k_2=0}^q \frac{1}{2} \left. \frac{\partial^2 f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2}} \right|_{\vec{X}_0} \cdot \Delta x_{k_1} \cdot \Delta x_{k_2} + \dots \quad (2.25)$$

$f_{NL}(\vec{X}_0)$ est le terme statique de la série avec comme seule variable x_0 non constant.

$\frac{1}{n!} \left. \frac{\partial^n f_{NL}(\vec{X})}{\partial x_{k_1} \partial x_{k_2} \dots \partial x_{k_n}} \right|_{\vec{X}_0}$ est la dérivée partielle selon $x_0(t_n)$ variable dans le temps, ces dérivées

sont donc variables.

Par identification, l'équation 2.25 peut être exprimée plus simplement :

$$y(t) = f_{NL}(x(t_n)) + \sum_{k_1=0}^m a_{k_1} \cdot (x_{k_1} - x(t_n)) + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m a_{k_1 k_2} \cdot (x_{k_1} - x(t_n))(x_{k_2} - x(t_n)) + \dots \quad (2.26)$$

Cette relation peut être formulée sous sa forme intégrale en passant par la limite : $\Delta t \rightarrow 0$

$$y(t) = f_{NL}(x(t_n)) + \int_0^{T_{\max}} h_1(x(t), \tau_1) \cdot (x(t - \tau_1) - x(t)) \cdot d\tau_1 + \sum_{n=2}^{+\infty} \int_0^{T_{\max}} \dots \int_0^{T_{\max}} h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \prod_{k=1}^n (x(t - \tau_k) - x(t)) \cdot d\tau_k \quad (2.27)$$

Les séries de Volterra dynamiques favorisent la convergence pour des dispositifs non linéaires à forte amplitude. En effet, contrairement aux séries classiques, les noyaux $h_n(x(t), \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ sont fonctions du signal d'entrée $x(t)$ et varient au cours du temps, la mise en jeu d'amplitude forte est possible. Ces noyaux sont alors appelés noyaux de Volterra dynamiques d'ordre n d'où le nom de séries de Volterra dynamiques.

Le terme $\prod_{k=1}^n x(t - \tau_k) - x(t)$ converge également plus facilement car le produit prend en compte un écart d'amplitude et non une amplitude absolue. La convergence de ce terme est toutefois favorisée par des hypothèses entraînant certaines limitations.

▪ Limitations des séries de Volterra dynamiques

Comme la Figure 2.16 l'illustre, le signal d'excitation doit varier lentement dans l'intervalle de temps considérant les effets mémoires $[t_n - n\Delta\tau; t_n]$ pour garantir un écart d'amplitude ΔX_{k_n} faible assurant la convergence de la série. Plus la durée mémoire $n\Delta\tau = T_{\max}$ est courte, plus le système converge rapidement. C'est l'hypothèse de mémoire courte.

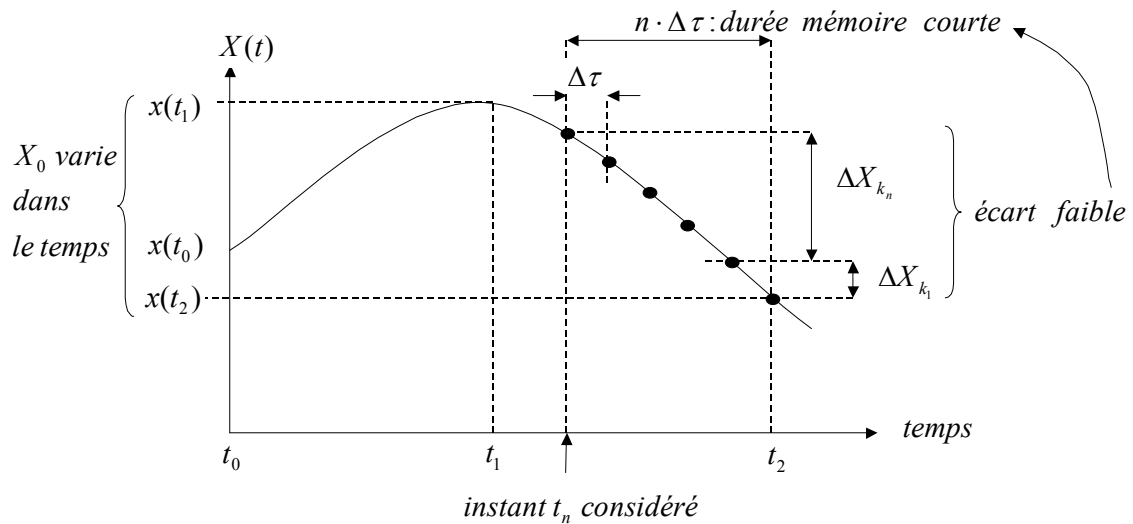


Fig 2.16 : Illustration de l'hypothèse de mémoire courte des séries de Volterra dynamiques

Considérons un signal sinusoïdal du type : $x(t) = A \cdot \cos(\Omega t)$.

D'après l'hypothèse de mémoire courte, le produit $\prod_{k=1}^n x(t - \tau_k) - x(t)$ doit tendre vers 0 sur l'intervalle de temps mémoire $[t - T_{\max}; t]$, cette condition impose :

$$A \cdot \cos(\Omega(t - T_{\max})) - A \cdot \cos(\Omega t) \rightarrow 0 \quad (2.28)$$

En développant et divisant par $\cos(\Omega t)$:

$$\begin{aligned} \cos(\Omega T_{\max}) - \sin(\Omega T_{\max}) - 1 &\rightarrow 0 \\ \tan(\Omega T_{\max}) &\rightarrow 0 \end{aligned} \quad (2.29)$$

Soit, l'hypothèse de mémoire courte impose :

$$\Omega T_{\max} \ll 1 \quad (2.30)$$

Cette hypothèse restreint l'étude au cas de signal de pulsation bande étroite Ω par rapport à la durée mémoire. Par conséquent, cette hypothèse impose au modèle la considération d'un signal à enveloppe constante.

L'extraction des noyaux dynamiques d'ordre élevé est difficilement réalisable, la série est alors tronquée au premier ordre pour rendre le procédé d'extraction plus abordable. Cette restriction à

pour conséquence une modélisation partielle des effets à mémoire longue. Cette troncature signifie que les termes $\prod_{k=1}^n x(t - \tau_k) - x(t).d\tau_k$ deviennent négligeables pour $k > 1$, l'équation régissant le système devient :

$$y(t) = f(x(t_n)) + \int_0^{T_{\max}} h(x(t), \tau).(x(t - \tau) - x(t)).d\tau \quad (2.31)$$

2.6. Modèles comportementaux d'amplificateurs de puissance décrits en séries de Volterra

Les modèles à topologie distribuée basés sur les séries de Volterra dynamiques ont fait l'objet de divers travaux [31]-[37]. Cette partie présente l'évolution chronologique de ces modèles afin de situer le contexte dans lequel le modèle thermique comportemental a été développé.

2.6.1. Modélisation dynamique à mémoire courte

Le modèle de Volterra dynamique tronqué modélise préférentiellement les effets de mémoires courtes pour des dispositifs bande étroite avec des signaux d'entrée à amplitude constante. Il possède l'avantage d'une intégration au niveau système grâce au formalisme d'enveloppe complexe de modulation.

▪ Formalisme d'enveloppe complexe

La description d'un quadripôle non linéaire se base sur la définition des relations entre les signaux réels d'entrée/sortie, $x(t)$ et $y(t)$. Concernant les amplificateurs de puissance, ses relations temporelles sont exprimées en tension/courant $V_i(t)/I_i(t)$ ou en ondes de puissance $a_i(t)/b_i(t)$ comme représenté sur la Figure 2.17.

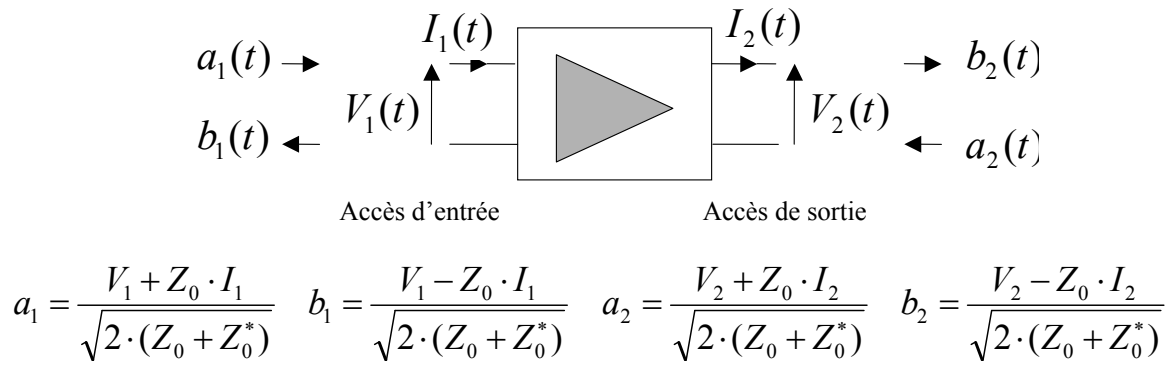


Fig 2.17 : Expression des grandeurs entrée/sortie d'un amplificateur de puissance

Le modèle est dit « bilatéral » lorsque toutes les grandeurs entrée/sortie interviennent dans la description du système. Les désadaptations entrée/sortie sont alors prises en compte par variations des impédances d'accès. Le nombre de relations est alors très important car, pour chaque harmonique, cette impédance est différente. Idéalement, le modèle étudié est considéré adapté sur l'impédance de référence $Z_0 = 50\Omega$. Dans ce cas, le modèle est dit « unilatéral » et le quadripôle associé est représenté par le schéma suivant :

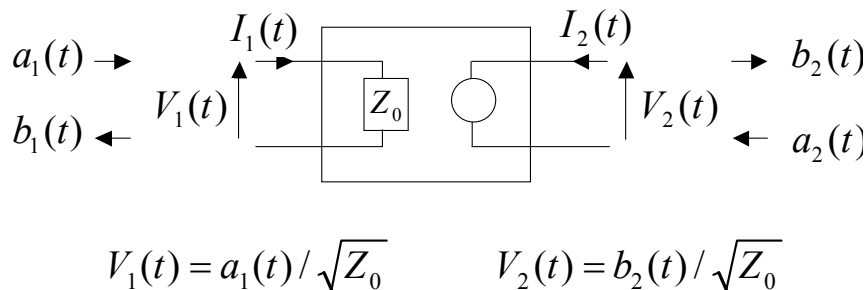


Fig 2.18 : Représentation des grandeurs entrée/sortie du modèle comportemental unilatéral

Les relations du modèle peuvent être explicitées en ondes de puissance ou tension/courant par remplacement des termes $x(t)$ et $y(t)$ dans la définition du modèle comportemental.

Pour les modèles comportementaux de type passe-bande, le formalisme d'enveloppe complexe est le mieux adapté pour la description des signaux réels d'entrée $x(t)$ et de sortie $y(t)$. Les enveloppes des signaux sont ainsi séparées du terme de la porteuse à la fréquence f_0 et cette description met en jeu deux termes d'enveloppe de modulation I et Q de modulation.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \Re e(\tilde{X}(t).e^{j\omega_0 t}) = \Re e\left(|\tilde{X}(t)|.e^{j\varphi_{\tilde{X}(t)}}.e^{j\omega_0 t}\right) \\
 \tilde{X}(t) &= \tilde{X}.re(t) + j.\tilde{X}.im(t) = \frac{\tilde{X}(t) + \tilde{X}^*(t)}{2} + j.\frac{\tilde{X}(t) - \tilde{X}^*(t)}{2} = I + jQ
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

$x(t)$: Le signal réel.

$\tilde{X}(t)$, $|\tilde{X}(t)|$, $\varphi_{\tilde{X}(t)}$: Le signal d'enveloppe complexe, son module et sa phase instantanés.

ω_0 : La pulsation porteuse du signal réel.

$\tilde{X}.re(t)$, $\tilde{X}.im(t)$ ou I, Q : Les parties réelles et imaginaires du signal d'enveloppe complexe.

$\tilde{X}^*(t)$: Le signal d'enveloppe complexe conjugué.

▪ Modèle de Volterra dynamique tronqué

En appliquant le formalisme d'enveloppe complexe, l'expression du développement en séries de Volterra dynamique d'ordre 1 sous forme intégrale devient :

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}(t) &= Y_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t)) + \int_0^{T_{max}} h_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau).(\tilde{X}(t-\tau) - \tilde{X}(t)).d\tau \\
 &\quad + \int_0^{T_{max}} h_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau).(\tilde{X}^*(t-\tau) - \tilde{X}^*(t)).d\tau
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

- $Y_{stat}(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t))$ est la composante statique valable à la fréquence porteuse f_0 , c'est la réponse du système à une enveloppe constante, autrement dit, à une excitation de type Continuous Wave (CW) ou appelée monoporteuse.
- Les noyaux d'ordre 1, $h_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau)$ et $h_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau)$ modélisent les effets mémoires du système. Ces noyaux peuvent être assimilés à des filtres non linéaires paramétrés selon le niveau du signal d'enveloppe référencé en un point variable dans le temps.

h_1 et h_2 peuvent s'exprimer dans un domaine tempo-fréquentiel par l'application de la Transformée de Fourier en fonction de τ :

$$\begin{aligned}
 \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) &= TF \left\{ h_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau \\
 \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) &= TF \left\{ h_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \right\} = \int_{-\infty}^{+\infty} h_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \tau) \cdot e^{-j\Omega\tau} \cdot d\tau
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

En reprenant l'expression 2.33, les noyaux dynamiques peuvent s'écrire :

$$\begin{aligned}
 H_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) &= \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) - \hat{H}_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), 0) \\
 H_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) &= \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) - \hat{H}_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), 0)
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

L'équation générale du modèle de Volterra dynamique temporel faisant intervenir la Transformée de Fourier inverse des noyaux est :

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}(t) &= \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_1(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\
 &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_2(\tilde{X}(t), \tilde{X}^*(t), -\Omega) \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

D'après les propriétés d'un système invariant dans le temps, l'écriture de $\tilde{Y}(t)$ à partir du module du signal d'entrée est possible :

$$\begin{aligned}
 \tilde{Y}(t) &= \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \\
 &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} H_2(|\tilde{X}(t)|, -\Omega) \cdot e^{j2\phi_{\tilde{X}(t)}} \cdot \tilde{X}^*(\Omega) \cdot e^{-j\Omega t} \cdot d\Omega
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Ainsi, la topologie du modèle est représentée d'après le schéma suivant :

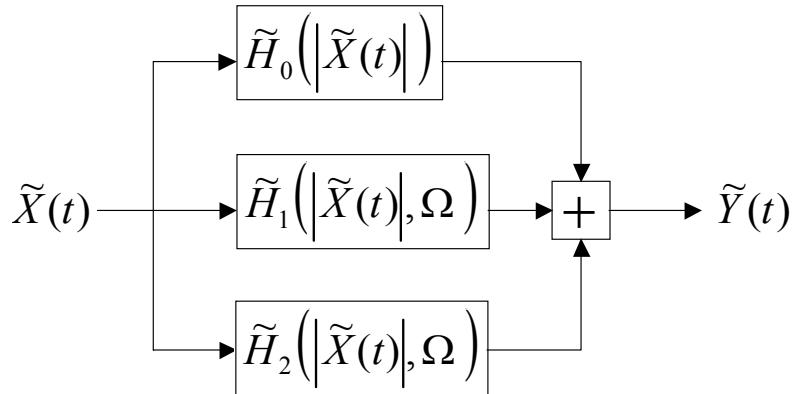


Fig 2.19 : Modèle de Volterra à noyaux dynamiques

Le terme statique $\tilde{H}_0(|X(t)|)$ correspond à la réponse du système soumis à une excitation monoporteuse pure $x(t) = \Re e(X_0 \cdot e^{j\omega_0 t})$. $\tilde{H}_0(|X(t)|)$ est extrait des caractéristiques AM/AM et AM/PM du système à la fréquence f_0 .

L'extraction des noyaux $\tilde{H}_1(|X(t)|, \Omega)$ et $\tilde{H}_2(|X(t)|, \Omega)$ est réalisée à partir d'un signal de faible modulation d'amplitude $x(t) = \Re e(X_0 \cdot e^{j\omega_0 t} + \partial X \cdot e^{j(\omega_0 + \Omega)t})$ avec $\partial X \ll X_0$ et une modulation de phase de type sinusoïdale [33].

Les noyaux sont extraits en déterminant les fonctions de transfert calculées, Figure 2.20 :

$$\frac{\partial Y^-}{\partial X} - \frac{\partial H_0(X_0, X_0^*)}{\partial X_0} \text{ et } \frac{\partial Y^+}{\partial X} - \frac{\partial H_0(X_0, X_0^*)}{\partial X_0}.$$

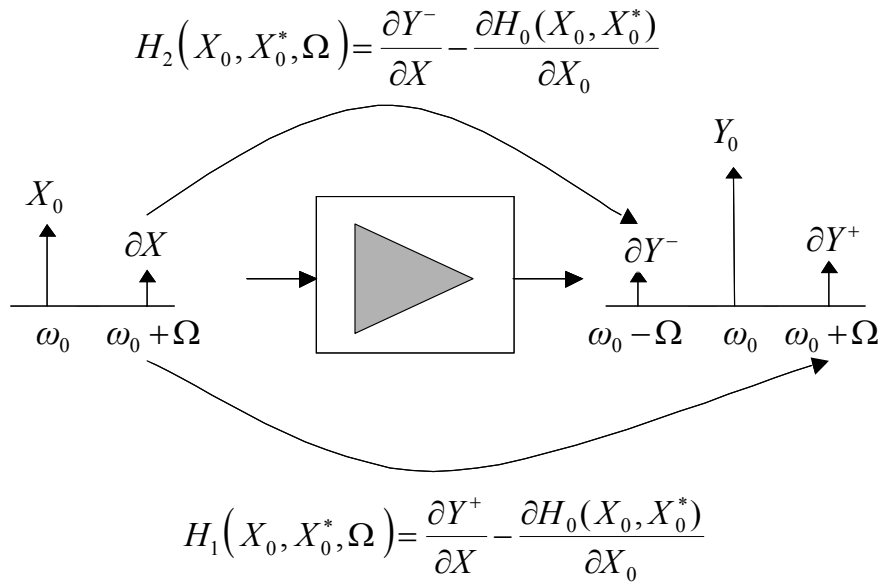


Fig 2.20 : Principe d'identification des noyaux du modèle

Ces données sont aisément accessibles à la simulation du modèle de conception par une méthode d'analyse en équilibre harmonique contrairement à la mesure. En effet, la contribution des effets sur chaque raie spectrale doit être connue afin de déduire les données nécessaires à l'élaboration du modèle. Cela nécessite une calibration en amplitude et en phase absolue. Seuls un analyseur LSNA (Large Signal Network Analyser) ou des bancs de mesures temporelles d'enveloppe en bande de base le permettent, [38]-[39]. Ce matériel n'est pas assez commun pour envisager une procédure d'extraction simple et accessible à un grand nombre d'utilisateur.

De plus, lors du test monoporteuse, le modèle d'amplificateur de puissance n'est pas exploitable en zone de forte compression dès que la fréquence considérée s'éloigne de la porteuse f_0 . Le modèle diverge très rapidement.

Toutefois, en restant en bande étroite, la restitution des effets HF et BF est efficace.

Afin de modéliser la saturation du signal sur une plage de fréquence plus large et de faciliter l'extraction à partir de données mesurées, deux modèles sont développés, le modèle de Volterra aux noyaux glissants [32] et un modèle simplifié appliqué aux signaux à enveloppe quasi-constante développé par N. Le Gallou, [33] [39]-[40].

▪ Modèle de Volterra dynamique simplifié

La limitation majeure du modèle dynamique tronquée en enveloppe complexe est la définition de la saturation dans une dynamique de puissance d'entrée restreinte lorsque la fréquence de

fonctionnement de l'amplificateur considérée s'éloigne de la fréquence porteuse f_0 . Une solution consiste à juxtaposer des modèles de Volterra dynamiques classiques extraits à différentes fréquences dans la bande de l'amplificateur, c'est le modèle de Volterra à noyaux glissants. Ce modèle n'a pas été étudié dans le cadre de ces travaux. Le modèle considéré est issu du modèle dynamique tronqué. Il a été développé par N. Le Gallou et plus spécifiquement par C. Dominique dans le cadre d'application radar [34] [41].

Ce modèle suppose une faible réaction des effets BF sur les performances des amplificateurs de puissance. Ces effets dispersifs sont clairement mis en évidence avec un signal biporteuse bande étroite (Figure 2.21) par l'étude de la contribution de la raie perturbatrice à la fréquence basse Ω résultant du produit d'intermodulation des raies porteuses d'entrée. La raie BF contribue sur chacune des raies du spectre de sortie par l'intermédiaire de la réponse fréquentielle, du comportement non linéaire du système mais également par des opérations de mélange avec les autres contributions spectrales. En effet, les effets mémoires sont d'autant plus complexes à identifier qu'ils sont indissociables entre eux.

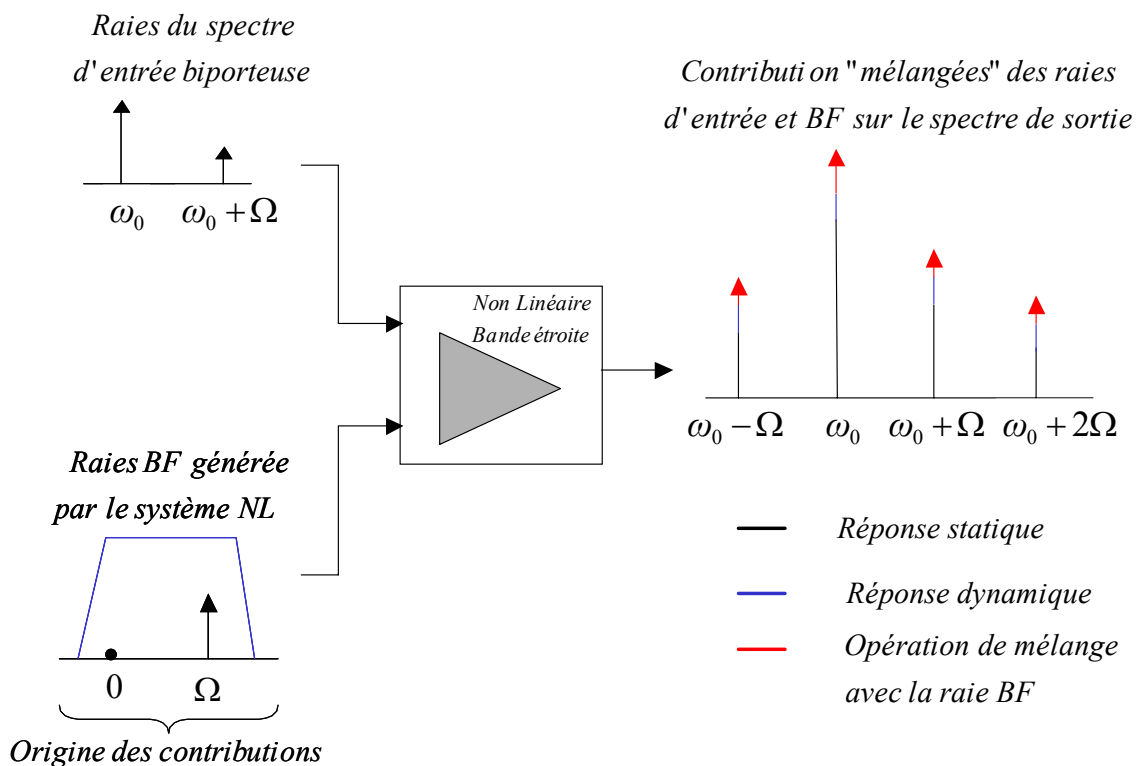


Fig 2.21 : Influence de la raie BF sur le spectre de sortie en excitation biporteuse

En conséquence, il est extrêmement difficile de découpler chaque type d'effet. Toutefois, chaque terme des séries de Volterra joue un rôle prépondérant dans la prédiction des effets mémoires. Les travaux de thèse de N. Le Gallou puis de C. Dominique mettent en évidence le rôle des noyaux H_1 et H_2 dans la modélisation des effets mémoires. H_1 retranscrit majoritairement les effets HF et H_2 les effets BF malgré leur caractère indissociable. Cette analyse permet de simplifier la série dans le cadre de signaux à enveloppe quasi-constante dont les variations n'ont pas d'impact sur le système et suppose aucune résonance aiguë dans la bande passante de l'amplificateur. Les effets de mémoire à court terme sont alors négligeables. Ainsi, les retards du signal de sortie liés à la dérive du temps de propagation de groupe τ_g induits par les effets BF sont négligés.

$$\tau_g = -\frac{d\varphi}{d\omega} \rightarrow y(t) = \sum_i |Y_i(t)| \cdot \cos\{((\omega_0 + \Omega_i) \cdot (t - \tau_g)) + \varphi(t)\} \quad (2.38)$$

L'hypothèse de faible réaction des effets BF permet d'éliminer le noyau H_2 des séries de Volterra dynamiques tronquées.

En appliquant les séries de Volterra dynamiques tronquées (Formule 2.33) et en éliminant H_2 , la relation décrivant le système s'écrit :

$$\tilde{Y}(t) = \tilde{Y}_{DC}(|\tilde{X}(t)|) + \frac{1}{2\pi} \int_{BW} H_1(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.39)$$

C. Dominique a exprimé cette équation utilisant la notion de gain équivalent au paramètre S , \tilde{S}_{21} généralisé en large signal. Cette représentation permet d'obtenir de meilleures performances d'interpolation :

$$\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|) = \tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|) + \frac{1}{2\pi} \int_{BW} HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \cdot \frac{\tilde{a}_1(\Omega)}{|\tilde{a}_1(t)|} \cdot e^{j(\Omega t - \varphi_{a_1(t)})} \cdot d\Omega \quad (2.40)$$

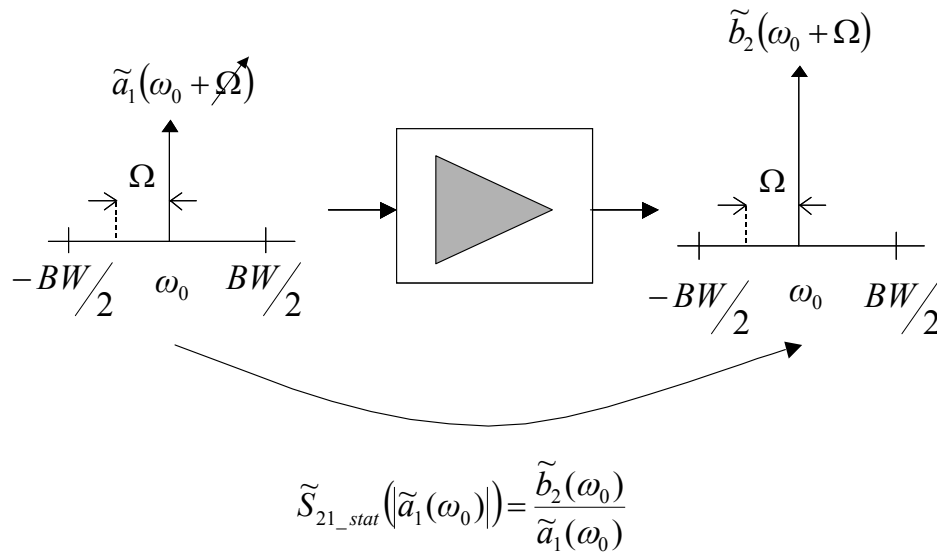
$\tilde{a}_1(t)$: L'onde incidente d'entrée.

$\tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|)$: Le gain statique à la fréquence centrale de fonctionnement f_0 .

$HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega)$: Le gain différentiel à la pulsation Ω en bande de base.

Le modèle est représenté par une série de Volterra tronquée à l'ordre 1 et simplifiée mettant en jeu un seul noyau dynamique $HD_ \tilde{S}_{21}$ équivalent à un gain différentiel en bande de base d'où la définition de modèle à Bande Latérale Unique (BLU).

Ce modèle est caractérisé à l'aide d'un simple signal monoporteuse balayant l'ensemble de la caractéristique non linéaire en puissance sur toute la bande passante du dispositif. Chaque terme de la série est déterminé par un rapport des ondes de puissance (Figure 2.22).



$$HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(\omega_0, \Omega)|, \Omega) = \frac{\tilde{b}_2(\omega_0 + \Omega)}{\tilde{a}_1(\omega_0 + \Omega)} - \tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(\omega_0)|)$$

Fig 2.22 : Principe de caractérisation monoporteuse pour la construction du modèle BLU

Par définition, le noyau dynamique différentiel s'évalue d'après le rapport des ondes de puissances \tilde{b}_2 et \tilde{a}_1 fonction de la fréquence. Ce terme peut s'exprimer dans le domaine temporel en définissant l'amplitude de l'onde de puissance d'entrée \tilde{a}_1 telle que $|\tilde{a}_1(\Omega)| = |\tilde{a}_1(t)|$, relation valable pour une caractérisation monoporteuse :

$$HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) = HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(\Omega)|, \Omega) = \tilde{S}_{21}(\Omega) - \tilde{S}_{21}(0) = \frac{\tilde{b}_2(\omega_0 + \Omega)}{\tilde{a}_1(\omega_0 + \Omega)} - \frac{\tilde{b}_2(\omega_0)}{\tilde{a}_1(\omega_0)} \quad (2.41)$$

Le principal avantage de ce modèle réside dans la facilité d'extraction et la modélisation de la saturation du signal pour une bande de fréquence plus large autour de la fréquence porteuse ou fréquence centrale f_0 . Toutefois, l'hypothèse de faible réaction des effets BF signifie la mise en jeu de modulation à translation de fréquence et de phase à enveloppe quasi-constante. L'objectif de ces travaux est la modélisation des effets mémoires thermiques à partir du modèle BLU très efficace en terme de facilité d'extraction et de convergence du modèle sur une plus large bande de fréquence autour de f_0 . Le Chapitre 1 a permis de faire un point sur les phénomènes thermiques au sein des amplificateurs de puissance. La mise en œuvre d'un modèle comportemental thermique sera présenté au cours du Chapitre 4.

De nouveaux modèles de Volterra émergent dans le but de restituer les effets de mémoires à long terme. Deux modèles sont présentés dans la partie suivante.

2.6.2. Modélisation dynamique à mémoire longue

▪ Modèles à réponse impulsionnelle

Les effets de mémoire BF (mémoires longues) détériorent les performances de l'amplificateur et dépendent des impédances présentées par le circuit de polarisation, de la gestion des effets thermiques et de pièges.

Le modèle à réponse impulsionnelle développé par A. Soury se base sur un développement des séries de Volterra [42]-[43]. Les séries sont remplacées par des fonctions arbitraires.

$$\begin{aligned}
 y(t_0) = & f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k_1=0}^m f_{k_1}(x(t_0 - k_1 \cdot \Delta \tau) - x_0) + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m f_{k_1 k_2} [x(t_0 - k_1 \cdot \Delta \tau), x(t_0 - k_2 \cdot \Delta \tau)] \\
 & + \sum_{k_1=0}^m \sum_{k_2=0}^m \dots \sum_{k_n}^m f_{k_1 k_2 \dots k_n} [x(t_0 - k_1 \cdot \Delta \tau), \dots, x(t_0 - k_n \cdot \Delta \tau)] \quad (2.42)
 \end{aligned}$$

Par opposition aux séries de Volterra dynamiques, les fonctions $f_{k_1 k_2 \dots k_n}$ ne sont pas forcément non linéaires par rapport aux déplacements du signal. Ainsi, cette formulation est mieux adaptée à la prise en compte de phénomènes à mémoire longue. En tronquant la série au premier ordre, l'expression de la réponse impulsionnelle non linéaire à mémoires longues devient :

$$y(t_0) = f(x_0, \dots, x_0) + \sum_{k_1=0}^m f_{k_1}(x(t - k_1 \cdot \Delta\tau) - x_0) \quad (2.43)$$

En posant $x_0 = 0$, $f(x_0, \dots, x_0) = 0$. En normalisant par le pas d'échantillonnage $\Delta\tau$ et en passant dans le domaine des temps continus ($\Delta\tau \rightarrow 0$), l'équation régissant le système devient :

$$y(t_0) = \sum_{k_1=0}^m \frac{1}{\Delta\tau} \cdot f_1(x(t_0 - k_1 \cdot \Delta\tau)) \cdot \Delta\tau = \int_0^{\infty} y_\delta(x(t - \tau), \tau) \cdot d\tau \quad (2.44)$$

Ainsi, la réponse impulsionnelle non linéaire en temps discret s'écrit :

$$y(t_0) = \sum_{k_1=0}^m h(x_k, k\Delta\tau) \cdot x_k \cdot \Delta\tau \quad (2.45)$$

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

Ce modèle n'a pas besoin d'opérations de linéarisation.

Appliqué au formalisme d'enveloppe complexe, l'expression 2.44 s'exprime :

$$\tilde{Y}(t) = \int_0^{T \max} \tilde{Y}_\delta \left(|X(t - \tau)|, \left. \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt} \right|_{t=\tau}, \tau \right) d\tau \quad (2.46)$$

avec $x(t) = \Re e \left[\tilde{X}(t) \cdot e^{j \int_0^t \left(\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(\tau)}{d\tau} \right) d\tau} \right]$ et $\omega_0 + \frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt}$, la pulsation instantanée.

L'extraction du modèle se fait en excitant le circuit par un échelon Heaviside à la pulsation

$\omega_0 + \Omega$ avec Ω , l'écart spectral avec la fréquence centrale, égale à $\frac{d\varphi_{\tilde{X}}(t)}{dt}$.

La réponse impulsionnelle est calculée en considérant la dérivée par rapport au temps de l'enveloppe complexe de sortie :

$$\tilde{h}(X_0, \Omega, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial [\tilde{Y}(X_0, \Omega, t) \cdot e^{-j\Omega t}]}{\partial t} \cdot e^{j\Omega t} \quad (2.47)$$

L'identification de la réponse impulsionnelle non linéaire appliquée aux signaux réels d'enveloppe complexe peut être représentée par la Figure 2.23.

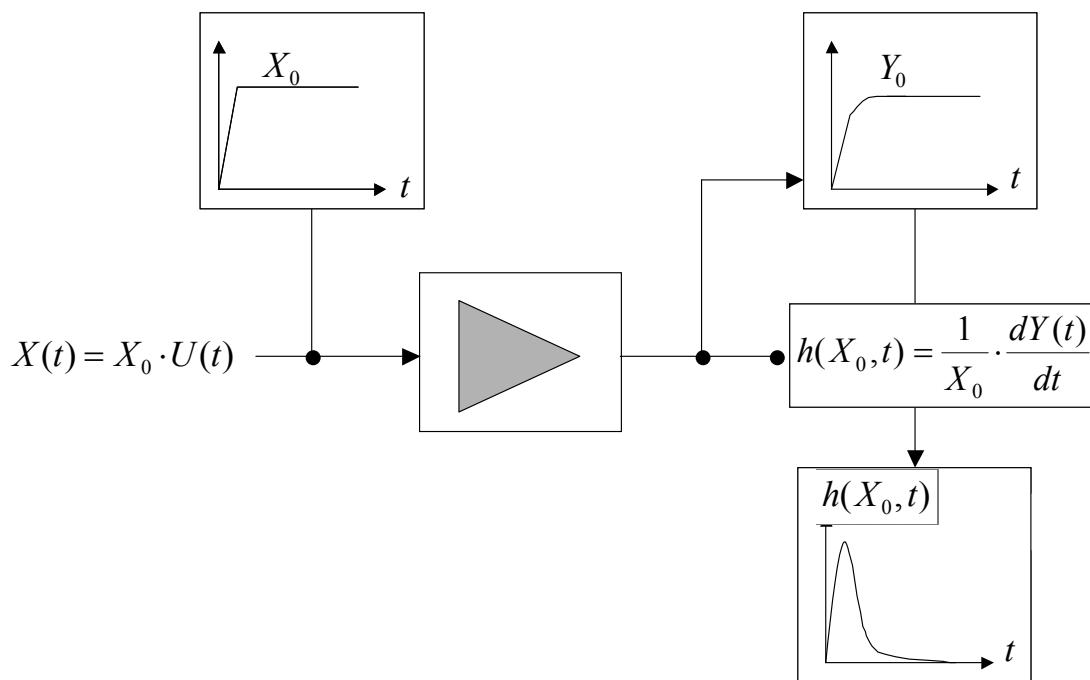


Fig 2.23 : Principe d'identification de la réponse impulsionnelle

Ces données sont accessibles en simulation de type transitoire d'enveloppe et en mesures temporelles.

Ce modèle intègre simultanément les effets à long et à court termes. Les effets à court terme sont caractérisés par la variation de la réponse impulsionnelle par rapport à la fréquence instantanée. L'extraction de cette dépendance est prohibitive car elle implique le relevé des réponses impulsionnelles avec un glissement de l'échelon Heaviside sur toute la bande passante du dispositif. Une nouvelle topologie de modèle utilise cette capacité à capturer les effets de mémoires à long terme en appliquant un signal d'extraction à amplitude variable. Les effets à court terme sont modélisés par le modèle de Volterra dynamique tronqué et simplifié.

• Modèle à séries de Volterra modulées

Ce modèle développé par C. Mazière [24] [36] se base sur une modélisation indépendante des effets HF et BF par la création d'un modèle de Volterra dynamique tronqué puis simplifié et d'un modèle à réponse impulsionnelle permettant de prendre en compte l'impact des effets BF. La topologie proposée est un rebouclage sur l'entrée de la non linéarité supposée statique, Figure 2.24.

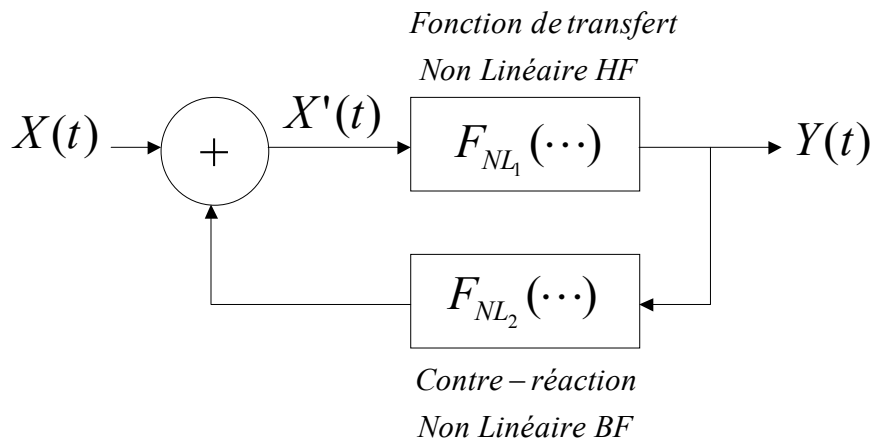


Fig 2.24 : Topologie bouclée générale

Les fonctions non linéaires F_{NL1} et F_{NL2} représentent respectivement les dynamiques HF et BF. En appliquant le développement en séries de Taylor à ces 2 fonctions non linéaires à q variables tronquées au premier ordre en notant $x_k = x(t - k\Delta\tau)$ et $\vec{X} = (x_0, x_1, \dots, x_k, \dots, x_q)$ le vecteur d'entrée associé, F_{NL1} et F_{NL2} deviennent :

$$\begin{aligned}
 Y(t) &= F_{NL1}(X_0', X_1', \dots, X_q') = \sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot X_{k_1}' \\
 Z(t) &= F_{NL2}(Y_0, Y_1, \dots, Y_q) = \sum_{k_1}^q b_{k_1} \cdot Y_{k_1}
 \end{aligned}
 \tag{2.48}$$

a_{k_1} : Le coefficient lié aux dérivées partielles de F_{NL1} par rapport aux variables $x_0', x_1', \dots, x_k', \dots, x_q'$ prisent au point de fonctionnement \vec{X}_0' .

b_{k_1} : Le coefficient lié aux dérivées partielles de F_{NL2} par rapport aux variables $y_0, y_1, \dots, y_k, \dots, y_q$ prisent au point de fonctionnement \vec{Y}_0 .

La sortie du système s'écrit :

$$Y(t) = \sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot \left[X_{k_1} + \sum_{k_2}^q b_{k_2} \cdot Y_{k_2} \right] \quad (2.49)$$

Cette équation peut être simplifiée en négligeant l'effet de contre-réaction dans le terme Y_{k_2} :

$$Y(t) = \sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot X_{k_1} \left[1 + \sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot \sum_{k_2}^q b_{k_2} \right] \quad (2.50)$$

Cette expression montre un produit de deux termes distincts $\sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot X_{k_1}$ qui représente la fonction de transfert de mémoire courte et $\left[1 + \sum_{k_1}^q a_{k_1} \cdot \sum_{k_2}^q b_{k_2} \right]$ la mémoire longue. Cette nouvelle topologie s'exprime comme une fonction à mémoire longue venant moduler la sortie d'une fonction à mémoire courte d'où le terme de modèle à séries de Volterra « modulées », Figure 2.25.

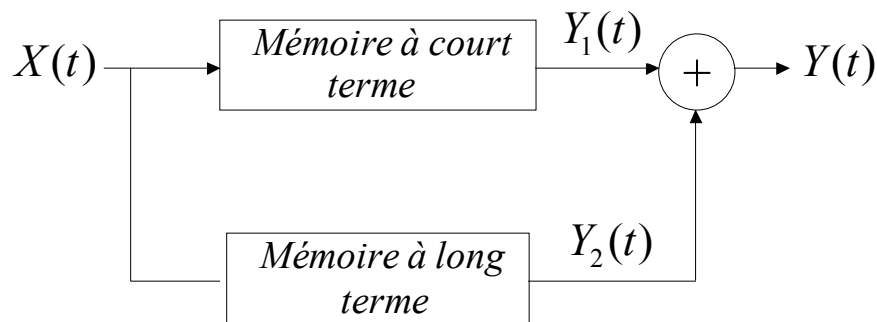


Fig 2.25 : Topologie du modèle à séries de Volterra « modulées »

Mémoire à court terme

Le modèle à mémoire courte est le modèle de Volterra dynamique BLU.

L'équation du modèle de Volterra dynamique BLU s'exprime :

$$\tilde{Y}_c(t) = \tilde{H}_0(|\tilde{X}(t)|) \cdot \tilde{X}(t) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} HD(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \quad (2.51)$$

L'extraction de ce modèle s'effectue par une simulation en CW.

Mémoire à long terme

Le modèle à réponse impulsionnelle non linéaire adapté à la capture des effets de mémoire longue (dépendance par rapport au module du signal d'excitation) s'exprime par :

$$\tilde{Y}_L(t) = \int_0^t h\left\{|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau\right\} \tilde{X}(t-\tau) \cdot d\tau \quad (2.52)$$

Ce modèle impulsionnel simplifié permet une modélisation précise pour des applications à bande étroite. L'extraction du modèle dit « statique » s'en trouve facilitée par l'application d'un échelon Heaviside d'amplitude variable modulant la porteuse fixe à la fréquence centrale f_0 . Cette méthode est accessible à la simulation ou par mesures temporelles.

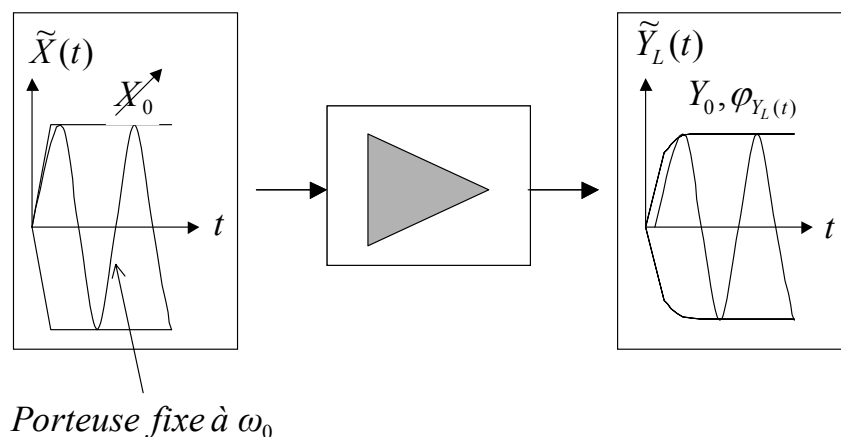


Fig 2.26 : Extraction de la réponse impulsionnelle non linéaire « statique »

La réponse impulsionnelle non linéaire statique s'exprime à partir de la dérivée du signal de sortie :

$$\tilde{h}(X_0, t) = \frac{1}{X_0} \cdot \frac{\partial(\tilde{Y}(X_0, t))}{\partial t} \quad (2.53)$$

Modèle complet

L'expression analytique du modèle complet est :

$$\tilde{Y}(t) = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{H}_c(|\tilde{X}(t)|, \Omega) \cdot \tilde{X}(\Omega) \cdot e^{j\Omega t} \cdot d\Omega \right] \times \left[\int_0^t \hat{h}_L\left\{|\tilde{X}(t-\tau)|, \tau\right\} |\tilde{X}(t-\tau)| \cdot d\tau \right] \quad (2.54)$$

Selon le type de signaux d'entrée appliqué au modèle, chaque partie de l'équation 2.54 correspondante à la modélisation des mémoires courtes ou longues est sollicitée. Le modèle à séries de Volterra « modulées » profite des avantages des modèles de Volterra dynamique BLU et du modèle à réponse impulsionnelle non linéaire « statique » en terme de simplicité des méthodes d'extraction et d'exploitation tout en améliorant le domaine de validité en considérant tous les effets de mémoires.

2.7. Conclusion

Ce chapitre a présenté différentes méthodes d'analyses disponibles au sein des simulateurs actuels ainsi que les principales méthodes d'interpolation adaptées à l'approximation de phénomènes non linéaires. L'interpolation par réseaux de neurones sera notamment utilisée dans la création du modèle comportemental. La rétrospective des développements des modèles comportementaux d'amplificateur de puissance nous a permis d'avoir une vue d'ensemble sur les enjeux des développements actuels. Chaque modèle développé apporte une contribution significative et autorise la description de divers phénomènes à un niveau système. Le modèle à séries de Volterra modulées est un bon exemple de capitalisation de modèles comportementaux et apporte une solution en vue d'une modélisation efficace des effets de mémoires à court et long termes.

L'objectif de ces travaux de thèse est de réaliser un modèle comportemental évaluant l'influence des variations de température apportées par l'autoéchauffement des transistors au sein de l'amplificateur. Le modèle à séries de Volterra modulées ne permet pas de dissocier les effets thermiques des effets mémoires longues dans leur globalité. Afin de prédire le comportement thermique des amplificateurs de puissance, un nouveau modèle sera développé basé sur une topologie au principe similaire par une modélisation séparée des effets thermiques (effet BF). Le modèle de Volterra dynamique BLU permettra d'associer cet effet Basse Fréquence aux effets non linéaires statiques et à mémoire Haute Fréquence. Ce modèle a été choisi pour ses facilités d'extraction à partir des données monoporteuses et sa précision de modélisation des effets de mémoires HF. Il s'agira donc de coupler ce modèle comportemental à un modèle thermique évaluant les variations de températures au sein de l'amplificateur. Le modèle de Volterra BLU devra être modifié afin de s'adapter aux grandeurs thermiques à associer au modèle thermique présenté au Chapitre 3.

Le travail d'intégration du couplage de ces deux entités sera présenté dans le Chapitre 4.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] O. Jardel, R. Quéré, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, D. Floriot, “*A electrothermal model for GaInP/GaAs power HBTs with enhanced convergence capabilities*”, 1st Eur. Microw. Integrated Circuits Conf., Manchester, Royaume uni, sept. 2006, pp. 296-299.
- [2] F. Ditore, “*Agilent Ptolemy Data Flow Primer*”, http://eesof.tm.agilent.com/pdf/ptolemy_primer_july_2003.pdf, juil. 2003.
- [3] A.K. Jastrzebski, M.I. Sobhy, “*Analysis of non linear microwave circuits using state-space approach*”, Proceedings Int. Symp. CAS, pp. 1119-1122, mai 1984.
- [4] F. Filicori, “*Nonlinear microwave circuits analysis using harmonic balance techniques*”, 15^{ème} European Microwave Conference, pp. 1104-1109, 1985.
- [5] P. Reig, “*Modélisation comportementale de dispositifs micro-ondes non linéaires par réseaux d'ondelettes. Application à l'intégration dans une simulation de systèmes prenant en compte les désadaptations aux accès*”, Thèse de Doctorat à l'université Pierre et Marie Curie, déc. 1998.
- [6] M.S. Nackla, J. Vlach, “*A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems*”, IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol. CAS-23, n°2, pp.85-91, fév. 1976.
- [7] V. Rizzoli, A.Neri, “*State of art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques*”, IEEE Trans. Microw. Theor. And Tech., vol.36, n°2, pp.343-365, feb.1988.
- [8] E. Ngoya, R. Larchevêque, “*Envelop transient analysis : A new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems*”, IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, pp.1365-1368, 1996.
- [9] M. Guyonnet, “*Modélisation électrothermique non linéaire de transistors de puissance LDMOS : Application à la détermination de règles d'échelle*”, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, no 10-2005, mars 2005.
- [10] H. Spath, “*Two dimensional splines interpolation algorithms*”, ed. AK Peters, janv. 1995.
- [11] Q.J. Zhang, K.C. Gupta, “*Neural networks for RF and microwave design*”, Artech House, Nordwood, 2000.
- [12] Y. Harkouss, “*Application de réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaires*”, Thèse de doctorat de l'université de Limoges, no 59-98, déc. 1998.
- [13] J.J. Raoux, “*Modélisation non linéaire des composants électroniques du modèle analytique au modèle tabulaire paramétrique*”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no 9-95, mars 1995.
- [14] M.S. Muha, C.J. Clarck, “*Validation of power amplifier nonlinear block models*”, IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, pp.759-762.
- [15] A.A.M. Saleh, “*Frequency independent and frequency dependent non linear models of TWT amplifier*”, Electronics Letter, vol. 11, n°2, p50, jan. 1975.

- [16] J. Pedro, N. Carvalho, P Lavrador, “ *Modeling nonlinear behavior of bandpass memoryless and dynamic systems* ”, IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, jun. 2003.
- [17] M.T. Abuelma'atti, “ *Frequency-dependent nonlinear quadrature model for TWT amplifiers* ”, IEEE Trans. on Communication, vol.COM-32, n°8, pp.982-986, aug. 1984.
- [18] F. Launay, “ *Contribution à la modélisation comportementale des amplificateurs de puissance utilisés en communications radio mobiles* ”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no. ED 366-112, sept. 2003.
- [19] F. Launay, Y. Wang, S. Toutain, J.M. Nébus, R. Quéré, “ *New methods on wideband amplifier modeling taking into account frequency-dependent behavior* ”, 31^{ème} Eur. Microw. Week, London, sept. 2001.
- [20] W. Bösch, G. Gatti, “ *Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol.37, n°12, dec. 1989.
- [21] V. Meghdadi, J.P. Cances, “ *Modeling of solid state power amplifiers (SSPA) and validations by means of a system simulator* ”, Annales des telecommunications 53, n°1-2, pp.4-14, 1998.
- [22] J. Wood, D.E. Root, “ *The behavioral modeling of microwave RF ICs using nonlinear time series analysis*”, IEEE MMT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, vol.2, pp.791-794, jun. 2003.
- [23] T. Reveyrand, “ *Conception d'un système de mesure d'enveloppes complexes aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs* ”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no 15-2002, avr. 2002.
- [24] C. Mazière, T. Reveyrand, “ *A novel behavioral model of power amplifier based on a dynamic envelope gain approach for the system level simulation and design* ”, IEEE MMT-S Int. Microw. Symp. Digest, Philadelphia, USA, vol.2, pp.769-772, jun. 2003.
- [25] D.E. Root, J. Versprecht, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata, “ *Broad band Poly-Harmonic Distortion (PHD) behavioral models from fast automated simulations and large signal vectorial network measurements* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol.53, n°11, pp.3656-3664, nov. 2005.
- [26] J. Versprecht, D.E. Root, J. Wood, A. Cognata, “ *Broad band multi-harmonic frequency domain behavioral models from automated large signal vectorial network measurements* ”, IEEE MMT-S Int. Microw. Symp. Digest, Long Beach, CA, USA, juin 2005.
- [27] J. Versprecht, D.F. Williams, D. Schreurs, K. Remley, M.D. McKinley, “ *Linearization of large signal scattering functions* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., avr. 2005.
- [28] A. Soury, E. Ngoya, “ *Behavioral modeling of RF and microwave circuit blocs for hierarchical simulation of modern transceivers* ”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, juin 2005.
- [29] M. Schetzen, “ *The Volterra and Wiener theories of non linear systems* ”, ed. John Wiley & Sons, USA, 1980.
- [30] F. Filicori, G. Vannini, “ *Mathematical approach to large-signal modelling of electron devices* ”, Elect. Letters, vol. 27, no. 4, pp. 357-359, 1991.

- [31] D. Mirri, F. Filicori, G. Iuculano, G. Pasini, “*A new linear dynamic model for performance analysis of large signal amplifiers in communication systems*”, IEEE Instr. Mes. Techn. Conf. Dig., pp. 193-197, Venice, mai 1999.
- [32] E. Ngoya, N. Le Gallou, J.M. Nébus, H. Burêt, P.Reig, “*Accurate RF and microwave system level modeling of wide band non linear circuits*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp 79-82, juin 2000.
- [33] N. Le Gallou, “*Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d'amplificateurs de puissance*”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no 55-2001, nov. 2001.
- [34] C. Dominique, “*Modélisation dynamique des modules actifs à balayage électronique par séries de Volterra et intégration de ces modèles pour une simulation de type système*”, Thèse de Doctorat de l'université Paris VI, sept. 2002.
- [35] C. Florian, F. Filicori, D. Mirri, T. Brazil, M. Wren, “*CAD identification and validation of a non-linear dynamic model for performance analysis of large-signal amplifiers*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Philadelphia, vol. 3, issue 8-13, pp. 2125 – 2128, juin 2003.
- [36] C. Mazière, “*Modélisation comportementale d'amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs*”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, nov. 2004.
- [37] A. Zhu, J.C. Pedro, T. J. Brazil, “*Dynamic deviation reduction-based Volterra behavioral modeling of RF power amplifiers*”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol. 54, no. 12, part 2, pp. 4323-4332, dec. 2006.
- [38] T. Van Den Broeck, “*Calibrated measurements of nonlinearities in narrowband amplifiers applied to intermodulation and cross modulation compensation*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 1155-1158, Orlando, mai 1995.
- [39] N. Le Gallou, D. Barataud, H.Burêt, J.M. Nébus, E. Ngoya, “*Large signal characterization and modeling of power amplifiers driven by moduled signals, Part II*”, EuMW Workshop, New Large signal characterization and modeling technique for RF and microwave circuits and systems, Paris, 2-6 oct.2000.
- [40] N. Le Gallou, E. Ngoya, H. Buret, D. Barataud, J.-M. Nébus, “*An improved behavioral modeling technique for high power amplifiers with memory*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Phoenix, pp. 983-986, juin 2001.
- [41] C. Dominique, Y. Mancuso, E. Ngoya, J. Rousset, “*Modélisation des effets mémoires non linéaires d'amplificateurs de puissance par séries de Volterra modifiées*”, 12^{ème} Journées Nationales Microondes, Poitiers, 16-17-18 mai 2001.
- [42] A. Soury, “*Modélisation des phénomènes de mémoire à long terme des amplificateurs de puissance pour la simulation des systèmes de télécommunications*”, Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, no 55-2001, nov. 2001.
- [43] A. Soury, “*A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband SSPAs*”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Seattle, pp. 853-856, juin 2002.

CHAPITRE 3

MODELISATION THERMIQUE ET REDUCTION

DE MODELE PAR LA METHODE DES VECTEURS

DE RITZ

3.1. Introduction

L'architecture des transistors de puissance microondes fait qu'il existe au sein de ces structures des zones de fortes densités de puissances où une grande quantité de chaleur est dissipée. Les températures mises en jeu peuvent être élevées selon le type de signaux appliqués. Cela peut détériorer les performances électriques du composant et accélérer son vieillissement. L'augmentation de la température implique une décroissance de la conductivité thermique qui limite la capacité d'évacuation de la chaleur. De plus, les transistors multi-doigts, généralement utilisés dans le domaine des microondes, sont sensibles à l'emballement thermique à l'origine d'une chute brutale du gain en courant statique (Chapitre 1, paragraphe 1.3.3). La répartition thermique au sein du transistor doit donc être évaluée et maîtrisée dès les phases de conception grâce à des modèles de simulation couplant l'impact des effets d'autoéchauffement sur les performances électriques. Pour réaliser un modèle électrothermique il est nécessaire de définir la notion d'impédance thermique du circuit. Cette impédance, soumise à une puissance dissipée moyenne, représente les variations de température en un point du circuit. Pour un transistor de puissance, la résistance thermique est liée à la taille de la zone de dissipation (zone de chauffe). La surface de cette zone est d'autant plus petite que la fréquence est élevée. Ceci devient problématique pour les applications submicroniques. Ainsi, pour un transistor bande X, cette surface est de l'ordre de quelques microns.

Différentes méthodes peuvent être utilisées pour accéder aux températures du système : les mesures optiques, les mesures électriques et les modèles physiques. Les mesures thermiques optiques (photoréflectance [1], microscopie infrarouge [2], etc...) ont une résolution insuffisante car du même ordre de grandeur que les dimensions de la zone de dissipation, la température déduite de ces mesures est peu précise. De plus, pour un Transistor Bipolaire à Hétérojonction, ces difficultés sont accrues car le point de chauffe n'est pas en surface. Les mesures électriques sont beaucoup plus employées de par leur simplicité d'exécution. En effet ces méthodes ne nécessitent que des mesures CW (Continuous Wave) [3] et pulsées [4] afin de recueillir les courbes isothermes I/V et de déduire la résistance thermique. Cependant, ces mesures ne fournissent pas de cartographie de température et ne permettent pas d'accéder à une température globale du composant qui relie les notions thermiques et électriques. Aucune méthode de mesure n'est assez précise pour réaliser un modèle électrothermique décrivant finement les effets

thermiques transitoires. L'utilisation d'un modèle physique du composant permet de résoudre ce problème de précision.

Des méthodes de résolution permettent d'accéder à la température en tout point du composant. La résolution de l'équation de la chaleur par la méthode des éléments finis est intégrée dans de nombreux logiciels exploitant un modèle tridimensionnel. Cette méthode est efficace en terme de précision à condition que le problème soit correctement décrit par l'utilisateur (conditions aux limites, caractéristiques des matériaux, spécification du maillage etc...).

En revanche, ces modèles physiques n'offrent pas la possibilité d'une intégration directe sous un simulateur de manière à réaliser le couplage avec des modèles électriques. Cependant, une méthode de réduction du modèle peut alors être employée. L'ensemble de ces aspects sont détaillés dans ce chapitre avec pour exemple d'application le cas d'un Transistor Bipolaire à Hétérojonction. Un modèle thermique d'amplificateur de puissance sera également présenté. Nous introduirons une méthodologie adaptée à l'étude. En effet, l'ordre du modèle EF de l'amplificateur est beaucoup plus élevé que celui du transistor, si la même finesse de précision est conservée, ce qui n'autorise pas la procédure de réduction avec des moyens informatiques couramment disponibles. Ceci nous contraint à établir une méthodologie de simplification du modèle EF d'amplificateur. Cette méthode est générique et sera illustrée par un amplificateur particulier qui s'intégrera au modèle comportemental électrique dans le Chapitre 4.

3.2. Lois fondamentales de transfert d'énergie thermique

Dans un système physique, divers mode de transfert de température existent. Cette partie présente les lois fondamentales de l'échange thermique et le système d'équations à résoudre afin de déduire la répartition de température au sein du composant.

▪ Mode de transfert d'énergie thermique

Lorsque deux matériaux ou systèmes à des températures différentes entrent en contact, un échange d'énergie thermique se crée. Un des principes de la thermodynamique stipule que le sens du flux d'énergie entre deux points part de la température la plus haute vers la température la plus

basse. Ces transferts sont de trois sortes : par conduction, par convection ou par rayonnement [5].

Le transfert d'énergie thermique par **conduction** dépend de l'activité atomique ou moléculaire au sein d'un milieu à l'état gazeux, liquide ou solide. Ce phénomène n'existe pas dans le vide. Ce transfert respecte le principe de la thermodynamique qui se définit par un flux d'énergie des particules les plus énergétiques aux particules les moins énergétiques.

Cet aspect est formulé macroscopiquement par la **loi de Fourier** :

$$q = -k \frac{\partial T}{\partial n} \quad (3.1)$$

q : le flux de chaleur.

$\frac{\partial T}{\partial n}$: le gradient de température par rapport à la normale à la surface.

k : la conductivité thermique du matériau en $\text{W.K}^{-1}.\text{m}^{-1}$.

La conductivité thermique dépend également de la température au point considéré.

La **convection** est un processus liant conduction, mouvement de masse et stockage d'énergie.

Le rayonnement est lié au rayonnement magnétique entre deux points séparés dans l'espace.

Concernant les composants électroniques, le transfert de chaleur s'effectue par conduction vers la face arrière, par convection et rayonnement sur les parties supérieure et latérale.

• Equation de diffusion de la chaleur

Considérons un volume infiniment petit de cotés dx , dy et dz dont le bilan énergétique peut se représenter par la Figure 3.1.

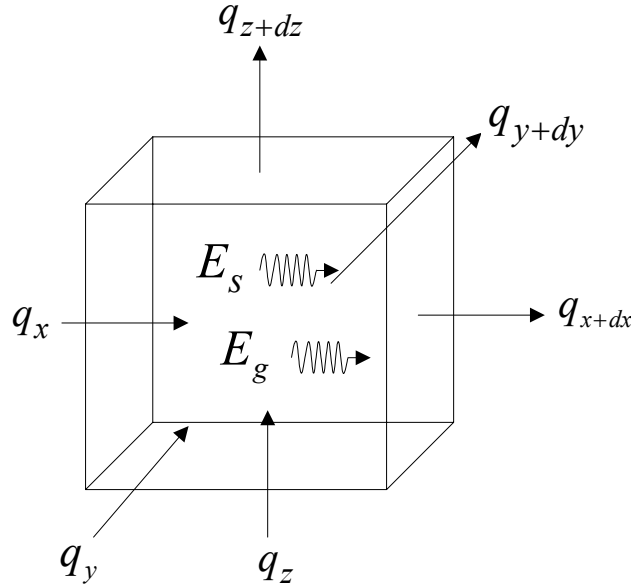


Fig 3.1 : Bilan d'énergie au sein d'un volume élémentaire infiniment petit

E_g est la variation d'énergie calorifique générée à l'intérieur du volume telle que :

$$E_g = g(x, y, z, t).dx.dy.dz \quad (3.2)$$

avec $g(x, y, z, t)$, la densité volumique de puissance générée, en $W.m^{-3}$.

Φ est le bilan des flux sur les surfaces du volume en relation avec le flux de chaleur q et la surface traversée du volume S tel que :

$$\Phi = q.S \quad (3.3)$$

La variation d'énergie totale interne au volume E_s s'exprime par la relation suivante :

$$E_s = \rho.C_p.\frac{\partial T}{\partial t}.dx.dy.dz \quad (3.4)$$

C_p : La chaleur spécifique du matériau interne au volume, en $\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$.

ρ : La masse volumique du matériau, en kg.m^{-3} .

Le principe de conservation de l'énergie s'applique :

$$E_s = \sum \Phi + E_g \quad (3.5)$$

Par application du développement limité de Taylor au premier ordre dans chaque direction, le système d'équation suivant est établi :

$$\left\{ \begin{array}{l} q_{x+dx} = q_x + \frac{\partial q}{\partial x}.dx \\ q_{y+dy} = q_y + \frac{\partial q}{\partial y}.dy \\ q_{z+dz} = q_z + \frac{\partial q}{\partial z}.dz \end{array} \right. \quad (3.6)$$

En combinant les formules 3.3 et 3.6, le bilan de flux d'énergie vaut :

$$\begin{aligned} \sum \Phi &= (q_x - q_{x+dx}).dy.dz + (q_y - q_{y+dy}).dx.dz + (q_z - q_{z+dz}).dx.dy \\ &= -\left(\frac{\partial q}{\partial x} + \frac{\partial q}{\partial y} + \frac{\partial q}{\partial z}\right).dx.dy.dz \end{aligned} \quad (3.7)$$

La loi de conservation de l'énergie (3.5) devient :

$$\rho.C_p.\frac{\partial T}{\partial t} = -\frac{\partial q}{\partial x} - \frac{\partial q}{\partial y} - \frac{\partial q}{\partial z} + g(x, y, z) \quad (3.8)$$

L'équation de la chaleur est obtenue en appliquant la loi de Fourier (3.1) à l'équation 3.8 :

$$\begin{aligned} \rho.C_p.\frac{\partial T}{\partial t} &= -\frac{\partial}{\partial x}(K(T).\frac{\partial T}{\partial x}) - \frac{\partial}{\partial y}(K(T).\frac{\partial T}{\partial y}) - \frac{\partial}{\partial z}(K(T).\frac{\partial T}{\partial z}) + g(x, y, z) \\ \rho.C_p.\frac{\partial T}{\partial t} &= \nabla \cdot (K(T).\nabla T) + g \end{aligned} \quad (3.9)$$

Pour résoudre cette équation, les conditions aux limites doivent être imposées :

- La **condition de Dirichlet** impose une température constante sur une surface.
- La **condition de Neumann** impose un flux de puissance sur une surface (paroi adiabatique ou non).
- La **condition de Cauchy** exprime un échange par convection ou par rayonnement entre la température de paroi et la température de référence.

L'équation de la chaleur est la base de toute analyse de transfert d'énergie thermique. Sa résolution est effectuée à partir d'un modèle éléments finis [6]-[7]. Dans notre cas, cette tâche est effectuée par le logiciel ANSYS ce qui permet de passer de l'équation de la chaleur (3.9) à un système numérique discrétisé [8] de grand taille. Ce dernier peut alors être résolu par une méthode de résolution directe [10] ou indirecte [11]-[12].

3.3. Méthode de réduction de modèle thermique

3.3.1. Introduction

L'analyse numérique des problèmes physiques par la méthode des éléments finis (Annexe A) est intégrée dans de nombreux logiciels de Conception Assistée par Ordinateur (CAO). Concernant les problèmes thermiques, l'architecture et les phénomènes mis en jeu au sein des composants MMIC (Microwave Monolithique Integrated Circuit) nécessitent un maillage relativement dense ce qui engendre des systèmes matriciels d'ordre élevé difficilement implantables directement sous des simulateurs électriques circuits. Des techniques de réduction sont mises en œuvre afin de diminuer l'ordre de modèles par éléments finis dans divers domaines d'application en conservant une bonne précision des résultats [13]-[14] comme les méthodes de superposition des modes [15]-[16].

3.3.2. Technique de réduction des Vecteurs de Ritz

Les méthodes de réduction se basent sur l'expression d'un système de dimension réduite m (sous-espace) par rapport au système originel de dimension n en conservant la précision des phénomènes décrit au sein du composant [17]-[18]. L'équation de la chaleur discrétisée d'un système s'exprime sous la forme matricielle suivante :

$$M \cdot \dot{T} + K \cdot T = F \quad (3.10)$$

M est la matrice de masse.

K est la matrice de rigidité ou de raideur.

F est le vecteur de flux d'injection de puissance et de flux sur les surfaces.

T est le vecteur des températures.

Les matrices M et K sont supposées indépendantes de la température. L'équation de la chaleur discrétisée (3.10) est alors considérée linéaire comme un système du premier ordre.

Une matrice de passage ou de projection Φ_m de dimension $(n \times m)$ constituée de m vecteurs de Ritz ϕ_i permet le passage des variables de l'espace originel vers le sous-espace réduit ($m \ll n$).

$$\Phi_m = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \phi_3 \cdots \phi_m] \quad (3.11)$$

Les vecteurs de Ritz sont des vecteurs orthogonaux mais non orthogonaux aux vecteurs d'excitation de manière à ne pas perdre de modes importants faisant partis de la réponse du système [19]-[20].

Le vecteur T de dimension $(n \times 1)$ exprime les températures dans la base originelle. Le vecteur p de dimension $(m \times 1)$ exprime les températures dans la nouvelle base réduite grâce à la matrice de passage Φ_m :

$$T = \Phi_m \cdot p \quad (3.12)$$

• Génération des vecteurs de Ritz

Les vecteurs de Ritz sont déterminés en plusieurs étapes :

- Calcul du premier vecteur de Ritz :

Le premier vecteur de Ritz ϕ_1 est calculé à partir de la résolution de l'équation de la chaleur discrétisée en régime stationnaire. La matrice de rigidité K étant symétrique et positive, la factorisation de Choleski [10] peut être appliquée. K est alors exprimée grâce à la matrice triangulaire supérieure U et sa transposée U^T :

$$K = U^T \cdot U \quad (3.13)$$

La résolution du système stationnaire permet de déduire ϕ_1^* .

$$K \cdot \phi_1^* = F \quad (3.14)$$

Puis, par l'application d'une normalisation par rapport à la matrice de masse M (M -normalisation), le vecteur ϕ_1 est déduit :

$$\phi_1^T \cdot M \cdot \phi_1 = 1 \quad \Rightarrow \quad \phi_1 = \frac{\phi_1^*}{(\phi_1^{*T} \cdot M \cdot \phi_1^*)^{1/2}} \quad (3.15)$$

Cette solution permet d'atteindre le régime stationnaire du système réduit. La réponse transitoire nécessite le calcul de vecteurs de Ritz supplémentaires.

- Calcul de la base complète des vecteurs de Ritz :

Le calcul des i vecteurs de Ritz ϕ_i avec $i = 2, \dots, m$ se base sur la minimisation de l'erreur de la réponse transitoire et la connaissance du premier vecteur ϕ_1 . La méthode de calcul est itérative :

$$\begin{aligned} K \cdot \phi_i^* &= M \cdot \phi_{i-1} \\ c_j &= \phi_j^T \cdot M \cdot \phi_i^* \quad j = 1, \dots, i-1 \end{aligned} \quad (3.16)$$

L'orthogonalisation d'après la méthode de Gram-Schmidt est réalisée suivie d'une M-normalisation telles que :

$$\begin{aligned} \phi_i^{**} &= \phi_i^* - \sum_{j=1}^{i-1} c_j \cdot \phi_j \quad \textit{orthogonalisation} \\ \phi_i^T \cdot M \cdot \phi_i &= 1 \Rightarrow \phi_i = \frac{\phi_i^{**}}{(\phi_i^{**T} \cdot M \cdot \phi_i^{**})^{1/2}} \quad \textit{M-normalisation} \end{aligned} \quad (3.17)$$

La matrice de projection constituée des m vecteurs de Ritz calculés est une base M-orthogonale qui vérifie l'équation :

$$\Phi_m^T \cdot M \cdot \Phi_m = Id \quad (3.18)$$

avec Id , la matrice identité.

La précision de calcul du régime transitoire dépend du nombre de vecteurs de Ritz. En effet, chaque vecteur correspond à une constante de temps. La superposition des effets engendrés par ces constantes modélise le comportement transitoire. Le régime transitoire est d'autant plus précis que le nombre de vecteurs de Ritz est important. En outre, le régime stationnaire est toujours atteint grâce à la méthode de construction de cette base de Ritz.

▪ Réduction d'un système global à éléments finis

Soit l'équation de la chaleur discrétisée d'un système global à éléments finis de dimensions $(n \times n)$ défini par n nœuds :

$$M \cdot \dot{T} + K \cdot T = F \quad (3.19)$$

Le passage vers le sous-espace s'effectue par une projection du vecteur des températures T de dimensions $(n \times 1)$ de l'espace originel sur le vecteur des températures p de dimensions $(m \times 1)$ dans l'espace réduit. Cette projection s'effectue grâce une base de vecteurs de Ritz Φ_m de dimension $(n \times m)$ telle que $m \ll n$.

$$T = \Phi_m \cdot p \quad (3.20)$$

En multipliant à gauche par Φ_m , l'équation de la chaleur devient :

$$M \cdot \Phi_m \cdot \dot{p} + K \cdot \Phi_m \cdot p = F \quad (3.21)$$

En multipliant à gauche par la transposée Φ_m^T et en considérant la relation $\Phi_m^T \cdot M \cdot \Phi_m = Id$, le système réduit de dimension m s'exprime :

$$\begin{aligned} \dot{p} + K^* \cdot p &= \Phi_m^T \cdot F \\ K^* &= \Phi_m^T \cdot K \cdot \Phi_m \end{aligned} \quad (3.22)$$

Afin de découpler le système différentiel, la matrice symétrique des vecteurs propres de K^* de dimension (m×m) doit être diagonalisée :

$$\begin{aligned} p &= \Psi \cdot z \\ \Psi \cdot \Psi^T &= Id \end{aligned} \quad (3.23)$$

avec z la matrice des température de dimension (m×1) exprimée dans l'espace des vecteurs propres de K^* et Ψ , la matrice de passage vers l'espace des vecteurs propres.

En remplaçant p par $\Psi \cdot z$ à gauche, l'équation 3.22 devient :

$$\Psi \cdot \dot{z} + K^* \cdot \Psi \cdot z = \Phi_m^T \cdot F \quad (3.24)$$

En multipliant par Ψ^T , l'équation de la chaleur discrétisée découplée (3.24) définie dans l'espace réduit s'écrit :

$$\dot{z} + \Lambda_m \cdot z = \Psi^T \cdot \Phi_m^T \cdot F \quad (3.25)$$

$$\text{avec } \Lambda_m = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \lambda_m \end{bmatrix}$$

Λ_m est la matrice diagonale des valeurs propres de K^* exprimée dans la base des vecteurs propres.

La transformée de Fourier permet d'exprimer l'équation 3.25 dans le domaine fréquentiel et de définir l'impédance thermique associée (3.27) :

$$j\omega \cdot z(\omega) + \Lambda_m \cdot z(\omega) = \Psi^T \cdot \Phi_m^T \cdot F(\omega) \quad (3.26)$$

soit :

$$z(\omega) = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_m} \end{bmatrix}}_{Z_{TH}} \cdot \Psi^T \cdot \Phi_m^T \cdot F(\omega) \quad (3.27)$$

La connaissance de la température dans le système original en un nœud i se déduit de la température dans le système réduit d'ordre m par la relation suivante :

$$T_i = \sum_{j=1}^m (\Phi_m \cdot \psi)_{ij} \cdot z_j \quad (3.28)$$

L'impédance thermique réduite normalisée Z_{TH} du système considéré se définit telle que :

$$T(\omega) = Z_{TH}(\omega) \cdot F(\omega) \quad (3.29)$$

• Sélection des nœuds du système réduit

Dans le but d'intégrer le système réduit sous forme d'impédance thermique couplée à un modèle électrique de composant, seuls les nœuds situés au niveau des sources de dissipation de chaleur sont conservés. Une matrice de sélection S des r nœuds retenus de dimension $(r \times m)$ permet alors de déterminer le système réduit associé par les relations :

$$F = S^T \cdot F_r$$

$$T_r = S \cdot T$$

$$d'après (3.29) : T(\omega) = S \cdot Z_{TH} \cdot S^T \cdot F_r(\omega) \quad (3.30)$$

L'impédance thermique réduite de dimensions $(r \times r)$ et d'ordre m considérant les nœuds sélectionnés s'écrit :

$$Z_{THr}(\omega) = (S \cdot \Psi \cdot \Phi_m) \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{j\omega + \lambda_1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_2} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & \frac{1}{j\omega + \lambda_m} \end{bmatrix} \cdot (S^T \cdot \Psi^T \cdot \Phi_m^T) \quad (3.31)$$

L'expression 3.31 définit l'impédance thermique réduite Z_{THr} sous forme de matrice diagonale. Par identification, les termes de la diagonale peuvent être représentés par une capacité normalisée de 1F et une résistance thermique associée λ_i , Figure 3.2.

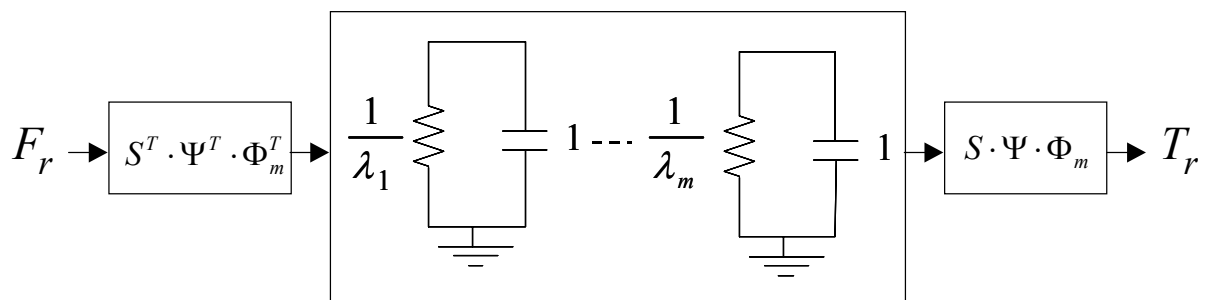


Fig 3.2 : Schéma équivalent de l'impédance thermique réduite

• Procédure de génération de l'impédance thermique réduite équivalente

L'implantation de l'impédance thermique réduite Z_{THR} peut s'effectuer par l'intermédiaire d'un fichier netlist de type SPICE généré par un algorithme créé par le laboratoire Xlim [21]-[22]. Cet algorithme a été écrit en langage Scilab [23] et C-ANSI.

En premier lieu, les matrices M , K et F sont extraites sous forme de deux fichiers binaires à partir du logiciel ANSYS [24] (propriété disponible à partir de la version 8) :

Un fichier « model.full » : ce fichier binaire stocke les informations de charge (densité de puissance dissipée), les conditions de Dirichlet (température de fond de socle), toutes les équations de contraintes et la matrice de rigidité K .

Un fichier « model.emat » : ce fichier binaire stocke toutes les composantes du système matriciel non considérées par le fichier « model.full ».

La taille de ces fichiers nécessite une capacité de stockage importante surtout pour le fichier « model.emat » qui considère tous les degrés de libertés du système à tous les nœuds. De plus, un assemblage des matrices est nécessaire afin d'appliquer la procédure de réduction des vecteurs de Ritz sur le système d'équations différentielles. Ces fichiers sont assemblés autour de nœuds sélectionnés grâce à l'application Mor4ansys [25] qui extrait les matrices M , K et F du système linéaire de l'équation de la chaleur (3.19).

Le programme de réduction (développé par Xlim) génère ensuite un fichier « netlist » incluant l'impédance thermique réduite normalisée par rapport au vecteur d'excitation F et le produit $(S \cdot \Psi \cdot \Phi_m)$.

3.4. Création d'un modèle thermique réduit de Transistor Bipolaire à Hétérojonction

La méthode de réduction des vecteurs de Ritz est appliquée à un modèle de Transistor Bipolaire à Hétérojonction (TBH) avec drain thermique en or, délivrant une puissance de 1Watt et composé de 10 doigts d'émetteur GaInP de $2 \times 40 \mu\text{m}$ espacés de $30 \mu\text{m}$ sur un substrat en AsGa. Le logiciel à éléments finis utilisé est ANSYS. Les dimensions de la structure sont des données fournies par le fondeur UMS (filiale hb20p).

La création du modèle Eléments Finis (EF) du TBH est l'étape majeure de la modélisation thermique. La précision des résultats dépend entièrement de la structure 3D (modèle le plus proche possible du composant réel), de la définition des matériaux et du maillage. La structure du modèle EF sera présentée dans une première partie. L'étude des performances transitoires en température est ensuite réalisée pour trois configurations d'attribution des conductivités thermiques. Celles-ci sont tout d'abord définies comme dépendantes de la température ce qui permet une analyse fine des effets thermiques au plus proche de la réalité. Puis, les conductivités thermiques seront considérées constantes dans le but d'appliquer la méthode de réduction des vecteurs de Ritz.

3.4.1. Création du modèle thermique à éléments finis

Un modèle «éléments finis» du TBH est réalisé en trois dimensions. Afin de diminuer significativement les redondances de calculs numériques, les propriétés de symétrie du composant sont prises en compte (Figure 3.3) et permettent de simplifier le modèle.

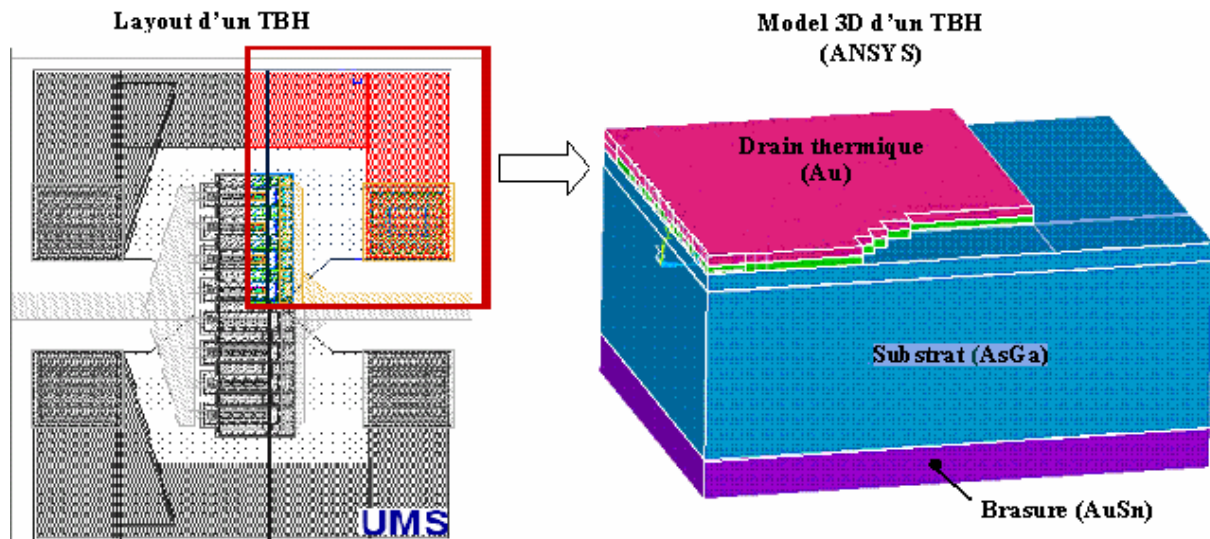


Fig 3.3 : Description du modèle 3D du TBH (avec drain thermique) à partir du layout (sans drain thermique) avec prise en compte des propriétés de symétrie

Le logiciel utilisé impose une bibliothèque d'éléments prédéfinis associés à des fonctions d'interpolation. Les types d'éléments sont attribués de manière adéquate selon la forme et les dimensions du volume à « mailler ». La disparité des dimensions volumiques considérées, notamment des fines couches épitaxiales au niveau des hétérojonctions (Figure 3.4) comparées au volume du substrat en AsGa, rend la résolution globale du système difficile avec les types d'éléments proposés par le logiciel.

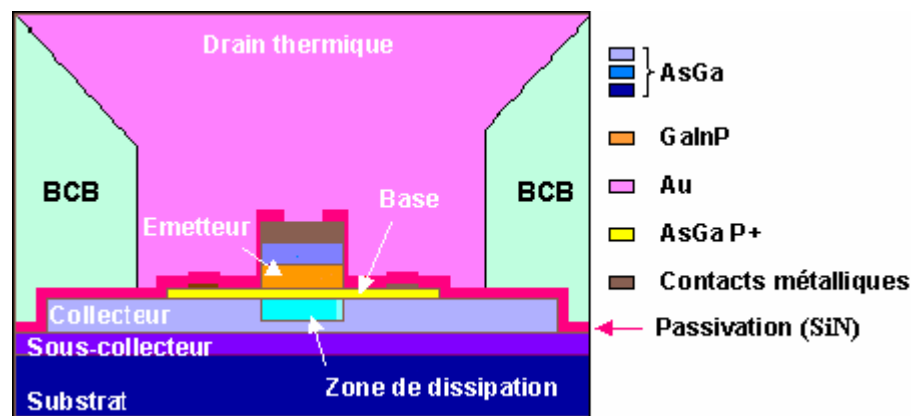


Fig 3.4 : Description de la zone active du TBH GaInP / AsGa étudié

De plus, si tous les détails de la structure sont modélisés, l'ordre du modèle ne permettrait pas l'application de la méthode des vecteurs de Ritz avec une puissance de calcul classique (512 Mo de RAM pour ces travaux) et l'espace nécessaire au stockage des fichiers serait excessif (des

centaines de mégaoctets). Au niveau des doigts d'émetteur du TBH (zone active), ces problèmes sont contournés en simplifiant la géométrie des couches (Figure 3.5) selon différents critères physiques comme la valeur des conductivités thermiques des matériaux (Tableau 3.1) :

	Matériaux	κ [W/(m.K)]	C_p [W/(kg.K)]	ρ [kg.m ³]
Isolant ↓ Conducteur	BCB	0,2	1200	1050
	GaInP	5,4	465	4470
	Si ₃ N ₄	10	900	2900
	AsGa	45,3	350	5307
	Au ₈₀ Sn ₂₀	57	150	14500
	Au	310	130	19300

Tab 3.1 : Caractéristiques thermiques des matériaux utilisés à température ambiante

- **Les matériaux au contact du substrat** dont la conductivité thermique est du même ordre de grandeur que l'AsGa peuvent être partiellement remplacés par l'AsGa ce qui permet de simplifier certaines géométries trop complexes à traiter par éléments finis.
- **Les variations de la conductivité thermique selon le niveau de dopage de l'AsGa** sont négligeables ce qui permet de ne définir qu'un seul matériau AsGa.
- **Les contacts métalliques** peuvent être négligés car ce sont des conducteurs thermiques de faibles épaisseurs et le plot d'émetteur est au contact du drain thermique en or (utilisé pour sa caractéristique d'excellent conducteur).
- **La résistance de ballast** (AsGa) située entre un matériau tenant un rôle d'isolant thermique (GaInP) et le drain thermique, ne tient pas un rôle majeur dans la diffusion de la chaleur.

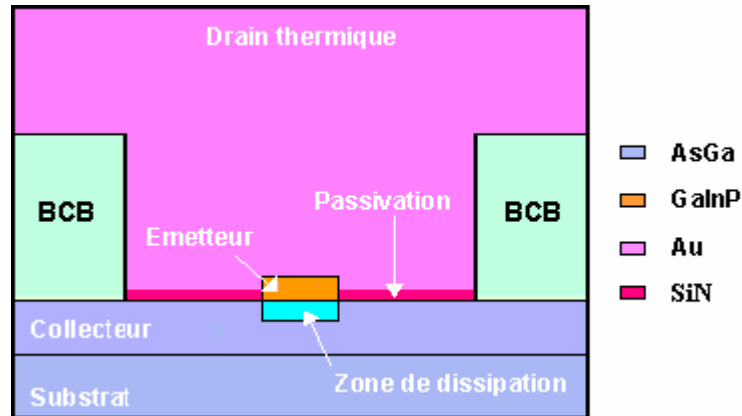


Fig 3.5 : Modèle simplifié de la zone active du TBH GaInP / AsGa étudié

Les matériaux jouant un rôle prépondérant dans la répartition de la chaleur au sein du TBH sont :

- L'**AsGa** , le matériau où siège l'origine de la dissipation thermique
- Le **GaInP** car sa conductivité thermique est dix fois inférieure à celle de l'AsGa et joue un rôle d'isolant au contact de la zone de dissipation.
- L'**or (Au)** car sa conductivité thermique est dix fois supérieure à celle de l'AsGa et joue un rôle de conducteur au voisinage de la zone de dissipation, c'est le rôle du drain thermique.

Toutes ces hypothèses sont déduites de la connaissance de l'origine de la dissipation de la chaleur. Pour un TBH, cette zone se situe dans la zone de charge d'espace (fort champ électrique), c'est à dire le lieu traversé par la densité de courant collecteur J_c en dessous des doigts d'émetteur, dans le collecteur. Le courant est supposé uniforme sur la totalité des doigts ce qui permet d'attribuer une puissance volumique uniforme dans la zone de dissipation.

Dans notre exemple, cette zone se définit par un volume de $48 \mu\text{m}^3$:

- $0,6 \mu\text{m}$ d'épaisseur
- $2 \mu\text{m}$ de largeur égale à celle d'un doigt d'émetteur
- $40 \mu\text{m}$ de longueur égale à celle d'un doigt d'émetteur

Une fois le modèle maillé (Figure 3.6), des conditions aux limites sont imposées :

- Faces adiabatiques
- Température de fond de socle fixée à la température ambiante (27°C)

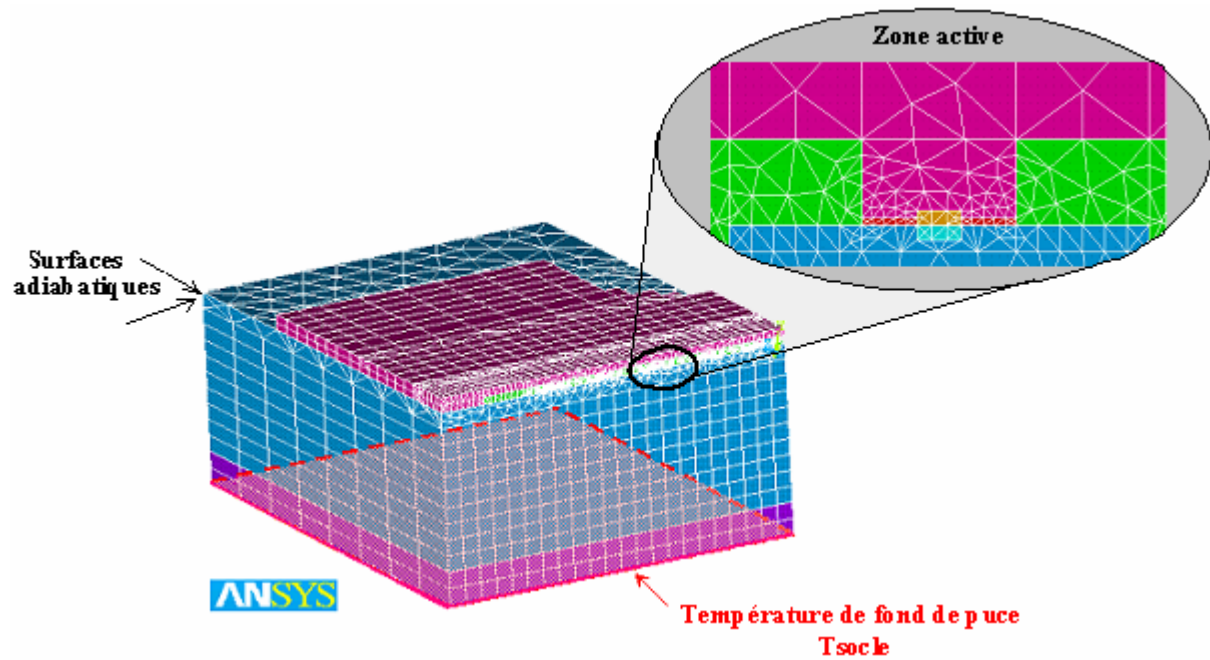


Fig 3.6 : Maillage du TBH avec le détail d'une zone active (un doigt)

▪ Résultats selon le mode d'attribution des conductivités thermiques

La réduction n'est possible qu'à partir d'un modèle considérant des conductivités thermiques constantes pour chaque matériau ce qui n'est pas conforme au fonctionnement réel du transistor. En effet, la conductivité dépend plus ou moins de la température selon le matériau considéré (Figure 3.7). La conductivité de l'AsGa diminue fortement pour de fortes températures. Cette dépendance sera d'autant plus importante que la température sera élevée, notamment au niveau de la zone de dissipation.

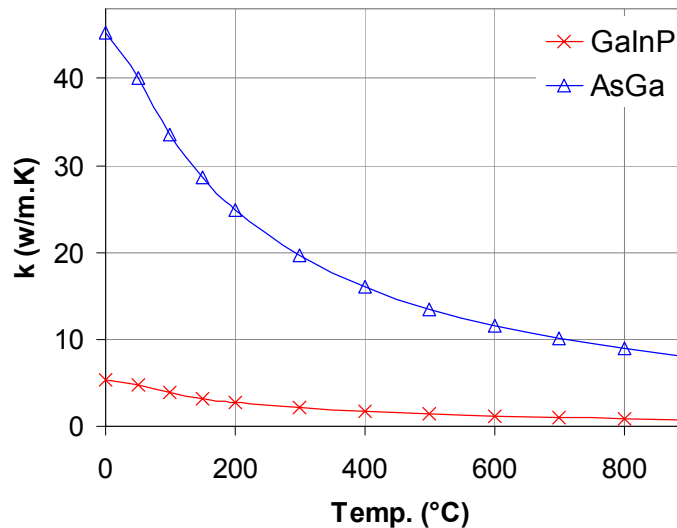


Fig 3.7 : Dépendance en température des conductivités thermiques k des matériaux AsGa et GaInP

• Conductivités thermiques non linéaires

Lorsque les conductivités thermiques sont considérées dépendantes de la température, les résultats obtenus sont proches du comportement réel, quelle que soit la température de socle fixée.

Les conductivités thermiques non linéaires sont attribuées aux matériaux prépondérants dans la distribution thermique, l'AsGa et le GaInP. La non linéarité de la conductivité de l'or n'a pas d'influence majeure. Les valeurs des conductivités non linéaires définies au sein du modèle sont référencées dans le Tableau 3.2, les autres matériaux gardent leurs conductivités linéaires d'après les valeurs du Tableau 3.1.

Température (°C) Matériaux	$\kappa(W/(m.K))$					
	0	50	100	150	200	300
AsGa	45,3	40,1	33,5	28,6	24,9	19,6
GaInP	5,4	4,7	3,85	3,2	2,75	2,1

Tab 3.2 : Conductivités thermiques en $W/(m.K)$ dépendantes de la température de l'AsGa et du GaInP

La répartition de la chaleur sur un quart de la structure du transistor est présentée par la Figure 3.8. Notons l'emplacement et le nom des zones de dissipation aux voisinages des doigts, d_1 pour le doigt le plus centré jusqu'à d_5 pour le doigt le plus externe.

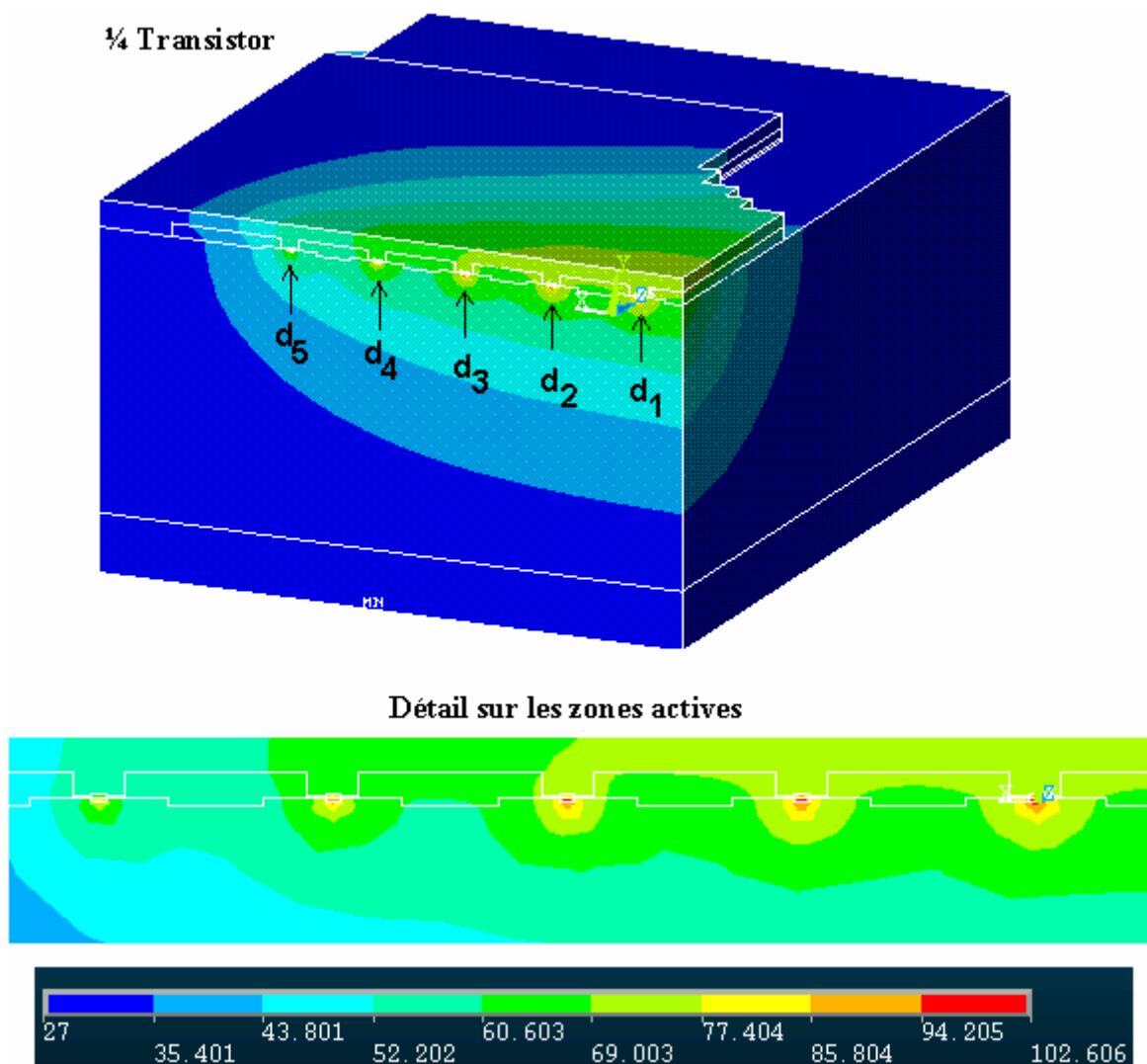


Fig 3.8 : Dégradé de la répartition de la température pour une température de socle de 27°C et des conductivités thermiques non linéaires

La résistance thermique se définit par le rapport de l'écart de température entre la jonction et le socle (T_{socle}) par la densité de puissance, P_{diss} . La résistance thermique maximale s'écrit :

$$R_{TH} = \frac{T_{j \max} - T_{\text{socle}}}{P_{\text{diss}}} \quad (3.32)$$

La puissance à dissiper au sein du transistor est de 1Watt. La température maximale de jonction, $T_{j \max}$, est de 102,5 °C au niveau du doigt d_1 . Pour une température de socle égale à l'ambiante, la résistance thermique R_{TH} est de 76 °C/W.

Pour une température de socle plus élevée, par exemple de 80°C, les conductivités thermiques diminuent, ce qui a pour effet de limiter la diffusion de la chaleur. Ce phénomène se traduit par l'augmentation de la température de jonction maximale à 167 °C, la résistance thermique est alors de 87 °C/W.

L'augmentation de la température de socle, soit de la température de jonction, a également comme répercussion d'allonger le temps du régime transitoire τ_{TH} , comme l'illustre la Figure 3.9.

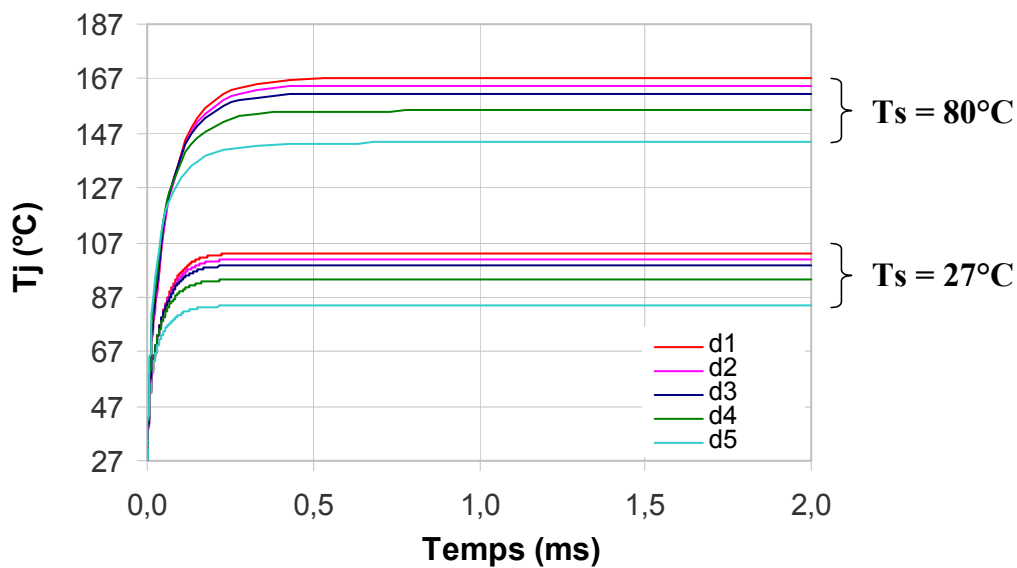


Fig 3.9 : Evolution temporelle de la température maximale pour chaque « doigt » di du transistor soumis à une puissance continue pour une température de socle de 27 °C et de 80 °C

La Figure 3.9 montre également que plus le doigt considéré est éloigné du centre du transistor, moins les couplages thermiques sont importants. En effet, le doigt d5 n'étant couplé qu'un seul côté, sa température est moins élevée.

Après l'analyse des résultats du modèle fin aux conductivités thermiques non linéaires, le modèle doit s'adapter à la contrainte majeure de la réduction du modèle : l'attribution des conductivités thermiques constantes en fonction de la température. La pratique courante est de référencer les conductivités à température ambiante. Le paragraphe suivant s'intéresse aux erreurs de prédiction faites en appliquant cette méthode.

• Conductivités thermiques constantes

Pour un modèle aux conductivités thermiques constantes référencées à une température donnée, l'erreur de prédiction de la température de jonction doit être évaluée par rapport aux résultats du modèle avec des conductivités dépendantes de la température. Comme indiquée dans les Tableaux 3.3 et 3.4, l'erreur est d'environ 9% pour une température de socle de 27°C et de 12% pour 80°C sur les doigts les plus chauds. Il est donc impératif de modifier les valeurs des conductivités constantes attribuées aux matériaux par une méthode simple.

κ	d1		d2		d3		d4		d5	
	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)
non linéaires	102,6		101		98,2		92,5		82,5	
linéaires Tref = 27°C	93,6	8,8	91,7	8,8	89,8	8,6	85,2	7,9	76,7	7,0

Tab 3.3 : T_{jmax} au niveau des doigts du transistor, pour une T_{so} de 27°C, aux conductivités thermiques constantes et référencées à 27°C, et évaluation de l'erreur

κ	d1		d2		d3		d4		d5	
	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)
non linéaires	168		165		162		155		144	
linéaires Tref = 27°C	147	12,2	145	12,1	143	11,8	138	11,0	130	9,6

Tab 3.4 : T_{jmax} évaluées au niveau des doigts du transistor, pour une T_{so} de 80°C, aux conductivités thermiques constantes et référencées à 27°C, et évaluation de l'erreur

Notre méthode consiste à évaluer les températures moyennes des volumes au voisinage de la zone de dissipation à l'issue de l'analyse thermique non linéaire, pour les matériaux participants majoritairement à la diffusion de la chaleur, soit l'AsGa et le GaInP. Les valeurs des conductivités dans ces zones sont alors prises à ces températures de référence présentées dans le Tableau 3.5. Une simulation linéaire peut ensuite être effectuée. L'amélioration des résultats est évaluée par les nouvelles erreurs calculées pour des températures de socle de 27°C et de 80°C, respectivement de 0,4% et de 1,5%, Tableaux 3.6 et 3.7.

Matériaux	Ts =27°C		Ts =80°C	
	Tref (°C)	κ [W/(m.K)]	Tref (°C)	κ [W/(m.K)]
GaInP	100	3,4	150	3,2
AsGa (zone de dissipation)	100	33,5	160	28
AsGa (substrat)	70	39	120	30

Tab 3.5 : Attributions des conductivités linéaires estimées pour une température de référence adaptée aux effets décrits pour des Tsoacle de 27°C et 80°C

Tmax (°C) pour Ts = 27°C

κ	d1		d2		d3		d4		d5	
	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)
non linéaires	102,6		101		98,2		92,5		82,5	
linéaires estimées	103	0,4	101	0,5	98,7	0,5	93,5	1,1	83,8	1,6

Tab 3.6 : Tjmax évaluées au niveau des doigts du transistor, pour une Tsoacle de 27°C, aux conductivités thermiques constantes et estimées, et évaluation de l'erreur

Tmax (°C) pour Ts = 80°C

κ	d1		d2		d3		d4		d5	
	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)	Tmax (°C)	erreur (%)
non linéaires	168		165		162		155		144	
linéaires estimées	170	1,5	168	1,8	165	1,9	159	2,1	147	2,6

Tab 3.7 : Tjmax au niveau des doigts du transistor, pour une Tsoacle de 80°C, aux conductivités thermiques constantes et référencées à 80°C, et évaluation de l'erreur

Cette méthode exposée précédemment ne permet pas de générer un modèle réduit valable pour plusieurs températures de socle. Des méthodes d'interpolation de la conductivité thermique existent cependant. Elle repose sur la génération de deux modèles réduits. L'association de ces modèles par une fonction d'interpolation et faisant appel à la transformée de Kirchoff inverse permet de rendre compte de ces phénomènes [26]-[28]. Notre approche n'a pas utilisé ces travaux car d'un point de vue système, le modèle réduit proposé suffit à prédire les effets thermiques prépondérants à température ambiante.

3.4.2. Modèle réduit du TBH

La méthode de réduction d'ordre des vecteurs de Ritz, présentée dans ce chapitre, est alors appliquée au modèle précédent.

• Ordre de réduction du modèle

Une première étape consiste à définir le nombre de vecteurs de Ritz permettant une modélisation suffisamment fine des performances en régimes établi et transitoire. Les résultats du modèle réduit, prenant en compte le nœud le plus chaud du modèle (nœud à T_{jmax} du doigt d_1), sont présentés par la Figure 3.10.

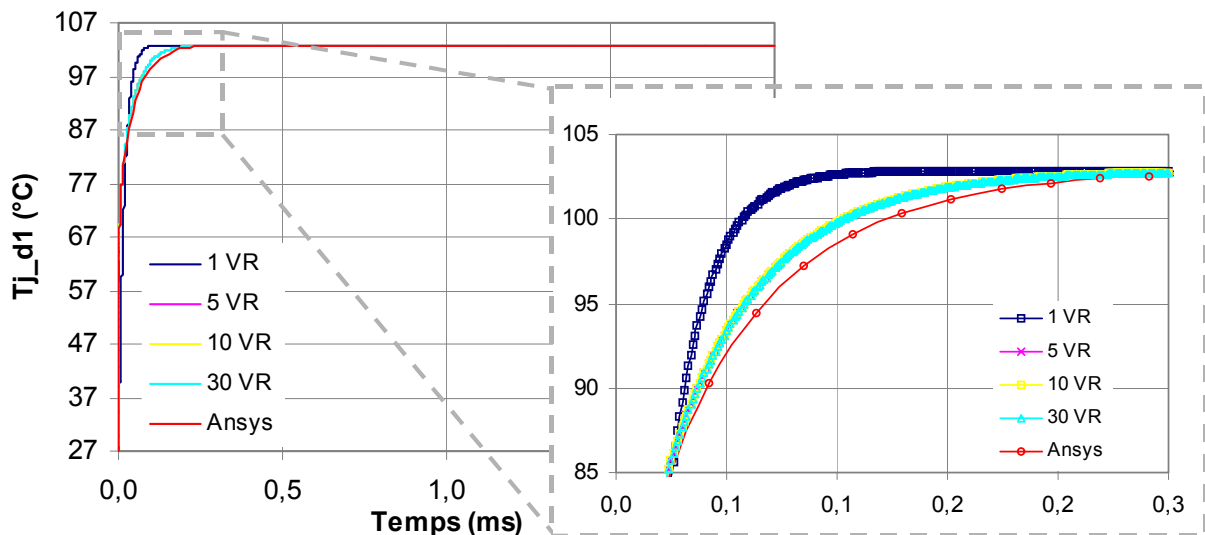


Fig 3.10 : Simulation transitoire du comportement thermique du modèle fin EF d'ANSYS et pour différents modèles réduits à 1, 5, 10 et 30 vecteurs de Ritz pour $T_{socle}=27^{\circ}\text{C}$

Un modèle à un vecteur de Ritz suffit à prendre en compte le régime établi.

Le modèle réduit choisi est celui à 5 Vecteurs de Ritz. En effet, la considération de vecteurs supplémentaires n'améliore pas la précision du régime transitoire. L'erreur de prédiction de la température est de moins de 1°C en régime transitoire, soit une erreur maximale très localisée de 1% à $100\mu\text{s}$. Ainsi, le modèle initial à Eléments Finis composé de près de 9000 nœuds, est réduit d'un facteur 1800.

• Intégration du modèle sous ADS

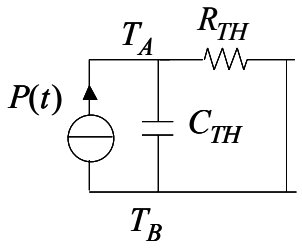
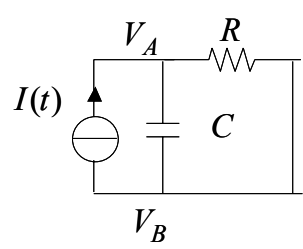
Grâce au principe d'analogie des grandeurs thermiques et des grandeurs électriques, l'impédance est représentée sous forme d'un circuit RC parallèle excitée par une source de courant équivalente à une source de puissance dissipée (Tableaux 3.8 et 3.9). Chaque constante de temps, soit chaque vecteur de Ritz, est modélisée par un circuit RC parallèle.

Grandeurs thermiques			Grandeurs électriques		
T	Température	[°C]	V	Tension	[V]
J	Flux de chaleur	[W/m ²]	J	Densité de courant	[A/m ²]
P	Chaleur	[W]	I	Courant	[A]
Q	Quantité de chaleur	[J]=[W.s]	Q	Charge	[C]=[A.s]
k	Conductivité	[W/(°C.m)]	σ	Conductivité	[1/(Ω .m)]
R_{TH}	Résistance	[°C/W]	R	Résistance	[Ω]
C_{TH}	Capacité	[W.s/C]	C	Capacité	[A.s/V]=[F]

Diagram of a thermal slab with thickness d , area S , and thermal conductivity k . Power $P(t)$ is applied to the top surface. The top surface temperature is $T_A(t)$ and the bottom surface temperature is $T_B(t)$.

Diagram of an electrical slab with thickness d , area S , and conductivity σ . Power $P(t)$ is applied to the top surface. The top surface voltage is $V_A(t)$ and the bottom surface voltage is $V_B(t)$.

Tab 3.8 : Définition de l'équivalence des grandeurs thermiques et électriques

Grandeurs thermiques	Grandeurs électriques
$C_{TH} = \frac{dQ}{dT}$	$C = \frac{dQ}{dV}$
$C_{TH} = c \cdot \rho \cdot d \cdot S$	$C = \varepsilon \cdot \frac{S}{d}$
$R_{TH} = \frac{d}{k \cdot S}$	$R = \frac{d}{\sigma \cdot S}$
$Q(t) = \int_0^t P(t) \cdot dt$	$Q(t) = \int_0^t I(t) \cdot dt$
	
$P(t) = \frac{T_A(t) - T_B(t)}{R_{TH}} + C_{TH} \cdot \frac{d}{dt}(T_A(t) - T_B(t))$	$I(t) = \frac{V_A(t) - V_B(t)}{R} + C \cdot \frac{d}{dt}(V_A(t) - V_B(t))$

Tab 3.9 : Relations entre les grandeurs physiques et représentation du circuit d'impédance thermique équivalente

La procédure de réduction permet de créer un fichier « netlist » définissant l'impédance thermique réduite Z_{THr} normalisée. L'importation de ce fichier sous ADS génère automatiquement un schéma circuit (Figure 3.11).

Le niveau de puissance d'entrée est normalisé par rapport à la puissance injectée au sein du modèle EF d'ANSYS, soit 1Watt (due à la M-normalisation comprise dans la procédure de réduction, paragraphe 2.6.2). La température de socle est définie sous forme d'une tension continue T_{socle} et la température de jonction est donnée par la tension de sortie de l'impédance Z_{THr} .

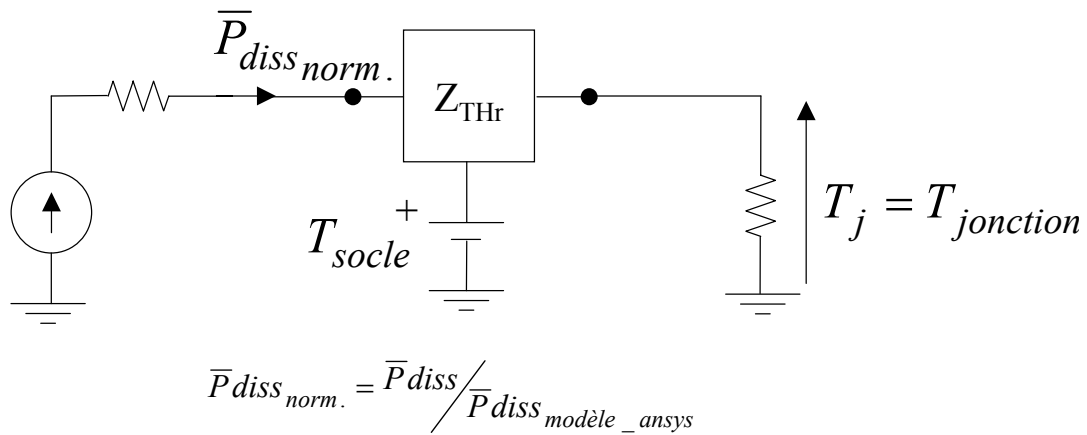


Fig 3.11 : Schématique circuit ADS de l'impédance thermique réduit d'un transistor

Afin de valider l'intégration des modèles, les températures de jonction pour chaque doigt du transistor sont comparées à celles du modèle Eléments Finis sous ANSYS comme présenté par la Figure 3.12.

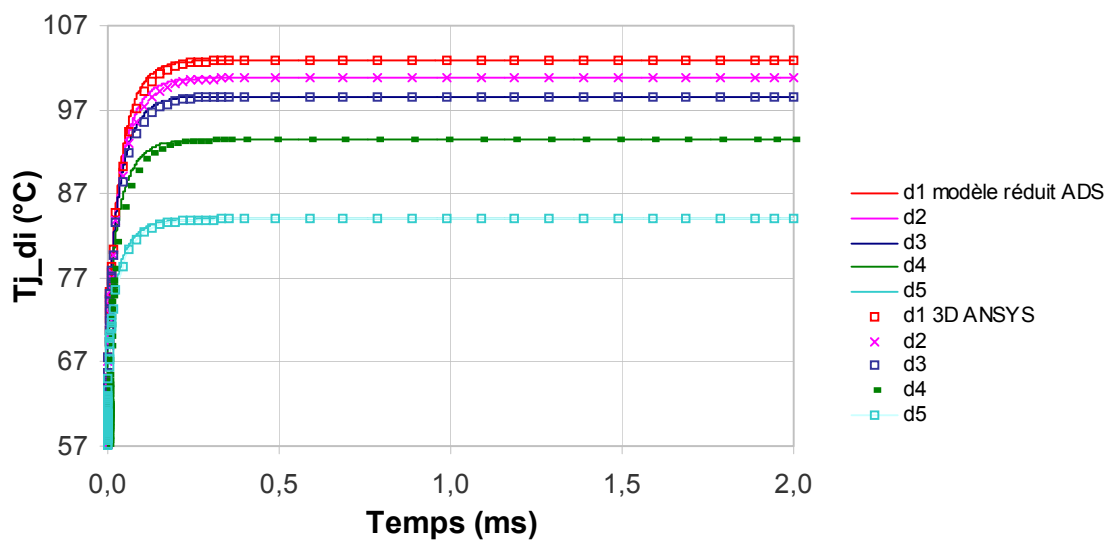


Fig 3.12 : Comparaison du comportement en régimes transitoire et établi du modèle réduit à 5 Vecteurs de Ritz et du modèle EF Ansys à T_{soacle} = 27°C

L'intégration sous ADS n'altère aucunement la précision du modèle. L'erreur maximale par rapport au modèle fin EF est toujours de 1% en fin de régime transitoire. Cette méthode d'intégration est extrêmement rapide.

3.5. Création d'un modèle thermique réduit d'amplificateur de puissance

L'exemple du transistor MMIC étudié a illustré la procédure permettant de générer un modèle d'impédance thermique Z_{TH} intégrable sous ADS. L'ordre élevé du modèle EF contraint à appliquer une méthode de réduction comme la méthode des vecteurs de Ritz. L'ordre d'un modèle EF d'amplificateur de puissance est bien plus important qu'un transistor. L'accès à l'impédance thermique réduit est alors plus délicat et requiert de nombreuses simplifications. En effet, manipuler les matrices d'un modèle EF composées de dizaine de milliers de nœud n'est pas possible avec des moyens de calculs couramment disponibles. Une question se pose alors ; comment créer un modèle EF d'amplificateur de puissance MMIC qui autorise la méthode de réduction des vecteurs de Ritz sans altérer de façon significative la précision des résultats ?

La réponse à cette interrogation est faite en identifiant les phénomènes thermiques liés à la composition et à la technologie propre de chaque amplificateur.

3.5.1. Génération du modèle éléments finis de l'amplificateur étudié

▪ Technologie et composition de l'amplificateur étudié

L'amplificateur de puissance considéré possède deux étages d'amplifications composés de Transistors Bipolaires à Hétérojonction AsGa/GaInP identiques au transistor étudié précédemment, Figure 3.13. L'amplificateur génère une puissance de 8Watt répartie sur les 8 transistors du second étage. La puissance injectée au sein de ces transistors est donc de 1 Watt. Les transistors du second étage ont une longueur de doigt d'émetteur de 40 μ m. Le premier étage d'amplification est composé de 4 transistors d'une longueur de doigt d'émetteur de 30 μ m. Le premier étage a une fonction de pré-amplification afin d'amener la puissance nécessaire à la compression du signal en sortie du second étage. Leurs volumes de dissipation sont inférieurs et la puissance à évacuer est plus faible que ceux des transistors du dernier étage d'amplification.

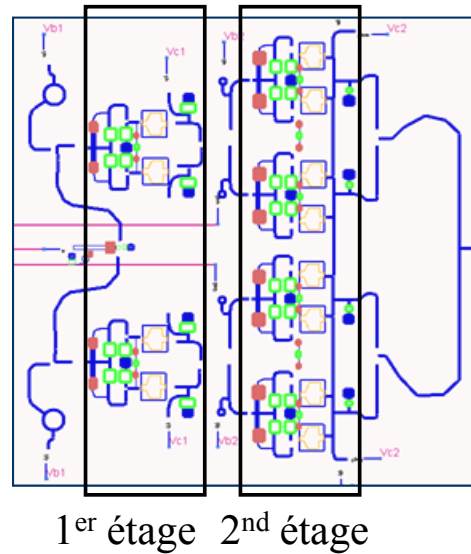


Fig 3.13 : Représentation d'un amplificateur MMIC à 2 étages d'amplification

• Création du modèle d'amplificateur

Un raisonnement portant sur la localisation, l'épaisseur et les conductivités thermiques des matériaux a permis d'aboutir à un modèle simplifié de transistor (paragraphe 3.4.1). Pour décrire l'amplificateur de puissance d'un point de vue système, le modèle de transistor doit une nouvelle fois être simplifié. Rappelons les matériaux du transistor ayant un impact prépondérant sur la dissipation thermique sont : l'AsGa, le GaInP et l'or (Au).

La zone de dissipation du modèle simplifié est décrite par une barre de puissance comme illustré par la Figure 3.14.

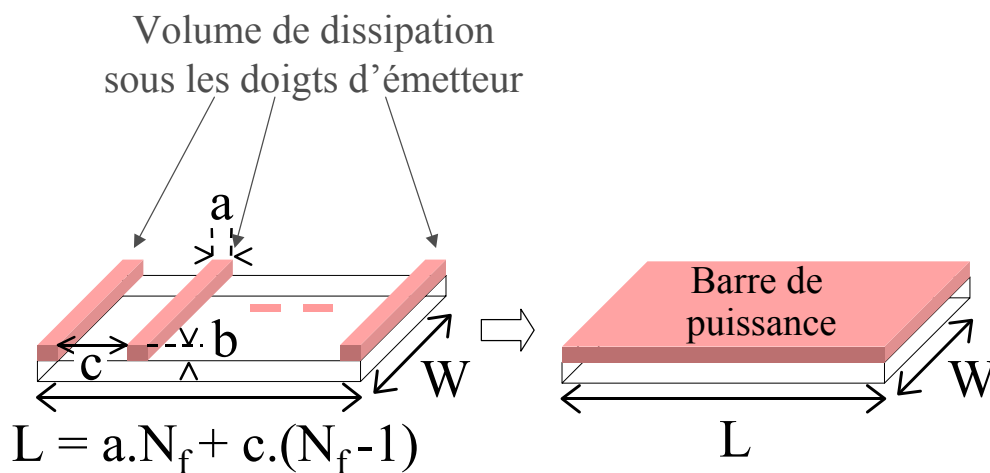


Fig 3.14 : Représentation de la « barre de puissance » au sein du modèle simplifié d'un TBH

a : La largeur d'un doigt d'émetteur correspondant à la largeur de la zone de dissipation du modèle de transistor initial.

b : La hauteur du volume de dissipation initial et la hauteur de la « barre de puissance ».

W : La longueur des doigts d'émetteur et des zones de dissipation du transistor. C'est la largeur de la « barre de puissance ».

c : L'espacement entre les doigts d'émetteur du transistor.

L : La longueur de la « barre de puissance » calculée en fonction des dimensions au niveau des doigts d'émetteur du circuit.

N_f : Le nombre de doigt d'un transistor.

La géométrie des couches est simplifiée en considérant le transistor comme un empilement de couche des matériaux principaux au dessus de la « barre de puissance » en AsGa. Le modèle d'amplificateur est réalisé en intégrant les transistors composés de la barre de puissance en AsGa, des couches de GaInP et d'or sur un volume équivalent de substrat AsGa. La brasure servant au report de la puce est également prise en compte comme le montre la Figure 3.15 afin de considérer les performances au plus proche des conditions de mesure que nous exploiterons dans le Chapitre 4.

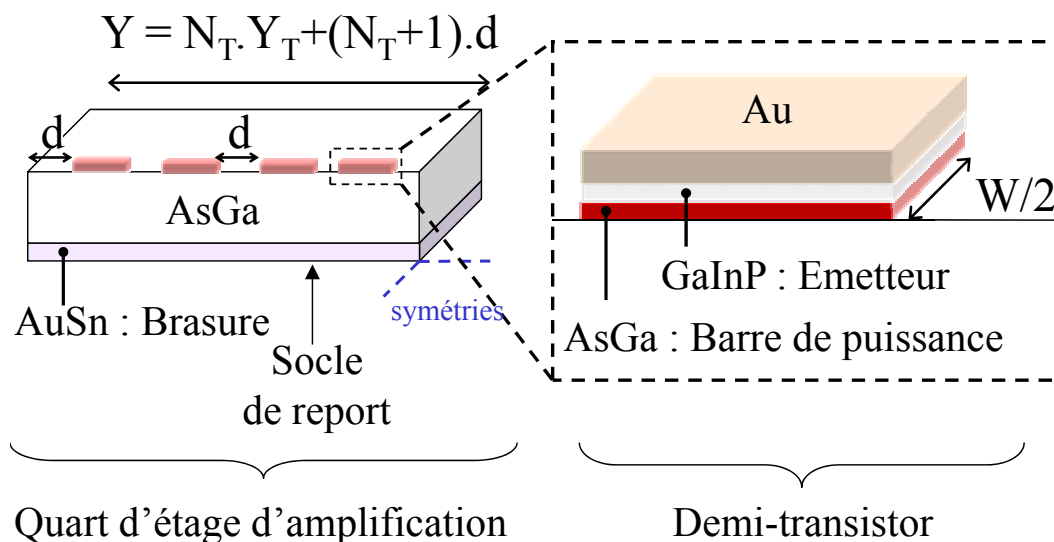


Fig 3.15 : Représentation d'un modèle EF d'un demi-transistor intégré au modèle d'un demi-étage d'amplification

N_T : Le nombre de transistor d'un étage d'amplification.

Appliquer la méthode de réduction à partir d'un modèle EF fin d'amplificateur est possible sous condition de disposer de moyen informatique suffisamment performant. Ce ne fut pas le cas lors de ces travaux (512Mo de RAM, processeur Pentium IV). Une méthode de simplification s'est alors imposée à partir de l'analyse des couplages thermiques.

• Analyse des couplages thermiques

La première hypothèse est que le second étage d'amplification est à l'origine des effets thermiques qui influencent majoritairement le signal de sortie de l'amplificateur. En effet, la surface de dissipation équivalente des transistors du second étage est supérieure à celle des transistors du premier étage afin de favoriser la génération de puissance au détriment de la capacité à évacuer la chaleur. L'influence des transistors du dernier étage d'amplification est donc prépondérante sur les performances globales de l'amplificateur.

Il est alors possible de restreindre le modèle d'amplificateur au modèle du second étage d'amplification ce qui diminue l'ordre du modèle EF de façon significative. Il faut cependant vérifier qu'aucune source de chaleur autre que celles des transistors ne contribue à l'élévation de température du di-étage. Une analyse du couplage thermique entre les étages d'amplification doit donc être réalisée.

Un modèle tridimensionnel constitué des deux étages d'amplification est créé. La Figure 3.16 représente le dimensionnement du modèle simplifié d'amplificateur intégrant deux étages d'amplification. Le modèle associé à cette composition possède un nombre de nœud important, de l'ordre de 60000 malgré un maillage optimisé. Nous ne pouvons pas appliquer la méthode de réduction avec les moyens informatiques actuels.

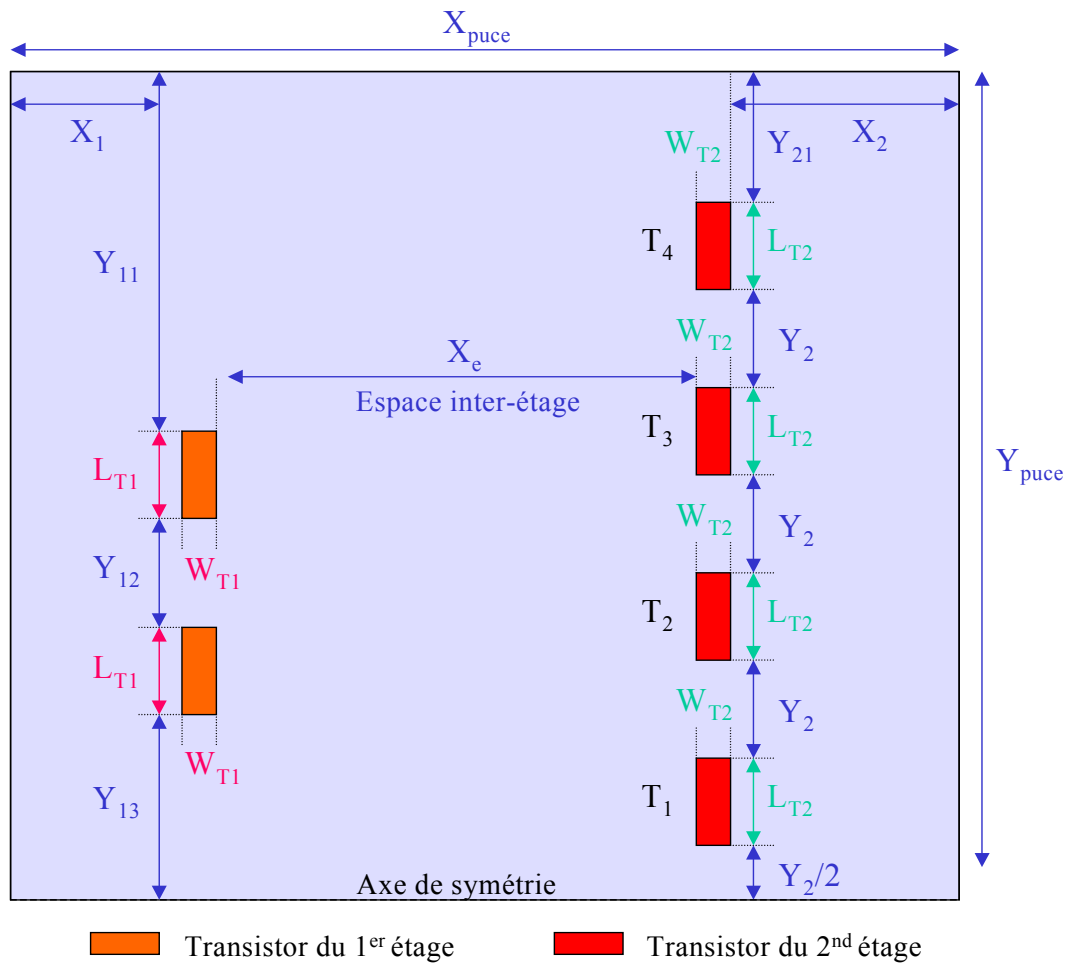


Fig 3.16 : Composition du modèle EF simplifié d'amplificateur de puissance à 2 étages

X_{puce} et Y_{puce} sont les dimensions globales du modèle de l'amplificateur. Celles-ci ne correspondent pas nécessairement aux dimensions réelles de la puce. Elles peuvent être inférieures afin de minimiser l'ordre du modèle. Les dimensions X_1 , X_2 et Y_{21} sont fixées de manière à conserver des parois à flux thermique nul aux limites du modèle. Ces dimensions ne doivent pas modifier la répartition thermique par rapport au modèle aux dimensions réelles.

L_{T1} et L_{T2} sont les longueurs équivalentes des modèles de transistor respectivement du premier et du second étage. Elles dépendent du nombre de doigts d'émetteur et de l'espace inter-doigt X_e .

W_{T1} et W_{T2} sont les largeurs des modèles de transistor du premier et du second étage.

Afin d'évaluer le couplage entre transistor, un ensemble d'analyses non linéaires en régime établi est réalisé. Par exemple, l'influence du transistor T_2 sur le transistor T_1 est évaluée en considérant ces transistors actifs. La « barre de puissance » de T_1 et T_2 est active, les autres transistors sont

inactifs. Le couplage de T_2 sur T_1 est évalué en comparant la valeur de la température maximale dans cette configuration avec la température de T_1 lorsqu'il est seul à l'état actif.

Chaque interaction entre transistor est évaluée par cette méthode. Les différents types de couplages, inter-étage ou intra-étage, sont relevés. La température de référence servant à l'analyse des contributions thermiques est le nœud à la température maximale sur le transistor le plus chaud T_1 (Figure 3.17). L'amplificateur est considéré à un état de fonctionnement opérationnel, par exemple pour une puissance de sortie à 3dB de compression comme considérée dans les résultats présentés par la Figure 3.17. La puissance injectée dans les transistors du premier étage permet d'atteindre cet état.

La Figure 3.17 montre un couplage inter-étage négligeable pour l'amplificateur étudié ce qui autorise la simplification de la structure du modèle EF en ne conservant que le second étage d'amplification.

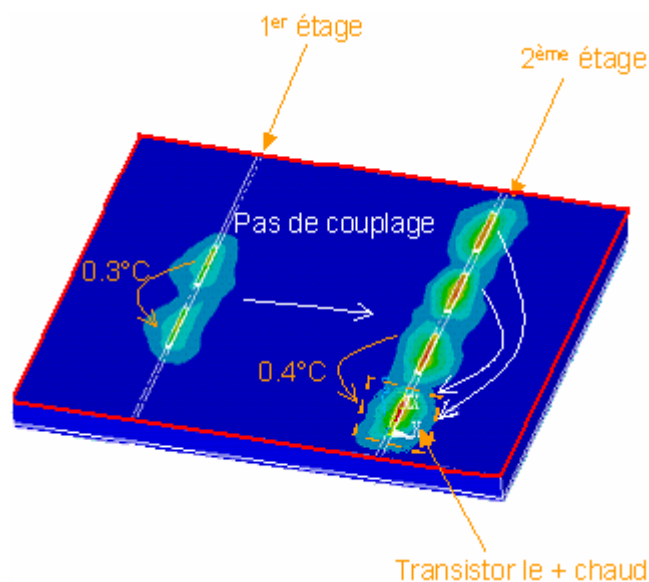


Fig 3.17 : Analyse des couplages au sein du modèle de l'amplificateur pour une puissance de 8 Watt à 3dB de compression et à température ambiante

▪ Choix du nœud sélectionné

Le modèle thermique réduit est extrait à partir d'un nœud du maillage. Le nœud choisi est inclus dans la zone de dissipation du transistor le plus chaud. Il s'agit du transistor central du dernier étage d'amplification. Sa localisation au cœur de l'amplificateur ne favorise pas l'évacuation de la chaleur. Les effets thermiques générés au sein de ce transistor influencent majoritairement les performances de l'amplificateur en imposant des constantes de temps thermiques plus courtes

que les autres transistors. Le nœud à la température maximale sur le transistor central est donc sélectionné.

De plus, pour un espace inter-transistor suffisamment large, le couplage thermique entre transistor est faible, ce qui est le cas pour l'amplificateur étudié Figure 3.17. Le couplage maximal sur le transistor central n'est que de $0,4^{\circ}\text{C}$. Cette propriété autorise la sélection d'un seul nœud au sein d'un transistor, la température en régime établi est quasi-identique selon le transistor considéré. Le transistor central est choisi. Toutefois, les autres transistors influencent le régime thermique transitoire par la génération de constantes de temps thermiques différentes, Figure 3.18.

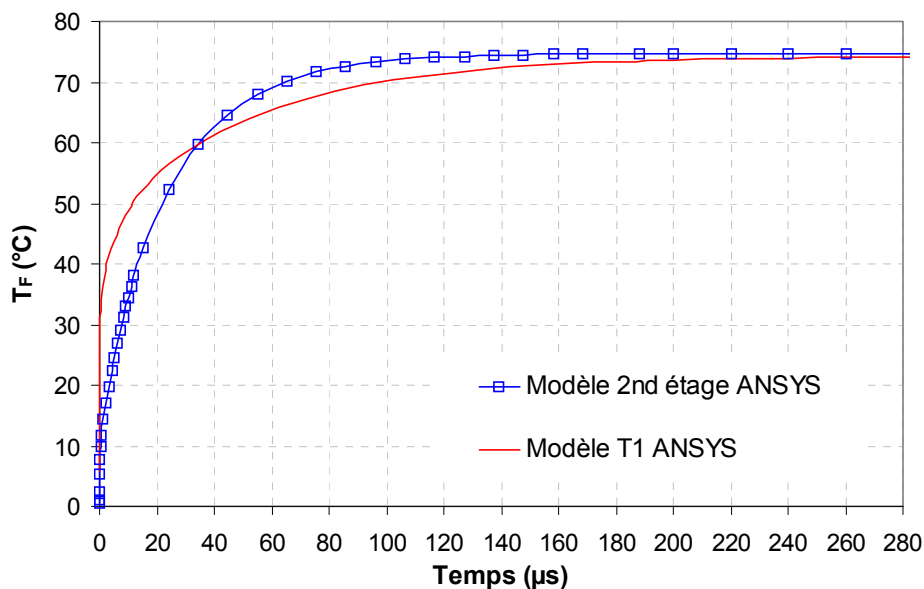


Fig 3.18 : Température de fonctionnement maximale du transistor T_1 pour deux modèles : le modèle du 2nd étage d'amplification et le modèle de T_1 seul.

Ainsi, les capacités informatiques disponibles nous le permettant, le second étage de transistor sera conservé dans le modèle EF final.

• Composition finale du modèle simplifié de l'amplificateur étudié

Les diverses simplifications réalisées aboutissent à un modèle relativement simple d'amplificateur illustré par la Figure 3.19 et détaillé par la Figure 3.20. L'ordre du modèle, égale au nombre de nœuds du maillage, est d'environ 24600 pour 9200 éléments. Ces caractéristiques autorisent la réduction du modèle. Le modèle EF d'amplificateur de puissance est créé sous le simulateur EF ANSYS en tenant compte des propriétés de symétrie du composant.

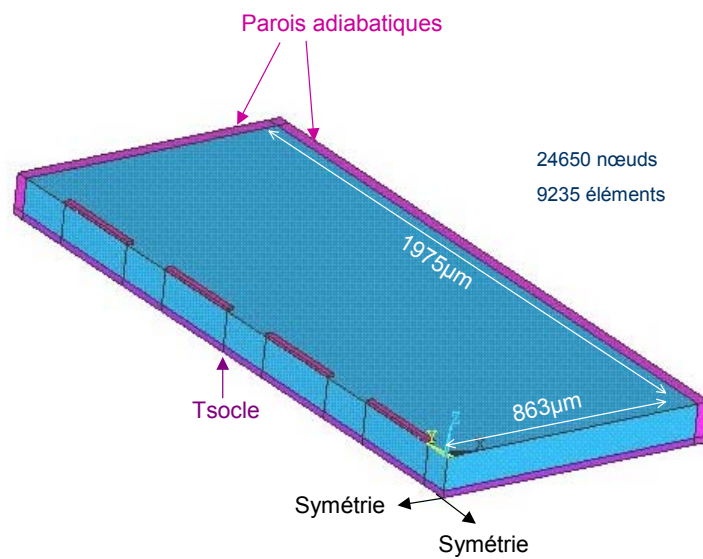


Fig 3.19 : Composition du modèle EF d'amplificateur de puissance étudié

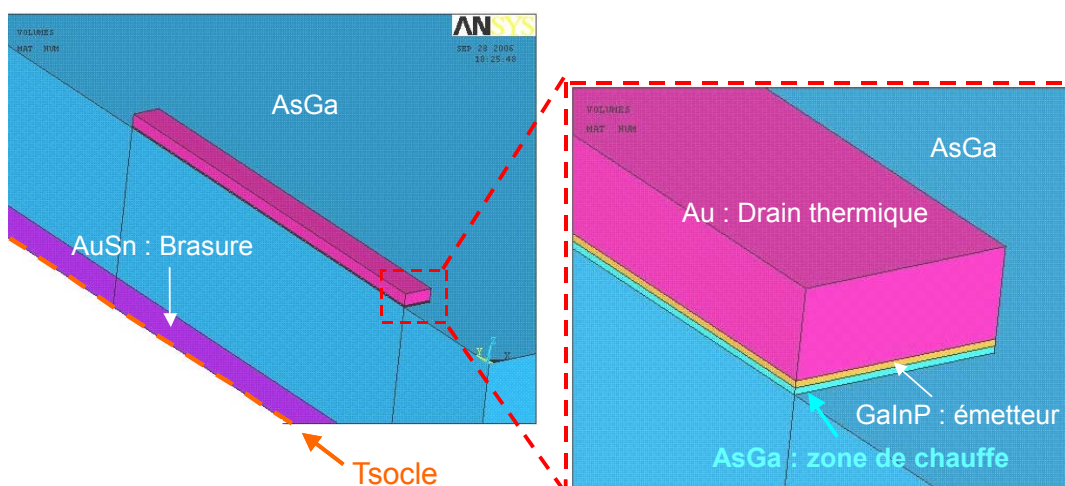


Fig 3.20 : Détail de la composition du modèle EF d'amplificateur étudié

• Récapitulatif de la procédure de création d'un modèle thermique EF d'amplificateur

Les hypothèses mises en évidence pour créer un modèle thermique « système » d'amplificateur de puissance sont adaptées au composant étudié mais le raisonnement est générique. La principale difficulté est d'adapter l'ordre du modèle aux capacités informatiques actuelles. Avec des ressources de calculs plus importantes, il serait possible de créer un modèle prenant en compte les différents étages d'amplification et une représentation plus fine des transistors. De plus, si le couplage entre transistors est significatif, un modèle d'amplificateur peut être extrait à partir de différents nœuds, soit en différents points du composant [25]. En accord avec les capacités informatiques disponibles, le modèle EF est défini selon les caractéristiques physiques et technologiques du composant. Elles doivent être évaluées afin d'accéder à un modèle simplifié du transistor puis de l'amplificateur :

Création du modèle de transistor : La structure des matériaux peut être simplifiée en jugeant de la contribution de chaque couche épitaxiale au sein de la répartition thermique. La conductivité thermique des matériaux et leur localisation par rapport à la zone de dissipation permet d'estimer leur niveau de contribution. Pour cela, l'origine de la dissipation doit être connue. Le modèle EF de transistor peut alors être représenté par un empilement des quelques couches épitaxiales.

Création du modèle d'amplificateur de puissance : Une étude des différents couplages permet de négliger la contribution thermique de certains transistors. L'étude du couplage inter-étage permet de négliger la contribution thermique des étages de pré-amplification. L'étude des couplages entre transistors du dernier étage d'amplification permet de définir le nombre de nœud représentatif du système pour lequel le modèle réduit est extrait.

3.5.2. Intégration sous ADS du modèle d'amplificateur étudié

La méthode des vecteurs de Ritz est appropriée pour la réduction de modèle complexe. Cette technique est détaillée au paragraphe 3.3. Le modèle étudié est créé suivant la même procédure

que le transistor étudié dans le paragraphe 3.4. La méthode d'attribution des conductivités linéaires est appliquée.

▪ Attribution des conductivités thermiques

Les conductivités thermiques sont déclarées constantes à des températures de référence différentes selon les matériaux de manière à s'approcher des résultats du modèle en condition réelle (conductivités dépendantes de la température).

Matériaux	Tref (°C)	κ [W/(m.K)]
GaNP	100	3,85
AsGa	60	38
AuSn (Brasure)	27	57
Au (Drain thermique)	27	310

Tab 3.10 : Tableau des conductivités attribuées à chaque matériau du modèle d'amplificateur

Les températures de référence sont inférieures à celles du modèle de transistor seul car les volumes du substrat et des zones de dissipation sont supérieurs à puissance générée identique. La température de référence évaluée au sein de chaque couche est donc plus faible dans le cas de l'amplificateur, notamment pour le substrat AsGa.

La comparaison des résultats du modèle en régime établi pour des conductivités dépendantes de la température puis constantes d'après les valeurs du Tableau 3.10, montre l'intérêt de la méthode d'attribution des conductivités à différentes températures de référence. L'erreur commise par rapport au modèle précis aux conductivités thermiques dépendantes de la température n'est que de 1,5% sur la température maximale à température ambiante, Tableau 3.11 et Figure 3.21. L'attribution des conductivités thermiques référencées à température ambiante revient à faire une erreur de 10% sur la température maximale.

κ	Tmax (°C)	Erreur (%)
non linéaires	100	-
linéaires estimées	101,5	1,5
linéaires Tref = 27°C	90	10

Tab 3.11 : Erreurs de modélisation sur la température maximale en fonction de l'attribution des conductivités thermiques des matériaux

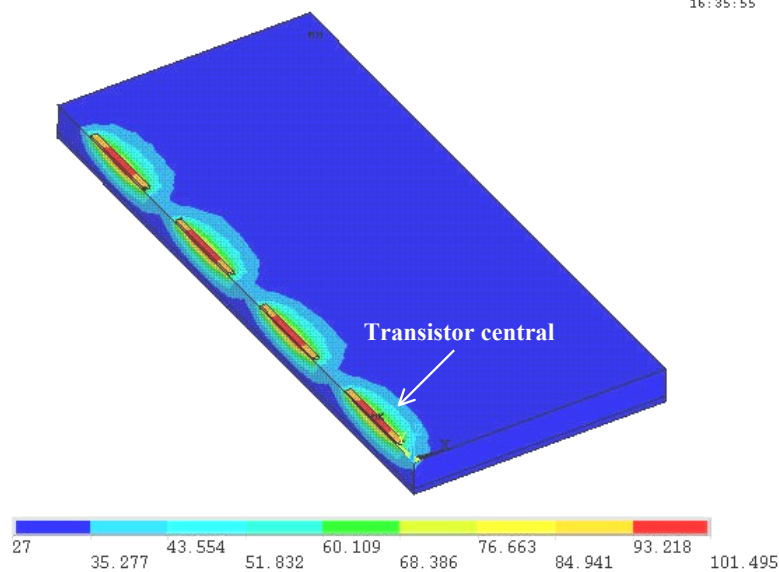


Fig 3.21 : Résultat en régime établi et à température ambiante de la répartition de température sur le modèle simplifié d’amplificateur de puissance

L’erreur finale entre l’analyse linéaire du modèle simplifié et l’analyse non linéaire du modèle à 2 étages est de 1%, soit un écart maximal sur la température maximale de 1°C, Tableau 3.12. La méthodologie permettant de créer un modèle simplifié de l’amplificateur étudié est validée.

	κ	Tmax (°C)	Erreur (%)
Modèle complet 2 étages	non linéaires	102,5	-
Modèle simplifié 2nd étage	linéaires estimées	101,5	1

Tab 3.12 : Résultats comparatifs de la température maximale, en régime établi, du modèle composé de 2 étages en analyse non linéaire et du modèle simplifié en analyse linéaire, erreur de modélisation du second modèle

▪ Intégration sous ADS

Le modèle d’impédance thermique étudié a été réduit à partir d’une base de 5 vecteurs de Ritz et intégré sous ADS, Figure 3.22. La tension en sortie de l’impédance représente les variations de la température de fonctionnement T_F définie au niveau du transistor central (au environ de la

température maximale) mais dépend de la contribution thermique de chaque transistor du second étage d'amplification.

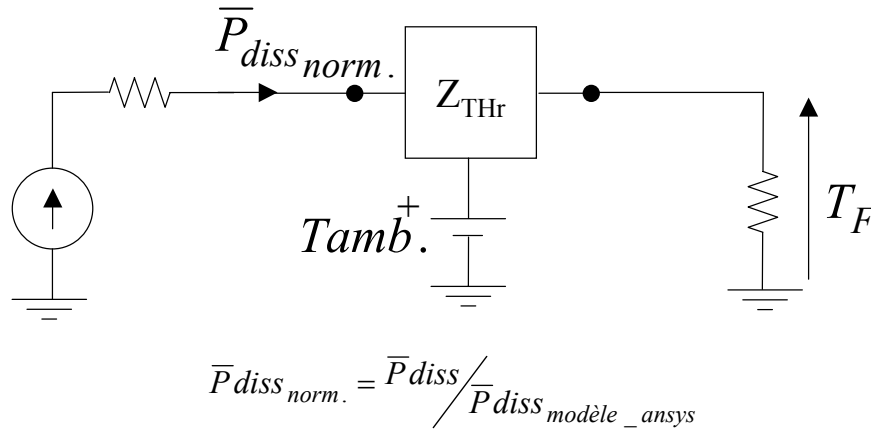


Fig 3.22 : Schématic circuit ADS de l'impédance thermique réduite d'un transistor

Par rapport au modèle EF, l'application de la méthode des vecteurs de Ritz a permis une réduction d'ordre de 5000. La validation du modèle réduit d'amplificateur intégré sous ADS est évaluée en réalisant une analyse temporelle présentée par la Figure 3.23.

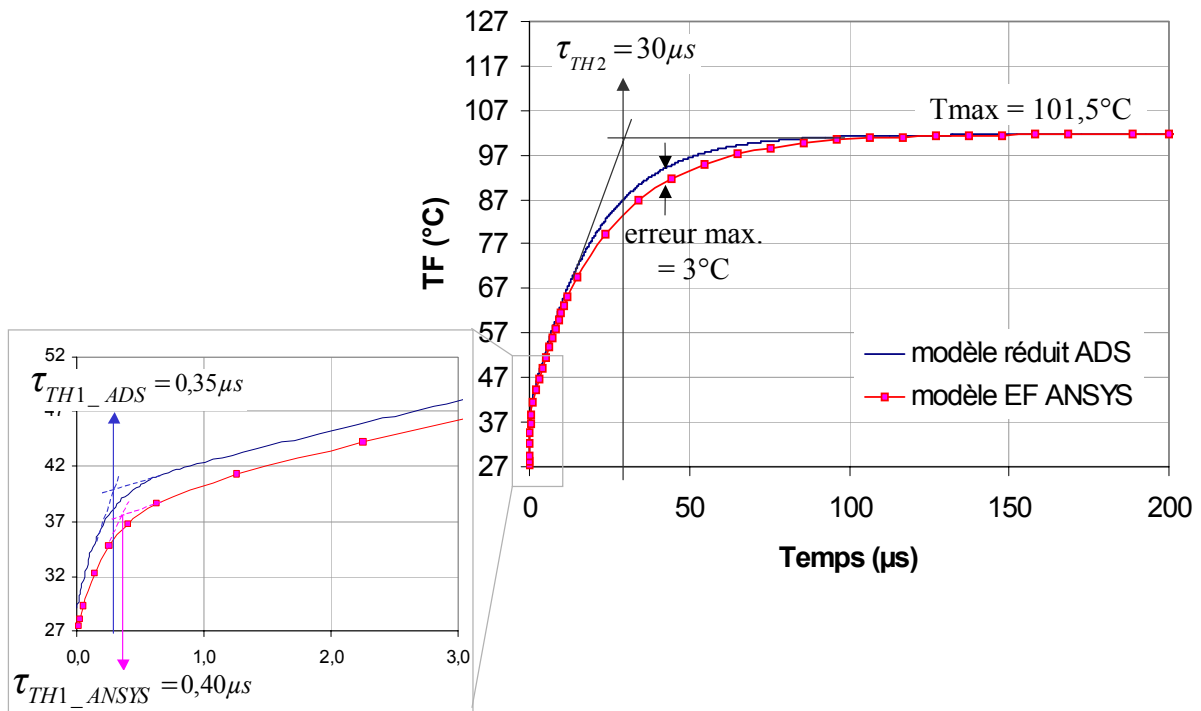


Fig 3.23 : Validation du modèle réduit d'amplificateur intégré sous ADS par rapport à son modèle EF ANSYS – Mise en évidence des constantes de temps thermiques

L'erreur maximale du modèle en régime transitoire est de 3°C soit de 3%.

Comme le montre la Figure 3.23, différentes constantes de temps thermiques sont présentes au sein du système dont deux sont prépondérantes. Celle qui influence immédiatement le système est la constante τ_{TH1} d'une durée faible inférieure à la microseconde. C'est la constante de temps moyenne généralement prise en compte dans les modèles thermiques simples couplées aux modèles de conception au sein des transistors (arrondie à 1 μ s). Mais lorsque le système est soumis plus longuement aux effets thermiques, une constante de temps τ_{TH2} plus longue (de l'ordre de 30 μ s pour l'amplificateur étudié) entre en jeu. Le modèle thermique réduit permet de prédire ces phénomènes de façon précise.

3.6. Conclusion

Ce chapitre a présenté les fondements des échanges thermiques et les lois mathématiques associées. La création d'un modèle physique et la résolution de l'équation de la chaleur par la méthode des éléments finis ont montré leur qualité en terme de précision. En effet, grâce à cette méthode, la température est connue en tout point du composant. Il est toutefois essentiel de connaître l'origine de la dissipation thermique et les conditions limites permettant de résoudre le système d'équations différentielles. Ce modèle physique n'est pas intégrable directement sous un simulateur circuit afin de réaliser le couplage avec un modèle électrique.

Ainsi, l'application de la méthode de réduction d'ordre des vecteurs de Ritz sur un Transistor Bipolaire à Hétérojonction a démontré son efficacité de part le facteur de réduction de 1800 et la finesse des résultats en température : l'erreur maximale est estimée à 1°C sur une partie du régime transitoire, soit une erreur maximale très locale de 1%. Il est donc possible de générer un modèle équivalent de faible dimension et de l'intégrer sous un simulateur circuit comme ADS. Ce modèle réduit est une impédance thermique composée de réseaux RC parallèles dont le nombre représente autant de constantes de temps décrivant le régime transitoire.

Concernant le modèle d'amplificateur, le facteur de réduction est de 5000. La difficulté était de réaliser un modèle EF d'amplificateur compatible avec les conditions d'application de la méthode de réduction au moyen d'outil informatique couramment disponible en gardant une bonne précision des résultats. Une méthodologie générique de création de modèle EF d'amplificateur a été explicitée, illustrée par un cas particulier. Les phénomènes à analyser comme le couplage thermique entre étage d'amplification et entre transistors du dernier étage ont permis d'effectuer des hypothèses simplificatrices et de choisir le nœud qui représentera les effets thermiques de l'amplificateur global. La procédure de simplification de la structure intégrant des volumes de dissipation équivalents, des « barres de puissances », associée à une méthode d'attribution des conductivités linéaires adaptées a montré son efficacité. Cette méthode a permis de générer un modèle réduit simple et précis avec une erreur sur la température maximale de 1,5°C. Ce modèle réduit d'amplificateur s'intègre aussi facilement que pour le TBH sous le simulateur ADS (de même dimension) ce qui lui confère la capacité d'être couplé à un modèle électrique.

Cette étape sera décrite dans le chapitre suivant.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. Grauby, B.C. Forget, S. Hole, D. Fournier, “ *High resolution photothermal imaging of high frequency phenomena using a visible camera associated with a multichannel lock-in scheme* ”, Review of scientific instrument, vol.70, n°9, pp.3603-3608, sept. 1999.
- [2] S.H. Lewis, “ *Infrared microscopy as applied to failure analysis of P-DIP device* ”, Proc. IRPS, pp.99-101, 1989.
- [3] D.E. Dawson, A.K Gupta, M.L. Salib, “ *CW measurement of HBT thermal resistance* ”, IEEE Trans. on Electronic Device, vol.39, oct. 1992.
- [4] J.P. Teyssier, Ph. Bouysse, Z. Ouarch, T. Peyretailade, R. Quéré, “ *40GHz/150ns versatile pulsed measurement system for microwave transistor isothermal characterisation* ”, IEEE Microw. Theory and Techniques, vol.46, n°12, pp.2043-2052, dec. 1998.
- [5] J. Taine, J.P. Petit, “ *Transferts Thermiques* ”, collection Sciences sup, ed. Dunod, 3^e édition parue le 27 mars 2003.
- [6] G. Dhatt, G. Touzot, E. Lefrançois, “ *Méthode des éléments finis* ”, ed. Hermes Sciences Publications, paru le 1^{er} avril 2005.
- [7] Ern, “ *Elements finis* ”, ed. Dunod, paru le 1^{er} sept. 2005.
- [8] V.L. Druskin, L.A. Knizhnermann, “ *Two polynomial methods of calculating functions of symmetric matrices* ”, USSR Comp. Math. Phys., vol.29, pp. 112-121, 1989.
- [9] J.P. Demailly, “ *Analyse numérique et équations différentielles* ”, ed. EDP Sciences.
- [10] C. Brezinski, “ *La méthode de Cholesky* ”, Revue d’histoire des mathématiques, vol.11, fascicule 2, pp.2005-238, 2005.
- [11] P. Joly, “ *Résolution de systèmes linéaires avec plusieurs membres par la méthode du gradient conjugué* ”, Tech. Ref.R-91012, Université Pierre et Marie Curie, Paris, Mar. 1991.
- [12] D.P. O’Leary, “ *The block conjugate gradient algorithm and related methods* ”, Linear algebra and its applications, vol.29, pp. 293-322, 1980.
- [13] Y. Zhu, A.C. Cangellaris, “ *Finite element-based model order reduction of electromagnetic devices* ”, Int. Journal Numer. Modeling, vol.15, pp. 73-92, 2002.
- [14] H. Wu, A.C. Cangellaris, “ *Model-order reduction of finite element approximation of passive electromagnetic devices including lumped electrical-circuit models* ”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.52, n°9, part II, pp.2305-2313, sept. 2004.
- [15] R.D. Cook, D.S. Malkus, M.E. Plesha, “ *Concepts and application of finite element analysis* ”, 3^e ed. John Wiley & Sons.
- [16] J.Tzer, L. Vu-quoc, “ *A rational formulation of thermal circuit modes for electrothermal simulation – Part II : Model Reduction Techniques* ”, IEEE Trans. Circuit and Systems, vol.43, n°9, sept. 1996.

- [17] E.L. Wilson, M.W. Yuan, “ *Dynamic analysis by direct superposition of Ritz vectors* ”, Earthquake Eng. Structural dynamics, vol.10, n°6, pp.813-821, nov. 1982.
- [18] R.R. Craig, A.L. Hale, “ *Block-Krylov component synthesis method for structural model reduction* ”, Journal Guid. Control Dyn., vol.11, pp.562-570, 1988.
- [19] K.J. Joo, E.L. Wilson, P. Leger, “ *Ritz vectors and generation criteria for mode superposition analysis*”, Earthquake Eng. and Struct. Dyn., 1989, vol. 18, pp. 149-167.
- [20] J.T. Hu, L. Vu-Quoc “ *A rational formulation of thermal circuit models for electrothermal simulation*”, IEEE Trans. Circ. and Syst., vol. 43, pp. 721-732, Sept. 1996.
- [21] D. Lopez, R. Sommet, R. Quéré, “ *Spice thermal subcircuit of multifinger HBT derived from Ritz vector technique of 3D thermal simulation for electrothermal modeling*”, 9^e GaAs Conf., Londres, 2001.
- [22] R. Sommet, D. Lopez, R. Quéré, “ *From 3D thermal simulation of HBT devices to their thermal model integration into circuit simulators via Ritz vectors reduction technique* ” in Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, IITHERM 2002, the 8th Intersociety Conf., San Diego, CA, pp.22-28, Jun. 2002.
- [23] J.P. Chancelier, F. Delebecque, C. Gomez, M. Goursat, R. Nikoukah, S. Steer, “ *Introduction à Scilab* ”, Springer France, 2001.
- [24] “ *ANSYS, Inc. Theory Reference* ”, ANSYS release 9, 002114, nov. 2004.
- [25] E.B. Rudnyi, J. Lienemann, A. Greiner, J.G Korvink, “ *Mor4ansys : Generating compact models directly from ANSYS models* ”, Tech. Proc. Nanotechnology Conf., Nanotech 2004, Boston, MA, USA, Mar. 2004.
- [26] C. Chang, “ *Amélioration de modèles électrothermiques de composants de puissance de type TBH et pHEMT et application à la conception optimale de modules actifs pour les radars* ”, Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, no 07-2004, mai 2004.
- [27] R. Sommet, C. Chang, P Duème, R. Quéré, “ *Electrothermal models of transistors based on finite element analysis for radar applications* ”, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, IITHERM 2004, the 9th Intersociety Conf., Las Vegas, NV, pp.515-522, juin 2004.
- [28] E. Gatard, R. Sommet, R. Quéré, “ *Nonlinear thermal reduced model for power semiconductor devices*”, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, IITHERM 2006, the 10th Intersociety Conf., San Diego, CA, mai 2006, pp.638-644.

CHAPITRE 4

LE MODELE ELECTROTHERMIQUE

COMPORTEMENTAL D'AMPLIFICATEUR DE

PUISSANCE RF

4.1. Introduction

La prise en compte au niveau « système » des effets thermiques générés par le comportement fortement non linéaire des amplificateurs de puissance, reste inexistante dans les modèles actuellement proposés dans la littérature (Chapitre 2). C'est pourtant une donnée majeure car les effets d'autoéchauffement influencent directement les performances électriques de l'amplificateur par la création d'une distorsion du signal d'enveloppe (modulation basse fréquence) [1]-[2]. Concernant les applications radars, les dérives d'amplitude et de phase du signal RF émis sont principalement dues aux effets thermiques générés au sein des amplificateurs. Ces phénomènes peuvent entraîner une diminution de la précision de calculs pour la localisation de cibles en mouvement et une perte de puissance du faisceau émis réduisant la portée du radar (Chapitre 1). C'est pourquoi ces effets d'autoéchauffement doivent être maîtrisés dès la conception du module d'émission du radar. Pour cela, des simulations « systèmes », intégrant des modèles électrothermiques d'amplificateur doivent être réalisées. Les modèles « circuits » actuels d'amplificateur sont inadaptés à l'analyse de chaînes hyperfréquences de part leur fort temps de calculs et leur sensibilité aux problèmes de convergence. De plus, les effets thermiques sont souvent partiellement décrits par un simple circuit RC parallèle, la prédiction des effets thermiques transitoires est insuffisante pour des applications radars. Ces travaux sont donc motivés par le besoin d'un modèle « système » électrothermique [3] répondant à la demande de précision des effets thermiques transitoires pour des temps de calculs moindres. Ce modèle doit bénéficier d'une procédure d'extraction relativement simple de manière à être accessible au plus grand nombre sans exiger de dispositif de mesure spécifique. L'intégration de ce modèle doit être possible dans un simulateur « circuit » couramment disponible.

Les séries de Volterra dynamiques modifiées [4]-[8] possèdent cette simplicité d'extraction et permettent une analyse fine des effets non linéaires statiques et à mémoires hautes fréquences pour des amplificateurs à bande de fréquence étroite (Chapitre 2). Le modèle Electro-Thermique Comportemental (ETC) développé dans ces travaux est basé sur ce modèle. L'expression des séries de Volterra dynamiques sera étendue afin d'intégrer l'impact de la température sur les performances électriques. La prise en compte des variations thermiques sera effectuée à l'aide d'un modèle d'impédance thermique réduite obtenue par la méthode des vecteurs de Ritz comme présenté au Chapitre 3, paragraphe 3.5. Le modèle ETC sera validée par la mesure.

4.2. Principes du modèle électrothermique comportemental

4.2.1. Topologie du modèle

La connaissance de l'origine des phénomènes thermiques au sein de l'amplificateur permet de proposer une topologie du modèle. En effet, les effets d'autoéchauffement se manifestent lorsque les transistors entrent en fonctionnement. Les variations de la température Basse Fréquence (BF) de l'amplificateur modifient à leur tour les variations électriques. Un système bouclé de la Figure 4.1 permet une approche intuitive de l'interaction entre les effets non linéaires électriques et les phénomènes thermiques au sein de l'amplificateur de puissance.

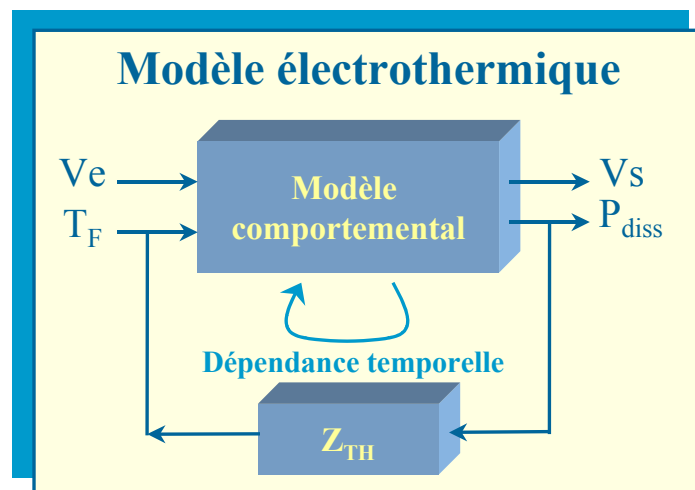


Fig 4.1 : Topologie du modèle électrothermique comportemental

Le modèle électrique, dans le cas d'un amplificateur, est un « macromodèle » ou « modèle comportemental » permettant une analyse « système » du circuit (Chapitre 2). Le modèle considéré permet une modélisation des effets non linéaires, à mémoire Haute Fréquence (HF). Le modèle thermique est une impédance thermique équivalente Z_{TH} permettant d'évaluer les variations en température au sein du système. Les caractéristiques et les performances du modèle thermique de l'amplificateur étudié ont été présentées au Chapitre 3, paragraphe 3.5. Ces deux modèles ont été développés séparément puis implantés sous la même interface de simulation, ADS.

Le modèle électrothermique comportemental final est soumis à un signal d'enveloppe pulsé d'entrée, V_e . Le modèle calcule le signal d'enveloppe de sortie, V_s , le courant de polarisation collecteur I_{co} et la puissance moyenne dissipée \bar{P}_{diss} . A chaque instant, \bar{P}_{diss} est injectée dans le modèle thermique traduisant l'évolution de la température maximale de fonctionnement T_F .

4.2.2. Description découplée des effets mémoires

Comme pour l'élaboration de tout nouveau modèle, les développements doivent être maîtrisés par étape en soulevant des hypothèses simplificatrices. Dans un premier temps, la dépendance thermique sera localement déclarée sur la partie statique du paramètre de transfert large signal, \tilde{S}_{21_stat} . En effet, il faut garder à l'esprit les objectifs premiers de la modélisation système qui sont d'évaluer le comportement du circuit pour des temps et des moyens de calcul minimisés. Cette hypothèse est loin d'être illégitime malgré les caractères indissociables des effets de mémoires BF et HF. L'hypothèse statique considérée se base sur le fait que le comportement non linéaire, à une fréquence, impose la réaction des effets thermiques (effet de mémoire BF). Comme présentée au Chapitre 1 paragraphe 1.3.3, l'augmentation de la température crée une chute du gain en courant statique au sein des transistors. Ainsi, l'impact des effets thermiques se manifeste majoritairement sur les composantes statiques non linéaires, c'est donc la priorité des développements.

Le modèle à gain complexe développé en série de Volterra dynamique tronquée et simplifiée (Chapitre 2, paragraphe 2.6.1) découple les effets non linéaires à la fréquence centrale f_0 des effets mémoires HF sur la bande de fréquence de l'amplificateur [7]-[9].

$$\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|) = \tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|) + \frac{1}{2\pi} \int_{BW} HD_{-} \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \cdot \frac{\tilde{a}_1(\Omega)}{|\tilde{a}_1(t)|} \cdot e^{j(\Omega t - \phi_{a_1(t)})} \cdot d\Omega \quad (4.1)$$

$\tilde{a}_1(t)$: L'onde incidente d'entrée exprimée en enveloppe complexe.

$\tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|)$: Le gain statique modélise les effets non linéaires à la fréquence centrale de fonctionnement f_0 de la bande passante BW .

$HD_ \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega)$: Le gain différentiel modélise les effets de mémoires HF à la pulsation Ω en bande de base.

Le paramètre de transfert large signal \tilde{S}_{21} est défini pour des signaux d'enveloppe complexe portant sur les ondes d'entrée et de sortie chargées sur une impédance de 50Ω . Les désadaptations entrée/sortie ne sont donc pas considérées. Le paramètre \tilde{S}_{21} peut être assimilé au gain du modèle et le modèle est dit « unilatéral ».

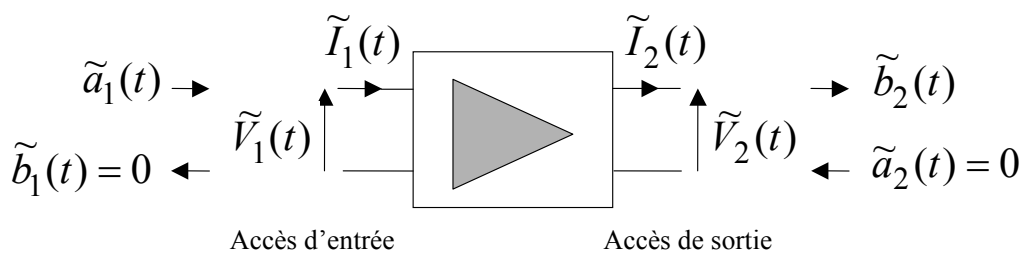


Fig 4.2 : Représentation du modèle électrique comportemental avec les variables aux accès

Ainsi, le modèle ETC se base sur la représentation des principaux phénomènes thermiques et non linéaires électriques. La distorsion du signal de sortie est principalement induite par les effets thermiques statiques et les effets dynamiques d'ordre 1. Ces simplifications permettent la création du modèle d'après une procédure d'extraction accessible au plus grand nombre avec des moyens informatiques et/ou de mesures couramment disponibles.

Dans un premier temps, le modèle est réalisé en considérant le gain statique couplé aux effets thermiques. Puis, dans un second temps, ce modèle est étendu en prenant en compte le gain dynamique différentiel de manière à introduire la dépendance fréquentielle de la porteuse. Les effets de mémoires BF et HF sont donc modélisés séparément. Le modèle à séries de Volterra modulées réalisé par C.Mazière (Chapitre 2, paragraphe 2.6.2) a démontré la validité de cette hypothèse en découplant la modélisation des effets BF et HF [9].

4.3. Modélisation statique isotherme

4.3.1. Définition du gain statique isotherme

▪ Principe de la boucle temporelle

La dépendance temporelle du modèle est gérée par le logiciel de simulation par une analyse en transitoire d'enveloppe (Chapitre 2, paragraphe 2.2.3), [4]. Le signal d'enveloppe est échantillonné en temps d'après l'intervalle Δt choisi par l'utilisateur, Figure 4.3. Le modèle comportemental non linéaire est donc considéré en régime établi pendant les intervalles de temps Δt . Plus Δt est faible, plus l'analyse temporelle est précise.

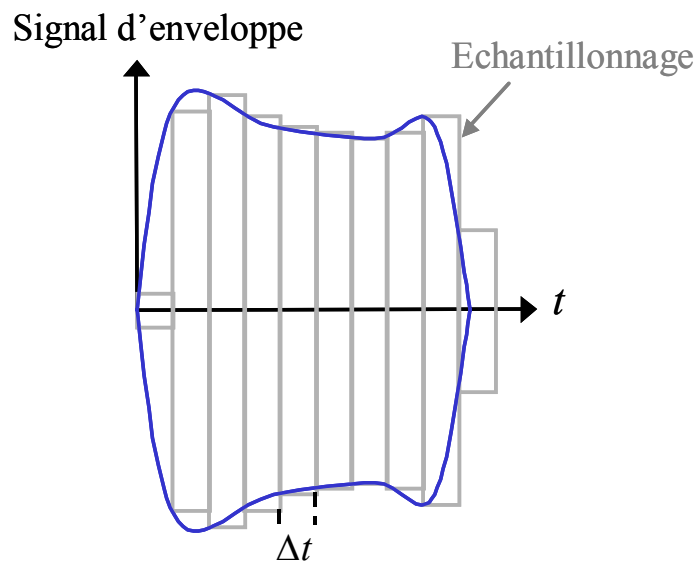


Fig 4.3 : Echantillonnage temporel du signal d'enveloppe au cours de l'analyse en transitoire d'enveloppe

Les phénomènes transitoires sont imposés par le modèle d'impédance thermique linéaire Z_{TH} .

Une approche intuitive du fonctionnement thermique temporel de l'amplificateur permet de comprendre la topologie du modèle électrothermique défini à température ambiante.

La boucle thermique temporelle s'exprime de la manière suivante :

- **Instant initial** à $t = 0$ (référence en début d'impulsion RF) : Aucun phénomène d'autoéchauffement n'est présent. C'est l'état initial du système. La température du circuit est stable et égale à la température ambiante Ta . Le gain statique \tilde{S}_{21_stat} et la puissance moyenne dissipée \bar{P}_{diss} sont définis à la fréquence f_0 et à la température ambiante Ta . La température de fonctionnement T_F définie au sein de l'amplificateur est égale à Ta . Ces relations s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{aligned}\tilde{S}_{21_stat}(t, T_F, f_0) &= \tilde{S}_{21_stat}(0, Ta, f_0) \\ \bar{P}_{diss}(t, T_F, f_0) &= \bar{P}_{diss}(0, Ta, f_0) \\ T_F &= Ta\end{aligned}\tag{4.2}$$

- **Instant** $t \neq 0$: Les effets d'autoéchauffement sont présents. T_F varie en fonction de la puissance dissipée moyenne soumise au modèle d'impédance thermique Z_{TH} . La dépendance thermique sur le gain statique est représentée par l'intermédiaire d'un nouveau terme différentiel, $\alpha_{_S21}$.

$$\tilde{S}_{21_stat}(t, T_F, f_0) = \tilde{S}_{21_stat}(t, Ta, f_0) + \alpha_{_S21}(t, T_F, f_0)\tag{4.3}$$

Il est possible de considérer un gain statique directement dépendant de la température, sans déterminer le terme $\alpha_{_S21}$ séparément. Afin de prendre en compte la demande d'un modèle modulable selon les besoins des ingénieurs, la fonction thermique $\alpha_{_S21}$ est dissociée du gain défini à l'ambiante. La dépendance thermique peut être désactivée si besoin. De plus, lors de la création du modèle, la séparation des dépendances permet de localiser l'origine des erreurs de modélisation plus rapidement et de minimiser ainsi les temps de réalisation du modèle.

A l'instant t , la puissance moyenne dissipée \bar{P}_{diss} est fournie par le modèle comportemental en entrée du modèle d'impédance thermique Z_{TH} . Celui-ci traduit la variation de température ΔT en fonction de la valeur de \bar{P}_{diss} . La connaissance de ΔT permet de déduire la nouvelle

température de fonctionnement T_F en entrée du modèle électrique statique à l'instant suivant.

Ces relations se formulent de la manière suivante :

$$\begin{aligned} T_F(t) &= Ta + \Delta T(t) \\ \Delta T(t) &= Z_{TH} \times \overline{P}_{diss}(t - \Delta t, T_F(t - \Delta t), f_o) \end{aligned} \quad (4.4)$$

▪ Expression des termes statiques

- Gain statique à température ambiante :

Le gain statique à température ambiante $\tilde{S}_{21_stat}(Ta)$ se définit par le rapport entre les ondes puissance de sortie $\tilde{b}_2(Ta)$ et d'entrée $\tilde{a}_1(Ta)$ à la température ambiante Ta et à la fréquence porteuse f_o :

$$\tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1|, Ta, f_o) = \frac{\tilde{b}_2(Ta, f_o)}{\tilde{a}_1(Ta, f_o)} \quad (4.5)$$

- Gain statique thermique différentiel :

Le terme α_{-S21} se définit comme la variation de gain du modèle lorsqu'il est soumis à la température T_k :

$$\alpha_{-S21} = \frac{\tilde{b}_2(T_k, f_o)}{\tilde{a}_1(T_k, f_o)} - \frac{\tilde{b}_2(Ta, f_o)}{\tilde{a}_1(Ta, f_o)} \quad (4.6)$$

T_k est la température constante imposée au sein des transistors composant l'amplificateur (pas d'effet d'autoéchauffement).

- Puissance moyenne statique dissipée :

L'expression de la puissance moyenne dissipée est la suivante :

$$\overline{P}_{diss} = P_e - P_S + P_{DC} \quad (4.7)$$

P_{dc} est la puissance continue fournie à l'amplificateur par les alimentations extérieures aux niveaux des bases ($V_{beo} \cdot I_{bo}$) et des collecteurs ($V_{ceo} \cdot I_{co}$) (pour un amplificateur de technologie TBH) :

$$P_{DC} = V_{beo} \cdot I_{bo} + V_{ceo} \cdot I_{co} \quad (4.8)$$

La puissance d'alimentation continue de la base peut être négligée car I_{bo} est très faible par rapport à I_{co} . P_{DC} peut être considérée comme égale à la puissance continue collecteur sans dégrader la précision du modèle. De plus, la tension V_{ceo} étant constante, la puissance P_{DC} n'est fonction que du courant collecteur I_{co} qui dépend de la température et de la fréquence porteuse f_o . Dans la partie statique du modèle, seules les dépendances en température et en puissance sont prises en compte par le modèle. La puissance continue statique peut finalement s'exprimer par :

$$P_{DC}(T_k, f_o) = V_{ceo} \cdot I_{co}(T_k, f_o) \quad (4.9)$$

Le modèle est défini par un gain complexe large signal \tilde{S}_{21_stat} , adapté sur 50Ω . Les réflexions entrée-sortie ne sont pas considérées et les signaux aux accès sont définis en onde de puissance.

Ainsi, les puissances d'entrée P_e et de sortie P_s peuvent être exprimées en onde de puissance.

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \cdot |\tilde{a}_1|^2 \\ P_s &= \frac{1}{2} \cdot |\tilde{b}_2|^2 \end{aligned} \quad (4.10)$$

La formulation de la puissance moyenne dissipée considérée dans cette étude est la suivante :

$$\overline{P}_{diss} = \frac{1}{2} \cdot |\tilde{a}_1|^2 + \frac{1}{2} \cdot |\tilde{b}_2|^2 + V_{ceo} \cdot I_{co} \quad (4.11)$$

Soit, en exprimant les dépendances de \overline{P}_{diss} :

$$\overline{P}_{diss}(t, T_k, f_o) = \frac{1}{2} \cdot |\tilde{a}_1(t)|^2 \cdot \left(1 - \left| \tilde{S}_{21_stat}(t, T_k, f_o) \right|^2 \right) + V_{ceo} \cdot I_{co}(t, T_k, f_o) \quad (4.12)$$

Les équations du modèle statique étant formulées, chacune doit être interpolée afin de les exploiter au sein du modèle. C'est l'étape d'extraction du modèle.

4.3.2. Méthode d'extraction du modèle statique

▪ Caractérisation des termes statiques isothermes

Au cours de l'analyse en transitoire d'enveloppe, les phénomènes sont considérés en régime thermique établi au cours des intervalles de temps Δt , Figure 4.3. La température T_k considérée pour caractériser le terme statique $\alpha_{_S21}$ et la puissance dissipée \overline{P}_{diss} , est la température imposée constante au sein des transistors. Dans le cas d'une caractérisation par simulation, toutes les équations associées au modèle des transistors dépendent de la température constante uniforme T_k fixée par l'utilisateur. La température absolue au sein des transistors $T_{transistor}$ s'écrit:

$$T_{transistor} = T_k + DT \quad (4.13)$$

Afin d'annuler le phénomène d'autoéchauffement produit par les transistors, leurs réseaux RC thermiques couplés aux modèles électriques sont court-circuités. Aucune variation en température n'influence les performances, Figure 4.4.

Simulation Harmonique Balance

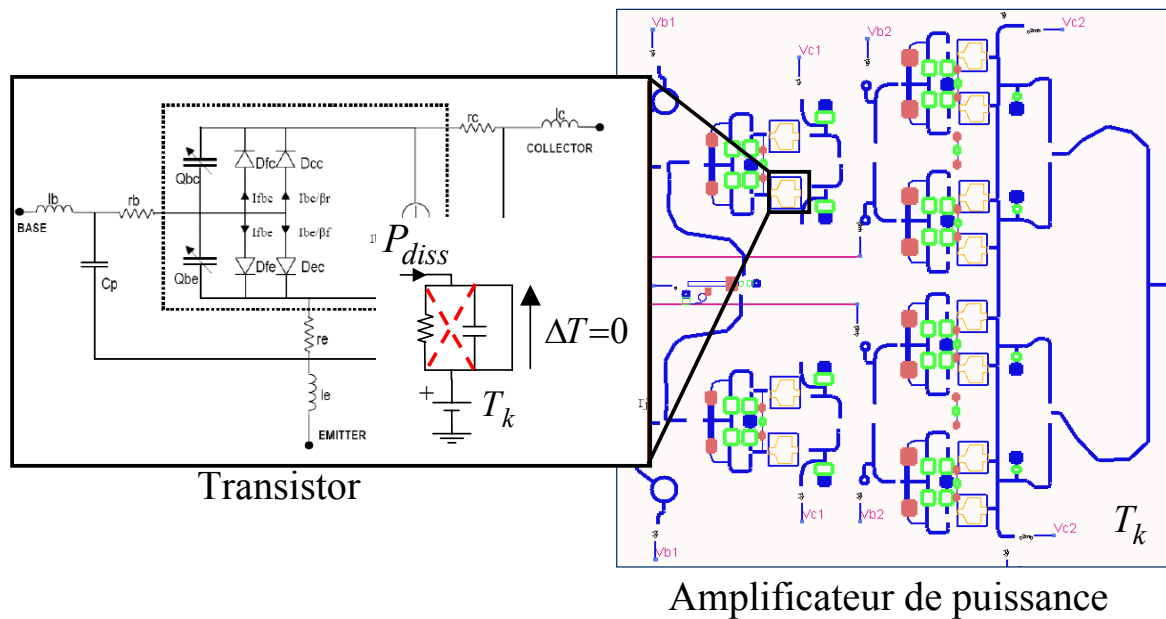


Fig 4.4 : Paramétrage de la simulation ADS isotherme du modèle de conception de l'amplificateur de puissance

Afin de caractériser le modèle, le circuit est soumis à un signal monoporteuse à la fréquence f_0 comme illustré par la Figure 4.5. Une simulation en équilibrage harmonique (Harmonique Balance) est effectuée à différentes températures T_k sur une plage de puissances fixée. Le modèle doit être caractériser sur une plage de température suffisante pour couvrir la dynamique de la température de fonctionnement du circuit T_F . Par exemple, pour une durée d'impulsion donnée, si la température de fonctionnement atteint 180°C , le circuit doit être caractérisé sur un domaine de température T_k allant jusqu'à 180°C , préférentiellement au delà.

Les valeurs de gain statique $\tilde{S}_{21_stat}(T_k, f_0)$, en amplitude et phase, et de courant de polarisation collecteur $I_{c0}(T_k, f_0)$ sont relevées et constituent les bases de données nécessaires à l'extraction du modèle.

$$\tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1|, T_k, \omega_o) = \frac{\tilde{b}_2(T_a, \omega_o)}{\tilde{a}_1(T_a, \omega_o)} + \alpha_{S21}(|\tilde{a}_1|, T_k, \omega_o)$$

$$\alpha_{S21}(|\tilde{a}_1|, T_k, \omega_o) = \frac{\tilde{b}_2(T_k, \omega_o)}{\tilde{a}_1(T_k, \omega_o)} - \frac{\tilde{b}_2(T_a, \omega_o)}{\tilde{a}_1(T_a, \omega_o)}$$

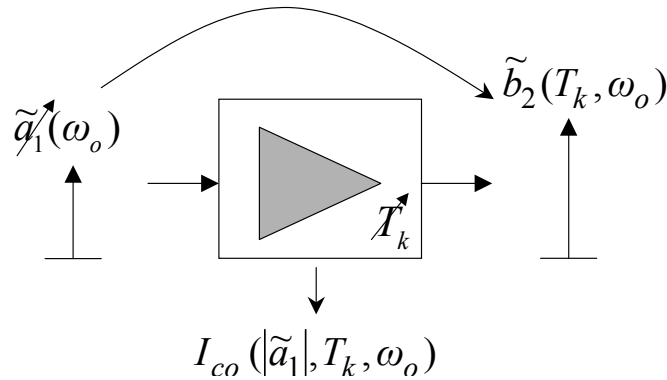


Fig 4.5 : Identification des termes statiques

Cette procédure peut être étendue à la mesure. En effet, lorsque le circuit est soumis à des impulsions de durées inférieures à la constante de temps thermique du circuit, les effets d'autoéchauffement n'ont pas le temps de créer une dynamique suffisante pour influencer le système (Chapitre 1, paragraphe 1.4.2). Il est alors possible de tester le circuit dans un environnement à température constante équivalente à T_k . Des mesures sous étuve permettent de réaliser la caractérisation des termes statiques pour des températures élevées. Ce dispositif n'a pas été utilisé au cours de ces travaux. Des mesures à l'aide d'une plaque conductrice chauffante sous le circuit de test permettrait également de caractériser le modèle mais les dynamiques de températures atteintes avec ce dispositif sont insuffisantes.

Seul le gain statique à température ambiante $\tilde{S}_{21_stat}(T_a, f_o)$ peut être facilement caractérisé par une mesure en impulsion courte.

Ainsi, la précision des termes thermiques statiques α_{S21} et I_{co} repose exclusivement sur les performances du modèle circuit de l'amplificateur. Le modèle circuit doit donc être fiable.

Cette procédure de caractérisation permet de composer des bases de données qui servent à l'interpolation de chaque terme statique, $\tilde{S}_{21_stat}(T_a)$, α_{S21} et I_{co} . L'approche employée pour l'interpolation est celle des réseaux de neurones.

• Interpolation des fonctions statiques isothermes

Le modèle comportemental doit être défini par des équations analytiques adaptées à la description du comportement non linéaire du système. Pour cela, l'interpolation par réseaux de neurones est particulièrement appropriée [10].

La structure des réseaux de neurones utilisée est un perceptron multicouche de type feed-forward présentée au Chapitre 2, paragraphe 2.3.2.

Les données issues de la caractérisation forment la base d'apprentissage nécessaire à l'interpolation des fonctions statiques. Le gain statique est évalué en amplitude et phase. L'interpolation de $\tilde{S}_{21_stat}(Ta, f_0)$ et de $\alpha_{S21}(T_k, f_0)$ est plus efficace lorsque ces termes sont exprimés en parties réelle-imaginaire tels que :

$$\begin{aligned}\tilde{S}_{21_stat}(Ta, f_0) &= \Re\{\tilde{S}_{21_stat}(Ta, f_0)\} + j\Im\{\tilde{S}_{21_stat}(Ta, f_0)\} \\ \alpha_{S21}(T_k, f_0) &= \Re\{\alpha_{S21}(T_k, f_0)\} + j\Im\{\alpha_{S21}(T_k, f_0)\}\end{aligned}\quad (4.14)$$

Chaque terme est associé à une fonction analytique résultant de l'interpolation par réseaux de neurones, de la forme :

$$WNN(X) = \sum_{i=1}^h \omega_i \cdot \psi_i(X, d_i, T_i) + \sum_{j=1}^p c_j \cdot x_j + b \quad (4.15)$$

h : Le nombre de neurone associé à une famille de h fonction d'activation de type sigmoïde ψ .

X : Le vecteur des variables d'entrée x . Dans notre cas, l'amplitude de l'onde de puissance d'entrée \tilde{a}_1 ainsi que la température T_k .

d et T : Les paramètres réels associés à chaque fonction ψ . Ces termes permettant de générer une famille de neurone soit, des versions translatées et dilatées d'une fonction mère ψ .

ω , c et b : Les paramètres de connexions associés au réseau de neurone.

La complexité de la fonction analytique est directement liée au nombre de neurones qui imposent le nombre de paramètres linéaires. Ainsi, l'efficacité de cette méthode d'interpolation peut être jugée par le nombre de neurones employés ainsi que l'erreur moyenne quadratique (MSE, Mean Square Error) avec les « valeurs mesures » de la base de données :

$$MSE = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left(y^{(k)} - WNN(X^{(k)}) \right)^2 \quad (4.16)$$

$y^{(k)}$: La valeur cible de la base de donnée pour un paramètre d'entrée $X^{(k)}$

$WNN(X^{(k)})$: La valeur calculée par le réseau pour un paramètre d'entrée $X^{(k)}$

N : Le nombre de valeurs d'exemple dans la base de données issues de la caractérisation.

La base de données doit être composée de manière parcimonieuse afin de fournir une bonne représentation des variations de chaque fonction.

Le programme utilisé est « Netlet » (C++) développé par le laboratoire Xlim [11]. Des fichiers neuronaux stockent les fonctions analytiques qui sont interprétées par un programme C++ « Netrun » en fonction d'un scénario de variables d'entrée. « Netrun » a également été développé par le laboratoire Xlim.

4.3.3. Intégration du modèle sous ADS

L'intégration du modèle sous ADS s'effectue par la création d'un modèle compilé utilisant le programme « Netrun », Figure 4.6. Le modèle compilé d'ADS est préprogrammé. Des fonctions globales permettent d'attribuer les grandeurs électriques aux accès définis en tension/courant. Le modèle étant décrit dans le formalisme d'ondes de puissance, il est nécessaire de réaliser une transformation aux accès entrée-sortie du modèle (Figure 4.6) grâce aux formules suivantes :

$$\begin{aligned} \tilde{V}_2 &= \sqrt{50} \cdot \tilde{b}_2 & \tilde{I}_2 &= \frac{\tilde{V}_2}{50} \\ \tilde{a}_1 &= \frac{\tilde{V}_1}{\sqrt{50}} & \tilde{I}_1 &= \frac{\tilde{V}_1}{50} \end{aligned} \quad (4.17)$$

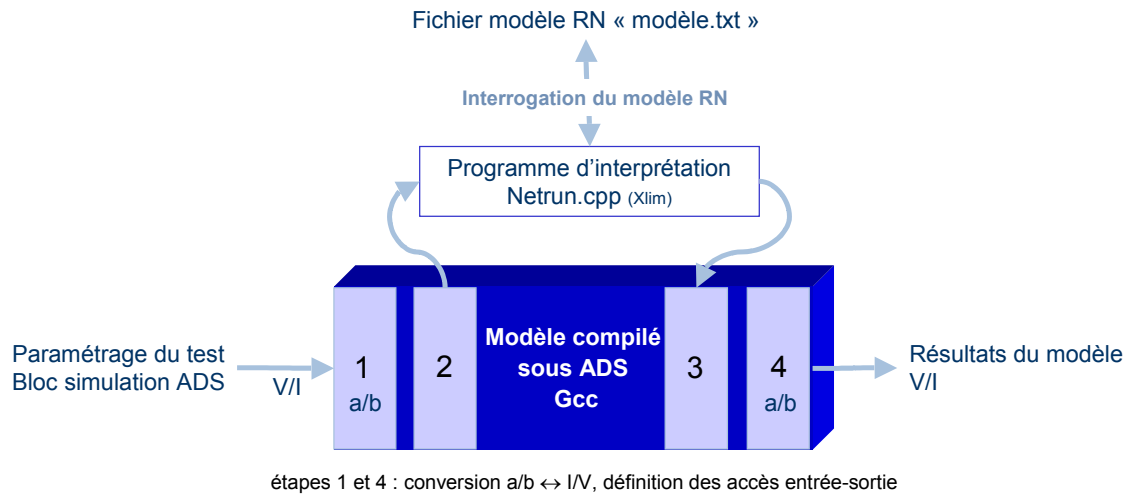


Fig 4.6 : Structure du modèle compilé d'amplificateur

Une fonction locale a été ajoutée au programme du modèle compilé « Modèle.c » afin de rendre possible l'incrémention temporelle de la température en entrée du modèle.

Dans la « schématique » ADS, le signal d'entrée pulsé modulé est exprimé en parties réelle et imaginaire transposées en bande de bande, Figure 4.7.

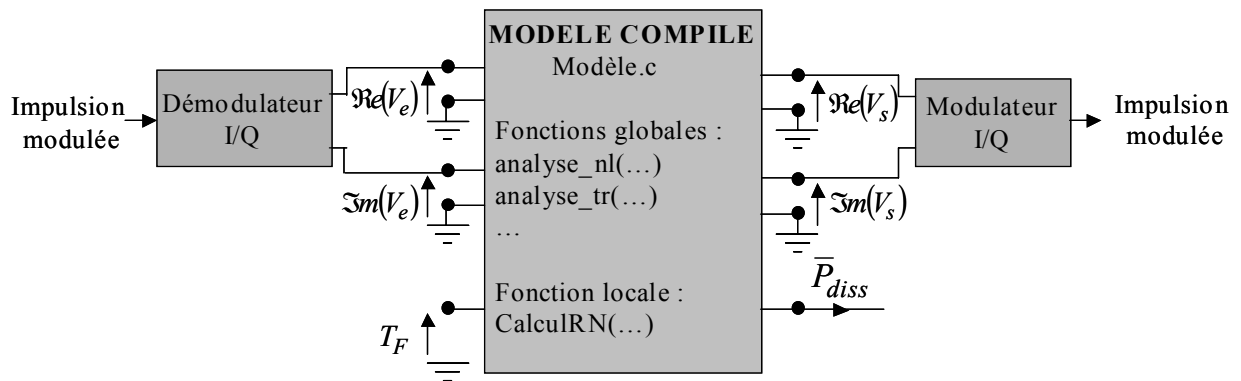


Fig 4.7 : Modèle comportemental statique intégré sous ADS

Le modèle comportemental électrique isotherme est maintenant disposé à recevoir la dépendance thermique induite par le modèle d'impédance thermique de l'amplificateur décrit dans le Chapitre 3, paragraphe 3.5.

4.4. Résultats et validation du modèle comportementale électrothermique statique

L'amplificateur de puissance considéré possède deux étages d'amplifications composés de Transistors Bipolaires à Hétérojonction AsGa/GaInP identiques au transistor étudié précédemment, Chapitre 3. L'amplificateur génère une puissance de 8Watt répartie sur les 8 transistors du second étage. La puissance d'entrée à 3dB de compression est de 19,5dBm. La bande de fréquence opérationnelle est [8.4-10.4]GHz.

4.4.1. Extraction du modèle statique

La caractérisation du modèle a été réalisée à partir du modèle de conception circuit de l'amplificateur. Une simulation « Harmonique Balance » a permis de générer des bases de données représentatives des paramètres statiques $\tilde{S}_{21_stat}(T_a, f_0)$, $\alpha_{_S21}(T_k, f_0)$ et $I_{co}(T_k, f_0)$ d'après 24 points de puissance de -10 à 27dBm et de 9 points en température de 27°C (T_a) à 227°C. La tension et le courant de polarisation collecteur V_{ceo} et I_{co} sont respectivement choisis à 9V et à 2.4A. L'amplificateur est polarisé en classe AB.

L'interpolation par réseaux de neurones a été réalisée pour de faibles erreurs d'interpolation exprimées par les MSE récapitulées dans le Tableau 4.1.

	$\tilde{S}_{21_stat}(\tilde{a}_1, T_{amb})$		$\alpha_{_S21}(\tilde{a}_1, T_k)$		$I_{CO}(\tilde{a}_1, T_k)$
	Re	Im	Re	Im	
base de données	23 P_{in} - 9 T_k				
nombre de neurones	10	10	22	16	10
MSE	$2,10^{-7}$	$1,10^{-4}$	$3,10^{-4}$	$2,10^{-3}$	$2,10^{-7}$

Tab 4.1 : Composition des bases de données, nombre de neurones et MSE pour chaque fonction statique interpolée

De manière subjective, l'interpolation d'une fonction est considérée suffisante lorsque la MSE est inférieure à 10^{-3} . Toutefois, la MSE est une valeur moyenne non relative. Le tracé de chaque fonction en comparaison avec les données de caractérisation permet de valider définitivement l'interpolation, Figures 4.8 à 4.11.

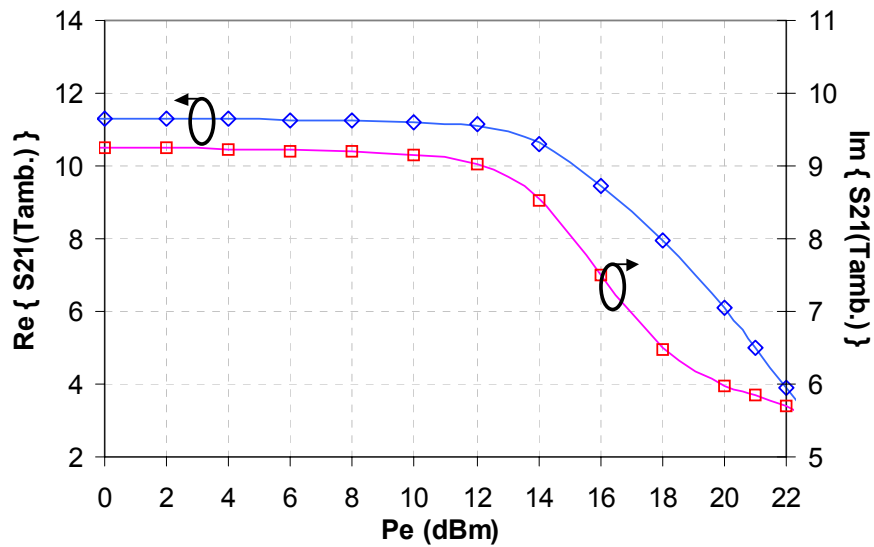


Fig 4.8 : Comparaison des fonctions interpolée (pointillé) partie réelle et imaginaire de S_{21_stat} et des données de la base (trait continu)

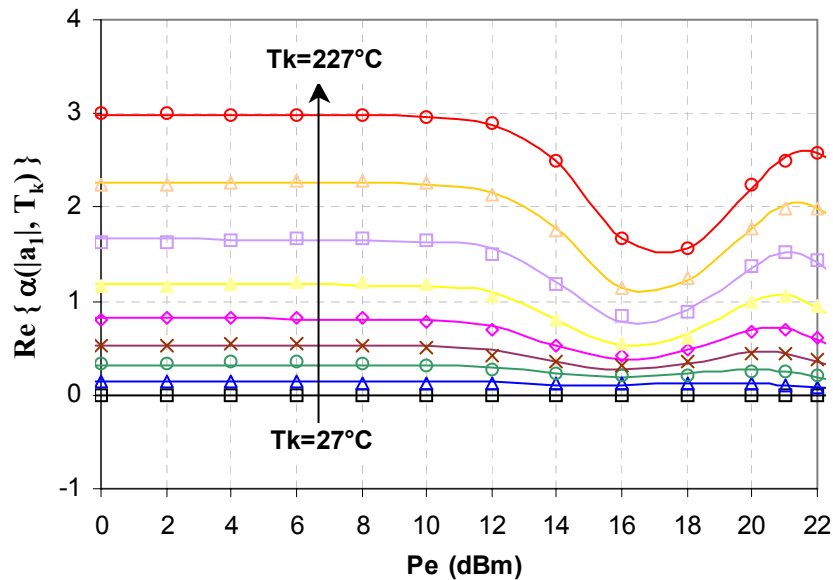


Fig 4.9 : Comparaison de la partie réelle interpolée du gain différentiel thermique $\alpha_{S_{21}}$ (pointillé) et des données de la base (trait continu)

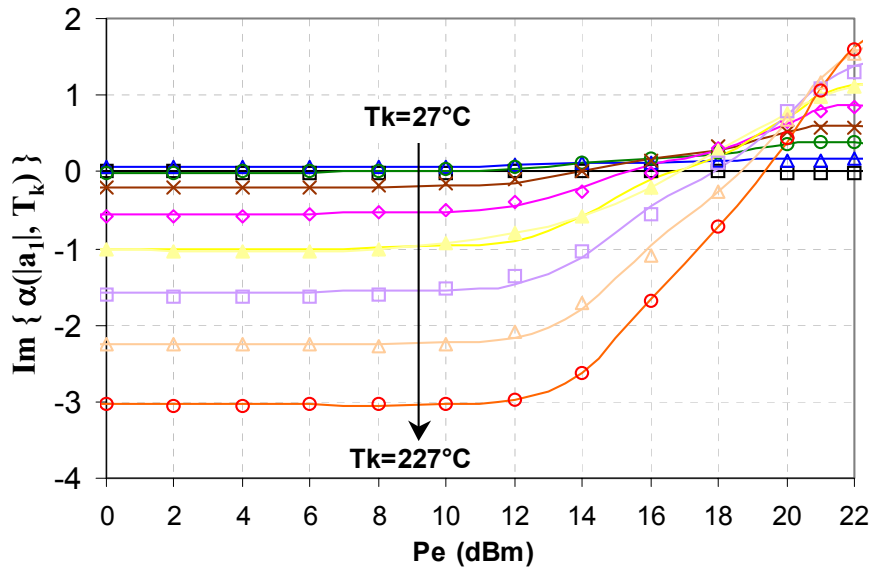


Fig 4.10 : Comparaison de la partie imaginaire interpolée du gain différentiel thermique α_{s21} (pointillé) et des données de la base (trait continu)

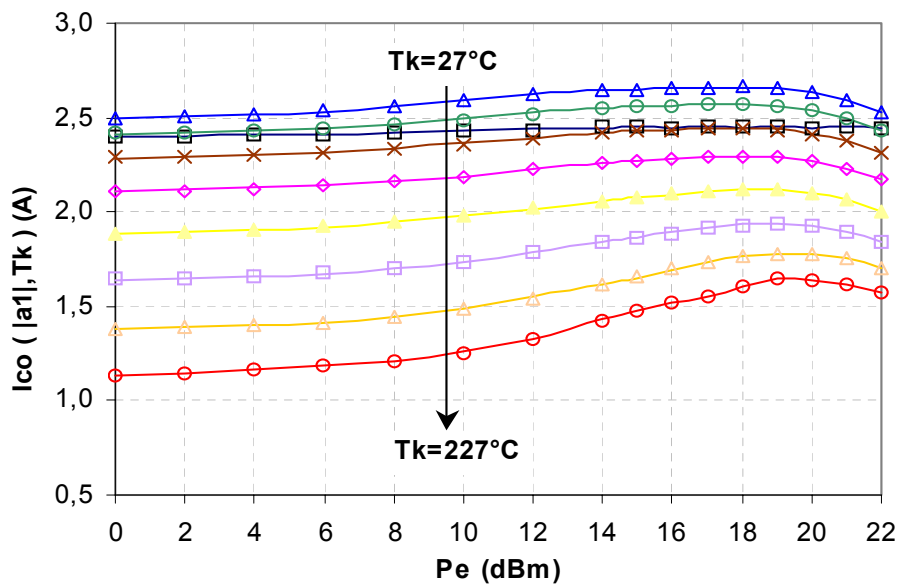


Fig 4.11 : Comparaison du courant de polarisation collecteur I_{co} interpolé (pointillé) et des données de la base (trait continu)

Chaque fonction statique est intégrée sous forme de fichier texte sous le simulateur ADS. Les fonctions neuronales analytiques sont alors traduites par le programme « Netrun » au sein du modèle compilé (paragraphe 4.3.3).

4.4.2. Résultats et validation du modèle thermique statique

▪ Résultats du modèle thermique statique

Afin de valider le modèle, un signal d'enveloppe de longue durée par rapport la constante de temps thermique principale ($30\mu\text{s}$) est appliqué. Ainsi, nous avons considéré une impulsion de $96\mu\text{s}$. Les effets thermiques sont prépondérants et il est possible de considérer leur impact sur les performances électriques de manière significative.

Le modèle ETC statique calcule la puissance moyenne dissipée \bar{P}_{diss} et la température de fonctionnement T_F (Figures 4.12 et 4.13). Ce sont des données essentielles pour concevoir un système de refroidissement adapté à l'amplificateur. De plus, la connaissance de T_F permet d'estimer la durée de vie du composant d'après la loi d'Arrhenius. La puissance dissipée est d'autant plus importante que la puissance de sortie est faible. Ainsi, en zone de fonctionnement linéaire, les effets thermiques se manifestent plus fortement par une température plus élevée. A la compression du signal et au maximum de rendement ajouté, la puissance dissipée est minimisée, la génération de puissance de sortie RF est favorisée, Figure 4.15.

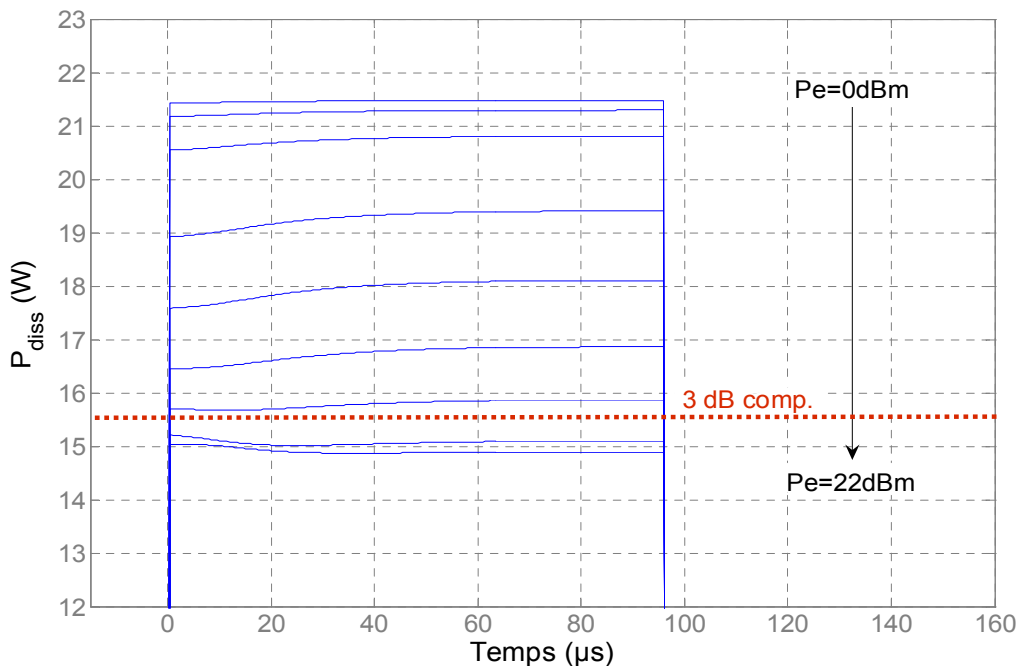


Fig 4.12 : Puissance moyenne dissipée pour une impulsion d'enveloppe RF de $96\mu\text{s}$

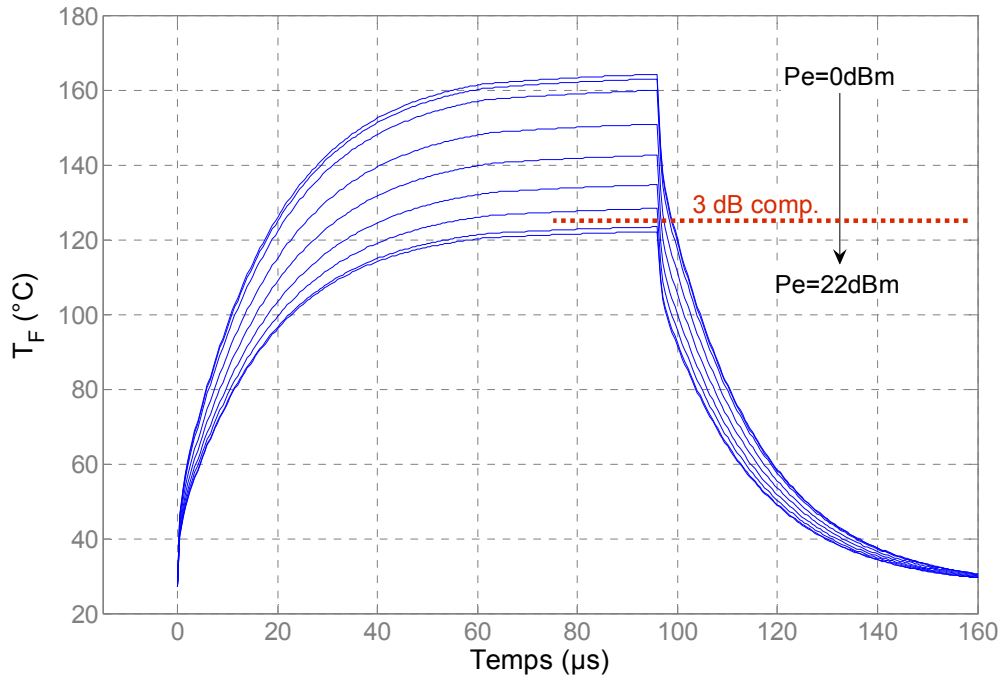


Fig 4.13 : Température maximale pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s

L'impact de ces effets thermiques sur les performances électriques est calculé à partir du courant RF de sortie I_{sRF} , Figure 4.14. La perte de puissance de sortie au cours de l'impulsion, la dérive de puissance, est prévisible par le modèle, Figure 4.15. Cette information est capitale pour savoir si la durée de l'impulsion appliquée est en adéquation avec les performances exigées du circuit.

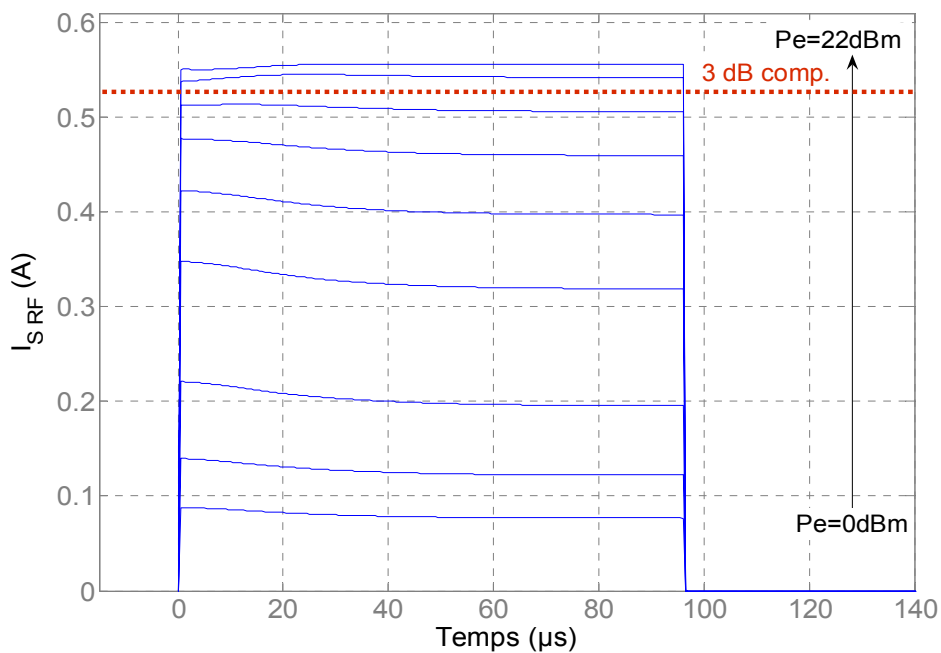


Fig 4.14 : Courant RF de sortie pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μ s

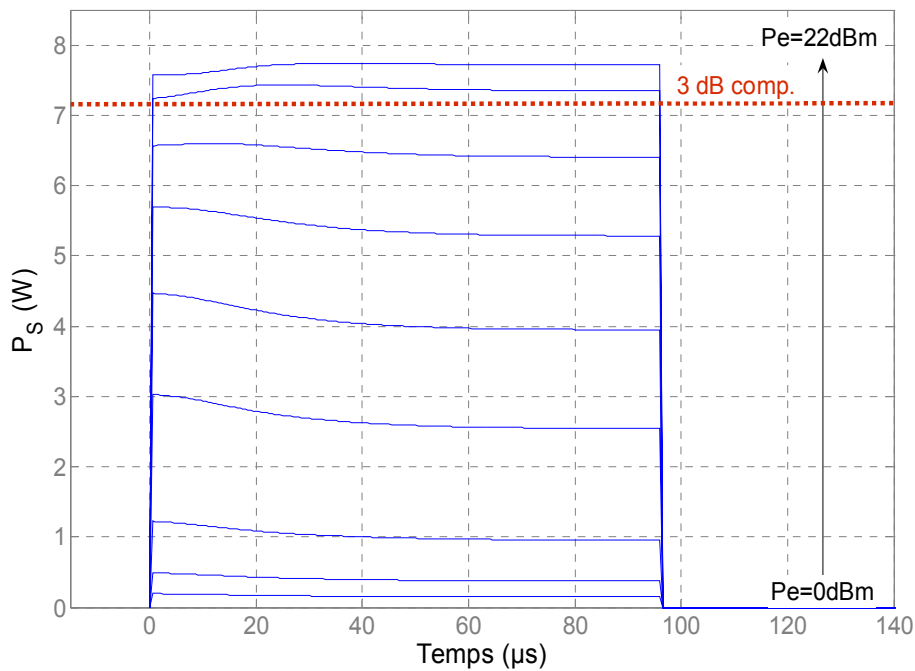


Fig 4.15 : Puissance de sortie RF pour une impulsion d'enveloppe RF de 96 μs

• Validation par la mesure du modèle thermique statique

La validation des résultats est réalisée par comparaison à des données mesurées. La dérive de gain, en amplitude et phase est évaluée. Cette dérive est majoritairement induite par les effets thermiques. La puce est montée sur un dispositif de test (« jig » de test UMS-TAS). La composition du « jig » et du banc de mesure sont présentées dans l'Annexe B. Toutefois, il est important de signaler que l'erreur de mesure du gain est estimée à 2% et que les plans de référence de mesures ne sont pas identiques en mesure et en simulation. Le modèle ETC a été caractérisé à l'aide d'un modèle circuit de conception prenant en compte le câblage entrée-sortie (« bonding ») de la puce mais la mesure considère également les lignes d'accès céramiques et les connecteurs de type « K », Figure 4.16. L'erreur sur l'amplitude du signal de sortie est toutefois minimale mais la phase du signal est quelque peu faussée, Figure 4.16. Seule la tendance en phase peut être validée. Une étude plus approfondie permettant un « de-embedding » des résultats en mesurant la monture de test avec une ligne 50 Ω aux caractéristiques connues devra être évaluée ou en prenant en compte les accès de la monture à partir du modèle circuit. Par manque de temps, ces solutions n'ont pas été réalisées mais sont envisagées.

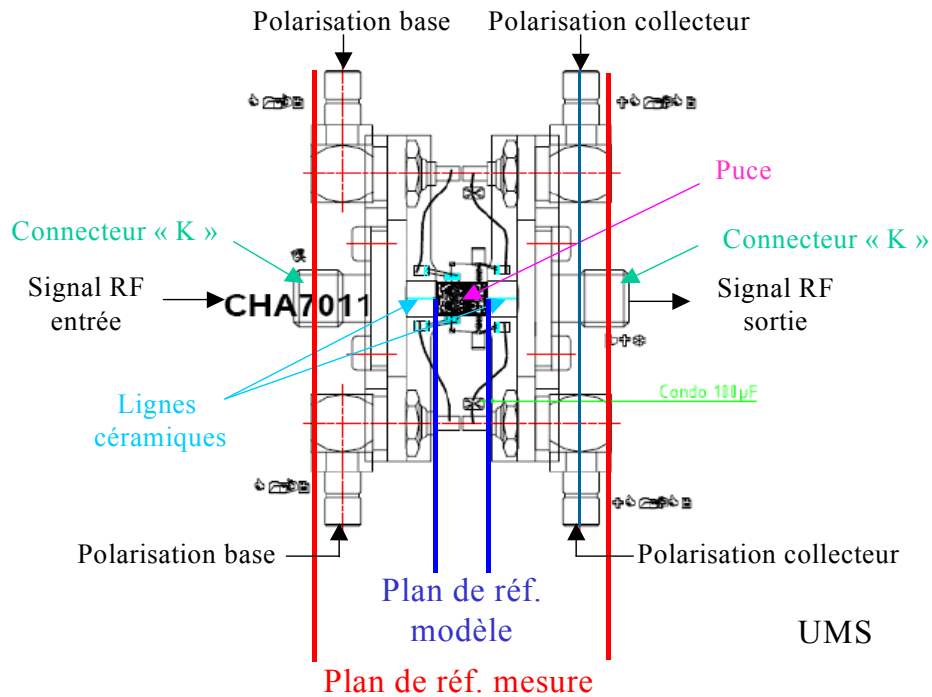


Fig 4.16 : Mise en évidence des plans de référence de mesures et de simulations

Afin d'évaluer les dérives d'amplitude et de phase du gain statique engendrées par les effets d'autoéchauffement, différentes fenêtres d'acquisition de mesures ont été programmées en début F_1 , milieu F_2 et fin de l'impulsion F_3 . Ces données sont comparées aux résultats du modèle aux instants t_1 , t_2 et t_3 comme représentées sur la Figure 4.17.

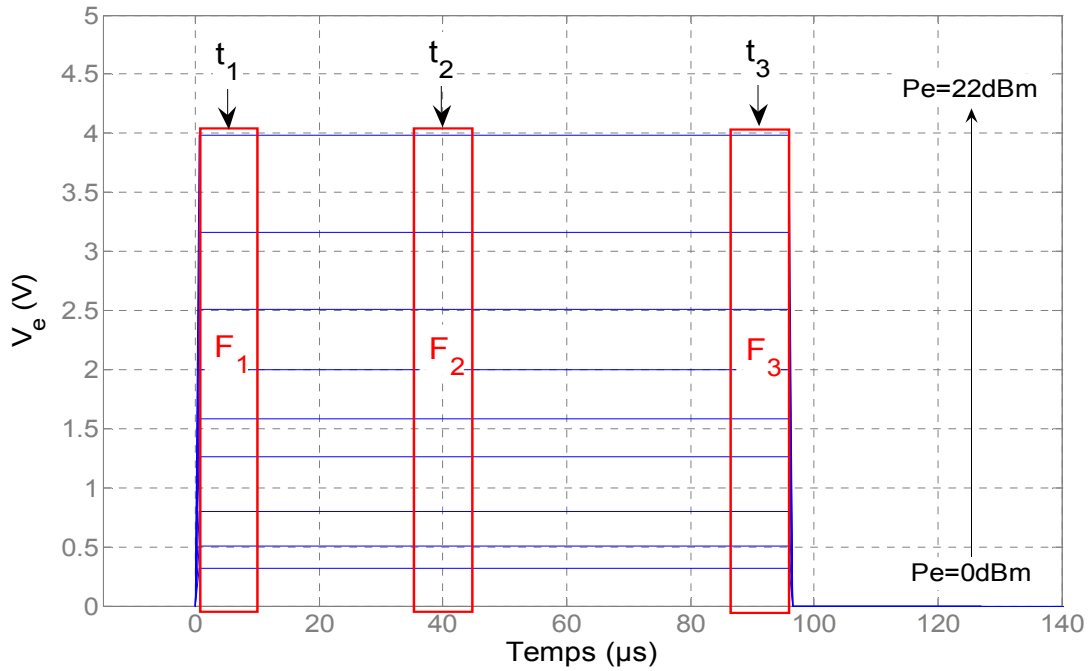


Fig 4.17 : Tension RF d'entrée, impulsion de 96μs : Mise en évidence des fenêtres d'acquisition de mesure, F₁, F₂ et F₃ et des instants de décision de simulation, t₁, t₂ et t₃

Le gain mesuré et simulé en cours de l'impulsion montre une erreur de modélisation du gain statique à température ambiante d'environ 1dB par rapport aux mesures, Figure 4.18. Cette erreur est induite par le gain statique à température ambiante. En effet, en début de l'impulsion (fenêtre F₁ et instant t₁), aucun phénomène thermique n'est présent. Cette imprécision provient de la procédure de caractérisation à partir du modèle circuit, la méthode et l'interpolation de cette fonction ne sont pas en cause. De plus, les plans de référence en mesure et en simulation sont différents. Les mesures prennent en compte les pertes induites par les accès connectés et les lignes céramiques qui peuvent être évaluées de 0,3 à 0,6dB. Ainsi, la dérive de gain en cours de l'impulsion permet de valider la perte de gain due aux effets d'autoéchauffement, Figure 4.19. Il s'agit de s'affranchir des erreurs du modèle circuit et des mesures afin de comparer l'influence thermique et de valider le modèle ETC. La prédiction de cette dérive $\Delta\tilde{S}_{21}$ (Formules 4.18 et 4.19) s'avère très précise ce qui valide l'influence thermique du modèle ETC sur l'amplitude du gain.

$$\text{simulation: } \Delta\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F, \omega_o, t_i)dB = \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(t_1), \omega_o, t_1)dB - \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(t_i), \omega_o, t_i)dB \quad (4.18)$$

$$\text{measure: } \Delta\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F, \omega_o, F_i)dB = \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(F_1), \omega_o, F_1)dB - \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(F_i), \omega_o, F_i)dB \quad (4.19)$$

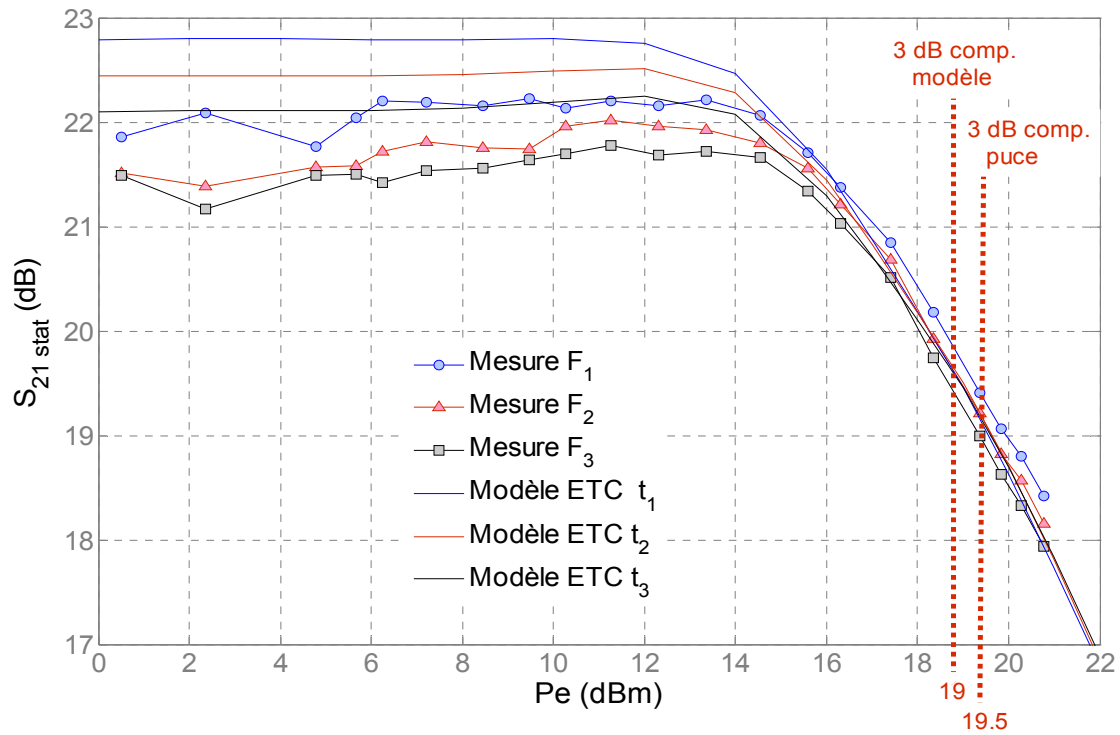


Fig 4.18 : Gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure

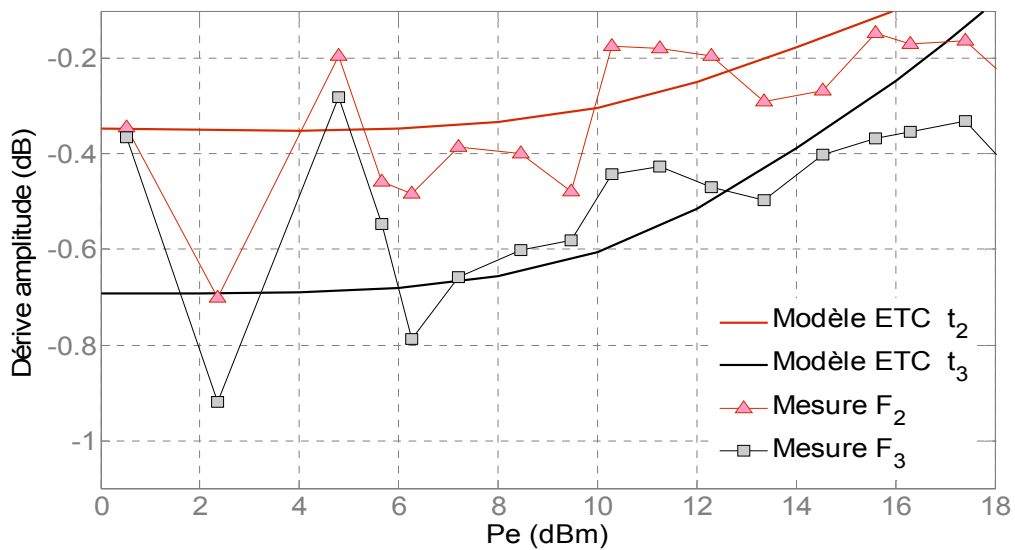


Fig 4.19 : Dérive du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure

La prédiction en phase est plus fortement faussée par la prise en compte de deux plans de référence différents en mesure et en simulation, Figure 4.20. La variation de phase $\angle \tilde{\Delta S}_{21}$

permet de valider la tendance de la dérive en phase du modèle ETC, Figure 4.21. En effet, la précision de mesure étant du même ordre de grandeur que cette dérive, seule la tendance peut être validée ce qui est le cas (Formules 4.20 et 4.21).

$$\text{simulation} : \angle \Delta \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F, \omega_o, t_i) = \angle \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(t_1), \omega_o, t_1) - \angle \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(t_i), \omega_o, t_i) \quad (4.20)$$

$$\text{mesure} : \angle \Delta \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F, \omega_o, F_i) = \angle \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(F_1), \omega_o, F_1) - \angle \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1|, T_F(F_i), \omega_o, F_i) \quad (4.21)$$

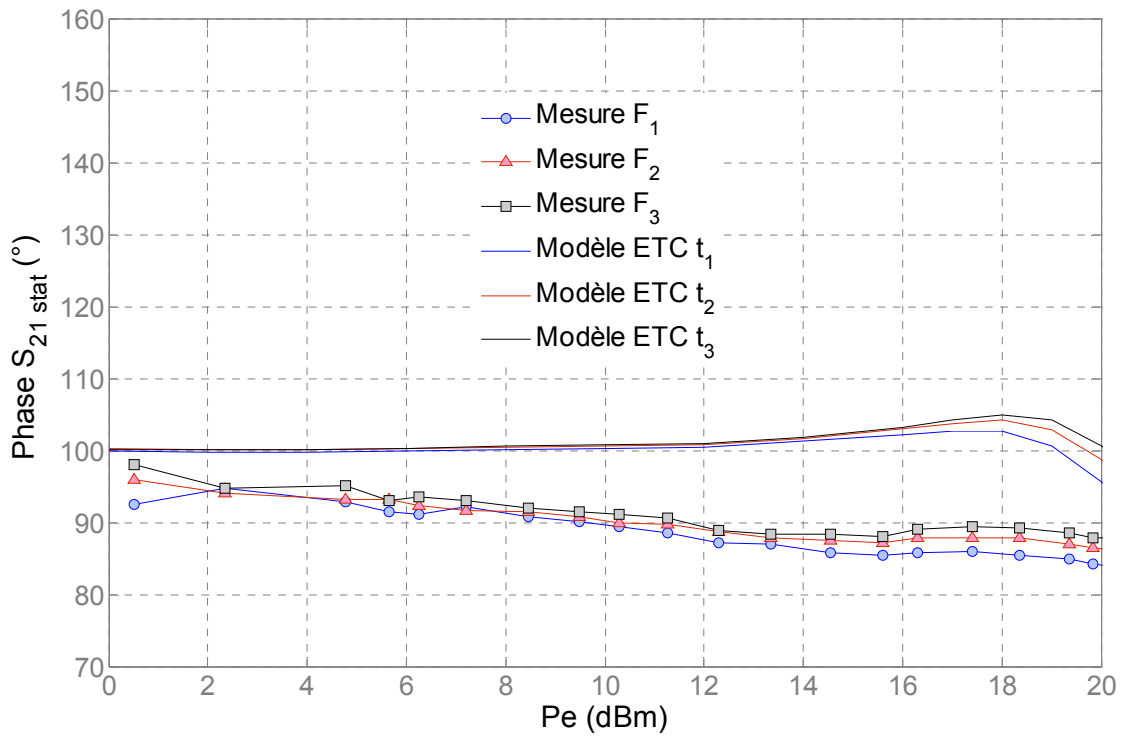


Fig 4.20 : Phase du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure

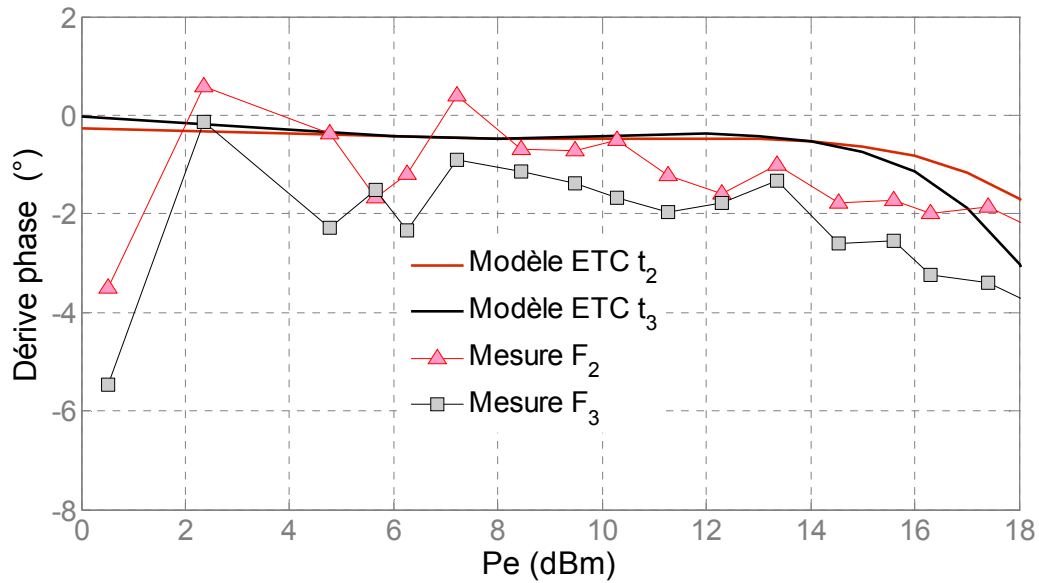


Fig 4.21 : Dérive de phase du gain statique à température ambiante et à la fréquence f_o , comparaison avec la mesure

▪ Synthèse

La méthode de développement du modèle statique électrique couplé au modèle d'impédance thermique est validée par la mesure à température ambiante et à la fréquence porteuse f_o . Les données obtenues par le modèle, la puissance dissipée, la température maximale T_F et les performances RF de sortie telles que le courant et la puissance sont donc validées. De plus, les temps de simulation sont courts : « resources time » ADS de 40 secondes pour 3 points de puissance d'entrée et 11 points de temps. Toutefois, il a été difficile d'évaluer les temps de calcul de manière précise. La simulation du modèle s'est faite sur un ordinateur en réseau géré par un serveur UNIX à mémoire partagée.

Le modèle possède une bonne convergence de calcul si les domaines de définition des variables (puissance d'entrée et température) sont respectés.

La dispersion fréquentielle peut maintenant être prise en compte par l'ajout du noyau dynamique d'ordre 1 de la série de Volterra modifiée.

4.5. Modélisation dynamique isotherme

Les effets non linéaires de mémoire Hautes Fréquences (HF) des amplificateurs de puissance impliquent des constantes de temps courtes présentes dans les circuits d'adaptation et au sein des semi-conducteurs. Les effets de mémoires HF sont induits par le couplage des effets non linéaires et de la dispersion des réseaux d'adaptation. Les circuits d'adaptation aux accès des transistors permettent de favoriser la transmission du signal en minimisant les pertes par la prise en compte d'impédances optimales définies a priori sur la bande passante. Toutefois, cette propriété est inégale selon la fréquence porteuse considérée. Ces phénomènes HF sont observés par l'application d'un signal monoporteuse à différentes fréquences. Ainsi, le noyau dynamique de la série de Volterra modifiée doit être considéré et intégré au sein du modèle ETC ce qui implique une nouvelle formulation de la série de Volterra dynamique dite « thermique ».

De plus, pour une polarisation fixe (pas d'effet de modulation BF), le courant collecteur de polarisation varie selon la fréquence porteuse. La mise en évidence de la dispersion spectrale du courant de polarisation collecteur Ico aboutira à une nouvelle expression de ce dernier.

4.5.1. La série de Volterra dynamique thermique.

La nouvelle formulation de la série de Volterra dynamique, Formule 4.1, étendue à la description des effets thermiques statiques s'écrit :

$$\begin{aligned} \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_0 + \Omega) &= \tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|, T_a, \omega_0) + \alpha_{S21}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_0) \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{BW} HD - \tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, T_a, \Omega) \cdot \frac{\tilde{a}_1(\Omega)}{|\tilde{a}_1(t)|} \cdot e^{j(\Omega t - \varphi_{a_1(t)})} \cdot d\Omega \end{aligned} \quad (4.22)$$

$\tilde{a}_1(t)$: L'onde incidente d'entrée exprimée en enveloppe complexe.

$\tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(t)|, T_a, \omega_0)$: Le gain statique à température ambiante qui modélise les effets non linéaires à la fréquence centrale de fonctionnement f_0 .

$T_F(t)$: La température de fonctionnement défini au sein de l'amplificateur.

$\alpha_{s21}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_0)$: Le gain différentiel statique isotherme permettant de modéliser les variations de gain en fonction de la température T_F .

$HD_{\tilde{S}_{21}}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega)$: Le gain différentiel dynamique qui modélise les effets de mémoires HF à la pulsation Ω définie en bande de base.

Ainsi la dispersion fréquentielle sur les performances électriques est prise en compte indépendamment de l'impact des effets thermiques. Toutefois, l'autoéchauffement est fonction de la variation fréquentielle du courant de polarisation collecteur I_{co} . D'un point de vue thermique, l'influence des effets mémoires HF sur I_{co} est à considérer. Cette caractéristique implique un couplage des effets HF de I_{co} sur le gain statique non linéaire.

4.5.2. Modélisation de la dispersion fréquentielle du courant collecteur

• Mise en évidence du phénomène dispersif fréquentiel

Selon la fréquence porteuse appliquée, le comportement du courant de polarisation collecteur I_{co} diffère, Figure 4.22.

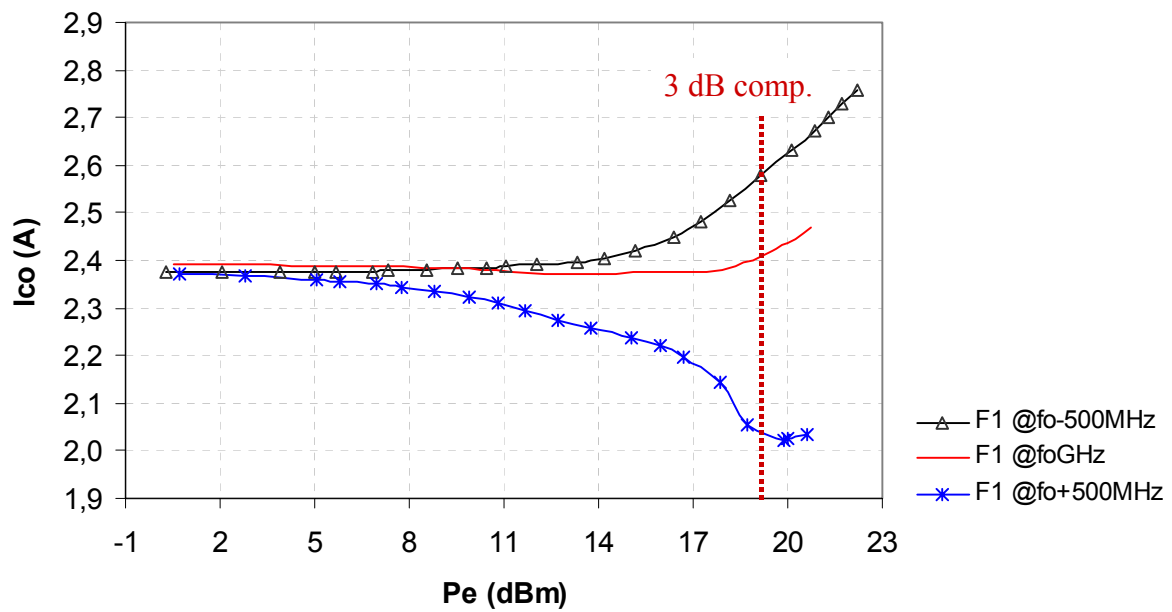


Fig 4.22 : Mise en évidence de la dispersion fréquentielle de la porteuse sur le courant de polarisation collecteur invariant dans le temps : mesures en début d'impulsion F_1 , pas d'effet d'autoéchauffement

Ce phénomène se manifeste par une variation d'amplitude du courant qui se répercute sur l'évolution de la puissance dissipée. Comme le montre la Figure 4.23, le comportement thermique du système est fortement dépendant de cette influence. Afin de composer un modèle dynamique électrothermique précis, l'impact de la dispersion fréquentielle du courant ne peut pas être négligé.

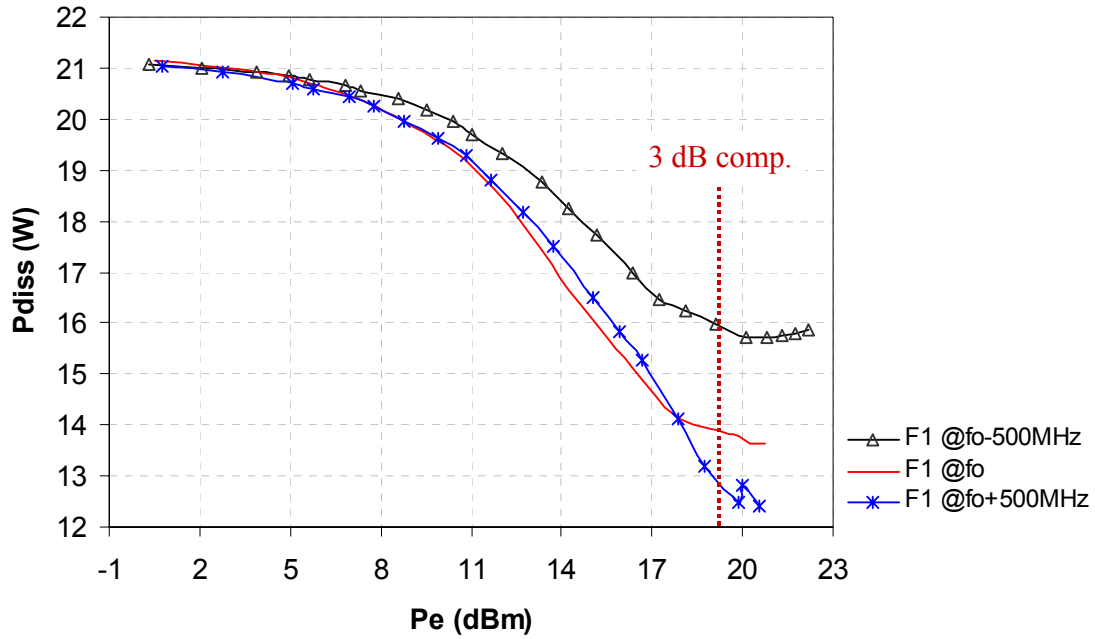


Fig 4.23 : Mise en évidence de la dispersion fréquentiel de la porteuse sur la puissance dissipée : mesures au début de l'impulsion F₁, pas d'effet d'autoéchauffement

• Expression dynamique du courant de polarisation collecteur et de la puissance moyenne dissipée

L'expression du courant I_{co} est définie sous forme de deux termes indépendants, un terme statique représentant l'influence thermique à la fréquence f_o et un terme différentiel dynamique représentant la dispersion spectrale HI_{co} :

$$I_{co}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_o + \Omega) = I_{co}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_o) + HI_{co}(|\tilde{a}_1(t)|, \Omega) \quad (4.23)$$

La puissance moyenne dissipée dynamique s'exprime alors par :

$$\begin{aligned} \bar{P}_{diss}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_o + \Omega) &= \frac{1}{2} \cdot |\tilde{a}_1(t)|^2 \cdot \left(1 - |\tilde{S}_{21}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_o + \Omega)|^2 \right) \\ &\quad + V_{ceo} \cdot I_{co}(|\tilde{a}_1(t)|, T_F(t), \omega_o + \Omega) \end{aligned} \quad (4.24)$$

4.5.3. Méthode d'extraction du modèle dynamique

Comme présenté dans le Chapitre 2, l'extraction du noyau dynamique d'ordre 1, $HD_{\tilde{S}_{21}}$, ne nécessite d'une simple caractérisation monoporteuse à température ambiante avec variation de l'amplitude de l'onde de puissance d'entrée \tilde{a}_1 et de la fréquence f_o sur une bande passante BW. Le courant de polarisation collecteur I_{co} est identifié au cours de la même procédure, Figure 4.24.

$$HD_{\tilde{S}_{21}}(|\tilde{a}_1(\omega_o, \Omega)|, Ta, \Omega) = \frac{\tilde{b}_2(Ta, \omega_o + \Omega)}{\tilde{a}_1(Ta, \omega_o + \Omega)} - \tilde{S}_{21_stat}(|\tilde{a}_1(\omega_o)|, Ta, \omega_o)$$

$$HI_{co}(|\tilde{a}_1(\omega_o + \Omega)|, Ta, \omega_o + \Omega) = I_{co}(|\tilde{a}_1(\omega_o + \Omega)|, Ta, \omega_o + \Omega) - I_{co}(|\tilde{a}_1(\omega_o)|, Ta, \omega_o)$$

Fig 4.24 : Identification des termes dynamiques

Les données issues de la caractérisation forment la base d'apprentissage nécessaire à l'interpolation des fonctions. Le gain dynamique est évalué en amplitude et en phase. L'interpolation de $HD_{\tilde{S}_{21}}$ est plus efficace lorsque ces termes sont exprimés en parties réelle-imaginaire telles que :

$$HD_{\tilde{S}_{21}} = \Re\{HD_{\tilde{S}_{21}}\} + j\Im\{HD_{\tilde{S}_{21}}\} \quad (4.25)$$

Chaque terme est associé à une fonction analytique résultant de l'interpolation par réseaux de neurones comme pour l'interpolation des termes statiques (paragraphe 4.3.2). Les fonctions analytiques sont stockées sous forme de fichiers textes et sont interprétés par le programme « Netrun » au sein du modèle compilé (paragraphe 4.3.3). La variable « fréquence porteuse » est déclarée dans le programme « modèle.c » constituant le modèle compilé et en externe, au sein de la schématique ADS afin de pouvoir la définir comme variable du signal d'entrée déclarée dans le bloc de simulation, Figure 4.25.

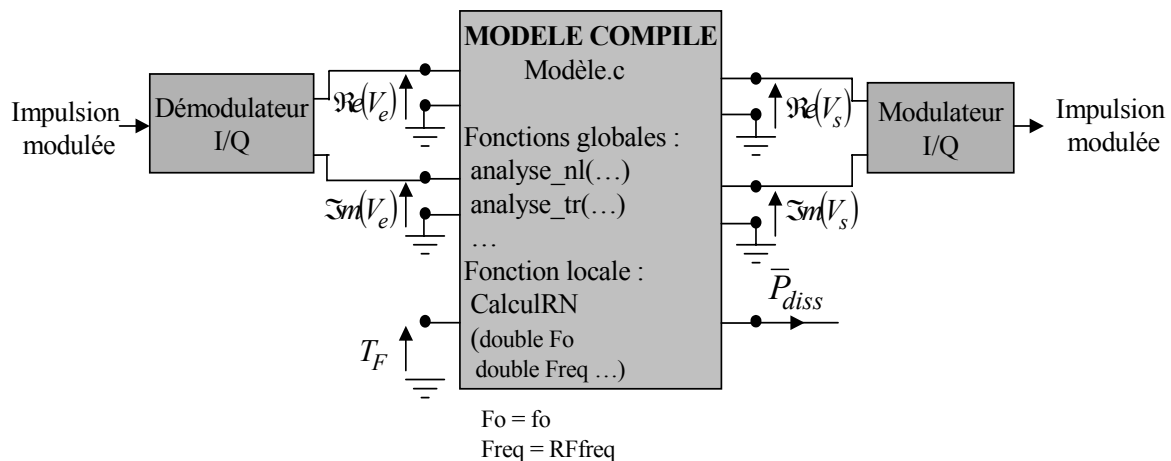


Fig 4.25 : Modèle comportemental dynamique intégré sous ADS

4.6. Résultats et validation du modèle comportementale électrothermique dynamique

4.6.1. Extraction du modèle dynamique

Le modèle de conception ne prenant pas en compte la dispersion fréquentielle du courant de polarisation I_{co} , des mesures en mode pulsé ont été réalisées. L'application d'une impulsion court ($2\mu s$) par rapport à la constante de temps thermique principale ($30\mu s$, Chapitre 3, paragraphe 3.5.2) permet de s'affranchir des effets d'autoéchauffement. Les bases de données des paramètres statiques $HD_{\tilde{S}_{21}}$ et HI_{co} sont représentatives du comportement à température ambiante

d'après 23 points de puissance de 0 à 23dBm et de 5 points de fréquence autour de f_o . La tension de polarisation V_{ceo} est choisie à 9V.

L'interpolation par réseaux de neurones a été réalisée pour de faibles erreurs d'interpolation (MSE) récapitulées dans le Tableau 4.2.

	$HD_{\tilde{S}_{21}}(\tilde{a}_1 , Ta, f_o + \Omega)$		$HI_{CO}(\tilde{a}_1 , Ta, f_o + \Omega)$
	Re	Im	
base de données	21 P _{in} - 5 Freq		
nombre de neurones	10	7	10
MSE	$7,10^{-4}$	9.10^{-4}	2.10^{-7}

Tab 4.2 : Composition des bases de données, nombre de neurones et MSE pour chaque fonction dynamique interpolée

Le tracé de chaque fonction interpolée réalisé en comparaison avec les données de caractérisation permet de valider définitivement l'interpolation, Figures 4.26 à 4.28.

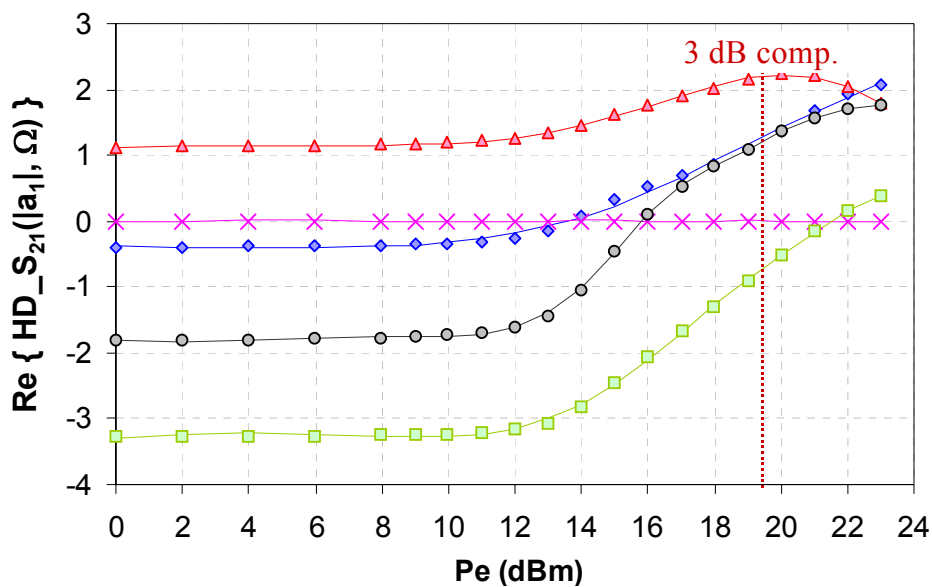


Fig 4.26 : Comparaison des fonctions interpolée de la partie réelle du noyau dynamique d'ordre 1, $HD_{S_{21}}$ (pointillé) et des données de la base (trait continu)

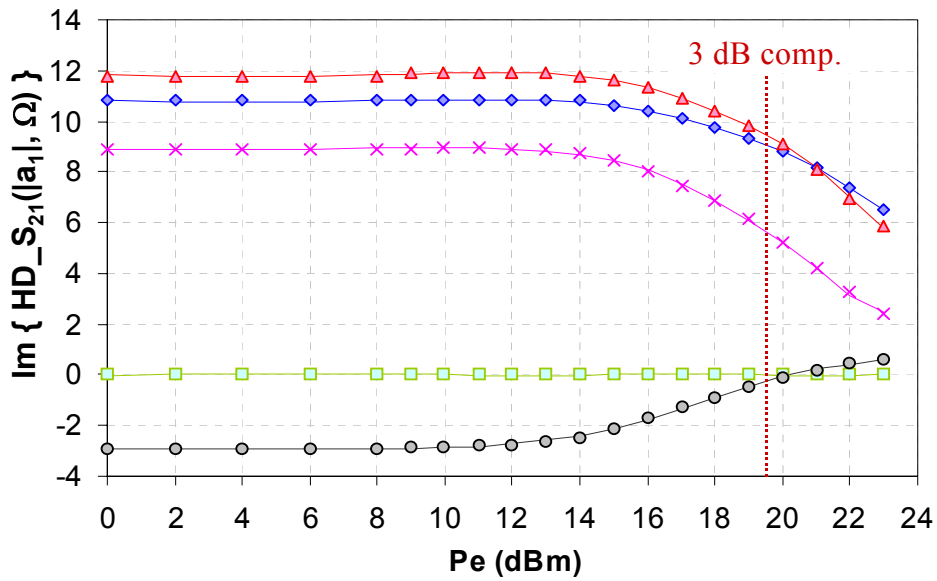


Fig 4.27 : Comparaison de la partie imaginaire interpolée du noyau dynamique d'ordre 1, $\text{HD}_{S_{21}}$ (pointillé) et des données de la base (trait continu)

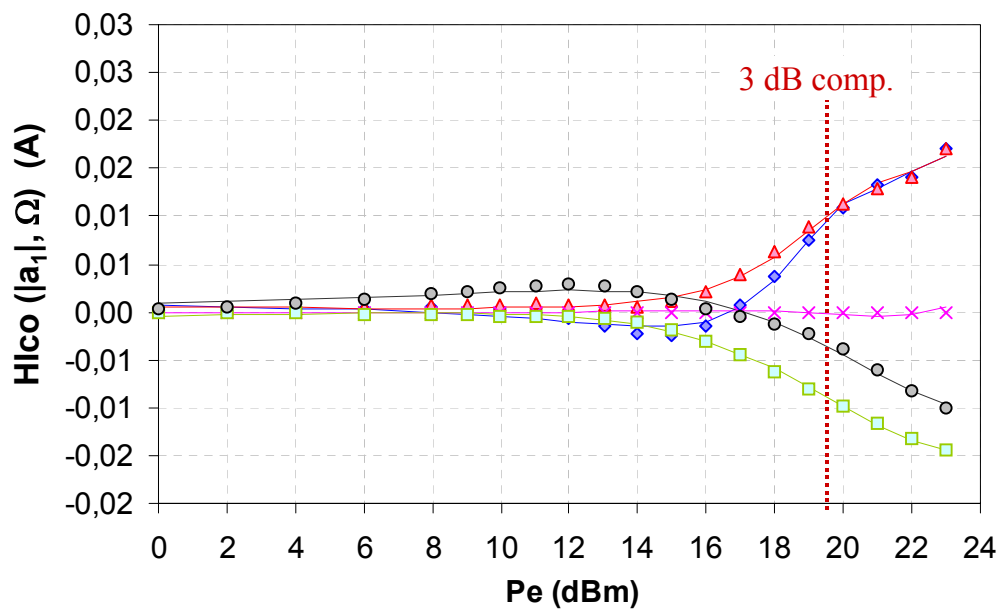


Fig 4.28 : Comparaison du courant dynamique différentiel HIco (pointillé) et des données de la base (trait continu)

4.6.2. Résultats et validation du modèle thermique dynamique

▪ Résultats du modèle thermique dynamique

Afin de valider le modèle, un signal d'enveloppe d'une durée de $96\mu\text{s}$ pour différentes fréquences porteuses est appliqué. Le modèle ETC dynamique calcule la puissance moyenne dissipée \bar{P}_{diss} (Figures 4.29 et 4.30) et la température de fonctionnement T_F (Figures 4.31 et 4.33) sur une bande de 1GHz autour de f_o de -500MHz à 500MHz .

En zone de fonctionnement linéaire, la dispersion fréquentielle sur la puissance dissipée est faible contrairement au fonctionnement en zone de compression. Ainsi l'influence des effets thermiques en zone de compression dépend principalement de la dispersion fréquentielle par un couplage des effet de mémoires HF sur le comportement thermique (effet de mémoire BF).

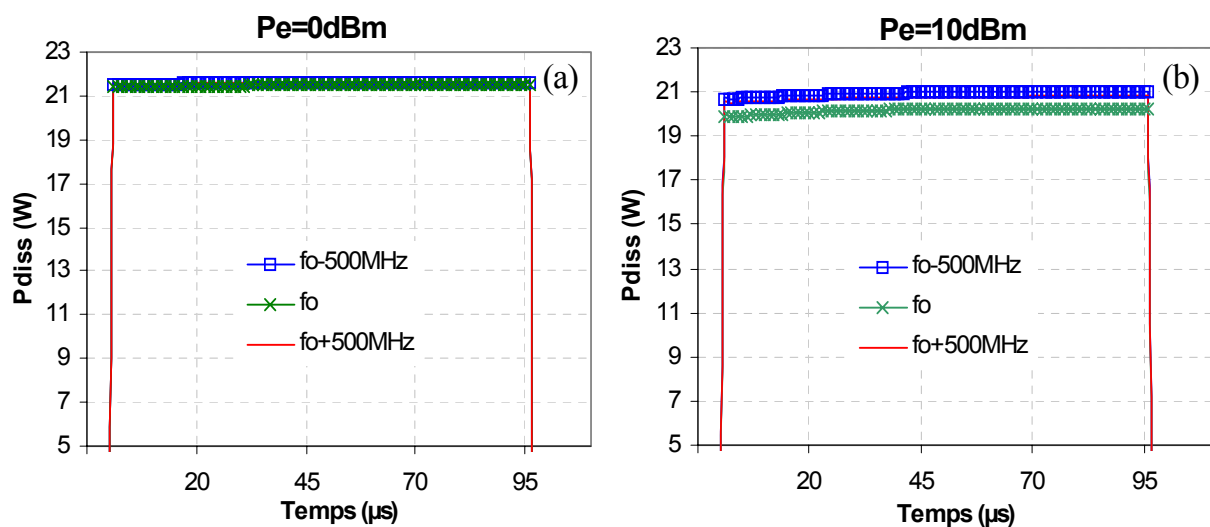


Fig 4.29 : Puissance dissipée pour une puissance d'entrée de 0dBm pour 3 fréquences porteuses

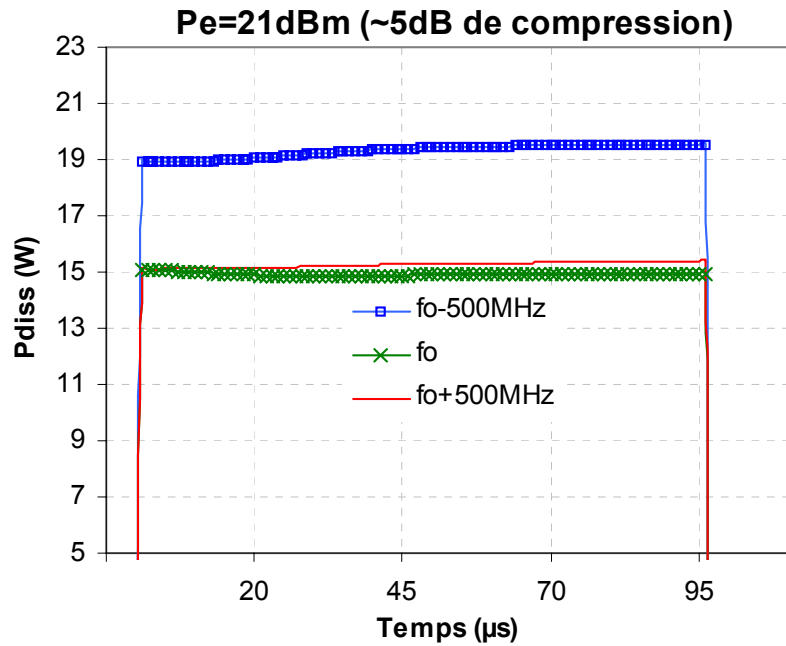


Fig 4.30 : Puissance moyenne dissipée à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses

Les variations fréquentielles de la puissance dissipée sont principalement dépendantes de la dispersion de I_{co} mais également du noyau dynamique de la série de Volterra. Les variations spectrales de la puissance dissipée induisent une réponse en température différente, Figures 4.31 et 4.32.

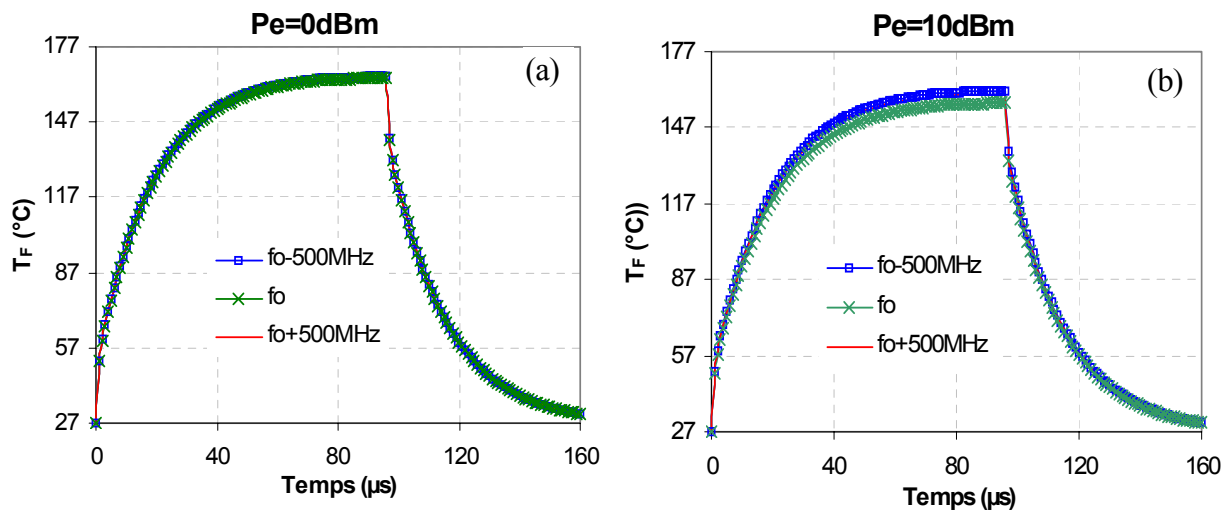


Fig 4.31 : Température maximale de fonctionnement à une puissance d'entrée de 0dBm (a) et 10dBm (b) pour 3 fréquences porteuses

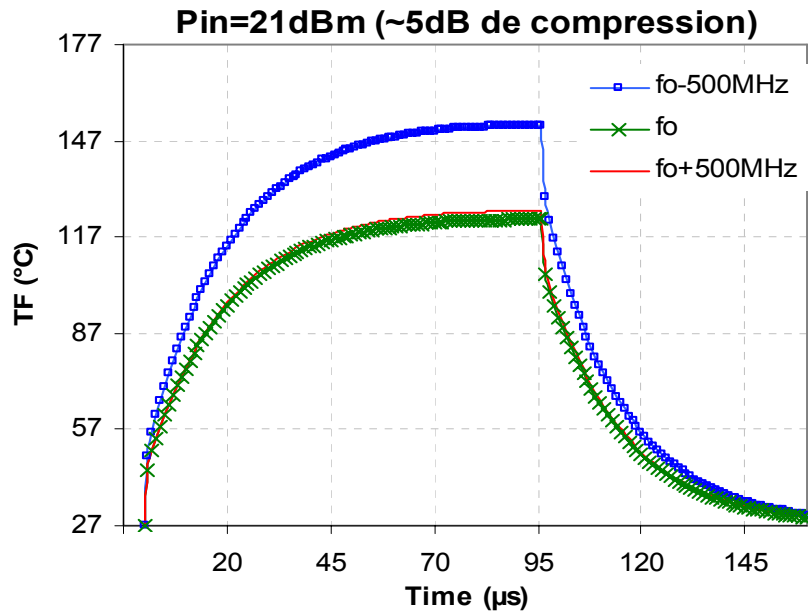


Fig 4.32 : Température maximale de fonctionnement à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses

Selon la fréquence porteuse considérée, la puissance de sortie RF est non seulement soumise à l'influence des effets thermiques mais également aux effets non linéaires de mémoires HF. Le modèle créé permet de restituer l'impact des effets thermiques et des effets électriques de mémoire courte et ceci, sur toute la bande passante.

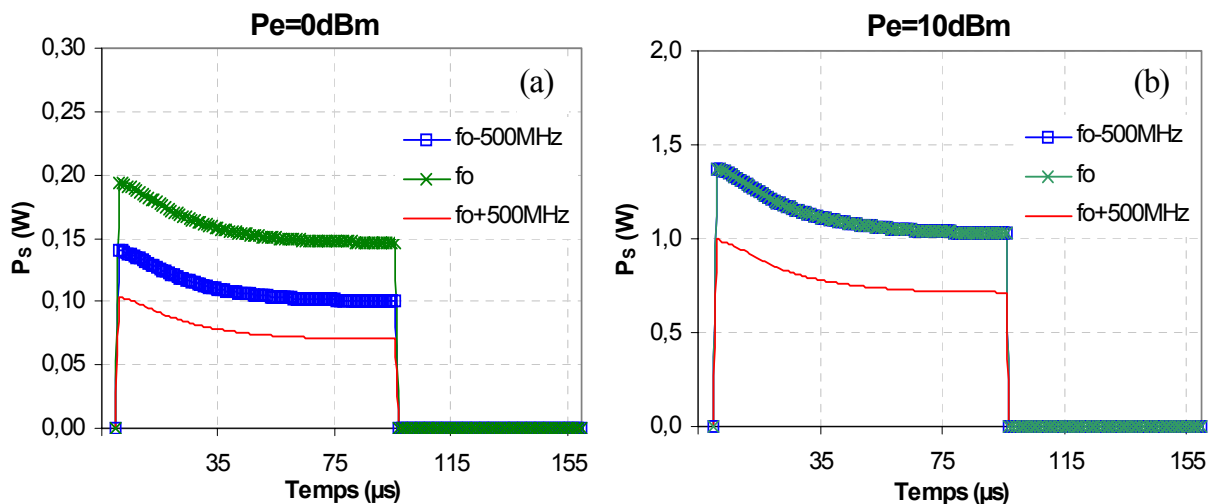


Fig 4.33 : Puissance de sortie RF à une puissance d'entrée de 0dBm (a) et 10dBm (b) pour 3 fréquences porteuses

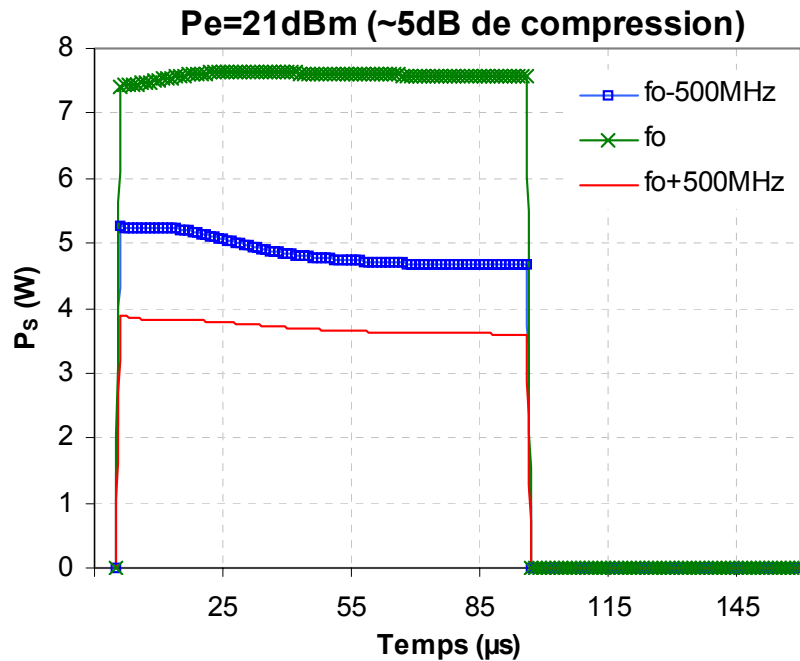


Fig 4.34 : Puissance de sortie RF à une puissance d'entrée de 21dBm pour 3 fréquences porteuses

▪ Validation par la mesure du modèle thermique dynamique

La validation des résultats est réalisée par comparaison à des données mesurées d'après le principe défini pour la validation du modèle statique (paragraphe 4.4.2). La puce est montée sur un dispositif de test (« jig » de test UMS-TAS, Annexe B). L'imprécision du modèle dynamique est principalement due à l'erreur de modélisation statique (paragraphe 4.4.2). La dispersion fréquentielle du gain est fidèlement reproduite par le modèle, Figure 4.35. La différence de plan de référence entre le modèle et le dispositif de mesure entraîne une imprécision en phase importante mais les tendances sont respectées, Figure 4.36. La dispersion fréquentielle du courant collecteur de polarisation est précisément décrite, Figure 4.37.

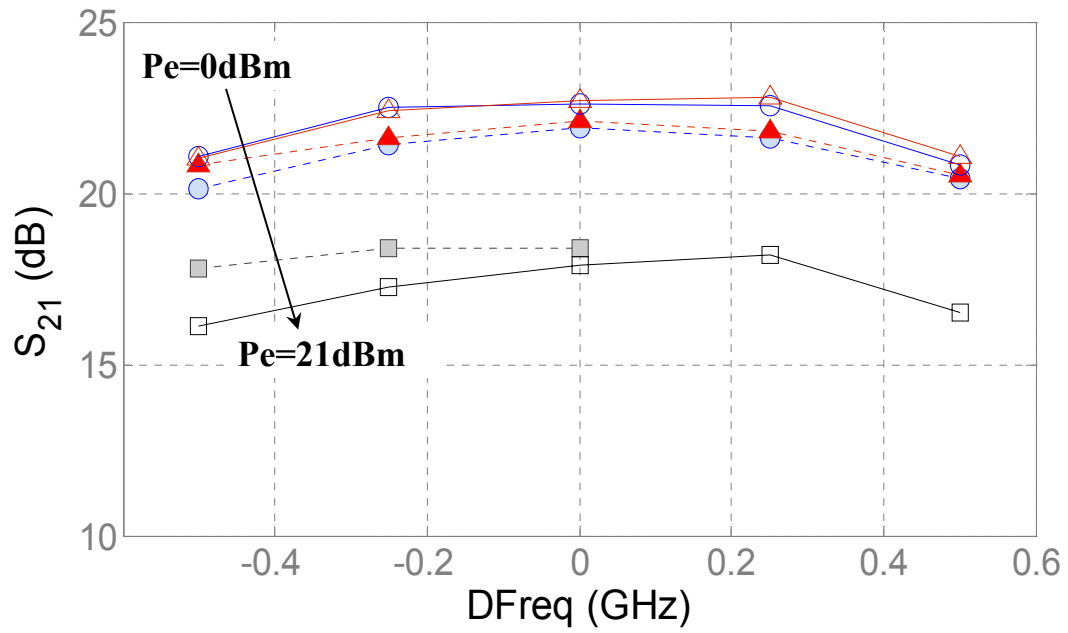


Fig 4.35 : Gain dynamique du modèle comparé à des mesures pulsées pour une impulsion de $96\mu s$ à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1

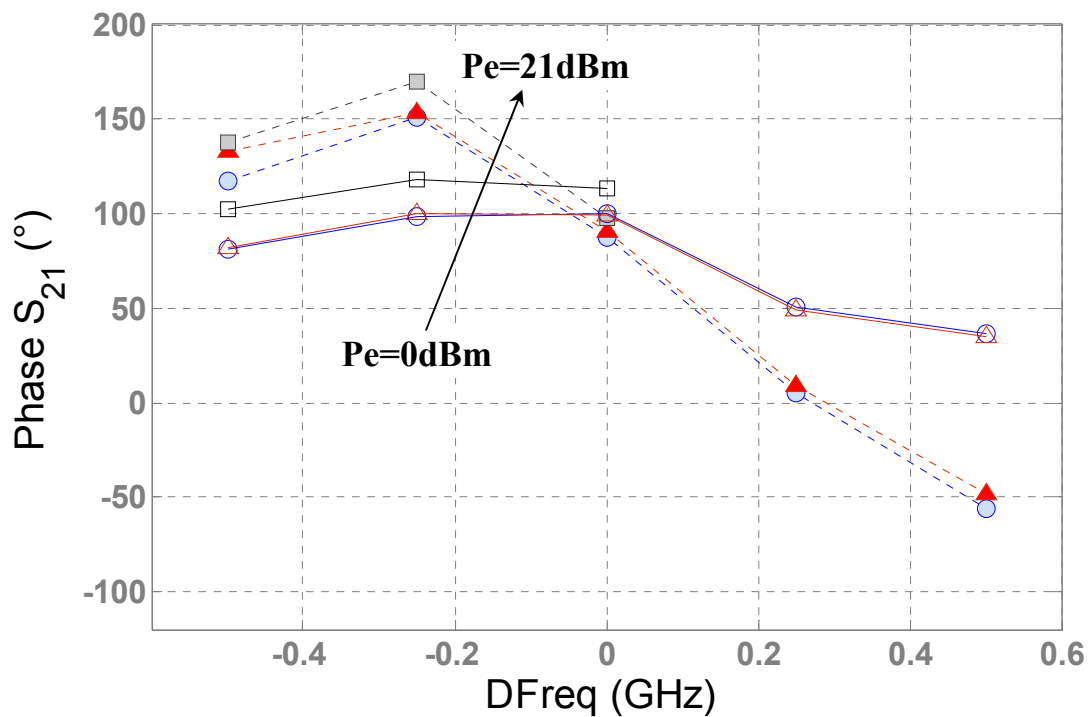


Fig 4.36 : Phase du gain dynamique du modèle comparé à des mesures pulsées pour un 'de $96\mu s$ à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1

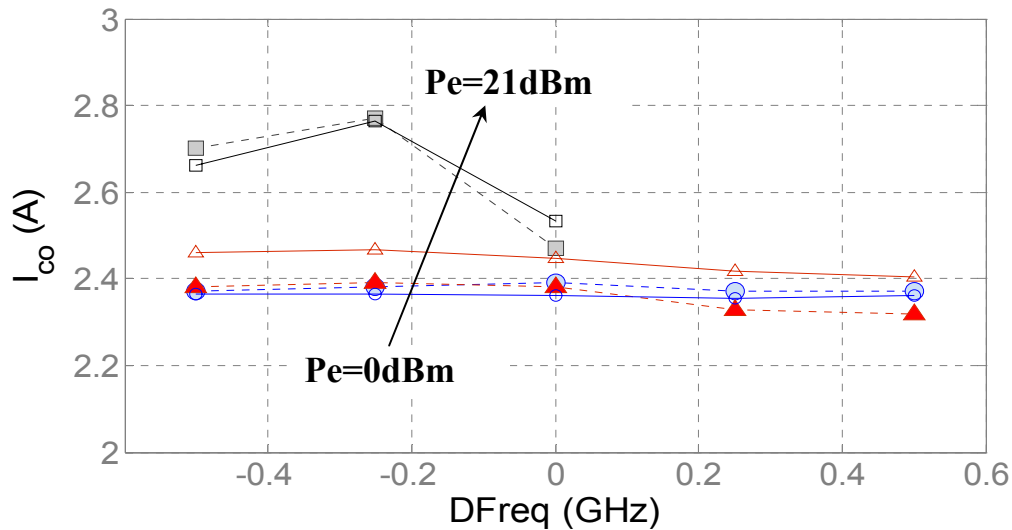


Fig 4.37 : Courant de polarisation collecteur du modèle comparé à des mesures pulsées pour une impulsion de $96\mu s$ à 3 puissances d'entrée de 0,10 et 21dBm ; mesure en début d'impulsion, t_1 et F_1

▪ Synthèse

Ce développement du modèle dynamique électrique couplé au modèle d'impédance thermique est validée par la mesure à température ambiante pour différentes fréquences porteuses f_o . L'extraction du modèle est relativement simple car elle ne nécessite aucun moyen de mesure spécifique. Les données obtenues par le modèle, la puissance dissipée, la température maximale de fonctionnement et les performances RF de sortie telle que la puissance sont des données essentielles qui sont précisément calculées par le modèle ETC [12]. La prise en compte de la dispersion fréquentielle du point de polarisation I_{co} permet de décrire précisément l'influence des phénomènes thermiques sur une bande de fréquence [13]. De plus, les temps de simulation sont courts : « ressources time » ADS de 90 secondes pour 3 points de puissance d'entrée, 11 points de temps et 5 fréquences. Le modèle possède une bonne convergence de calcul si les domaines de définition des variables (puissance d'entrée, température et fréquence) sont respectés.

4.7. Conclusion

Un nouveau modèle « système » électrothermique d'amplificateur de puissance microonde de type phénoménologique a été présenté. Il se base sur une nouvelle expression des séries de Volterra dynamique modifiée étendue à la description de la dissipation thermique produite par le fonctionnement non linéaire de l'amplificateur. Ainsi, la définition des effets non linéaires statiques et de mémoires hautes et basses fréquences de manière indépendantes permet une extraction du modèle simple. L'exploitation d'un modèle d'impédance thermique réduite adaptée à une analyse « système » permet de modéliser finement l'évolution transitoire de la température. Par ailleurs, la topologie du modèle intégrant une boucle de retour temporelle permet de restituer le caractère indissociable des effets thermiques BF et des effets de mémoires HF sur le comportement thermique du système. Seuls les effets de modulation du point de polarisation ne sont pas considérés. L'hypothèse majeure du développement de ce modèle considérant une influence des effets thermiques prioritairement sur les composantes statiques électriques est confirmée. Les effets de mémoires HF sont également pris en compte par l'ajout du noyau dynamique de la série de Volterra. Une nouvelle formulation du courant de polarisation collecteur a permis de considérer la variation dynamique de la température. Les résultats de ce modèle couplé sont validés par la mesure à température ambiante pour différentes fréquences porteuses. L'extraction du modèle ne nécessite aucun dispositif spécifique. Ce modèle est exploitable par une analyse en transitoire d'enveloppe dans un simulateur « circuit » couramment employé tel que ADS d'Agilent Technologies. La convergence du modèle est assurée sous condition de respecter ses domaines de validité en puissance d'entrée, en température et en fréquence.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. Darricau, “ *Physique et Théorie du radar* ”, Tome 1, édition Sodipe, Paris, 1981.
- [2] H.Wilden, “ *Microwave tests on prototype –T/R-modules* ”, Proc. Radar, pp. 517-521, oct 1997.
- [3] V. Rizzoli, D. Masotti, F. Mastri, “ *Behavioural modeling of thermally induced distortion in RF microwave nonlinear subsystems* ”, 34th European Microwave Conf., Amsterdam, Pays-Bas, oct. 2004.
- [4] M. Schetzen, “ *The Volterra and Wiener theories of non linear systems* ”, ed. John Wiley & Sons, USA, 1980.
- [5] F. Filicori, G. Vannini, “ *Mathematical approach to large-signal modelling of electron devices* ”, Elect. Letters, vol. 27, no. 4, pp. 357-359, 1991.
- [6] D. Mirri, F. Filicori, G. Iuculano, G. Pasini, “ *A new linear dynamic model for performance analysis of large signal amplifiers in communication systems* ”, IEEE Instr. Mes. Techn. Conf. Dig., pp. 193-197, Venice, mai 1999.
- [7] C. Dominique, “ *Modélisation dynamique des modules actifs à balayage électronique par séries de Volterra et intégration de ces modèles pour une simulation de type système* ”, Thèse de Doctorat de l’université Paris VI, sept. 2002.
- [8] N. Le Gallou, “ *Modélisation par séries de Volterra dynamiques des phénomènes de mémoire non linéaires pour la simulation système d’amplificateurs de puissance* ”, Thèse de Doctorat de l’université de Limoges, no 55-2001, nov. 2001.
- [9] C. Mazière, “ *Modélisation comportementale d’amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes RADARs* ”, Thèse de Doctorat de l’université de Limoges, nov. 2004.
- [10] Y. Harkouss, “ *Application de réseaux de neurones à la modélisation de composants et de dispositifs microondes non linéaires* ”, Thèse de doctorat de l’université de Limoges, no 59-98, dec. 1998.
- [11] Y.Harkouss, J. Rousset, H.Chehade, E.Ngoya, “ *Etude et réalisation d’un ensemble d’extensions d’environnement de simulation de circuits et systèmes* ”, convention CNES n°962/94/1221/00. IRCOM, fev. 1997.
- [12] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, Y. Mancuso, “ *New electrothermal system level model for RF power amplifier* ”, 37th European Microwave Conf., Munich, Allemagne, EuMIC03-4, oct. 2007.
- [13] J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, Y. Mancuso, “ *Behavioral thermal modeling for microwave power amplifier design* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol.55, n°11, pp.2290-2297, nov. 2007.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Les travaux présentés dans cette thèse portent sur le développement d'un nouveau modèle électrothermique comportemental d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars bande étroite. Ce modèle prédit efficacement l'impact des effets thermiques basses fréquences sur l'amplitude et la phase du signal d'enveloppe en régime d'impulsion. De plus les effets dispersifs non linéaires de mémoires hautes fréquences sont considérés.

La précision sur la température de fonctionnement en régime transitoire est directement liée à la procédure de génération du modèle d'impédance thermique d'amplificateur imposant des constantes de temps au plus proches des phénomènes réels. Ceci a été rendu possible grâce à la création d'un modèle thermique réduit d'amplificateur de puissance obtenu à partir d'une étude physique thermique tridimensionnelle à Eléments Finis (EF). Un raisonnement générique pertinent, portant sur les contributions thermiques des matériaux, a permis d'aboutir à une méthodologie de création de modèle EF système d'amplificateur ainsi qu'au choix de la localisation de la température de fonctionnement à considérer. Ce modèle simplifié offre la possibilité d'appliquer la méthode de réduction avec des moyens informatiques couramment disponibles. L'impédance thermique équivalente est intégrable sous un simulateur circuit par l'application de la méthode de réduction d'ordre basée sur les vecteurs de Ritz. Cette procédure s'applique sur un modèle EF aux conductivités thermiques linéaires (constantes en fonction de la température). Une méthode adaptée d'attribution des conductivités thermiques a permis de limiter l'erreur commise par cette contrainte. Toutefois, pour des substrats plus dépendants de cette non linéarité que l'AsGa tels que le GaN ou l'InP, cette approche n'est pas suffisante. Une méthode d'interpolation de modèles réduits associée à l'exploitation de la transformée de Kirchoff [1] permettant de prendre en compte la non linéarité des conductivités thermiques ainsi que la variation de la température de socle serait souhaitable [2]-[3].

Le modèle thermique a été couplé à un modèle électrique comportemental unilatéral afin d'évaluer l'influence des variations de température sur les performances électriques de l'amplificateur. Ce dernier est basé sur une nouvelle formulation des séries de Volterra à un noyau dynamique adaptée à l'analyse thermique du système. La définition du modèle se base sur une description découplée des effets non linéaires statiques, à mémoires Haute (HF) et Basse Fréquences (BF). L'hypothèse statique émise a permis de considérer l'impact de l'autoéchauffement de l'amplificateur sur les performances statiques. Les résultats du modèle

valident cette hypothèse. Comme démontré, la dispersion fréquentielle du courant de polarisation (mémoire HF) contribue fortement à l'état thermique sur la bande passante de l'amplificateur. Une nouvelle expression de ce courant a été intégrée à la formule de la puissance dissipée. Cette puissance est alors dynamique, elle crée un état thermique différent selon la fréquence porteuse considérée. Nous avons montré que l'impact de la dispersion fréquentielle sur le gain statique était correctement modélisé par l'apport du noyau de Volterra dynamique d'ordre 1. La topologie du modèle autorise donc le couplage des effets mémoires BF induits par la thermique avec les effets de mémoires HF. Toutefois, la modulation du point de polarisation n'a pas été considérée. En effet, le modèle reste établi pour une polarisation constante. Par ailleurs, pour des technologies différentes, par exemple de type HEMT GaN, les effets de pièges doivent être pris en compte [4]-[5]. Ainsi, la prédiction des effets de mémoires lentes (BF) doit être améliorée.

Le modèle développé est unilatéral, les coefficients de réflexions en entrée et en sortie de l'amplificateur liées à l'impédance présentée aux accès sont négligés. Ces données sont cependant essentielles pour une intégration du modèle dans une analyse de chaîne. Ne pas considérer les variations de charges peut engendrer de nombreuses imprécisions sur l'amplitude et la phase du signal émis [6]-[7].

Toutefois, le développement de ce modèle exploitable au sein d'un simulateur couramment utilisé comme ADS représente une avancée significative. L'intégration de ce modèle est réalisée par l'intermédiaire d'un modèle compilé gérant la boucle temporelle de rétroaction thermique et les fonctions neuronales par des programmes d'interprétation. D'autre part, ce modèle n'est pas sensible aux problèmes de convergence et sa méthode d'extraction est relativement simple car elle ne nécessite pas de moyens de simulation ou de mesure spécifiques. De plus, les temps de calculs sont courts mais doivent être analysés plus précisément.

Ainsi, un nouveau modèle électrothermique comportemental dynamique d'amplificateur de puissance permet de répondre aux besoins des concepteurs en terme d'accessibilité et de rapidité de développement. Ce modèle permet la prévision fine des dérives d'amplitude et de phase générées par l'amplificateur sur l'enveloppe du signal émis pour les applications radars en bande étroite. Les différentes étapes de création ont été justifiées par des critères physiques précis. Cette méthodologie générique, validée par des données mesurées, a été illustrée par l'étude d'un amplificateur de type TBH mais peut être étendue à d'autres technologies.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. Bonami, G. Ghione, “ *On the application of the Kirchhoff transformation to the steady state thermal analysis of the semiconductor devices with temperature dependent and piecewise inhomogeneous thermal conductivity* ”, Solid-state Electronics, vol.38, no. 7, pp.1409-1412, 1995.
- [2] R. Sommet, C. Chang, P Duème, R. Quéré, “ *Electrothermal models of transistors based on finite element analysis for radar applications* ”, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, IITHERM 2004, 9^{ème} Intersociety Conf., Las Vegas, NV, pp.515-522, juin 2004.
- [3] E. Gatard, R. Sommet, R. Quéré, “ *Nonlinear thermal reduced model for power semiconductor devices* ”, Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, IITHERM 2006, 10^{ème} Intersociety Conf., San Diego, pp. 638-644, mai 2006.
- [4] T.J. Brazil, “ *A universal large-signal equivalent circuit for GaAs MESFET* ”, 21^{ème} European Microwave Conf., Stuttgart, Allemagne, pp.921-926, 1991.
- [5] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbonniaud, T. Reveyrand, J.P. Teyssier, R. Quéré, D. Floriot, “ *A drain-lag model for AlGaIn/GaN power HEMTs* ”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Honolulu, WE2G-05, juin 2007.
- [6] F.X. Estagerie, T. Reveyrand, S. Mons, R. Quéré, L. Constancias, P. Le Helleye, “ *From circuit topology to behavioural model of power amplifier dedicated to radar applications* ”, Electr. Letters, vol. 43, Issue 8, pp. 477-479, avr. 2007.
- [7] D.E. Root, J. Versprecht, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata, “ *Broad band Poly-Harmonic Distortion (PHD) behavioral models from fast automated simulations and large signal vectorial network measurements* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol.53, n°11, pp.3656-3664, nov. 2005.

ANNEXES

ANNEXE A

METHODE DES ELEMENTS FINIS

▪ Présentation

La résolution des problèmes physiques revient à évaluer l'expression d'un champ $u(M,t)$ (scalaire, vectoriel ou tensoriel) satisfaisant un système d'équations aux dérivées partielles en tout point M d'un domaine physique Ω et à tout instant t . Cette résolution prend en compte les conditions aux limites du domaine, sur la frontière Γ , par des relations imposées au champ $u(M,t)$ et à ses dérivées. Le problème thermique stationnaire considère la température comme un champ scalaire. Les conditions aux limites satisfont les conditions de Dirichlet et de Neumann qui imposent respectivement une température fixe et un flux thermique sur des parties de la frontière. Au sein des logiciels thermiques, cette seconde condition correspond généralement à une règle implicite de résolution imposant des parois adiabatiques (à flux thermique nul) lorsque aucune indication n'a été formulée par l'utilisateur sur une partie de la frontière Γ .

La méthode des éléments finis consiste à rechercher une solution approchée $u^*(M,t)$ de la solution réelle $u(M,t)$ sous la forme d'un champ défini par morceau sur des sous-domaines du domaine physique Ω tels que :

$$\Omega = \sum_{i=1}^N \Omega_i \quad (\text{A.1})$$

Le champ dans chaque sous-domaine Ω_i est calculé par un nombre fini de valeurs de champ en des points précis appelés « nœuds ». Le champ local du sous-domaine résulte d'une interpolation d'après les valeurs aux nœuds. Le sous-domaine et sa fonction d'interpolation forme un « élément » du domaine physique comme représenté sur la Figure A.1 :

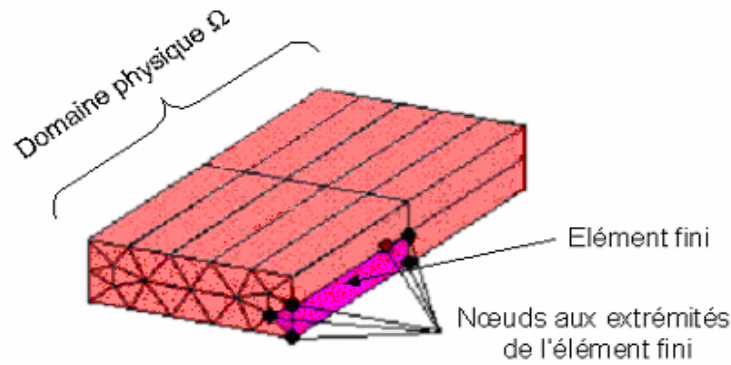


Fig. A.1 : Discrétisation d'un domaine Ω par éléments finis

La méthode de résolution par éléments finis [A.1]-[A.2] peut se résumer en quelques étapes :

- **Déclaration du problème** physique sous la forme d'équations différentielles ou de dérivées partielles sur le domaine physique Ω et des conditions aux limites sur le contour Γ .
- Le système différentiel est exprimé sous forme intégrale, c'est la **formulation variationnelle** du problème.
- Le domaine physique Ω est divisé en sous-domaines Ω_i appelés « maille », c'est l'étape du « **maillage** ». Le choix des nœuds et des fonctions d'interpolation des champs locaux crée les éléments du domaine physique.
- Le problème doit être ramené à un problème discret autour des nœuds choisis. En effet, la solution approchée du système physique est déterminée par les valeurs attribuées aux nœuds des éléments. C'est la **discrétisation** du problème.

▪ Formulation variationnelle

Pour résoudre un système différentiel modélisant un système physique, son système d'équations aux dérivées partielles doit être traduit sous leur forme intégrale aussi appelée « forme variationnelle ». La modélisation en équations aux dérivées partielles s'exprime formellement de la manière suivante :

$$D(u(M)) = f \quad (\text{A.2})$$

où $u(M)$ désigne le champ inconnu du problème, D est un opérateur aux dérivées partielles, f est une fonction connue.

Propriétés des produits scalaires

Dans un cas général d'espaces fonctionnelles de fonctions définies sur un domaine physique Ω , le produit scalaire de 2 fonctions f et g s'écrit :

$$\langle h, g \rangle = \int_{\Omega} h(M) \bullet g(M) \cdot d\Omega \quad (\text{A.3})$$

$h(M) \bullet g(M) = h(M) \cdot g(M)$ si f et g sont des valeurs scalaires

Un produit scalaire a la propriété suivante :

$$\langle h, g \rangle = 0 \quad \forall g \Leftrightarrow h = 0 \quad (\text{A.4})$$

Cette propriété permet d'écrire :

$$\int_{\Omega} h(M) \bullet g(M) \cdot d\Omega = 0 \quad \forall g(M) \Leftrightarrow h = 0 \quad (\text{A.5})$$

Adaptation au problème étudié

La propriété des produits scalaires exprimés par l'équation A.5 permet d'écrire la formulation intégrale du système :

$$\int_{\Omega} W(M) \cdot D(u(M)) \cdot d\Omega = 0 \quad \forall W(M) \Leftrightarrow D(u(M)) = 0 \quad (\text{A.6})$$

Les fonctions $W(M)$ sont des fonctions de pondération quelconques définies sur le domaine Ω . L'opérateur D fait intervenir des opérateurs tels que le gradient, la divergence, le rotationnel ou le laplacien ce qui aboutit à des formes variationnelles différentes. A un même problème peuvent correspondre plusieurs formulations variationnelles. Quelque soit la méthode de transformation de l'intégrale (A.6), le champ $u(M)$ vérifiant les conditions aux limites, est calculé tel que :

$$A(W(M), u(M)) = B(W(M)) \quad \forall W(M) \quad (\text{A.7})$$

A est la forme bilinéaire associée à l'opérateur D et B , la forme linéaire associée à f . Ces opérateurs produisent les intégrales sur Ω et Γ , les fonctions $W(M)$ et $u(M)$ ainsi que leurs dérivées. Cette formulation variationnelle est le point de départ d'une résolution par une méthode d'éléments finis. Dans les logiciels d'éléments finis, le choix de la forme variationnelle est rarement laissé à l'utilisateur.

▪ Interpolation des champs locaux

L'approximation de la fonction $u(M, t)$ repose sur une représentation approchée par sa projection dans un sous-espace de dimension finie $(N+1)$. Une base est définie par les $(N+1)$ fonctions d'interpolation $W_i(M)$ telle que :

$$u(M, t) = \sum_{i=1}^N W_i(M) \cdot q_i(t) \quad (\text{A.8})$$

Les composantes $q_i(t)$ sont les inconnues du système. Les fonctions de base $W_i(M)$ peuvent être, de type linéaire, quadratique, polynôme de Lagrange etc... Pour exemple, l'approximation polynomiale est couramment employée. Elle consiste à choisir comme fonction de base des monômes simples :

$$W_0(x) = 1 \quad W_1(x) = x \quad W_2(x) = x^2 \quad \dots \quad W_N(x) = x^N \quad (\text{A.9})$$

Ces fonctions permettent de générer tous les polynômes de degré N :

$$u(x) = q_0 + q_1 \cdot x + q_2 \cdot x^2 + \dots + q_N \cdot x^N \quad (\text{A.10})$$

La méthode est efficace pour des solutions présentant des variations lentes bien réparties dans le domaine d'étude. Cette méthode reste inefficace lorsque des variations rapides et lentes régissent dans diverses parties de l'espace Ω sauf si un polynôme de degré N élevé est utilisé.

Les Figures ci-dessous présentent différentes familles de champs locaux d'un système unidimensionnel, des champs constants (Figure A.2), polynomiaux de degré 1 (Figure A.3) et polynomiaux de degré 3 (Figure A.4).

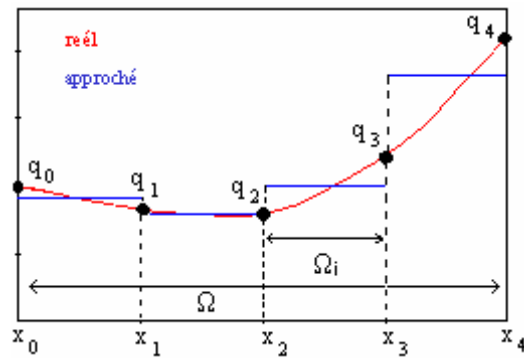


Fig. A.2 : Solution approchée par des constantes

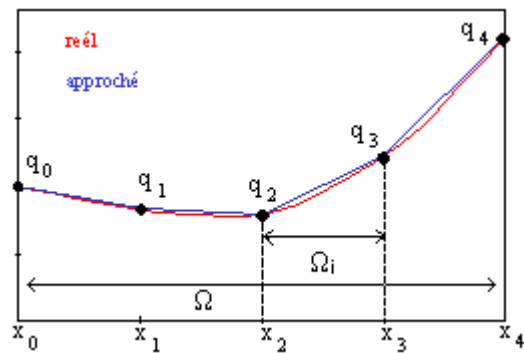


Fig. A.3 : Solution approchée par des polynômes d'ordre 1

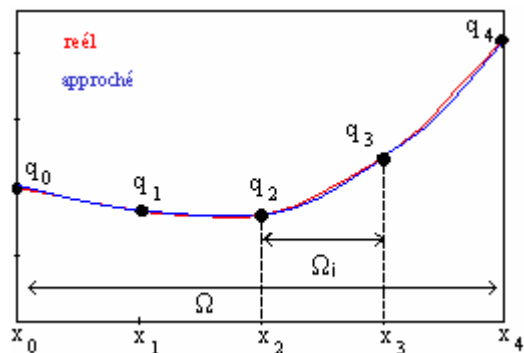


Fig. A.4 : Solution approchée par des polynômes d'ordre 3

La simplicité des fonctions de base employées permet d'augmenter facilement le nombre de nœud. Il est alors possible de répartir les nœuds dans le domaine d'étude pour approcher au mieux une fonction présentant des disparités de variation. Dans un logiciel, une bibliothèque d'élément est proposée. Les polynômes de base sont calculés à l'avance et préprogrammés. L'utilisateur doit choisir le type d'élément adapté à la résolution du problème en faisant un compromis entre la qualité de la solution approchée et le coût de calcul.

Afin de déduire les valeurs à attribuer aux nœuds q_i , le système est ramené à un système discret.

▪ Discrétisation du système

La solution approchée du système est fortement dépendante des valeurs attribuées aux nœuds des éléments. Résoudre le problème consiste alors à trouver une solution approchée du champ $u(M)$ par une méthode dite des résidus pondérés.

Cette méthode estime les valeurs du champ $u^*(M)$ par la résolution des équations locales à l'intérieur du domaine Ω en fonction des conditions aux limites aux frontières du domaine Γ tel que :

$$A(W(M), u^*(M)) = B(W(M), u^*(M)) \quad (\text{A.11})$$

Le système d'équations différentielles à résoudre s'écrit :

$$\begin{aligned} \forall M \in \Omega \quad A(u) &= g \\ \forall M \in \Gamma \quad B(u) &= h \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

L'erreur d'approximation du champ u par rapport au champ calculé u^* est le résidu $R(M)$ tel que :

$$\forall M \in \Omega \quad R = A(u^*) - g \neq 0 \quad (\text{A.13})$$

La méthode consiste à calculer les $(N+1)$ composantes q_i par projection sur les $(N+1)$ fonctions de projection $P_i(M)$ d'après le système suivant :

$$\int_{\Omega} [A(q_i \cdot W_i(M)) - g] \cdot P_j(M) \cdot d\Omega + \int_{\Gamma} [B(q_i \cdot W_i(M)) - h] \cdot P_j(M) \cdot d\Gamma = 0 \quad (4.26)$$

$$j = 0 \dots N$$

Si A et B sont linéaires, le système matriciel peut s'écrire :

$$K \cdot q = f \quad (A.14)$$

$$K_{ij} = \int_{\Omega} A(q_i \cdot W_i(M)) \cdot P_j(M) \cdot d\Omega + \int_{\Gamma} B(q_i \cdot W_i(M)) \cdot P_j(M) \cdot d\Gamma$$

$$f_i = \int_{\Omega} g \cdot P_j(M) \cdot d\Omega + \int_{\Gamma} h \cdot P_j(M) \cdot d\Gamma$$

La **méthode de Galerkin** [A.3] est la plus utilisée des méthodes des résidus pondérés. Elle revient à résoudre le système d'équation en considérant les fonctions de pondération $W_i(M)$ égales aux fonctions de projection $P_j(M)$. Cette propriété permet de limiter le nombre de fonction au nombre d'inconnues du système et de favoriser les simplifications de calcul.

Les matrices sont symétriques sous réserve que les opérateurs le soient. La convergence vers la solution cherchée est assurée si le problème est correctement établi. Le système matriciel à résoudre s'écrit :

$$K \cdot q = f \quad (A.15)$$

$$K_{ij} = \int_{\Omega} A(q_i \cdot W_i(M)) \cdot W_j(M) \cdot d\Omega + \int_{\Gamma} B(q_i \cdot W_i(M)) \cdot W_j(M) \cdot d\Gamma$$

$$f_i = \int_{\Omega} g \cdot W_j(M) \cdot d\Omega + \int_{\Gamma} h \cdot W_j(M) \cdot d\Gamma$$

Les valeurs aux nœuds sont alors connues. La solution approchée du système global peut être déterminée.

▪ Discrétisation de l'équation de la chaleur

La méthode de Galerkin est appliquée à la discrétisation de l'équation de la chaleur.

L'équation de la chaleur exprimée dans le domaine continu s'écrit :

$$\rho \cdot C_p \cdot \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (K(T) \cdot \nabla T) + g \quad (\text{A.16})$$

Le domaine physique Ω est divisé en sous-domaine Ω_e . Dans chaque élément fini Ω_e , la température calculée d_e^i au niveau des N_e nœuds permet de déduire les variations de température de l'élément d_e par l'application de la méthode des résidus présentée précédemment.

$$d_e(x_i, t) = \sum_{i=1}^{N_e} W_e^i(x_i) \cdot d_e^i(t) \quad (\text{A.17})$$

W_e^i sont les fonctions de forme.

La méthode des résidus de Galerkin considère le cas particulier où les fonctions de d'interpolation sont égales aux fonctions de pondération W_e^i . Un système matriciel symétrique est obtenu :

$$d_e^i(t) = \sum_{i=1}^{N_e} W_e^T(x_i) \cdot d_e(t) \quad (\text{A.18})$$

La méthode de Galerkin appliquée à l'équation de la chaleur donne :

$$\int_{\Omega_e} \rho \cdot C_p \cdot W_e^i \cdot \frac{\partial d_e(x_i, t)}{\partial t} \cdot d\Omega_e - \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot \frac{\partial}{\partial x_i} \left(k_{ij} \cdot \frac{\partial d_e(x_i, t)}{\partial x_j} \right) \cdot d\Omega_e - \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot Q_e \cdot d\Omega_e = 0 \quad (\text{A.19})$$

En utilisant la formule 3.28, la forme intégrale de l'équation de la chaleur s'écrit :

$$\int_{\Omega_e} \rho \cdot C_p \cdot W_e^i \cdot W_e^T \cdot \frac{\partial d_e(t)}{\partial t} \cdot d\Omega_e - \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot \frac{\partial}{\partial x_i} \left(k_{ij} \cdot \frac{\partial W_e^T d_e(t)}{\partial x_j} \right) \cdot d\Omega_e - \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot Q_e \cdot d\Omega_e = 0 \quad (\text{A.20})$$

En appliquant le théorème de la divergence au terme de second ordre et en exprimant l'intégrale aux frontières Γ_e , l'équation devient :

$$\begin{aligned} \int_{\Omega_e} \rho \cdot C_p \cdot W_e^i \cdot W_e^T \frac{\partial d_e(t)}{\partial t} \cdot d\Omega_e + \int_{\Omega_e} \frac{\partial W_e^i}{\partial x_i} \left(k_{ij} \cdot \frac{\partial W_e^T d_e(t)}{\partial x_j} \right) \cdot d\Omega_e \\ = \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot Q_e \cdot d\Omega_e + \int_{\Gamma_e} W_e^i (k_{ij} \cdot \frac{\partial W_e^T}{\partial x_j} \cdot d_e) \cdot n_i \cdot d\Gamma_e \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

L'intégrale aux frontières expriment les conditions limites sur les surfaces telle que :

$$\int_{\Gamma_e} W_e^i (k_{ij} \cdot \frac{\partial W_e^T}{\partial x_j} \cdot d_e) \cdot n_i \cdot d\Gamma_e = \int_{\Gamma_e} W_e^i (f_e^q - q_{ec} - q_{er}) \cdot d\Gamma_e \quad (\text{A.22})$$

f_e^q sont les flux imposés sur les surfaces.

$q_{ec} = h(T - T_c)$ est la condition traduisant l'échange de chaleur par convection.

$q_{er} = \sigma \varepsilon (T^4 - T_{ref}^4)$ est la condition d'échange de chaleur par radiation.

En sortant des intégrales spatiales les termes nodaux indépendants de l'espace, le système matriciel s'exprime :

$$M_e \cdot \dot{d}_e + K_e \cdot d_e = F_{eq} + F_e \quad (\text{A.23})$$

M_e est la matrice élémentaire de masse : $M_e = \int_{\Omega_e} \rho \cdot C_p \cdot W_e^i \cdot W_e^T \cdot d\Omega_e$

K_e est la matrice élémentaire de rigidité ou de raideur : $K_e = \int_{\Omega_e} \frac{\partial W_e^i}{\partial x_i} (k_{ij} \cdot \frac{\partial W_e^T}{\partial x_j}) \cdot d\Omega_e$

F_{eq} est le vecteur élémentaire de flux d'injection de puissance : $F_{eq} = \int_{\Omega_e} W_e^i \cdot Q_e \cdot d\Omega_e$

F_e est le vecteur élémentaire de flux sur les surfaces : $F_e = \int_{\Gamma_e} W_e^i \cdot (f_e^q + q_{ec} + q_{er}) \cdot d\Gamma_e$

Sur l'ensemble du domaine physique Ω , les matrices élémentaires sont assemblées afin de définir le système matriciel global :

$$M \cdot \dot{d} + K \cdot d = F_q + F \quad (\text{A.24})$$

$$M = \sum_{e=1}^{N_e+1} M_e, \quad K = \sum_{e=1}^{N_e+1} K_e, \quad F = \sum_{e=1}^{N_e+1} F_e, \quad d = \sum_{e=1}^{N_e+1} d_e$$

Dans le cas d'un transistor ou même d'un amplificateur de puissance, la condition aux limites est imposée par l'application d'une température de socle (condition de Dirichlet). Le phénomène de convection peut souvent être négligé du fait d'une surface limitée au contact de l'air (condition de Cauchy). Des flux thermiques sont imposés sur des surfaces (condition de Neumann). L'étude du fonctionnement du transistor permet d'appliquer un flux de puissance dissipée connu et localisé.

▪ Les algorithmes de résolution

La résolution des systèmes matriciels au sein de logiciel par éléments finis nécessite des algorithmes de calcul, les solveurs. Deux types de méthodes de résolution sont disponibles pour traiter un problème à éléments finis :

- Les **méthodes de résolution directes** qui aboutissent à la solution en un nombre fini d'opération sont adaptées à un système de taille moyenne ne dépassant pas le milliers de nœud. Cette méthode est adaptée au stockage de la matrice de rigidité K. Lorsque K est symétrique, la méthode de décomposition de Choleski est indiquée [A.5]. Par ailleurs, si K est asymétrique, la méthode d'élimination de Gauss est appliquée.
- Les **méthodes itératives** comme la méthode par gradient conjugué [A.6]-[A.7] aboutissent à la solution pour un nombre infini d'équation. Considérant un système à résoudre de type $Ku = B$, cette méthode cherche à améliorer le résidu R à chaque itération i :

$$\|R\| = \|K \cdot u_i - B\| \quad (\text{A.25})$$

$\|R\|$, la norme euclidienne (norme maximale) du résidu.

Un critère d'arrêt sur le résidu permet de finaliser les calculs tel que :

$$\|R\| < \varepsilon \tag{A.26}$$

Pour cela, les algorithmes sont généralement basés sur la descente du gradient déterminant les termes u_i d'après la variation de $-grad(\|R\|)$.

Cette méthode réalise un compromis entre les temps de calculs et la précision des résultats. C'est pour cela qu'elle est particulièrement adaptée au système de grande dimension.

BIBLIOGRAPHIE

- [A.1] G. Dhatt, G. Touzot, E. Lefrançois, “ *Méthode des éléments finis* ”, ed. Hermes Sciences Publications, paru le 1er avril 2005.
- [A.2] Ern, “ *Elements finis* ”, ed. Dunod, paru le 1^{er} sept. 2005.
- [A.3] V.L. Druskin, L.A. Knizhnermann, “ *Two polynomial methods of calculating functions of symmetric matrices* ”, USSR Comp. Math. Phys., vol.29, pp. 112-121, 1989.
- [A.4] J.P. Demailly, “ *Analyse numérique et équations différentielles* ”, ed. EDP Sciences.
- [A.5] C. Brezinski, “ *La méthode de Cholesky* ”, Revue d’histoire des mathématiques, vol.11, fascicule 2, pp.2005-238, 2005.
- [A.6] P. Joly, “ *Résolution de systèmes linéaires avec plusieurs membres par la méthode du gradient conjugué* ”, Tech. Ref.R-91012, Université Pierre et Marie Curie, Paris, Mar. 1991.
- [A.7] D.P. O’Leary, “ *The block conjugate gradient algorithm and related methods* ”, Linear algebra and its applications, vol.29, pp. 293-322, 1980.

ANNEXE B

CONDITIONS DE MESURE

▪ La monture de test

La monture utilisée est spécialement conçue pour tester des puces nues d'amplificateur de puissance MMIC UMS, Figure B.1.

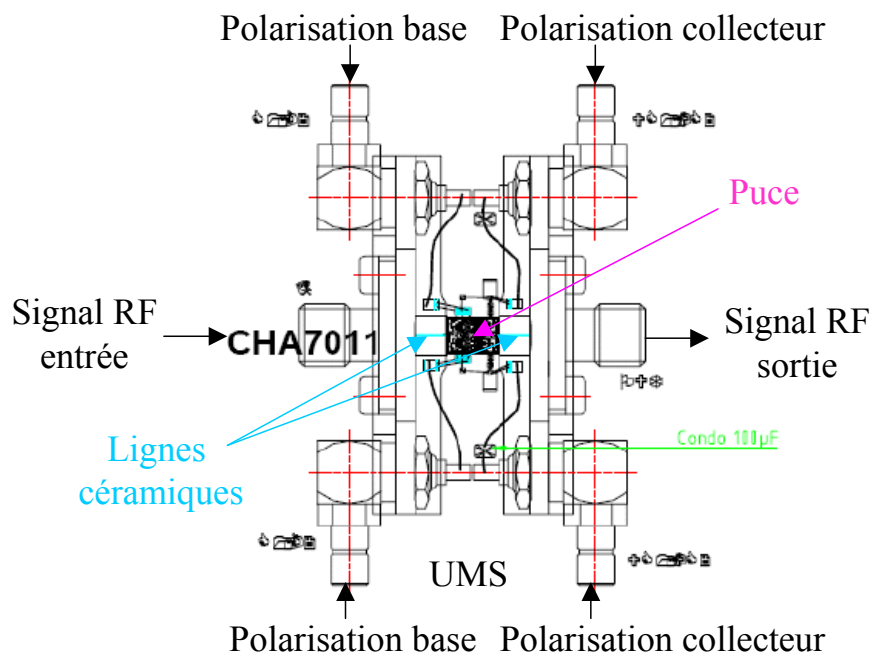


Fig. B.1 : Puce montée sur un « jig » de test

La puce est collée sur la monture de test. La colle utilisée a une mauvaise conductivité thermique de l'ordre de $1.6W/(m.K)$ mais son épaisseur reste faible ce qui minimise la contribution thermique de cette couche. Des lignes céramiques sont connectées entre les accès RF de la puce et les connecteurs « K » de la monture. Des connecteurs « clipsés » permettent d'appliquer les

tensions de polarisation de base et de collecteur. Ce montage compose le « Dispositif Sous Test » (DST) ou « Device Under Test » (DUT).

▪ Rappel du mode de fonctionnement pulsé

Le fonctionnement radar impose l'application de signaux RF pulsés. Le chronogramme des différents signaux à appliquer à l'amplificateur de puissance est représenté par la Figure B.2.

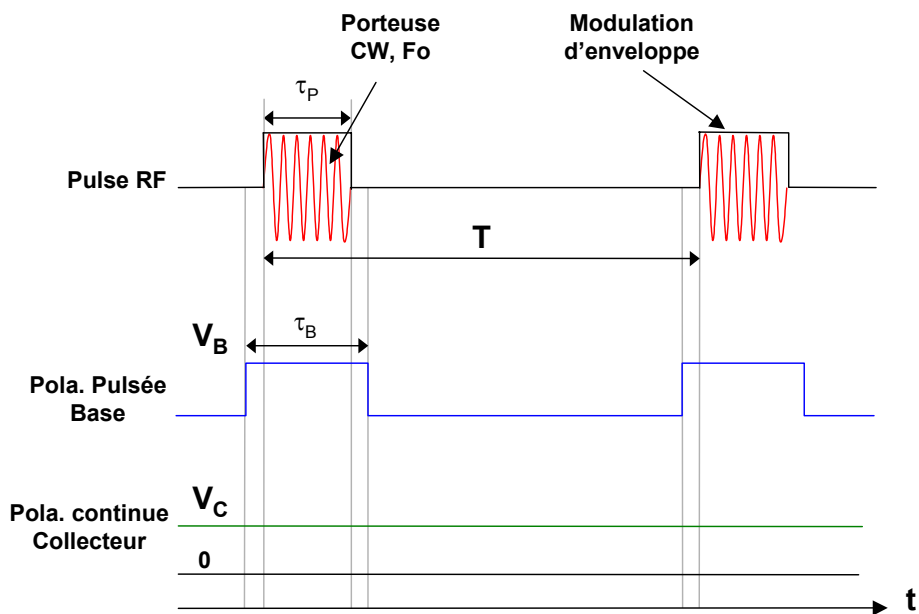


Fig. B.2 : Chronogramme des signaux pulsés RF et de polarisations

La polarisation collecteur est continue tandis que celle de la base est pulsée. Le pulse RF est un signal modulé d'une largeur de pulse τ_p inférieure à la largeur de pulse de la polarisation de base τ_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 par une période de répétition du signal, T .

▪ Synoptique du banc

Des mesures en puissance sont réalisées. La Figure B.3 représente le synoptique du banc.

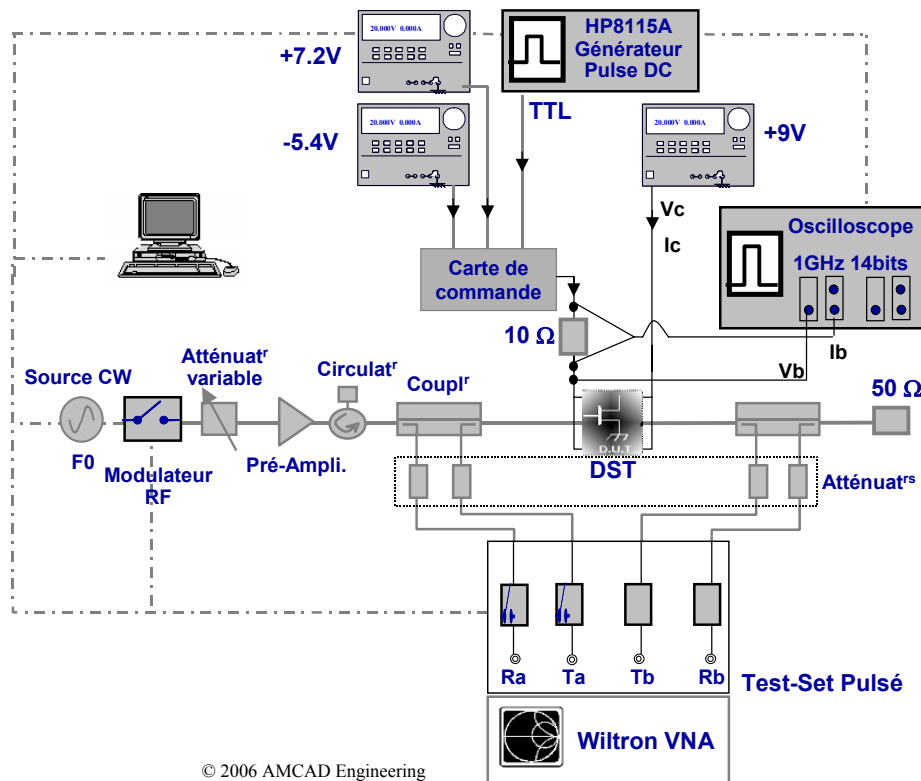


Fig. B.3 : Synoptique du banc de mesure pulsé

Les mesures ont été réalisées par l'entreprise AMCAD Engineering.

Chaque appareil du banc de test a une fonction bien déterminée :

- Un générateur de pulse DC permet de « hacher » le signal continu de base.
- Une carte de commande sécurise la mise sous tension de l'amplificateur.
- Une résistance de 10Ω recueille le courant de polarisation de la base I_b . Ce courant I_b et la tension de polarisation de base V_b sont visualisés sur un oscilloscope.
- Le signal RF en entrée du DST est modulé, une source RF apporte le signal de porteuse à la fréquence F_0 et le modulateur RF, le signal d'enveloppe pulsé. Les pulses de base et du signal RF sont synchronisés sur un trigger externe.
- Un atténuateur variable contrôle le niveau de puissance incidente.
- Un pré-amplificateur génère une puissance suffisante en entrée de l'amplificateur.
- Le circulateur protège le pré-ampli de la puissance réfléchi.

- Les deux coupleurs en amont et en aval du DST distribuent les données mesurées à l'appareil de mesure prévu à cet effet, le VNA ou ARV (Vectorial Network Analyser ou Analyseur de Réseau Vectoriel).
- Les atténuateurs externes protègent le VNA qui supporte une puissance limitée.
- Le VNA et les atténuateurs variables sont pilotés par un logiciel spécifique. La mesure est déclenchée à l'intérieur du pulse RF. Pour cela, une ou plusieurs fenêtres d'acquisition sont programmées à l'aide du logiciel.

La puissance émise en entrée du DST est calibrée. Les pertes liées au dispositif de test sont prises en compte par une correction sur les données mesurées. Seules les pertes engendrées aux accès de la monture de test (plan de référence) jusqu'à la puce peuvent créer une erreur en amplitude (0,3 à 0,6dB) et en phase, Figure B.4. La mesure est réalisée sur une charge de 50Ω afin d'être compatible avec les caractéristiques du modèle développé.

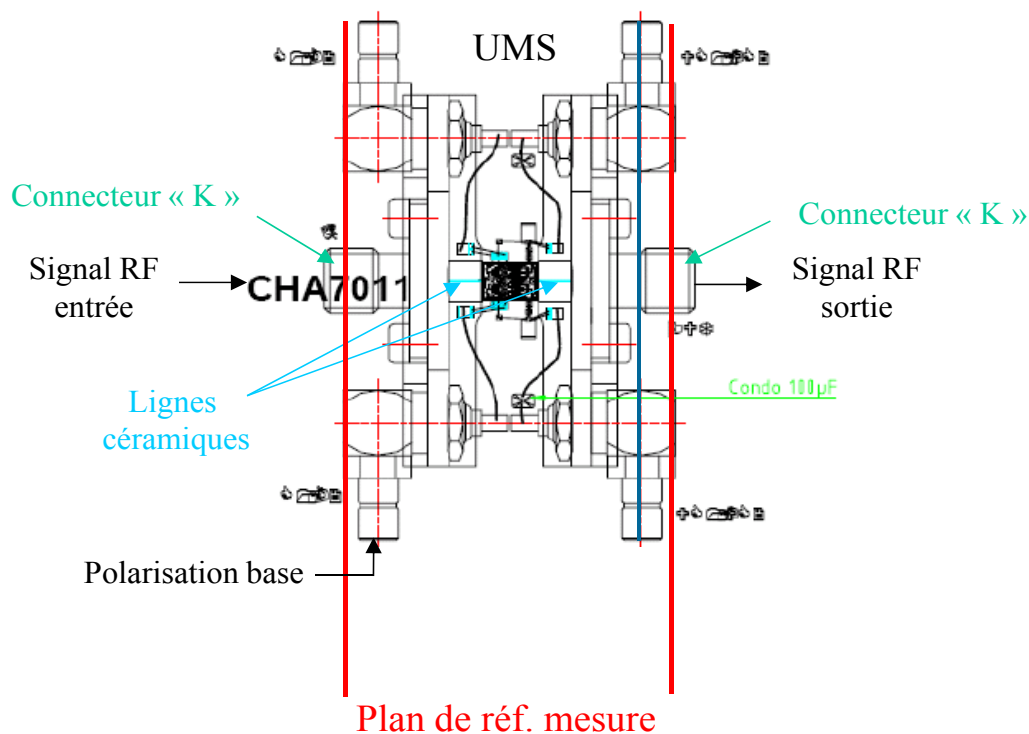


Fig. B.4 : Mise en évidence des plans de référence de calibration

COMMUNICATIONS

Conférences avec actes :

J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, R. Quéré, Y. Mancuso, “ *Modélisation électrothermique comportementale d’amplificateur de puissance pour des applications radars* ”, 15^{èmes} Journées Nationales des Microondes, Toulouse, mai 2007.

J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, Y. Mancuso, “ *New electrothermal system level model for RF power amplifier* ”, 37^{ème} European Microwave Conf., EuMIC03-4, Munich, Allemagne, oct. 2007.

Revue Internationale :

J. Mazeau, R. Sommet, D. Caban-Chastas, E. Gatard, R. Quéré, Y. Mancuso, “ *Behavioral thermal modeling for microwave power amplifier design* ”, IEEE Trans. on Microw. Theor. and Tech., vol.55, n°11, pp.2290-2297, nov. 2007.









RESUME

Modélisation électrothermique comportementale dynamique d'amplificateurs de puissance microondes pour les applications radars

La génération de forte densité de puissance microonde au sein des amplificateurs de puissance exige la prédiction de la distorsion des signaux induite par les effets d'autoéchauffement. Dans ce cadre, un nouveau modèle électrothermique comportemental d'amplificateurs de puissance a été développé pour des applications radars. Ce modèle prédit efficacement l'impact des effets thermiques basses fréquences sur l'amplitude et la phase du signal d'enveloppe pulsé. Les effets dispersifs non linéaires de mémoires hautes fréquences sont également considérés et interagissent avec les dépendances thermiques. Cette approche originale est basée sur le couplage entre un modèle électrique comportemental dynamique basé sur une nouvelle formulation des séries de Volterra dynamique du premier ordre et un modèle thermique réduit d'amplificateur. Le modèle est implanté dans le simulateur circuit ADS d'Agilent. Cette méthodologie générique, validée par des données mesurées, a été illustrée par un amplificateur MMIC de type TBH mais peut être étendue à d'autres technologies.

Mots clés : modèle électrothermique comportemental dynamique, amplificateurs de puissance, effet d'autoéchauffement, simulation système, séries de Volterra dynamique, mémoire à long terme, mémoire à court terme, modèle thermique réduit, méthode de réduction d'ordre.

ABSTRACT

Dynamic Behavioral electrothermal modeling of microwave power amplifiers for radar applications

The generation of high power densities in microwave power amplifiers requires the prediction of the amplitude and phase signal distortions resulting from self-heating effects. In this framework, a new behavioral electrothermal model for power amplifiers has been developed for radar applications. This model predicts efficiently the low frequency memory effects influence on the amplitude and the phase of the pulsed signal envelope. The non linear high frequency memory dispersive effects are taken into account and interact with the thermal dependence. This original approach are based on a new formulation of the first order dynamic Volterra series and a reduced thermal model. The model is integrated into the Agilent ADS circuit simulator. This generic method, which has been validated by measurement, is illustrated with a HBT MMIC amplifier but can be applied to any other amplifier technology.

Keywords : dynamic behavioral electrothermal model, power amplifiers, self-heating effect, system level simulation, dynamic Volterra series, long term memory, short term memory, reduced thermal model, model order reduction.