



HAL
open science

Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S

Julien Delprato

► **To cite this version:**

Julien Delprato. Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0060 . tel-01385657

HAL Id: tel-01385657

<https://theses.hal.science/tel-01385657>

Submitted on 21 Oct 2016

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

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

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire : XLIM

Département : C2S2

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline: Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par

Julien DELPRATO

le 8 Septembre 2016

**Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion
des amplificateurs de puissance HEMT GaN
pour applications radar en bande S**

Thèse dirigée par Michel CAMPOVECCHIO et Denis BARATAUD

JURY:

Président - Rapporteur

M. Eric BERGEAULT, Professeur à Telecom Paris Tech

Rapporteur

M. Juan-Mari COLLANTES, Professeur à l'Université de Bilbao - Espagne

Examineurs

M. Denis BARATAUD, Professeur, Université de Limoges, XLIM

M. Michel CAMPOVECCHIO, Professeur, Université de Limoges, XLIM

M. Philippe EUDELIN, Directeur technique, Thalès Air Systems, Ymare

M. Mathieu LE PIPEC, Ingénieur, DGA Maîtrise de l'information, Rennes

M. Clément TOLANT, Ingénieur, Thalès Air Systems, Ymare

Droits d'auteurs



Cette création est mise à disposition selon le Contrat : « **Paternité-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** » disponible en ligne :

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/>

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au sein de l'institut de recherche XLIM de l'Université de Limoges (UMR CNRS 7252) dans l'équipe CCSNL (ancien département C2S2 Composants circuits signaux et systèmes hautes fréquences) ainsi qu'à Thalès Air Systems sur le site de Ymare.

Je remercie Monsieur Dominique Baillargeat de m'avoir permis de réaliser ces travaux dans le laboratoire, ainsi que Messieurs Raymond Quéré et Bernard Jarry pour l'accueil dans le département ainsi qu'au sein de l'école doctorale.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Philippe Eudeline de m'avoir permis de réaliser ces travaux de thèse en collaboration avec Thalès Air Systems, ainsi que Monsieur Michel Stanislawiak ingénieur à Thalès qui a su m'accompagner dans le début des travaux de thèse et a agi comme un mentor dans le domaine de l'électronique des hautes fréquences.

Ma profonde reconnaissance se dirige également vers Messieurs Michel Campovecchio, et Denis Barataud, tous deux Professeurs à l'Université de Limoges, et qui ont su faire preuve d'une grande patience et d'abnégation lors de l'encadrement de ces travaux de thèse. De par leurs qualités techniques et humaines, ils m'ont permis de progresser pour mener à bien ces travaux.

Je tiens à remercier Monsieur Eric Bergeault, Professeur à Télécom Paris Tech, ainsi que Monsieur Juan-Maria Collantes, Professeur à l'Université de Bilbao, qui ont bien voulu juger de la qualité de ces travaux en acceptant d'être les rapporteurs.

Je remercie aussi la Direction Générale de l'Armement pour avoir participé au financement de cette thèse. Ma reconnaissance va plus particulièrement à Monsieur Mathieu Le Pipec, ingénieur à la DGA section maîtrise de l'information, pour avoir pris le temps de suivre l'évolution de ces travaux ainsi que pour prendre part au jury en qualité d'examinateur.

Je tiens aussi à dire un grand merci aux personnes que j'ai pu rencontrer à Thalès sur le site d'Ymare. Je tiens à remercier plus particulièrement Clément Tolant, qui a pris la suite de Michel dans le suivi de cette thèse ainsi que Maxime Olivier qui ont su faire preuve d'écoute et de conseils, et qui m'ont apporté les points de vue spécifiques de l'industrie. Je remercie

aussi Alexandre Polony alternant à Thales et maintenant ingénieur, pour les discussions et le temps pris pour m'aider lors de mes passages à Thales.

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel de l'équipe CCSNL pour leur gentillesse et leur disponibilité. Je voudrai remercier plus précisément Guillaume Neveux, Maître de Conférences à l'Université de Limoges et spécialiste de la mesure pour m'avoir apporté son aide ainsi que pour toutes les discussions sur la mesure de la stabilité pulse à pulse que nous avons eues. Je tiens aussi également remercier Madame Marie-Claude Lerouge, secrétaire du département pour sa gentillesse, sa disponibilité et surtout son efficacité à gérer mon manque de connaissances des rouages administratifs.

J'aimerais également exprimer ma gratitude envers certains collègues de travail qui au fil des années sont devenus des amis. Pierre, futur grand professeur, spécialiste du thé vert, pour sa maîtrise parfaite de la diode de jonction et m'avoir supporté pendant notre séjour aux USA. Arnaud, le chauffeur de salle, toujours prêt à débattre à propos de sujets techniques, et faire des mesures. Karthik, pour sa gentillesse, sa bonne humeur et sa maîtrise de Word qui m'a bien aidé. Agostino, notre envoyé spécial d'Italie, pour les discussions que nous avons eues, et les moments passés ensemble que cela soit au travers des composants RF ou lors de soirées.

Mes derniers remerciements sont adressés à ma famille, et plus particulièrement à mes parents pour m'avoir soutenu moralement par leur présence quand il le fallait pendant toutes ces années, surtout pendant les moments de doute, ainsi que ma sœur Charlotte qui n'est pas en reste. Je les remercie de leur présence malgré la distance qui nous séparait.

Table des matières

Table des matières	i
Table des figures.....	vii
Liste des tableaux.....	xv
Introduction générale.....	1
I. Présentation générale des systèmes radar	7
I.1 Introduction.....	9
I.2 Principes généraux des radars.....	9
I.2.1 Utilisation des hyperfréquences dans les systèmes radars	10
I.2.1.1 Caractéristiques d'une onde radar.....	10
I.2.1.2 Utilisation des impulsions radar pour la localisation de cibles	13
I.2.2 Emission et réception.....	16
I.2.3 Equations radar	18
I.3 Le critère de stabilité pulse à pulse dans les radars.....	22
I.3.1 Définition des instabilités pulse à pulse.....	23
I.3.1.1 Représentation vectorielle de Fresnel	24
I.3.1.2 Représentation dans le domaine temporel.....	24
I.3.1.3 Les causes aléatoires d'instabilité pulse à pulse.....	26
I.3.1.4 Les causes déterministes d'instabilité	27
I.3.2 Les méthodes de calcul de la stabilité pulse à pulse.....	28
I.3.2.1 Stabilité calculée par méthode écart-type.....	30
I.3.2.2 Stabilité calculée par méthode RMS (Root Mean Square)	30
I.4 Conclusion	31

II.L'amplification de puissance en technologie HEMT GaN	33
II.1 Introduction.....	35
II.2 Le transistor HEMT GaN de puissance.....	36
II.2.1 Le Nitrure de Gallium.....	36
II.2.2 Le transistor HEMT GaN.....	39
II.2.3 Caractéristiques spécifiques des HEMTs GaN pour les applications radar en bande S	41
II.3 Modèle non linéaire initial du transistor HEMT GaN 8x250 μm.....	43
II.3.1 Méthodes générales de modélisation non linéaire du HEMT.....	43
II.3.1.1 Modèle électrique petit signal	44
II.3.1.2 Modèle électrique non linéaire	47
II.3.1.2.1 La source de courant non-linéaire I_{DS}	48
II.3.1.2.2 Les diodes non linéaires	48
II.3.1.2.3 L'effet d'avalanche.....	49
II.3.1.2.4 Les capacités non-linéaires.....	49
II.3.1.2.5 La dépendance thermique des éléments du modèle	50
II.3.2 Validation du modèle non linéaire du HEMT GaN (8x250 μm) en régime pulsé	51
II.3.2.1 Validation I-V	52
II.3.2.2 Validation en paramètres [S].....	53
II.3.2.3 Validation en forte puissance	57
II.4 Méthode de conception pour l'amplification haut rendement large-bande.....	60
II.4.1 Conception du réseau d'adaptation	61
II.4.2 Application à un démonstrateur GaN HEMT (8x250 μm) 10W en bande S ...	61
II.4.2.1 Résultats de conception.....	62

II.4.2.2 Validation en mesures impulsionnelles fort-signal load-pull.....	64
II.5 Conclusion	67
III. De la mesure à la simulation non linéaire de la stabilité pulse à pulse.....	69
III.1 Introduction.....	71
III.2 La mesure d'enveloppe dans le domaine temporel	72
III.2.1 Limitation d'une mesure RF à échantillonnage direct (Shannon)	72
III.2.2 Banc de mesure homodyne existant PN9002	75
III.2.3 Banc de mesure hétérodyne réalisé	79
III.3 Résultats de mesure de stabilité pulse à pulse	87
III.3.1 Choix du signal RF impulsionnel de test.....	87
III.3.1.1 Mesures impulsionnelles « continues ».....	88
III.3.2 Impact des paramètres du signal de test sur la stabilité pulse à pulse	89
III.3.2.1 Impact de la durée du silence	90
III.3.2.2 Impact de la durée d'impulsion et du rapport cyclique	92
III.3.2.3 Impact du nombre d'impulsions.....	96
III.3.2.4 Résultats de stabilité pulse à pulse en fonction de la compression	98
III.3.2.5 Impact de l'impédance de charge sur la stabilité pulse à pulse	101
III.3.3 Potentialités du banc de mesure de stabilité pulse à pulse	103
III.3.3.1 Impact de la température	104
III.3.3.2 Optimisation de la stabilité par pré-impulsion de grille.....	107
III.4 La simulation non linéaire de stabilité pulse à pulse	110
III.4.1 Limitations de la simulation temporelle (Transient)	110
III.4.2 Méthode de simulation non linéaire de stabilité pulse à pulse en transitoire d'enveloppe	112
III.4.2.1 Génération du signal de test	113

III.4.2.2 Calcul de la stabilité pulse à pulse simulée	114
III.4.3 Impact simulé de la température.....	114
III.4.3.1 Modèle non linéaire électrothermique.....	115
III.4.3.2 Impact du nombre de cellules thermiques et de leurs constantes de temps sur la stabilité pulse à pulse	116
III.4.4 Impact simulé des effets de pièges de drain-lag	120
III.4.4.1 Modèle non linéaire de pièges.....	120
III.4.4.2 Impact des effets de pièges sur la stabilité pulse à pulse	122
III.5 Conclusion	123
Conclusion générale.....	125
Bibliographie	131
Publications scientifiques	137
A. Annexe sur la mesure en paramètre S.....	139
B. Annexe sur la stabilité pulse à pulse globale.....	141

Table des figures

Fig I-1 : Représentation dans le domaine temporel du motif de base du signal radar impulsif.....	10
Fig I-2 : Représentation spectrale (amplitude) d'un signal CW impulsif haute-fréquence.	11
Fig I-3 : Principe de détection d'une cible avec un radar impulsif.	13
Fig I-4 : Schéma bloc simplifié d'émission/réception d'un système radar	17
Fig I-5 : Diagramme SER d'un bombardier B-26	20
Fig I-6 : Probabilités de détection et fausse alarme (P_{FA}) en fonction du rapport signal à bruit [3].....	22
Fig I-7 : Représentation temporelle des instabilités inter-impulsion et dans l'impulsion	23
Fig I-8 : Représentation d'une instabilité pulse à pulse dans le domaine IQ.....	24
Fig I-9 : Représentation des instabilités pulse à pulse dans le domaine temporel.....	25
Fig I-10 : Schéma des sources possibles d'instabilité pulse à pulse d'un amplificateur	26
Fig I-11 : Echantillons temporels d'enveloppe $x_{im}(t_k)$ de la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la $m^{\text{ème}}$ rafale (amplitude).....	29
Fig II-1 : Structure cristallographique du GaN de type Wurtzite Ga-face (a) et N-face (b)[14]	37
Fig II-2 : Coupe d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN	40
Fig II-3 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments localisés associés aux couches de matériaux.....	44
Fig II-4 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT	45
Fig II-5 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT.....	47
Fig II-6 : Représentation schématique du banc de mesure I-V impulsif XLIM.....	52
Fig II-7 : Comparaison modèle/mesure du réseau I-V au point de polarisation (50 V, 22 mA) pour trois échantillons de HEMT GaN 8x250µm.....	53
Fig II-8 : Comparaison du paramètre S_{11} mesuré et simulé aux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN 8x250 µm de 0.5 à 10 GHz.	54
Fig II-9 : Comparaison du paramètre S_{22} mesuré et simulé aux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN 8x250 µm de 0.5 à 10GHz.	55
Fig II-10 : Comparaison mesure/simulation du module et de la phase de S_{21} aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN 8x250 µm de 0.5 à 10GHz.	55

Fig II-11 : Comparaison mesure/simulation du module et de la phase de S_{12} aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN $8x250 \mu m$ de 0.5 à 10GHz.	56
Fig II-12 : Comparaison du Gain Maximum mesuré et simulé aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN $8x250 \mu m$ de 0.5 à 10GHz.	56
Fig II-13 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz de la puissance disponible en sortie du transistor (P_{sortie}) pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	58
Fig II-14 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du Gain du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	58
Fig II-15 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du rendement en puissance ajoutée du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	59
Fig II-16 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du courant de drain du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	59
Fig II-17 : Circuit équivalent de l'amplificateur de test	60
Fig II-18 : Circuit d'adaptation d'entrée et de sortie réalisé pour l'optimisation à f_0 et $2f_0$ en rendement d'un transistor HEMT GaN $8x250\mu m$ en boîtier.	63
Fig II-19 : Photographie de l'amplificateur HEMT GaN $8x250 \mu m$ avec les circuits d'adaptation réalisés à l'aide de fils de bondings et de capacités	63
Fig II-20 : Démonstrateur de puissance (10 W, 2.9 GHz) connecté 50Ω pour la mesure de stabilité pulse à pulse	63
Fig II-21 : Représentation du banc de mesure impulsionnel pour la validation en puissance de l'amplificateur.....	64
Fig II-22 : Performances en PAE de l'amplificateur ($8x250 \mu m$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22 mA$	65
Fig II-23 : Performances en Puissance de Sortie (P_{out}) de l'amplificateur ($8x250 \mu m$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	65
Fig II-24 Performances en Gain de l'amplificateur ($8x250 \mu m$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$	66
Fig III-1 : Relation entre les temps d'échantillonnage réel et virtuel d'un signal RF	74

Fig III-2 : Photographie du système commercial de mesure homodyne de la stabilité pulse à pulse (PN9002-Aeroflex).....	75
Fig III-3: Synoptique simplifié du banc de mesure de stabilité pulse à pulse homodyne (PN9002).....	77
Fig III-4 : Capture d'écran du logiciel permettant de générer des rafales avec le système PN9002 (ici 8 impulsions avec des silences de différentes durées).....	78
Fig III-5: Schéma bloc du banc de mesure hétérodyne d'enveloppe développé à XLIM pour l'extraction de la stabilité pulse à pulse	80
Fig III-6: Photographie du banc de mesure hétérodyne XLIM pour la caractérisation en stabilité pulse à pulse d'une rafale radar	80
Fig III-7: Caractéristiques en puissance et gain du driver de puissance utilisé dans le banc de mesure hétérodyne de XLIM à 2.9GHz.	82
Fig III-8 : Amplitude et phase des 8 impulsions, avec un silence de 8 ms entre deux séries d'impulsions mesurées sur le banc de mesure hétérodyne en connexion directe à 25 dBm de puissance disponible dans le plan π_{in} avec $f_0=2.9$ GHz.....	83
Fig III-9 : Stabilité pulse à pulse en amplitude et phase mesurée à vide avec une connexion directe à $f_0=2.9$ GHz pour $P_{dispo}=25$ dBm dans le plan π_{in}	84
Fig III-10 : Comparaison entre l'enveloppe de la première impulsion de la rafale moyennée sur 10 rafales consécutives et l'impulsion simple échantillonnée à 20 MHz	86
Fig III-11: Enveloppe de la rafale radar servant de référence pour l'étude de l'évolution de la stabilité pulse à pulse d'un amplificateur HEMT GaN.....	88
Fig III-12 : Impact de la durée du silence T_{OFF} sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression	91
Fig III-13 : Impact de la durée d'impulsion τ sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression. ($T_{OFF}=8$ ms) ..	93
Fig III-14 : Enveloppe temporelle d'amplitude (a) et de phase (b) du 1 ^{er} et 8 ^{ème} impulsion de la rafale à 2.9 GHz et à 3 dB de compression avec variation de la durée d'impulsion et du rapport cyclique.....	95
Fig III-15 : Impact d'un silence de 8ms sur l'amplitude (a) et la phase (b) des enveloppes d'un train de 8 impulsions ($f_0=2.9$ GHz et à 3 dB de compression)	97
Fig III-16 : Impact de la non prise en compte des premières impulsions de la rafale radar dans le calcul final de stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b)	98
Fig III-17 : Impact du niveau de compression sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) après un silence T_{OFF} de 1 ms et 8 ms ($f_0 = 2.9$ GHz).....	99

Fig III-18: Enveloppe temporelle d’amplitude (a) et de phase (b) de la première et huitième impulsion de la rafale en fonction de la compression après 8 ms de silence à 2.9 GHz	100
Fig III-19 : Impact des TOS de sortie Γ_{L0} (50 Ω), Γ_{L1} (PAE optimum) et Γ_{L2} (PAE dégradée) sur la PAE et le courant de drain mesurés en régime impulsionnel en fonction de la puissance disponible à 2.9 GHz et 3dB de compression.	102
Fig III-20 : Impact du TOS de sortie à 2.9 GHz sur la stabilité pulse à pulse d’amplitude (a) et de phase (b) après 8 ms de silence avec différentes impédances faisant varier le rendement de l’amplificateur.	103
Fig III-21 : Photographie montrant l’adaptation du banc de mesure hétérodyne intégrant un système de chauffage	105
Fig III-22 : Stabilité pulse à pulse d’amplitude d’un HEMT GaN à 2.9 GHz après 8ms de silence avec une base plate à température ambiante et chauffée à 100°C en début de compression(a) et à 3dB de compression (b).....	106
Fig III-23 : Impact de la température sur les profils des premières et huitièmes impulsion d’une rafale radar (8 ms de silence à 2.9 GHz) en début de compression (a) et à 3 dB de compression (b).....	107
Fig III-24 : Enveloppe temporelle des impulsions radar et localisation des pré-impulsions de grille (a) et représentation de l’évolution du courant de drain (b)	108
Fig III-25 : Impact en terme de durée τ_{grille} et de niveau de courant $I_{chauffage}$ des pré-impulsions de grille sur la stabilité pulse à pulse moyenne en amplitude (a) et phase (b).....	108
Fig III-26 : Impact d’une pré-impulsion de grille (10 μ s / 1.7 I_{DSO}) sur l’enveloppe temporelle en amplitude des première et huitième impulsions d’une rafale après 8 ms de silence comparé à une polarisation DC.....	109
Fig III-27 : Principe de simulation d’Envelope sur un pulse RF temporel	111
Fig III-28 : Principe de construction de l’enveloppe de la rafale radar irrégulière utilisée dans ADS pour la simulation Envelope	113
Fig III-29 : Comparaison des enveloppes temporelles en amplitude des première (a) et huitième (b) impulsions de la rafale radar (8ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC.....	118
Fig III-30 : Comparaison des enveloppes temporelles en phase des première (a) et huitième (b) impulsions de la rafale radar (8ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC	118

Fig III-31 : Comparaison des valeurs de stabilité pulse à pulse en amplitude (a) et en phase (b) de la rafale radar (8 ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC.....	119
Fig III-32 : Schéma électrique du modèle de drain-lag d'un transistor HEMT GaN [55].....	121
Fig III-33 : Evolutions simulées du courant de drain lors de l'utilisation du modèle de drain-lag pendant une impulsion	122
Fig III-34: Comparaison des résultats de stabilité pulse à pulse en amplitude (a) et en phase (b) d'une rafale radar (8ms de silence à 3dB de compression) pour différents niveaux d'intensité de pièges k avec un modèle thermique à 3 niveaux	123
Fig A-1 : Représentation schématique du banc pour la mesure des paramètres S entre le plan de sortie de l'amplificateur π_{out} et le plan d'entrée du récepteur π_{mes}	139
Fig A-2 : Mesure du module de S_{21} entre entre les plans π_{out} et π_{mes} sur une bande de 150MHz autour de 2.9 GHz	140
Fig A-3 : Mesure de la phase de S_{21} entre entre les plans π_{out} et π_{mes} sur une bande de 150MHz autour de 2.9 GHz	140
Fig B-1 : Impact de la durée du silence TOFF sur la stabilité pulse à pulse globale pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression.....	141
Fig B-2 : Impact de la durée d'impulsion τ sur la stabilité pulse à pulse globale pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression. (TOFF=8 ms)	142
Fig B-3 : Impact de la non prise en compte des premières impulsions de la rafale radar dans le calcul final de stabilité pulse à pulse globale	142
Fig B-4 : Impact du niveau de compression sur la stabilité pulse à pulse globale après un silence TOFF de 1 ms et 8 ms ($f_0 = 2.9$ GHz)	143
Fig B-5 : Impact du TOS de sortie à 2.9 GHz sur la stabilité pulse à pulse globale après 8 ms de silence avec différentes impédances faisant varier le rendement de l'amplificateur.	143

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Principales gammes de fréquences porteuses pour applications radar.....	12
Tableau II-1: Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence.....	36
Tableau III-1 : Principales spécifications du système de mesure homodyne de stabilité pulse à pulse (PN9002)	76
Tableau III-2: Nombres de simulations à réaliser pour simuler une rafale radar test de 10ms à 2.9 GHz avec un simulateur Transient et Envelope.....	112
Tableau III-3: Tableau des valeurs des circuits thermiques RC utilisant deux (a) et trois (b) constantes de temps.....	117

Introduction générale

Les ondes électromagnétiques ont été mises en évidence par Heinrich Hertz à la fin du XIX^e siècle sans leur trouver une application concrète. C'est seulement quelques années plus tard que Guglielmo Marconi utilisa ces ondes pour transmettre de l'information. L'utilisation des ondes radio pour la détection de cible est pour la première fois mise en place par Christian Hulfsmeyer en 1904 avec son « Telemobiloskop » pour détecter la présence de bateaux. D'abord destiné au domaine maritime, le radar a connu un essor fulgurant pendant la Seconde Guerre mondiale. Il passa d'un statut d'expérience scientifique à une application concrète. Il fut particulièrement utile pendant la bataille d'Angleterre. Après la guerre, le principe des radars a continué à être développé et les radars ont fait leur apparition dans le domaine civil où ils sont par exemple utilisés pour la météorologie. Les radars militaires ont cherché quant à eux à toujours être supérieurs à ceux de l'ennemi pour détecter les cibles les plus indiscernables, les plus rapides ou bien avoir la plus grande portée de détection. L'élément essentiel du système d'émission du radar est l'amplificateur de puissance disposé en front-end juste avant l'antenne.

Parmi les premiers moyens disponibles pour l'amplification des signaux haute fréquence, les premiers amplificateurs utilisaient des tubes à vide. Ils se démarquaient des triodes de l'époque par leur meilleur gain en puissance et ils permettaient une augmentation de la fréquence de la porteuse. Les tubes à vide ont été inventés en 1937 au Royaume-Uni par les frères Varian. Les tubes à vide sont de type O dans lequel le champ de propagation des électrons et le champ magnétique sont parallèles ou bien M lorsqu'ils sont perpendiculaires. Le modèle le plus simple est le klystron où un champ d'électrons va permettre de générer un signal RF amplifié.

Cette technique de tubes à vide est très volumineuse et nécessite des très hautes tensions. La maîtrise et la compréhension de plus en plus importante des semi-conducteurs ont permis de mettre au point un autre élément d'amplification de puissance : le transistor. Le transistor est devenu le composant de base des systèmes d'amplification RF. Depuis les premiers transistors bipolaires, sont arrivés les transistors à effet de champ pour monter en fréquence jusqu'à la technologie HEMT GaN pour la montée en puissance qui a fait l'objet de nombreuses recherches ces dernières années. Les performances des amplificateurs à base de GaN permettent d'atteindre des niveaux de puissance et de fréquence suffisamment élevés pour qu'ils soient utilisés dans des radars, notamment dans la bande S.

Les performances des radars étant liées à la comparaison entre les formes d'ondes émises et reçues, il est fondamental de posséder une bonne maîtrise du signal transmis. C'est de cette

nécessité d'un signal radar constitué d'impulsions parfaitement définies et connues qu'est née la caractéristique de stabilité d'impulsion à impulsion plus souvent appelée par son anglicisme « stabilité pulse à pulse ». Elle permet de caractériser la variation d'amplitude et de phase à chaque instant de l'impulsion entre les impulsions successives d'une rafale radar. La stabilité pulse à pulse ayant une influence directe sur les capacités de détection, c'est dans ce contexte qu'il est devenu nécessaire de réaliser une analyse non-linéaire plus poussée de ce critère de performance radar.

La société Thalès Air Systems (TR6) a fait des radars son cœur de métier. Qu'ils soient destinés à des applications militaires ou bien civiles pour la surveillance du trafic aérien, les radars nécessitent tous l'émission de signaux RF puissants. La technologie GaN présente les caractéristiques idéales pour réaliser des amplificateurs de puissance dédiés aux applications radars. C'est pour cela que Thalès souhaite intégrer de plus en plus d'amplificateurs RF GaN dans ses systèmes. Toutefois, il est nécessaire au préalable d'évaluer cette technologie en terme de stabilité pulse à pulse en plus des autres critères couramment utilisés habituellement pour les amplificateurs tels que le rendement, le gain, la puissance ou les distorsions AM/AM et AM/PM.

Ces travaux ont été réalisés en mettant en parallèle deux aspects. D'une part, la conception et la réalisation d'un banc de mesure d'enveloppe du signal radar, pour permettre l'extraction de la stabilité pulse à pulse d'un amplificateur HEMT GaN. D'autre part, la réalisation d'un amplificateur de puissance et la mise en œuvre de simulations non-linéaires spécifiques en transitoire d'enveloppe ont permis de proposer une méthode inédite d'optimiser le modèle électrothermique et le modèle de pièges à partir de la mesure de la stabilité pulse à pulse.

Le manuscrit est constitué de trois parties. Le premier chapitre permet de poser le contexte de l'étude. Il présente de façon générale la notion de stabilité pulse à pulse d'un système radar. Ce chapitre commence par une présentation générale du radar, de son principe de fonctionnement et des caractéristiques d'une rafale radar. Le critère de stabilité pulse à pulse est ensuite abordé en indiquant comment les instabilités se manifestent et quelles sont leurs causes. Nous terminons en présentant les équations mathématiques utilisées pour extraire la valeur de stabilité pulse à pulse depuis la forme d'onde temporelle mesurée de l'enveloppe.

Le second chapitre traite plus spécifiquement de l'amplification de puissance à base de technologie GaN en décrivant dans un premier temps le transistor HEMT GaN. Une fois le modèle non linéaire d'un transistor unitaire présenté, sa mise en place dans des simulations non-linéaires de stabilité pulse à pulse est décrite. Une dernière partie présente la conception et la réalisation d'un démonstrateur 10W optimisé sur 50Ω qui a été utilisé pour la caractérisation expérimentale en terme de stabilité pulse à pulse.

Le troisième et dernier chapitre traite de la stabilité pulse à pulse dans le cas d'une rafale radar typique. Une première partie présente les outils de mesure et la mise au point d'un banc de test permettant d'obtenir la stabilité pulse à pulse. La seconde partie se focalise plus spécifiquement sur la mesure de stabilité pulse à pulse dans le cas de différentes formes d'ondes. Les résultats obtenus lors de ces mesures sont confrontés dans la dernière partie aux simulations non linéaires de stabilité pulse à pulse en transitoire d'enveloppe. Ces simulations sont analysées vis-à-vis des prédictions du modèle de telle sorte que nous présentons les modifications nécessaires aux modèles électrothermique et de pièges permettant de modéliser la stabilité pulse à pulse d'une rafale radar.

Nous terminons par une conclusion dans laquelle sont décrites les perspectives associées à ces travaux.

I. Présentation générale des systèmes radar

1.1 Introduction

Le terme radar est issu de l'acronyme anglais RAdio Detection And Ranging. Initialement destiné à des applications militaires, le système radar a connu un essor rapide durant la Seconde Guerre mondiale. Aujourd'hui, les systèmes radar sont aussi très largement répandus dans des applications civiles telles que la surveillance du trafic aérien, la météorologie ou encore la sécurité automobile. Le radar est donc aujourd'hui un système indispensable et très largement utilisé qu'il serve à surveiller un territoire ou pour éviter des collisions.

Utilisé dans un cadre militaire, les spécifications essentielles du radar sont liées à la détection la plus précise possible des cibles de plus en plus furtives dans des environnements brouillés ce qui nécessite une maîtrise parfaite de l'ensemble du système que constitue un radar tant au niveau matériel des chaînes d'émission et de réception qu'au niveau logiciel pour le traitement des données.

Ainsi, dans le cadre de ce travail de doctorat sur l'étude de la spécification en stabilité pulse à pulse d'un signal radar, ce premier chapitre s'intéresse aux principes généraux d'un système radar permettant de mieux situer le contexte et certains des principes de base utilisés dans les chapitres suivants. Ce premier chapitre est constitué de deux parties. La première partie s'intéresse au principe de fonctionnement général d'un système radar tandis que la deuxième partie sera focalisée sur la description du critère d'instabilité pulse à pulse dans une séquence radar.

1.2 Principes généraux des radars

De nombreux systèmes radar existent selon le type d'applications civiles ou militaires visées. Cette section donne une brève présentation du principe de fonctionnement d'un radar impulsionnel cohérent qui sera notre système de référence dans le contexte de cette étude.

I.2.1 Utilisation des hyperfréquences dans les systèmes radars

Avant de définir la stabilité pulse à pulse qui constitue le cœur de notre travail, le principe du radar est fondé sur l'utilisation d'ondes radar particulières pour la détection de mobiles en mouvement qu'il est nécessaire de définir précisément.

I.2.1.1 Caractéristiques d'une onde radar

Ainsi, une onde radar est constituée d'un signal haute-fréquence impulsionnel, appelé aussi parfois signal CW (continuous wave) pulsé ainsi que l'illustre la figure I-1. Le motif de base idéal de ce signal radar consiste en l'émission d'un signal porteur haute-fréquence périodique de période T_{RF} pendant une durée d'impulsion τ très courte avec une période de répétition des impulsions T (souvent dénommée *PRI* pour Période de Répétition des Impulsions). La forme temporelle du motif de base du signal radar CW impulsionnel est présentée en figure I-1 tandis que sa représentation spectrale est présentée en figure I-2.

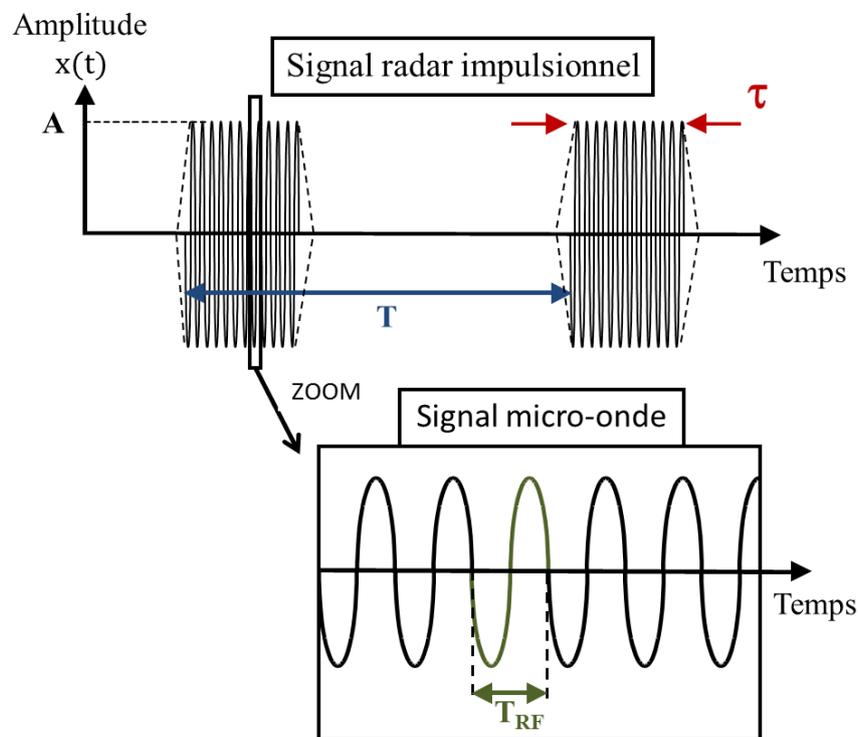


Fig I-1 : Représentation dans le domaine temporel du motif de base du signal radar impulsionnel.

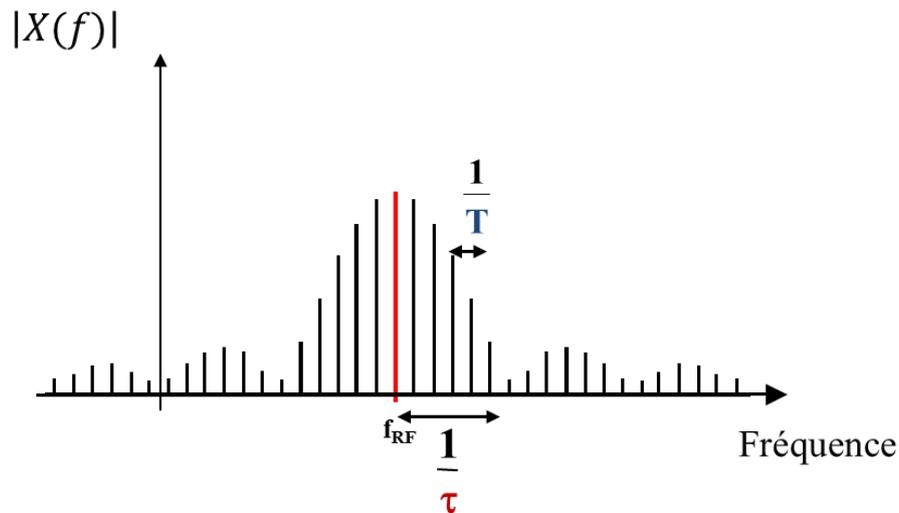


Fig I-2 : Représentation spectrale (amplitude) d'un signal CW impulsionnel haute-fréquence.

Les représentations temporelle et spectrale d'un signal radar CW impulsionnel des figures I-1 et I-2 font apparaître les paramètres caractéristiques suivant :

- A : amplitude des impulsions (une puissance de l'ordre de la centaine de kW peut être requise en sortie de certains systèmes radar)
- τ : durée ou largeur de l'impulsion haute fréquence. On peut discerner deux types d'impulsions :
 - Les impulsions courtes (de 1 à 60 μs) sont utilisées pour la veille proche (observation à une faible distance)
 - Les impulsions longues (de 100 à 500 μs) sont utilisées pour la veille lointaine.
- t_m : durée du front montant de l'impulsion (non montrée sur les figures précédentes mais présent dans les signaux réels)
- t_d : durée du front descendant de l'impulsion (non montrée sur les figures précédentes mais présent dans les signaux réels)
- T : période de récurrence des impulsions (PRI de l'anglais PRT (Pulse Repetition Time)).
- T_{RF} : période du signal haute fréquence (fréquence porteuse) pendant les impulsions.
- ρ : rapport cyclique des impulsions :

$$\rho = \frac{\tau}{T} \quad \text{I-1}$$

- P_{cr} : puissance crête RF délivrée pendant l'impulsion. Dans le cas d'un signal sinusoïdal périodique d'amplitude A normalisée sur 1Ω , elle s'exprime

$$P_{cr} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v(t) \cdot i(t) dt = \frac{A^2}{2} \quad \text{I-2}$$

- P_{moy} : puissance moyenne délivrée sur une période T (valeur généralement mesurée). Elle est reliée à la puissance crête par le facteur de forme[1].

$$P_{moy} = \rho P_{cr} \quad \text{I-3}$$

- **La bande passante** ou largeur spectrale du signal. Ainsi qu'il est présenté dans la figure I-2, la bande passante est théoriquement infinie. Toutefois, le lobe central de largeur $2/\tau$ qui contient 90% de la puissance totale est souvent pris comme définition de la bande passante de ce type de signal.

Les différentes fréquences normalisées IEEE pour les systèmes radar sont présentées dans le tableau I.1

Fréquence	IEEE	Types de radars
3-30 MHz	HF	Radars transhorizon, Radars spécifiques (contre avions furtifs)
30-300 MHz	VHF	
0.3-1 GHz	UHF	Radars longue portée : suivi des satellites
1-2 GHz	L	Radars longue portée : suivi du trafic aérien
2-4 GHz	S	Trafic aérien, côtier et météo
4-8 GHz	C	Surveillance aérienne, conduite de tir
8-12 GHz	X	Radars aéroportés, conduites de tir, radar d'atterrissage
12-18 GHz	Ku	
18-27 GHz	K	
27-40 GHz	Ka	
40-75 GHz	V	Auto-Directeurs de missiles
75-110 GHz	W	

Tableau I-1 : Principales gammes de fréquences porteuses pour applications radar

1.2.1.2 Utilisation des impulsions radar pour la localisation de cibles

Un système radar surveille une zone en se fondant sur la mesure du temps de parcours aller-retour d'une onde hyperfréquence impulsionnelle depuis son émission par le système radar jusqu'à sa réflexion sur la cible et la réception de son écho par le radar. Le principe de base du fonctionnement du radar repose donc tout d'abord sur l'émission d'un signal haute fréquence très puissant dans une direction donnée pendant une durée τ d'impulsion radar. Lorsque cette onde porteuse haute fréquence rencontre un obstacle, une partie de l'énergie émise est réfléchi vers le système radar. Le radar va alors capter l'écho réfléchi par la cible avec un retard t_1 permettant de déterminer la position et éventuellement la vitesse de la cible à partir de l'onde électrique reçue. La figure I-3 illustre ce principe avec un synoptique temporel des impulsions radar. Dans la représentation temporelle de la figure I-3, on représente l'amplitude de l'enveloppe des signaux haute-fréquence émis et reçus.

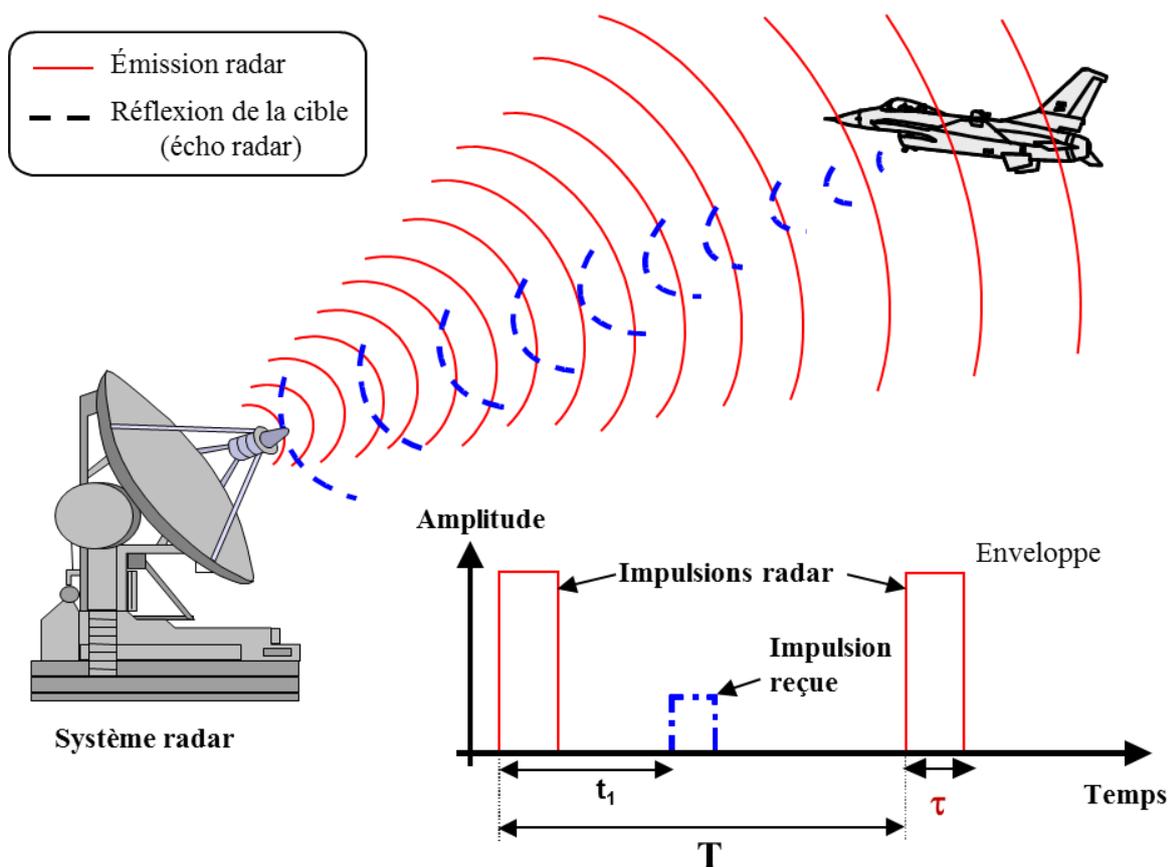


Fig I-3 : Principe de détection d'une cible avec un radar impulsionnel.

La détermination de la présence d'une cible ainsi que de sa vitesse reposent sur un module de traitement de signal qui fonctionne avec un modèle probabiliste : on parle alors de probabilité de détecter une cible. Le principe de décision sur la présence ou non d'une cible repose sur l'analyse par le système radar des niveaux d'énergie des signaux en fonction de valeurs seuil fixées par les ingénieurs [2]. Pour un système radar, les caractéristiques suivantes pour la détection radar sont définies :

- **Probabilité de détection** : c'est la probabilité que le radar détecte la présence d'une cible. C'est sur cet aspect de probabilité de détection que travaillent les ingénieurs spécialisés dans le traitement du signal radar.
- **Probabilité de fausse alarme** : une fausse alarme est générée lorsque le signal reçu dépasse le seuil de détection sans que ce pic d'énergie soit dû à une cible réelle. Cette caractéristique est dépendante du bruit.
- **Direction du signal** : le signal radar est émis suivant un lobe principal où le signal est à sa puissance maximum. Les cibles à détecter doivent être dans ce pic d'énergie afin que l'écho renvoyé par celles-ci soit suffisamment puissant pour arriver jusqu'au récepteur radar.
- **Calcul de la distance** : la distance entre la cible et le radar est calculée en utilisant le fait que le signal parcourt un chemin aller-retour. Si on considère que le signal haute fréquence radar se déplace à la vitesse c et que l'écho-radar de la cible est mesuré après un temps t_1 , la cible est alors détectée à une distance

$$d = \frac{c \cdot t_1}{2} \quad \text{I-4}$$

- **Portée maximale** : la portée maximale des radars est limitée à la fois par l'équation Radar donnée plus loin qui consiste en un bilan énergétique sur l'atténuation du signal mais aussi par la durée qui va séparer deux impulsions ou train d'impulsions successifs. La portée maximale d'un radar est limitée par la période de répétition T des impulsions radar successives selon

$$d_{max} = \frac{c \cdot T}{2} = \frac{c \cdot PRI}{2} = \frac{c}{2 PRF} \quad \text{I-5}$$

On peut affiner cette formule en tenant compte du fait qu'un radar classique détecte et traite seulement les échos d'une impulsion avant que l'impulsion suivante soit émise. Ainsi, il ne traite pas les échos reçus pendant la durée τ de l'impulsion émise et la portée maximale de détection du radar devient alors :

$$d_{max} = \frac{c \cdot (T - \tau)}{2} \quad \text{I-6}$$

Une ambiguïté sur la distance existe alors lorsque le temps aller-retour avec la cible est supérieur au temps d'écoute ($T-\tau$) entre deux impulsions. Ces échos apparaîtront alors comme des cibles plus proches qu'elles ne le sont réellement. Pour réduire ces cas de figure, on peut faire varier la durée de la *PRI*, c'est-à-dire la période entre les impulsions pour lever l'ambiguïté. On parle alors de système "staggered" (décalé en anglais)

- **Distance minimale de détection:** la distance minimale ou « zone d'ombre » est liée à la durée d'émission τ des impulsions radar pendant laquelle le système radar ne peut traiter les échos de telle sorte que

$$d_{min} = \frac{c \cdot \tau}{2} \quad \text{I-7}$$

- **Résolution en distance :** la résolution en distance d'un radar est sa capacité à différencier deux cibles proches dans la même direction. Cette résolution en distance est définie par la distance minimale entre deux cibles pour que le radar puisse les distinguer. La largeur d'impulsion τ est déterminante pour calculer la résolution en distance qui est donnée par

$$S_r \geq \frac{c \cdot \tau}{2} \quad \text{I-8}$$

- **Temps d'éclairement :** c'est la durée pendant laquelle le signal-radar est orienté en direction de la cible. Le temps d'éclairement T_E (en secondes) d'une cible radar s'exprime en fonction de la largeur du lobe principal de l'antenne θ_A et de la vitesse de rotation de l'antenne r (en tours par minute) par l'équation :

$$T_E = \frac{\theta_A}{360^\circ} \frac{60}{r} \quad \text{I-9}$$

De cette équation, il est aussi possible de définir le nombre m d'impulsions reçues par cette cible à chaque passage sous la forme

$$m = \frac{T_E}{T} \quad \text{I-10}$$

Selon le système radar, un nombre m de 1 à 20 impulsions reçues par la cible sont requis pour une détection précise.

- **Vitesse de la cible** : l'effet Doppler permet de déterminer la vitesse de la cible en plus de sa position. La cible en mouvement induit un décalage en fréquence entre les impulsions émises et reçues. Ainsi, pour une cible se déplaçant à une vitesse radiale v , la fréquence Doppler s'écrit

$$f_D = \frac{2 \cdot v}{c \cdot T_{RF}} \quad \text{I-11}$$

Les radars capables de détecter essentiellement les cibles mobiles en éliminant les échos des cibles fixes sont appelés MTI (Moving Target Indicator).

1.2.2 Emission et réception

Le système radar est constitué des deux parties émission et réception qui doivent être bien isolées les unes des autres pour ne pas nuire aux performances. Le schéma bloc simplifié émission/réception d'un système radar est représenté sur la figure I-4. L'isolation des deux blocs est assurée par le circulateur. La génération du signal impulsionnel haute-fréquence est réalisée par une modulation de la porteuse RF puis de manière simplifiée par une amplification de puissance qui constitue le centre d'intérêt principal de ce travail de thèse sur la stabilité pulse à pulse.

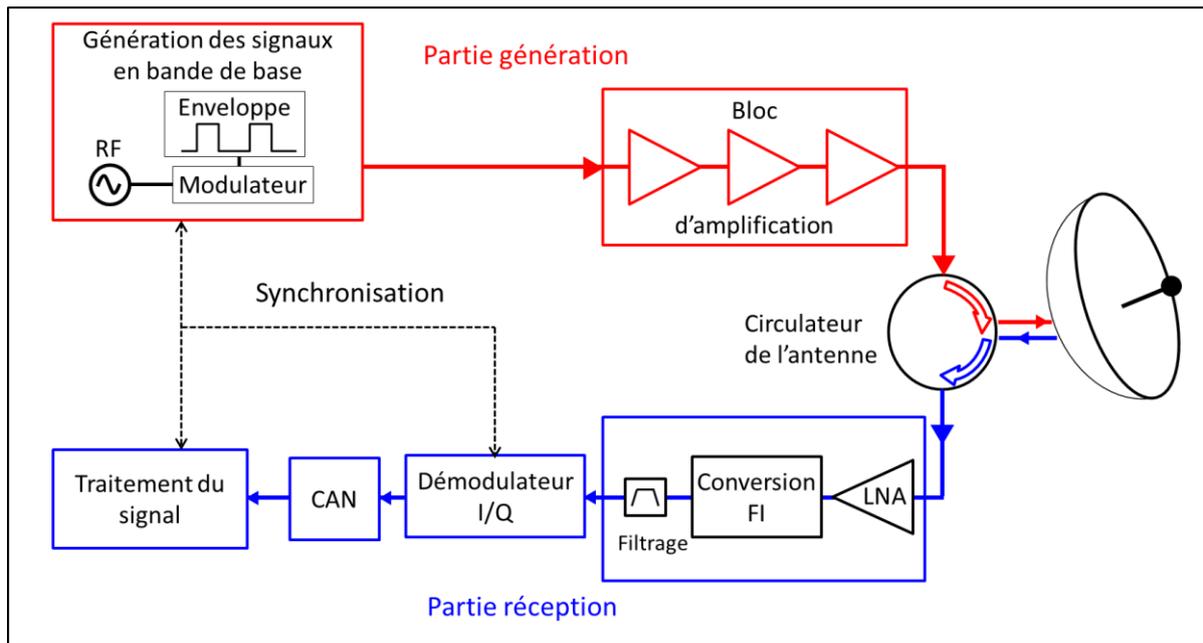


Fig I-4 : Schéma bloc simplifié d'émission/réception d'un système radar

La chaîne d'émission est la partie du système qui va générer et amplifier les impulsions haute-fréquence radar. La première étape consiste en la génération d'une porteuse haute-fréquence qui est par la suite modulée par le train d'impulsions radar. Ce signal haute-fréquence impulsionnel est ensuite amplifié à travers un bloc d'amplification qui est constitué de plusieurs amplificateurs à l'état solide. En particulier, la stabilité pulse à pulse de ces amplificateurs est très importante pour procéder à l'élimination des échos fixes. D'autre part, ce bloc amplification doit dégrader au minimum le signal émis.

Les parties communes aux deux chaînes d'émission et de réception sur la figure. I-4 sont le circulateur, l'antenne, ainsi que l'oscillateur de référence qui assure une bonne synchronisation et cohérence obligatoire du radar. Le circulateur a pour fonction d'isoler la chaîne qui n'est pas sollicitée. En effet, il faut isoler la chaîne de réception pendant l'émission et réciproquement. Les puissances générées par la chaîne émission étant très importantes, l'isolation du circulateur doit être très élevée.

La chaîne de réception du radar doit permettre de détecter et d'analyser les échos radar captés par l'antenne. Elle est composée de plusieurs amplificateurs faible bruit suivie des transpositions de fréquences qui permettent de travailler sur un signal avec une fréquence plus basse. Un filtrage permet d'isoler le signal utile et de réduire les effets parasites. Enfin, une

démodulation IQ suivie d'une numérisation permet alors de traiter numériquement le signal pour en extraire les informations.

I.2.3 Equations radar

Les impulsions radar sont le résultat de la convolution du signal RF pur appelé porteuse avec l'enveloppe modulante qui joue le rôle de patron du signal-radar. De manière simplifiée, ce signal est défini comme une porteuse modulée par un train régulier d'impulsions de largeur τ et de période T . Ce signal radar s'écrit selon l'équation mathématique :

$$S_{radar}(t) = A \cos(\omega_{RF} t) * \sum_{k=0}^{\infty} rect_{\tau}(t - kT) \quad \text{I-12}$$

Le signal modulé peut aussi s'écrire comme :

$$s(t) = A(t) * \cos[\theta(t)] \quad \text{I-13}$$

avec :

$$\theta(t) = \omega_{RF} t + \varphi(t) \quad \text{I-14}$$

Donc :

$$s(t) = A(t) * \cos[\omega_{RF} t + \varphi(t)]$$

$$s(t) = A(t) * \cos[\omega_{RF} t] * \cos[\varphi(t)] - A(t) * \sin[\omega_{RF} t] * \sin[\varphi(t)]$$

Ainsi :

$$s(t) = I(t) * \cos[\omega_{RF} t] + Q(t) * \sin[\varphi(t)] \quad \text{I-15}$$

$I(t)$ est la partie réelle de l'enveloppe du signal et $Q(t)$ est la partie imaginaire de l'enveloppe qui est définie comme :

$$\tilde{s}(t) = I(t) + j * Q(t) \quad \text{I-16}$$

$$s(t) = Re[\tilde{s}(t) * e^{j\omega_{RF} t}] \quad \text{I-17}$$

Le système radar est aussi capable de détecter et de traiter des signaux réfléchis et reçus très faibles devant le niveau de bruit. Ainsi, l'équation du radar traduit le bilan de liaison entre la puissance émise et la puissance reçue après émission, propagation, réflexion sur la cible et

retour en réception. Pour un radar impulsif, la puissance de l'onde captée par l'antenne en réception est calculée à partir de l'équation radar :

$$P_R = P_E \frac{G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \quad \text{I-18}$$

avec :

- P_R : puissance (W) reçue par l'antenne du radar
- P_E : puissance (W) émise par le radar
- R : distance (m) cible-radar
- G : gain de l'antenne utilisée en émission et réception
- λ : longueur d'onde (m) du signal émis
- σ : Surface Equivalente Radar (m^2) : SER (ou RCS pour radar cross section) de la cible. Elle représente le rapport moyen entre l'énergie réémise par la cible dans la direction du radar et la densité d'énergie qu'elle reçoit. Elle peut varier de valeurs inférieures à 0.1 m^2 pour les avions furtifs et les missiles à plusieurs dizaines de m^2 pour les avions long-courrier. Elle se calcule de la façon suivante

$$\sigma = \frac{4\pi \cdot r^2 \cdot S_r}{S_t} \quad \text{I-19}$$

avec :

- S_r : densité de puissance (W/m^2) reçue par la cible à la distance r
- S_t : densité de puissance (W/m^2) rétrodiffusée par la cible

A titre d'exemple, la figure I-5 représente graphiquement la surface équivalente radar d'un bombardier B-26 qui varie entre 5 et 25 m^2 en fonction de l'angle selon lequel l'onde radar illumine la cible. La valeur de SER définit la furtivité radar de la cible.

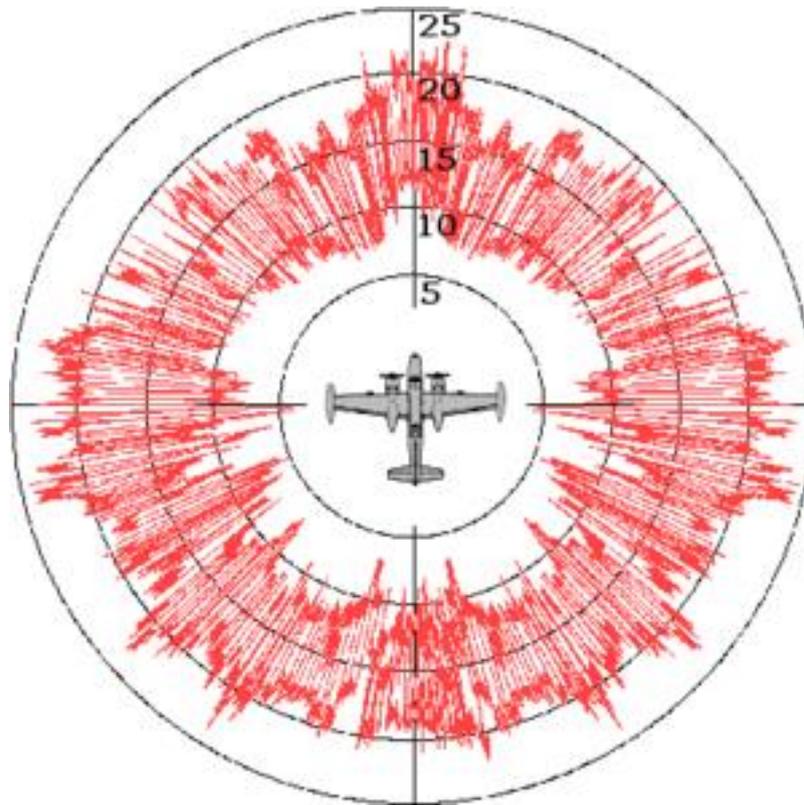


Fig I-5 : Diagramme SER d'un bombardier B-26

D'autre part, on peut aussi définir la puissance disponible de bruit P_B à l'entrée du récepteur radar selon l'équation suivante :

$$P_B = k.T.B.F \quad \text{I-20}$$

avec :

- P_B : puissance de bruit (W) en entrée du récepteur. Elle donne le seuil minimal de puissance d'un écho-radar pour être différenciable du bruit de fond.
- k : constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23}$ J/K)
- T : température (K) du récepteur.
- F : facteur de bruit du récepteur
- B : bande passante (s^{-1}) du récepteur

Ainsi, à partir de l'équation radar sur le signal utile, le rapport signal à bruit S/N est directement relié à la probabilité de détection du radar selon l'équation :

$$\frac{S}{N} = \frac{P_E G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 kT B F} \quad \text{I-21}$$

On remarque ainsi dans l'équation I-21 que la détection d'une cible sera fortement liée à la bande passante B du récepteur. Pour maximiser le rapport signal sur bruit, il faudra donc adapter B au signal reçu. Si on considère que le filtre d'entrée du récepteur est adapté lorsque $B = 1/\tau$, le rapport signal sur bruit définit la distance maximum R_{max} de détection du radar :

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_E G^2 \lambda^2 \sigma \tau}{(4\pi)^3 kT F}} \quad \text{I-22}$$

De la même manière, il est possible de définir la puissance d'émission minimale P_{Emin} pour que le signal de retour ne soit pas noyé dans le bruit :

$$P_{Emin} = \frac{\frac{S}{N} (4\pi)^3 R^4 kT F}{G^2 \lambda^2 \sigma \tau} \quad \text{I-23}$$

Enfin, le rapport signal à bruit est à mettre en relation avec les deux paramètres essentiels que sont la probabilité de détection et le taux de fausse alarme. Le taux de fausse alarme spécifié fixe le seuil de détection pour décider de la présence ou non d'une cible. Ainsi, la spécification en probabilité de détection permettra de définir le rapport signal à bruit minimal du récepteur pour une probabilité de fausse alarme requise. La figure I-6 présente un exemple d'abaque qui permet de déterminer la valeur minimale du rapport signal à bruit correspondant à une spécification donnée en probabilité de détection et de fausse alarme.

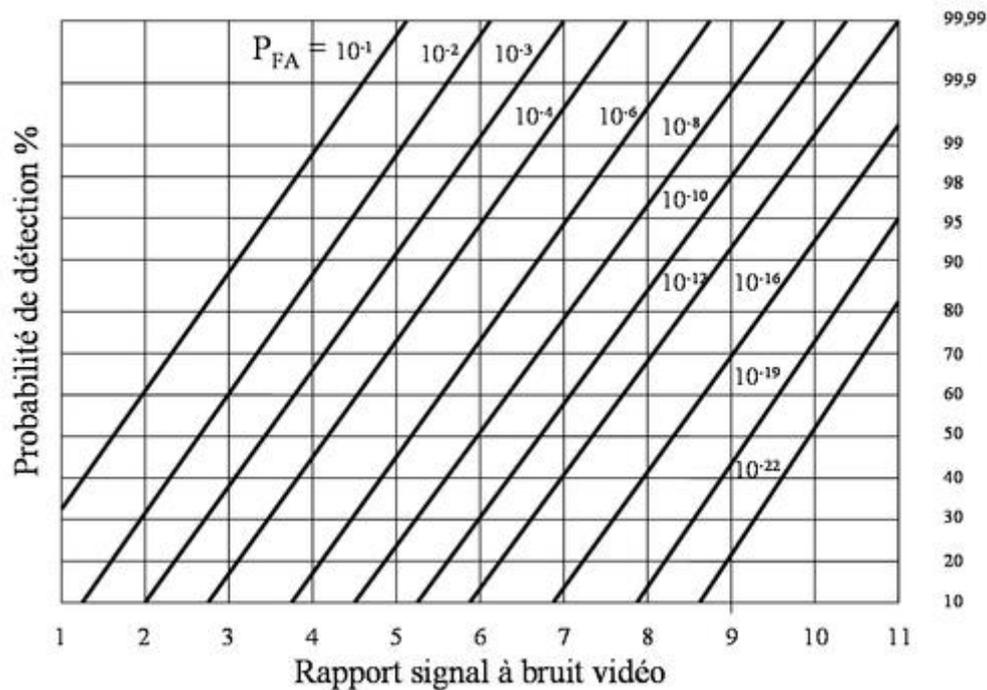


Fig I-6 : Probabilités de détection et fausse alarme (P_{FA}) en fonction du rapport signal à bruit [3]

I.3 Le critère de stabilité pulse à pulse dans les radars

Dans le contexte de l'étude de la stabilité pulse à pulse des amplificateurs de puissance pour émetteur radar, ce paragraphe est consacré à la présentation et à la définition des spécifications en stabilité pulse à pulse pour un système radar. La stabilité pulse à pulse caractérise la variation d'amplitude et de phase entre l'enveloppe des impulsions successives d'une même rafale radar. Ce critère est très important pour les fabricants de radar car une mauvaise stabilité pulse à pulse impacte fortement la validité des traitements radar. Ainsi, il est primordial de pouvoir différencier les échos utiles des cibles mobiles des échos parasites [4] (clutter en anglais) générés par l'environnement. Ainsi, la détection des cibles est fortement impactée par les fouillis d'échos parasites qui correspondent à des objets fixes de l'environnement proche du radar tel que le fouillis de mer (vagues), les échos de sol (collines, arbres) ou l'environnement urbain (immeubles). Afin de distinguer une cible mobile du clutter, le traitement radar MTI (Moving Target Indicator) utilise la différence entre les impulsions reçues d'une même rafale qui implique donc une stabilité parfaite d'impulsion à impulsion en émission.

I.3.1 Définition des instabilités pulse à pulse

L'instabilité pulse à pulse se définit comme étant une variation de la phase ou de l'amplitude de l'enveloppe du signal émis entre les différentes impulsions constitutives d'une même rafale radar. Cette instabilité pulse à pulse ne doit pas être confondue avec les phénomènes d'instabilité inter impulsions et d'instabilité dans l'impulsion qui sont schématisées dans la figure I-7.

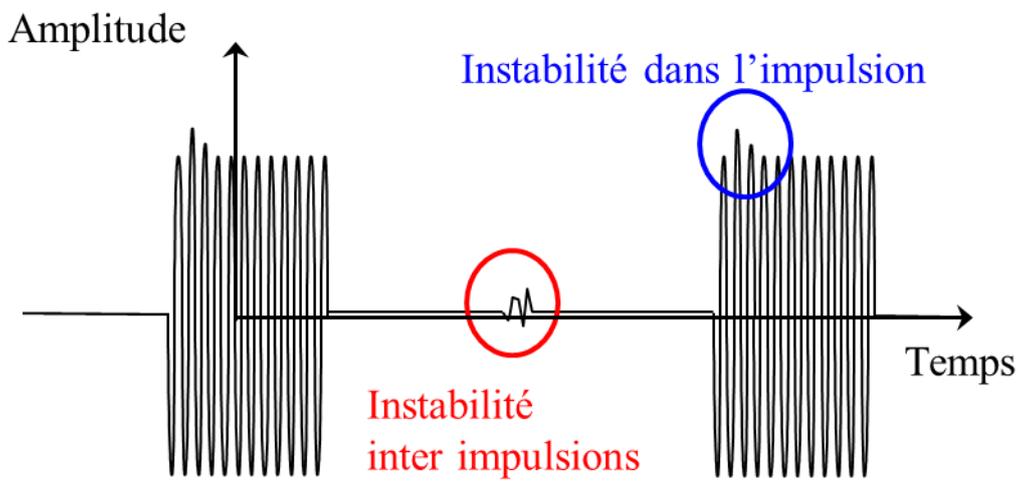


Fig I-7 : Représentation temporelle des instabilités inter-impulsion et dans l'impulsion

La stabilité pulse à pulse s'exprime en décibels (dB) et quantifie, la variation de phase ou d'amplitude au même instant dans les impulsions successives d'une même rafale radar. Lorsqu'une variation d'amplitude ou de phase peut être assimilée à une perturbation périodique de l'amplitude et/ou de la phase qui est présente dans chaque impulsion de la rafale, elle ne constitue pas une instabilité pulse à pulse et ne pose pas de problème au traitement radar. Par opposition, lorsque des phénomènes à mémoire [5] causés par exemple par des effets thermiques [6] ou des effets de pièges [7] induisent des variations d'amplitude et/ou de phase différentes dans chaque impulsion de la rafale, on parle alors d'instabilité pulse à pulse. On peut aussi parler de bruit d'amplitude et de bruit de phase pour quantifier ces effets indésirables.

Nous analysons maintenant différentes représentations de l'instabilité pulse à pulse et les différents phénomènes responsables de ces variations d'amplitude et de phase à l'émission.

I.3.1.1 Représentation vectorielle de Fresnel

Une première modélisation de la stabilité pulse à pulse est définie dans le domaine complexe sous forme d'une représentation de Fresnel (en I et Q) ainsi que le présente la figure I-8 ci-dessous. On peut ainsi modéliser le signal réel final S_f comme étant la résultante vectorielle du signal pur idéal S_0 et d'une perturbation P en amplitude et en phase.

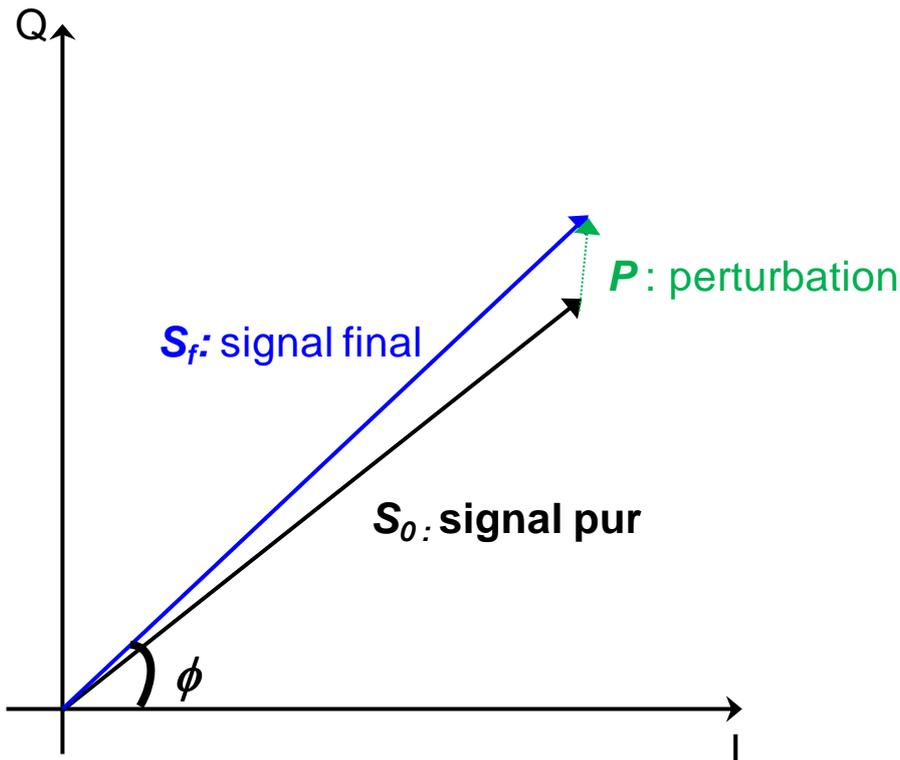


Fig I-8 : Représentation d'une instabilité pulse à pulse dans le domaine IQ

I.3.1.2 Représentation dans le domaine temporel

La représentation temporelle de l'instabilité pulse à pulse est la plus couramment utilisée. En effet, la stabilité pulse à pulse est calculée à partir des valeurs temporelles d'amplitude et de phase de l'enveloppe aux mêmes instants dans les impulsions successives d'une même rafale. La stabilité pulse à pulse d'une rafale radar ne peut se calculer qu'à partir d'une rafale constituée d'au moins deux impulsions. A titre d'exemple, la figure I-9 représente l'amplitude de l'enveloppe d'un signal radar dans les deux cas d'une stabilité parfaite (impulsions identiques) et d'une instabilité pulse à pulse (variation entre impulsions). Il est

important de préciser que la stabilité pulse à pulse d'une rafale peut être excellente même si les impulsions sont très déformées dès lors que cette déformation des impulsions est identique pour chaque impulsion de la rafale (impulsions identiques). Dans la figure suivante, les impulsions sont notées avec la terminologie anglaise (« Pulse »).

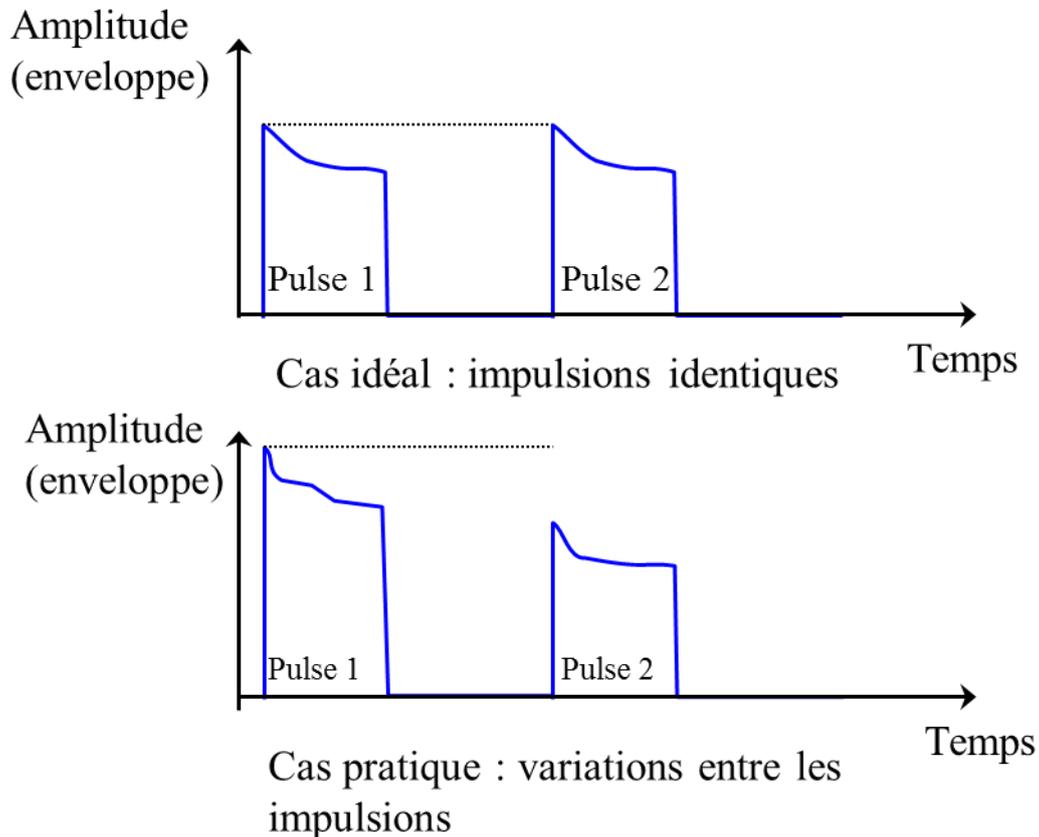


Fig I-9 : Représentation des instabilités pulse à pulse dans le domaine temporel

Les sources d'instabilité pulse à pulse d'un émetteur radar peuvent être principalement classées en deux grandes catégories. La première regroupe les perturbations aléatoires ou non maîtrisables qui suivent des fluctuations temporelles non régulières. Pour la deuxième, il existe des perturbations prédictibles qui peuvent être modélisées un peu plus facilement que celles aléatoires. L'ensemble de ces différentes perturbations est schématisé figure I-10 dans le cas de l'amplificateur de puissance (HPA) d'un émetteur radar.

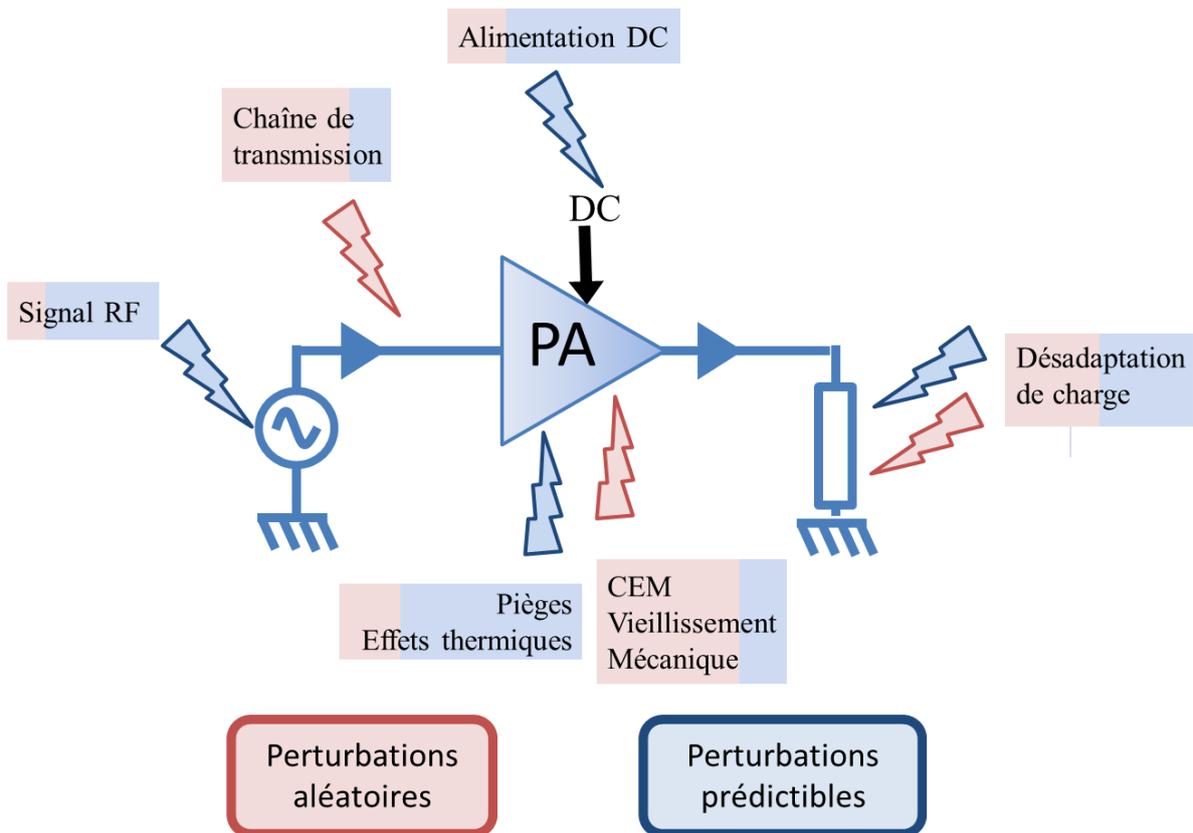


Fig I-10 : Schéma des sources possibles d'instabilité pulse à pulse d'un amplificateur

1.3.1.3 Les causes aléatoires d'instabilité pulse à pulse

Les sources aléatoires d'instabilité ont le plus souvent des constantes de temps très courtes et sont très problématiques pour la stabilité pulse à pulse de par leur aspect non maîtrisable. Une liste non exhaustive de ces sources aléatoires d'instabilité pulse à pulse est donnée ci-dessous :

- La compatibilité électromagnétique (CEM) [8] : elle peut être due à l'architecture de la baie radar et aux rayonnements parasites comme par exemple, les flux magnétiques d'un moteur de ventilateur. Les problèmes de CEM peuvent être étudiés en amont lors du choix des composants et du design du circuit électronique.
- Les vibrations : ces oscillations sont externes à la chaîne d'amplification. Elles sont dues à des contraintes mécaniques et correspondent à des fréquences basses.
- Le vieillissement [9] des composants : il va entraîner des changements dans les caractéristiques des circuits. Les constructeurs fournissent une durée de vie moyenne pour leurs composants.

- La désadaptation d'impédance : elle peut être générée par le vieillissement de l'antenne et/ou des circuits d'adaptation de l'amplificateur.
- L'alimentation de l'amplificateur : on peut citer des effets d'ondulation et de vieillissement des capacités qui servent de réservoir à l'alimentation électrique des amplificateurs.
- La chaîne de transmission : principalement dû à de mauvaises connexions comme par exemple un mauvais serrage ou une soudure mal faite.
- Les mélangeurs : les mélangeurs peuvent générer des parasites sur les signaux.
- Les combineurs : il faut s'assurer que les combineurs soient adaptés en impédance. Si les signaux ne sont pas parfaitement en phase, il peut ainsi y avoir des instabilités.
- Les filtres : ils peuvent générer des perturbations en laissant passer trop ou pas assez d'informations.
- Le CAN : il est source d'instabilité principalement dans la chaîne de réception, lors de la numérisation du signal.
- Les constantes de temps thermique et de pièges peuvent varier aléatoirement avec l'environnement de l'amplificateur de puissance.

1.3.1.4 Les causes déterministes d'instabilité

Les sources d'instabilité pulse à pulse prédictibles ont pour origine principale l'amplificateur de puissance. Elles sont caractérisées par leur périodicité et sont ainsi modélisables par des équations mathématiques déterministes. Les travaux présents dans ce manuscrit portent principalement sur ces sources déterministes d'instabilité pulse à pulse. Une liste non exhaustive là encore de ces sources est la suivante :

Elles vont constituer le cœur de notre travail sur la stabilité pulse à pulse. On liste ainsi :

- La désadaptation de l'impédance de charge : lors de l'utilisation d'une antenne à balayage, l'adaptation de l'antenne change selon le pointage souhaité.
- Les phénomènes de pièges : c'est un phénomène prépondérant pour la technologie GaN. La capture et l'émission d'électrons entraînent des variations importantes de la source de courant.
- Les effets thermiques : les différentes formes d'ondes choisies vont entraîner des états de température différents pour l'amplificateur.

- L'alimentation de l'amplificateur : les amplificateurs ont un besoin important en énergie. Un réseau de capacité sert de réservoir quant à la puissance demandée par l'amplificateur pour amplifier le signal.
- Le signal micro-onde: il faut s'assurer que le signal que l'on va amplifier soit le moins bruité possible, sinon l'amplificateur amplifiera le signal mais également les perturbations en plus de celles qu'il ajoute lui-même.

I.3.2 Les méthodes de calcul de la stabilité pulse à pulse

La stabilité pulse à pulse peut se calculer de deux manières différentes (méthodes de l'écart-type et rms). Les deux méthodes utilisent l'amplitude et la phase de l'enveloppe temporelle du signal micro-onde pendant toutes les impulsions successives d'une rafale pour définir la valeur en dB de la stabilité pulse à pulse d'amplitude et de phase le long d'une impulsion de la rafale radar.

Afin d'illustrer les méthodes de calcul de stabilité, la figure I-11 représente les échantillons de l'enveloppe temporelle $\tilde{\mathcal{X}}(t)$ d'un train d'onde radar. La valeur de stabilité pulse à pulse est définie à chaque instant t_k dans la largeur d'impulsion τ . Cet instant t_k correspond au même échantillon temporel d'enveloppe au sein de toutes les impulsions successives de la rafale ainsi que le montre la figure I-11. Pour chaque impulsion de la rafale, l'instant t_k correspond à une durée écoulée t_k depuis le début de l'impulsion considérée. C'est pour cette raison que la cohérence du signal doit être parfaite pour assurer la validité du calcul de la stabilité pulse à pulse. Ainsi, les échantillons temporels aux instants t_k de l'enveloppe sont notés $\tilde{\mathcal{X}}_{im}(t_k)$. Ils correspondent à la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la $m^{\text{ème}}$ rafale. Sur la figure I-11, la stabilité pulse à pulse de la $m^{\text{ème}}$ rafale est donc définie à tout instant t_k dans la largeur d'impulsion τ par une fonction $Stab(t_k)$ (écart-type ou rms) calculée sur la suite des échantillons temporels d'enveloppe de chacune des N impulsions de la rafale $\tilde{\mathcal{X}}_{1m}(t_k), \tilde{\mathcal{X}}_{2m}(t_k), \tilde{\mathcal{X}}_{3m}(t_k), \dots, \tilde{\mathcal{X}}_{Nm}(t_k)$.

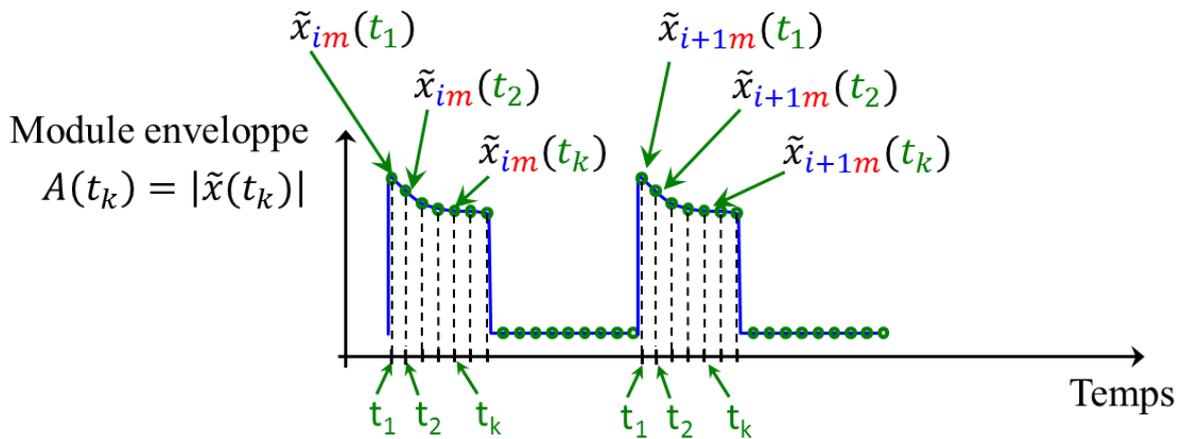


Fig I-11 : Echantillons temporels d'enveloppe $\tilde{x}_{im}(t_k)$ de la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la $m^{\text{ème}}$ rafale (amplitude)

Pour le calcul de la stabilité d'amplitude, une normalisation de l'amplitude est réalisée sur l'ensemble de la rafale.

$$A_{\text{normalisé}}(t_k) = \frac{A(t_k)}{\max(|\tilde{x}(t)|)} \quad \text{I-24}$$

Dans cette étude, les résultats de stabilité sont présentés de manière séparée en amplitude $Stab_{amp}$ et en phase $Stab_{phase}$. Néanmoins, il est souvent adopté une valeur globale de la stabilité pulse à pulse $Stab_{tot}$ [10] suivant la formule suivante :

$$Stab_{tot}(dB) = -10 \cdot \log \left(10^{\frac{-Stab_{amp}(dB)}{10}} + 10^{\frac{-Stab_{phase}(dB)}{10}} \right) \quad \text{I-25}$$

Afin d'améliorer la précision du critère précédent, une stabilité moyenne est mesurée et calculée à partir de plusieurs rafales successives et cohérentes pour ne représenter qu'une seule rafale moyenne cohérente. Ainsi, pour une série de M rafales constituées chacune de N impulsions, $\overline{\tilde{v}_l(t_k)}$ est défini et représente la valeur de l'enveloppe moyenne de $\tilde{x}_{im}(t_k)$ à l'instant t_k dans la $i^{\text{ème}}$ impulsion de la rafale moyenne:

$$\overline{\tilde{v}_l(t_k)} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \tilde{x}_{im}(t_k) \quad \text{I-26}$$

A partir de cette dernière équation, il est possible de calculer la stabilité d'amplitude ou de phase en calculant respectivement le module ou l'argument de la variable $\overline{\tilde{v}_i(t_k)}$ et en l'utilisant dans les équations suivantes de stabilité écart-type ou de stabilité rms (Root Mean Square).

I.3.2.1 Stabilité calculée par méthode écart-type

La première méthode de calcul de la stabilité pulse à pulse est appelée stabilité écart-type (ET). Il s'agit de calculer la moyenne quadratique des écarts par rapport à une impulsion moyenne préalablement calculée. Ce calcul quantifie un écart entre l'amplitude et la phase de chaque impulsion par rapport à la valeur moyenne de l'amplitude et de la phase sur l'ensemble de la rafale moyenne.

Dans un premier temps, on calcule la valeur moyenne $\overline{\tilde{v}(t_k)}$ sur les N impulsions de la rafale moyenne suivant l'équation suivante :

$$\overline{\tilde{v}(t_k)} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tilde{v}_i(t_k). \quad \text{I-27}$$

A partir de cette valeur moyenne sur toutes les impulsions dans la rafale, il est possible de calculer la valeur en dB de la stabilité pulse à pulse écart-type $\overline{Stab_{ET}(t_k)}$ à l'instant t_k pour la rafale de N impulsions d'après la formule suivante :

$$\overline{Stab_{ET}(t_k)}(dB) = 10 \times \log \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\tilde{v}_i(t_k) - \overline{\tilde{v}(t_k)})^2 \right] \quad \text{I-28}$$

I.3.2.2 Stabilité calculée par méthode RMS (Root Mean Square)

La deuxième méthode de calcul de la stabilité pulse à pulse est appelée stabilité root-mean-square (RMS). Le calcul consiste à obtenir la valeur moyenne des écarts entre les impulsions au carré et quantifie un écart moyen entre les impulsions successives d'une rafale. Ainsi, pour une rafale constituée de N impulsions, la valeur en dB de la stabilité pulse à pulse RMS notée $\overline{Stab_{RMS}(t_k)}$ à l'instant t_k pour la rafale de N impulsions s'écrit :

$$\overline{Stab_{RMS}(t_k)}(dB) = 10 \times \log \left[\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} (\overline{\tilde{v}_{i+1}(t_k)} - \overline{\tilde{v}_1(t_k)})^2 \right] \quad I-29$$

Il est important de noter que les deux méthodes de calcul de la stabilité pulse à pulse donnent des résultats très proches. Du fait de leur formulation mathématique, les différences de valeur seront liées aux variations de l'amplitude ou de la phase lors des impulsions successives. En effet, une variation lente d'impulsion à impulsion donne une valeur de stabilité RMS plus favorable que celle de la stabilité écart-type tandis qu'une variation rapide conduit à une valeur de stabilité écart-type plus favorable.

Dans ces travaux, les deux méthodes ont été évaluées avec des résultats très similaires de telle sorte que les résultats de stabilité pulse à pulse mesurés ou simulés sont principalement présentés selon la méthode de calcul RMS.

I.4 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les principales caractéristiques des signaux micro-ondes utilisés dans le cadre des radars de surveillance. L'objectif n'est pas de présenter la fonction radar de manière exhaustive mais plutôt d'introduire la spécification de la stabilité pulse à pulse qui constitue le sujet principal de ce travail pour l'amplificateur de puissance en technologie HEMT GaN d'un émetteur radar. En effet, le principe de suppression des échos parasites (clutter) et de détection des cibles mobiles reposent sur la comparaison entre les échos successifs reçus et leurs variations. Ainsi, ce principe permettant de discriminer les cibles mobiles (MTI Moving Target Indicator) repose sur un émetteur dont la stabilité pulse à pulse doit être parfaite dans la rafale émise.

La quantification par mesures et simulations des instabilités pulse à pulse est décrite dans les chapitres suivants pour les amplificateurs de puissance micro-onde utilisant des transistors en technologie GaN pour des applications radars en bande S.

Selon le type de radar, des niveaux de stabilité pulse à pulse minimum sont à respecter. De manière simplifiée, une spécification minimale de -65dB de stabilité globale est définie par Thales Air Systems (TR6) pour les systèmes radar après traitement ; ce qui correspond environ à une spécification en stabilité minimum de -50 à -55dB au niveau de l'amplificateur de puissance.

La stabilité est traditionnellement mesurée à Thalès TR6 au niveau du système radar complet en fin de chaîne de conception de telle sorte que toute performance inférieure à la spécification en stabilité impose une très coûteuse étude a posteriori des différentes fonctions afin de mettre en œuvre les actions correctrices.

Dans ce contexte, l'objectif de notre travail est de permettre de prendre en compte la spécification de la stabilité pulse à pulse dès la phase de conception de l'amplificateur de puissance RF au même titre que les autres spécifications telles que la puissance, le gain ou le rendement. Cet objectif nécessite donc de développer des outils de mesure et de simulation de la stabilité pulse à pulse au niveau du circuit et de travailler sur les aspects de modélisation des composants actifs permettant de représenter finement les sources d'instabilité pulse à pulse. En particulier, pour les composants HEMT en technologie GaN utilisés dans ce travail, une étude spécifique de modélisation des effets thermiques et des effets de pièges a permis pour la première fois à notre connaissance de modéliser au niveau circuit les caractéristiques de stabilité pulse à pulse et de les comparer à des résultats de mesures.

II. L'amplification de puissance en technologie HEMT GaN

II.1 Introduction

Les transistors en Nitrure de Gallium (GaN) sont apparus pour la première fois dans les années 1990 mais ils n'ont été commercialisés de façon plus généralisée que depuis quelques années. Leurs caractéristiques étant très prometteuses, les industriels et notamment Thales TR6 souhaitent les utiliser dans les futurs développements d'amplificateurs de puissance pour leurs radars car aujourd'hui, les transistors HEMT GaN présentent le plus fort potentiel d'utilisation pour les applications micro-ondes de forte puissance.

Les premiers systèmes radar utilisaient des transistors bipolaires. Ils ont pu démontrer leur fiabilité grâce à leur fabrication maîtrisée avec un coût qui a été fortement réduit [11]. Ces transistors bipolaires ont montré leurs limites pour les futures applications que cela soit en termes de gain ou bien de fréquence maximale. Divers matériaux ont servi pour les technologies bipolaires. Le premier matériau est le silicium, puis des alliages SiGe/Si pour de plus faibles puissances destinées aux applications de téléphonie mobile et enfin des transistors bipolaires à hétérojonction HBT en matériau AsGa. Bien que répondant aux exigences en matière de puissance, l'impédance d'entrée faible et un contrôle de la polarisation délicat des HBTs AsGa ne leur ont pas permis de s'imposer totalement.

La technologie des transistors silicium LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) a suppléé les transistors bipolaires pour l'amplification de puissance RF. Les LDMOS fonctionnent sur le même principe que la technologie MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) mais leur structure est modifiée pour générer de la puissance aux fréquences RF [12]. Bien que les LDMOS soient limités en fréquence du fait de leur conception, ils permettent d'obtenir des performances en puissance supérieures aux transistors bipolaires. Ils sont les composants actuellement les plus utilisés en amplification de puissance dans les systèmes radar jusqu'en bande S.

La nouvelle technologie GaN est la dernière apparue pour concevoir des composants HEMTs de puissance. Présentant des performances en puissance comparables au LDMOS mais ayant l'avantage de pouvoir être utilisée à de plus hautes fréquences, la technologie GaN tend à remplacer le LDMOS dans les nouveaux radars. Des études sont cependant toujours en cours pour mieux comprendre son fonctionnement, maîtriser sa fabrication et donc réduire son coût.

Ce chapitre présente brièvement le matériau nitrure de gallium (GaN) et le transistor HEMT AlGaN/GaN notamment dans le cadre d'applications radar. Il décrit ensuite la modélisation non linéaire d'un HEMT GaN ainsi que les résultats de mesures permettant de valider le modèle électrique non linéaire.

Le transistor de référence qui est présenté et utilisé pour ce travail est un HEMT AlGaN/GaN de longueur de grille 0.5 μm avec huit doigts de grille de 250 μm pour un développement total de 2 mm.

II.2 Le transistor HEMT GaN de puissance

II.2.1 Le Nitrure de Gallium

L'utilisation de matériaux dits III-V issus des troisième et cinquième colonnes du tableau périodique des éléments a permis une augmentation des performances en fréquence et en puissance des transistors. On représente les caractéristiques intrinsèques principales des différents semi-conducteurs utilisés pour les transistors micro-ondes dans le tableau suivant :

	Bande interdite @300K (eV)	Champ de claquage (MV/cm)	Mobilité e ⁻ (cm ² /V.s)	Vitesse saturation des e ⁻ (10 ⁷ cm/s)	Conductivité thermique @300K (W/cm.K)	FoM _{Johnson} (SI)
Si	1.12	0.3	1350	1	1.15	1
AsGa	1.43	0.4	8000	1	0.5	2.6
GaN	3.42	5	900	2	1.9	27.5
4H-SiC	3.26	2	720	2	4.5	13.3
Diamant	5.5	20	1900	2	24	50.4

Tableau II-1: Propriétés intrinsèques des semi-conducteurs (Si, AsGa, GaN, SiC, Diamant) pour des applications de puissance haute fréquence

Le Nitrure de Gallium peut se présenter sous deux formes cristallographiques. La plus stable est la structure hexagonale dite de Wurtzite représentée en figure II-1 [13]. La structure de Wurtzite est constituée de deux réseaux hexagonaux d'atomes de Gallium (Ga) et d'azote (N) enchevêtrés et présentant un décalage suivant l'axe c de 5/8^{ème}.

Les déséquilibres des porteurs de charge au sein de la structure cristalline de Wurtzite génèrent une polarisation spontanée P_{sp} qui sera à l'origine d'une partie des électrons du gaz d'électron créé dans les transistors HEMTs.

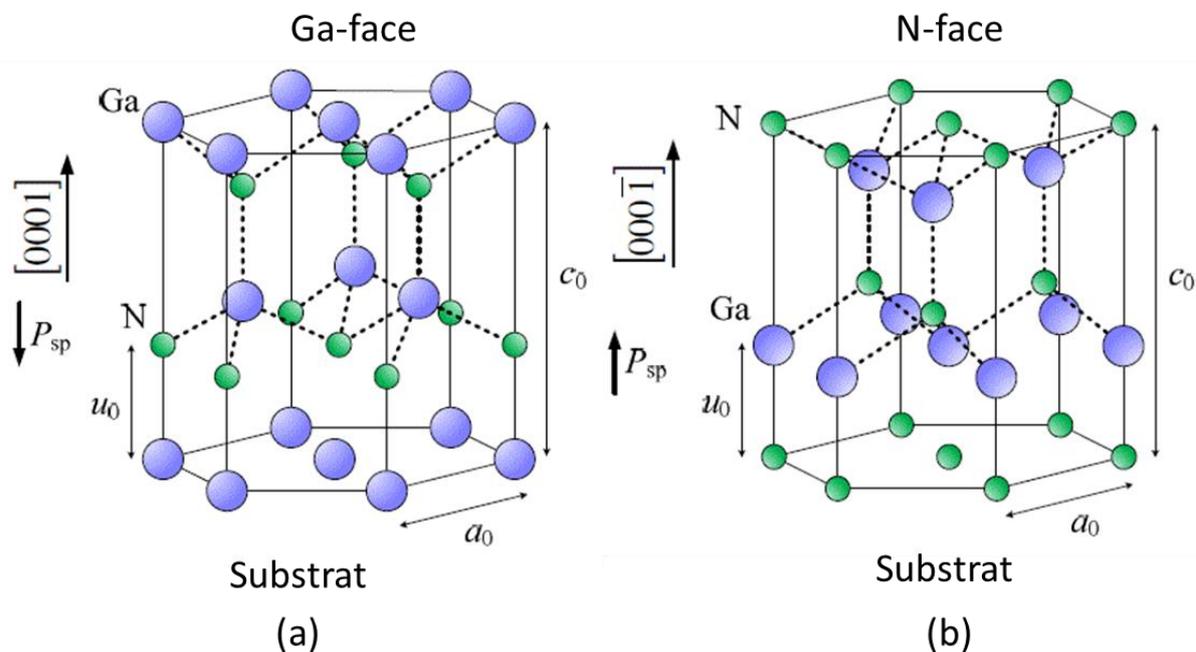


Fig II-1 : Structure cristallographique du GaN de type Wurtzite Ga-face (a) et N-face (b)[14]

On notera parmi les propriétés intrinsèques du matériau GaN présentées dans le Tableau II-1 :

- **La hauteur de bande interdite** est une caractéristique importante des semi-conducteurs lorsqu'ils sont utilisés pour des applications de puissance. Elle quantifie la quantité d'énergie qu'il faut fournir à un électron excité pour qu'il passe de la bande de valence à la bande de conduction. Plus l'énergie à fournir est haute, plus le matériau peut supporter des puissances élevées. On constate que le GaN est particulièrement adapté aux applications de puissance en raison de son fort gap de 3.42eV. C'est un matériau à « grand gap ».
- **Le champ de claquage** est une propriété liée à la bande interdite car le champ de claquage E_C est proportionnel à la hauteur de gap E_G . Le champ de claquage va permettre au matériau de supporter des tensions élevées.

$$E_C \propto E_G^{3/2}$$

II-1

Ici aussi, le matériau GaN présente les meilleures performances jusqu'à 10 fois supérieures à celles du matériau AsGa. Il pourra donc supporter des champs électriques importants avant de claquer.

- **La mobilité des électrons** impose en partie les fréquences limites que peut atteindre le matériau. Le GaN présente un juste milieu entre le silicium qui sera limité en fréquence et l'AsGa qui permet de travailler à des très hautes fréquences grâce à une mobilité des électrons très élevée (huit fois supérieure à celle du GaN).
- **La vitesse de saturation des électrons v_{sat}** est définie par la valeur limite de la vitesse atteinte en fonction du champ électrique E appliqué et de la mobilité μ suivant la formule suivante :

$$\vec{v} = \pm\mu(E) \cdot \vec{E} \quad \text{II-2}$$

En effet, la caractéristique v_{sat} est issue de l'interaction entre les électrons et le réseau cristallin du matériau qui aura tendance à diminuer la mobilité des électrons $\mu(E)$ pour atteindre une limitation en vitesse. Elle représente la capacité du matériau à travailler en haute fréquence tout en acceptant des fortes puissances. Le matériau GaN présente une très grande vitesse de saturation qui va être dégradée par l'augmentation de la température à cause de la modification du réseau cristallin. Il y aura ainsi une vitesse plus faible à haute température qui aura pour conséquence de diminuer le courant.

- **La conductivité thermique** représente la capacité du matériau à transmettre l'énergie thermique par conduction. Un matériau qui possède une bonne conductivité thermique aura aussi une bonne conductivité électrique. Le GaN présente une conductivité thermique suffisamment grande devant l'AsGa pour être considéré comme plus robuste dans la dissipation thermique liée aux applications de forte puissance. Le gain sur la conductivité thermique est plus faible comparé au Silicium (Si), mais en utilisant un substrat en carbure de Silicium (SiC), il est possible de profiter de la bonne conductivité thermique de ce dernier afin d'avoir une conductivité thermique globale meilleure pour le composant HEMT GaN sur substrat SiC.

- **La figure de mérite de Johnson** est souvent utilisée pour comparer les performances en puissance aux hautes fréquences des transistors selon l'équation :

$$FOM_{Johnson} = \frac{E_c v_{sat}}{2\pi} \quad \text{II-3}$$

où E_c est le champ de claquage et v_{sat} la vitesse de saturation des porteurs libres.

Si on considère uniquement les performances des matériaux dans le tableau II-1, celui qui présente le plus haut potentiel est le diamant, mais son coût très important et sa technologie peu mature l'écarte directement des choix possibles. Parmi les autres matériaux, le nitrure de Gallium (GaN) du fait de ses propriétés électriques et thermiques sera le candidat le plus judicieux ce qui est confirmé par son utilisation aujourd'hui généralisée pour les applications de très fortes puissances aux fréquences micro-ondes.

II.2.2 Le transistor HEMT GaN

Le transistor HEMT (High-Electron-Mobility Transistor) est un transistor à effet de champ à hétérojonction.

Le HEMT AlGaIn/GaN fonctionne grâce à une hétérojonction présente entre les deux matériaux AlGaIn et GaN qui ont un gap différent. C'est à l'interface de cette hétérojonction, dans le matériau non dopé, que va pouvoir se créer un canal fin et très peu résistif. Le canal non dopé va permettre au gaz bidimensionnel d'électrons d'avoir une très grande mobilité. Une coupe simplifiée d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN est représentée en figure II-2.

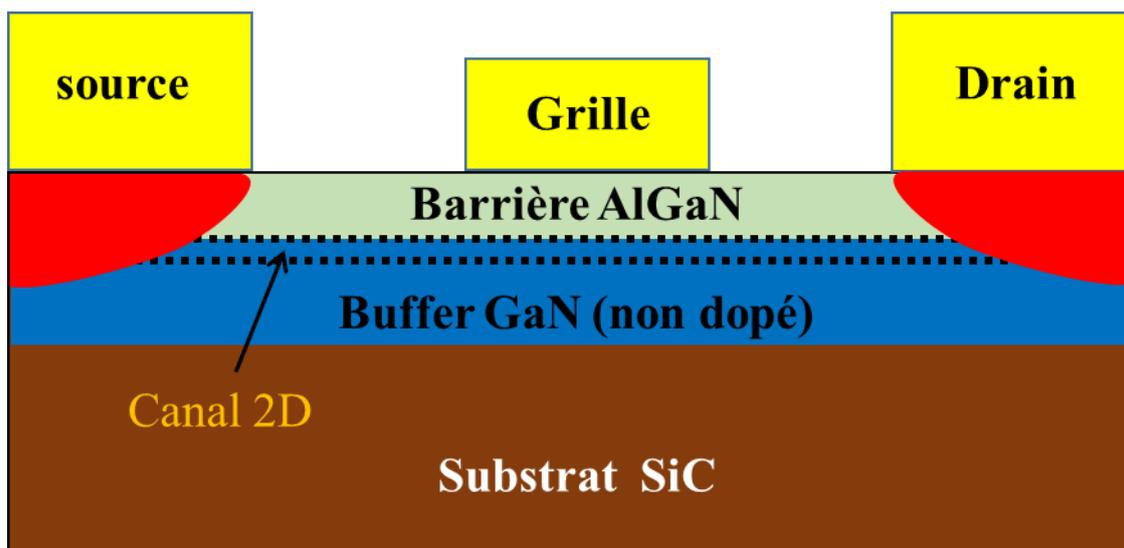


Fig II-2 : Coupe d'un transistor HEMT AlGaN/GaN

Pour le substrat, le choix se porte sur un matériau ayant les meilleures propriétés thermiques. Si certaines technologies HEMT GaN utilisent un substrat Si pour optimiser le coût et l'intégration, le substrat SiC est préféré pour sa conductivité thermique dans les applications forte puissance. Pour améliorer ses performances, il est brasé sur un support métallique comme un boîtier qui sert à transmettre la chaleur à un dissipateur thermique.

Au-dessus de ce substrat, on forme la couche « buffer » GaN puis la couche « barrière » AlGaN qui possède une bande interdite plus grande que celle du GaN.

La mise en contact de ces deux matériaux qui ont une bande interdite différente va générer une discontinuité à leur interface car le niveau de Fermi de ces deux semi-conducteurs s'aligne et une zone « tampon » se crée qui piège les électrons. Les électrons sont piégés dans le matériau GaN dont la bande interdite est la plus faible car l'AlGaN a une bande de conduction plus grande qui constitue une barrière pour les électrons. Cette zone à l'interface des deux matériaux rassemble les électrons dans un canal appelé aussi gaz d'électron 2DEG (en anglais 2 dimension electron gas). Les électrons vont se déplacer suivant un plan parallèle aux plans des couches de matériaux. Le fait d'appliquer une tension sur la grille permet alors de moduler ce gaz d'électron et ainsi de contrôler la quantité d'électrons qui peuvent circuler entre le drain et la source (courant I_{DS}).

II.2.3 Caractéristiques spécifiques des HEMTs GaN pour les applications radar en bande S

Comme décrit dans les paragraphes précédents, les transistors en technologie GaN présentent des caractéristiques intrinsèques optimales pour des fonctionnements en amplificateur de forte puissance à haute fréquence. Les principaux concurrents pour les transistors en technologie GaN sont les transistors LDMOS Silicium qui peuvent fournir des très fortes puissances atteignant les 200W pour des développements équivalents [15], mais sur une bande de fréquences RF réduite.

Les transistors HEMT GaN ont des caractéristiques intrinsèques et des propriétés très intéressantes pour les applications radar :

- **Densité de puissance** : elle représente la quantité de puissance délivrée en sortie de transistor par unité de largeur de grille. La puissance est un facteur important pour les radars comme on l'a vu dans l'équation-radar. Une densité de puissance importante permettra d'avoir une puissance importante en sortie avec des transistors présentant un plus faible développement. Le GaN présente une densité de puissance élevée en comparaison des autres technologies notamment le LDMOS avec des valeurs hautes atteignant 30 à 40 W/mm [16].
- **Gain et rendement** : ces deux paramètres définissent le coût énergétique de la puissance que l'on souhaite produire. Les HEMTs GaN présentent du gain et des rendements assez élevés qui sont dans les mêmes ordres de grandeur que les LDMOS en bande S [17], [18]. Au-delà de la bande S, le transistor LDMOS n'est plus compétitif.
- **Adaptation d'entrée** : l'impédance d'entrée des HEMTs GaN est plus grande que pour les autres technologies à même densité de puissance, ce qui facilite la réalisation des circuits d'adaptation et limite les pertes.
- **Adaptation de sortie** : de même que pour l'impédance d'entrée, l'impédance de sortie est plus élevée que celle des autres technologies. Du fait de sa propriété intrinsèque d'un champ de claquage élevé et travaillant avec des tensions élevées, on pourra avoir

un cycle de charge moins incliné. De plus, les transistors HEMTs GaN offrent de bonnes résistance et fiabilité vis-à-vis des grandes variations de TOS qui sont générées par l'utilisation d'antennes actives. La fiabilité en regard des fortes variations de TOS de sortie est une performance critique pour les radars.

- **Fréquence** : pour un transistor, on peut définir la fréquence de transition pour laquelle le gain en courant est égal à 1. C'est le point fort de la technologie GaN avec des démonstrateurs pouvant avoir une fréquence de transition de 270GHz [19].

Malheureusement les transistors HEMTs GaN possèdent aussi des inconvénients comme les effets thermiques et de pièges.

- **Effets thermiques** : lorsque le transistor génère des hautes densités de puissance comme celles atteintes par les HEMTs GaN, il existe alors des contraintes thermiques importantes en raison de la faible taille du composant. Le transistor va monter en température et voir ainsi ses performances modifiées comme, par exemple, une diminution du courant. Il est important d'évacuer la chaleur des zones actives. Le GaN est assez bon conducteur thermique et son association à un substrat SiC permet une plus grande dissipation de chaleur et ainsi de moins dégrader les performances. Le dernier chapitre permettra de quantifier l'impact des effets thermiques sur la caractéristique radar en stabilité pulse à pulse.
- **Effets de pièges** : du fait de sa structure cristalline, le GaN est propice aux effets de pièges. Ces pièges vont réduire les performances du transistor. Il y a la présence de pièges accepteurs dans la structure qui vont capturer très rapidement des électrons (de l'ordre de la dizaine de nanosecondes). Ces électrons capturés seront ensuite libérés après une durée plus longue (de l'ordre de la milliseconde) modifiant ainsi la conductivité du canal [20], [21], [22]. Le dernier chapitre montrera aussi l'impact des effets de pièges sur les performances en stabilité pulse à pulse pour un signal test radar.
- **Fiabilité**: les transistors HEMTs GaN sont généralement soumis à des contraintes très importantes par le fait de fonctionner à des niveaux de puissance élevés avec des fortes tensions, des champs électriques importants et des températures élevées. Il y a alors des

risques de claquage et d'ionisation par impact avec une dégradation irréversible des performances [23].

II.3 Modèle non linéaire initial du transistor HEMT GaN 8x250 μm

La modélisation électrique non-linéaire des transistors HEMTs à base de nitrure de gallium est une étape incontournable pour la conception en CAO de fonctions électroniques micro-ondes. L'utilisation d'un modèle permettra ainsi de simuler des conditions extrêmes de fonctionnement des amplificateurs sans risque de casse.

L'objectif de notre étude sur la stabilité pulse à pulse nous a conduit à concevoir un démonstrateur de puissance HEMT GaN en bande S. Ce démonstrateur qui sera présenté dans la suite du chapitre est conçu à partir d'un HEMT GaN de longueur de grille 0.5 μm et de développement 8x250 μm . Dans cette section, nous présenterons brièvement la modélisation non-linéaire de ce transistor.

II.3.1 Méthodes générales de modélisation non linéaire du HEMT

Il existe deux principales techniques pour réaliser le modèle d'un transistor de puissance.

- La modélisation physique : la construction du modèle se fonde sur les propriétés physiques des semi-conducteurs tels que le dopage, les formes ou bien encore les empilements de couches [24].
- La modélisation électrique phénoménologique : cette modélisation utilise un schéma électrique équivalent du transistor. On ne s'intéresse plus uniquement aux propriétés des matériaux, mais plutôt à retranscrire ses performances mesurées. On présente un exemple d'un modèle électrique en figure II-3 qui représente l'ensemble des paramètres intrinsèques et extrinsèques d'un transistor HEMT [25].

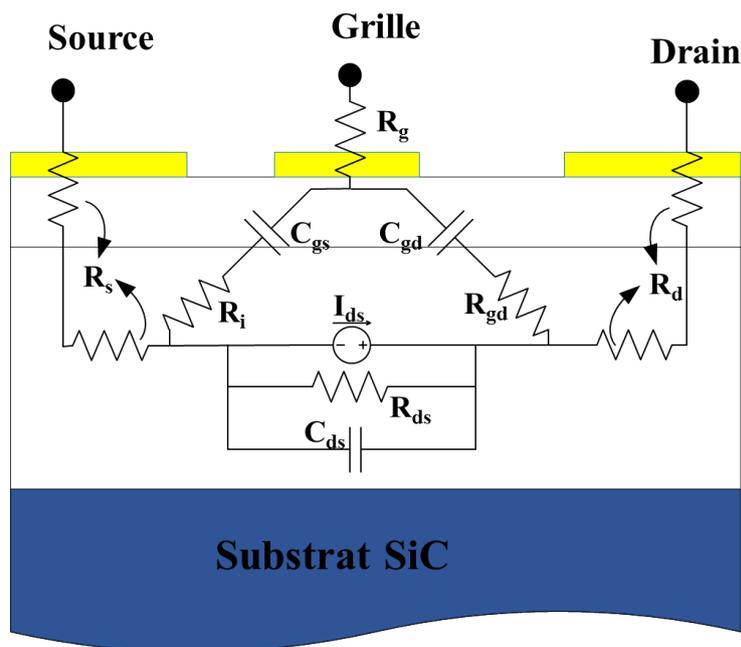


Fig II-3 : Coupe d'un transistor HEMT GaN et représentation des éléments localisé associé aux couches de matériaux

II.3.1.1 Modèle électrique petit signal

La première étape pour la réalisation du modèle électrique équivalent d'un transistor HEMT est la construction d'un modèle petit signal. Il est constitué par de nombreux éléments linéaires passifs autour d'une source de courant contrôlée en tension. L'utilisation de composants linéaires implique que le comportement du transistor doit suivre une loi linéaire : c'est-à-dire que ce modèle ne représentera le transistor que pour de faibles niveaux de puissance autour d'un point de polarisation donné.

La figure II-4 représente un modèle électrique petit signal d'un transistor HEMT. On peut distinguer deux parties : la partie intrinsèque qui est la modélisation de la partie active du composant, et la partie extrinsèque qui est la représentation des zones passives d'accès du composant.

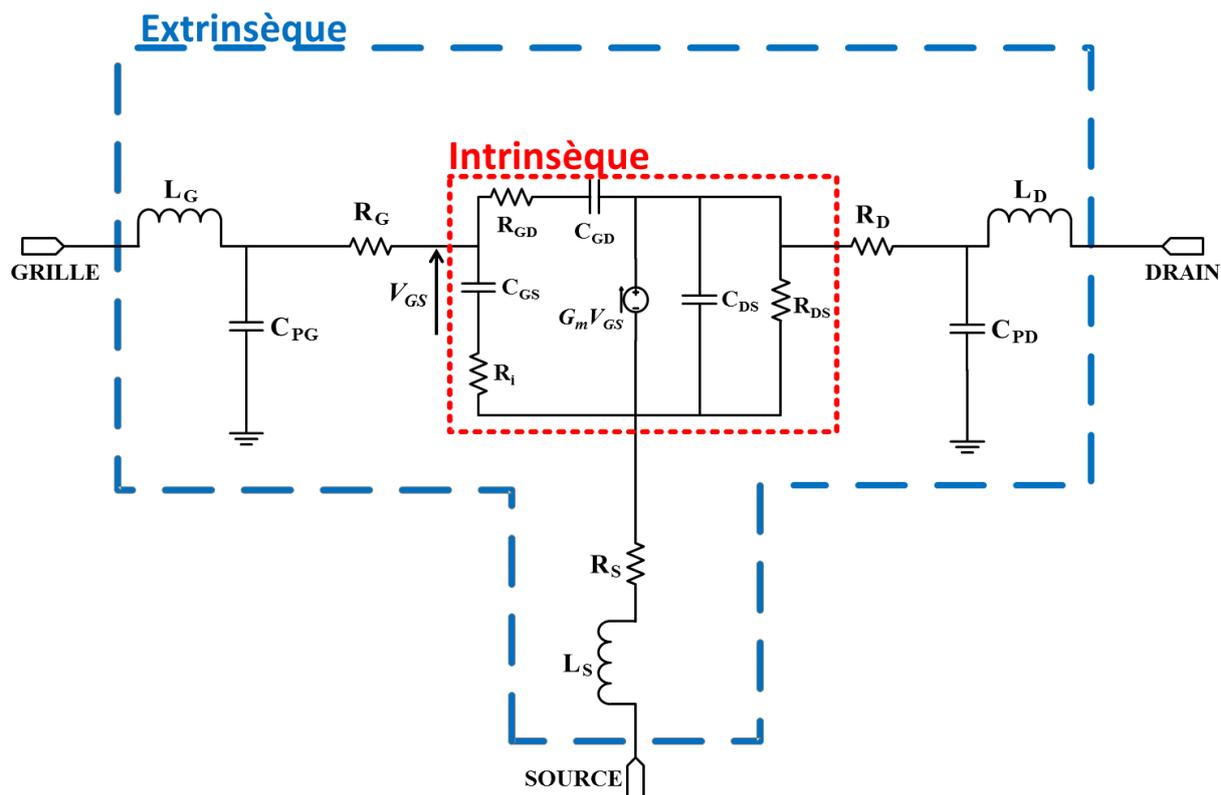


Fig II-4 : Modèle électrique linéaire ou petit signal d'un transistor HEMT

Le modèle de la figure II-4 d'un transistor HEMT nécessite 16 paramètres dont 8 paramètres intrinsèques qui dépendent du point de polarisation [26] : R_{GD} , R_i , C_{DS} , C_{GS} , C_{GD} , G_m , R_{DS} , τ et les 8 paramètres extrinsèques indépendants de la polarisation du transistor qui sont :

- R_G , R_D , R_S modélisant la résistivité des métallisations de grille, de drain et de source.
- L_G , L_D , L_S représentant les effets inductifs des lignes d'accès.
- C_{PG} , C_{PD} modélisant les effets capacitifs de couplage des plots de la grille et du drain.

Ces paramètres extrinsèques et intrinsèques doivent être extraits [27] par des mesures spécifiques réalisées en régime impulsionnel afin de garantir au mieux un état thermique établi dans le transistor autour d'un point de polarisation.

Les principales mesures permettant l'extraction du schéma équivalent sont :

- Des mesures [S] à un point de polarisation pour une large gamme de fréquence permettent d'extraire numériquement les paramètres extrinsèques du transistor et par

un changement de plan de référence (ou encore de-embedding en anglais) d'extraire analytiquement les éléments intrinsèques du transistor.

- Des mesures I-V permettent de connaître les valeurs de G_m et R_{DS} intrinsèques.
- Des mesures statiques permettent d'avoir accès aux résistances extrinsèques
- Un réseau à $V_{DS}=0V$ permet l'extraction des valeurs des capacités des plots de grille et de drain.

A partir des mesures [S] dans le plan extrinsèque et de la connaissance des valeurs des éléments extrinsèques, il est possible d'extraire analytiquement par calcul matriciel les valeurs des paramètres-[Y] du plan intrinsèque. Les expressions suivantes donnent alors les expressions analytiques des huit paramètres intrinsèques en fonction des paramètres Y intrinsèques. En général, à défaut de pouvoir extraire les éléments extrinsèques de mesures spécifiques évoquées précédemment, les 8 paramètres extrinsèques sont optimisés pour que les paramètres intrinsèques déduits soient indépendants de la fréquence.

$$Cgd = \frac{-Im(Y_{12})}{\omega} \left[1 + \left(\frac{Re(Y_{12})}{Im(Y_{12})} \right)^2 \right] \quad \text{II-4}$$

$$Rgd = \frac{-Re(Y_{12})}{(Cgd \cdot \omega)^2} \left[1 + \left(\frac{Re(Y_{12})}{Im(Y_{12})} \right)^2 \right] \quad \text{II-5}$$

$$Cgs = \frac{Im(Y_{11}) + Im(Y_{12})}{\omega} \left[1 + \left(\frac{Re(Y_{11}) + Re(Y_{12})}{Im(Y_{11}) + Im(Y_{12})} \right)^2 \right] \quad \text{II-6}$$

$$Gd = Re(Y_{12}) + Re(Y_{22}) \quad \text{II-7}$$

$$Cds = \frac{Im(Y_{12}) + Im(Y_{22})}{\omega} \quad \text{II-8}$$

$$Ri = \frac{Re(Y_{11}) + Re(Y_{12})}{(Cgs \cdot \omega)^2} \left[1 + \left(\frac{Re(Y_{11}) + Re(Y_{12})}{Im(Y_{11}) + Im(Y_{12})} \right)^2 \right] \quad \text{II-9}$$

$$Gm = \sqrt{(A^2 + B^2)(1 + Ri^2 Cgs^2 \omega^2)} \quad \text{II-10}$$

$$\tau = \frac{-1}{\omega} \cdot \arctan \left[\frac{B + A \cdot Ri \cdot Cgs \cdot \omega}{A - B \cdot Ri \cdot Cgs \cdot \omega} \right] \quad \text{II-11}$$

Avec Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} = paramètre Y intrinsèques.

$$A = \text{Re}(Y_{21}) - \text{Re}(Y_{12}) \quad \text{II-12}$$

$$B = \text{Im}(Y_{21}) - \text{Im}(Y_{12}) \quad \text{II-13}$$

II.3.1.2 Modèle électrique non linéaire

Pour la CAO de circuits en régime non-linéaire, tel que le régime fort signal des amplificateurs de puissance, il est nécessaire de caractériser et de modéliser la variation non-linéaire des éléments du schéma électrique équivalent.

Le modèle non linéaire se différencie du modèle petit signal au niveau de sa partie intrinsèque représentée en figure II-5 incluant les diodes Schottky I_{GS} et I_{GD} , la source de courant d'avalanche I_{av} entre drain et source et les non-linéarités de la source de courant drain-source I_{DS} et des capacités C_{GS} , C_{GD} et C_{DS} . On peut encore affiner le modèle en ajoutant la dépendance thermique de la source de courant et des capacités.

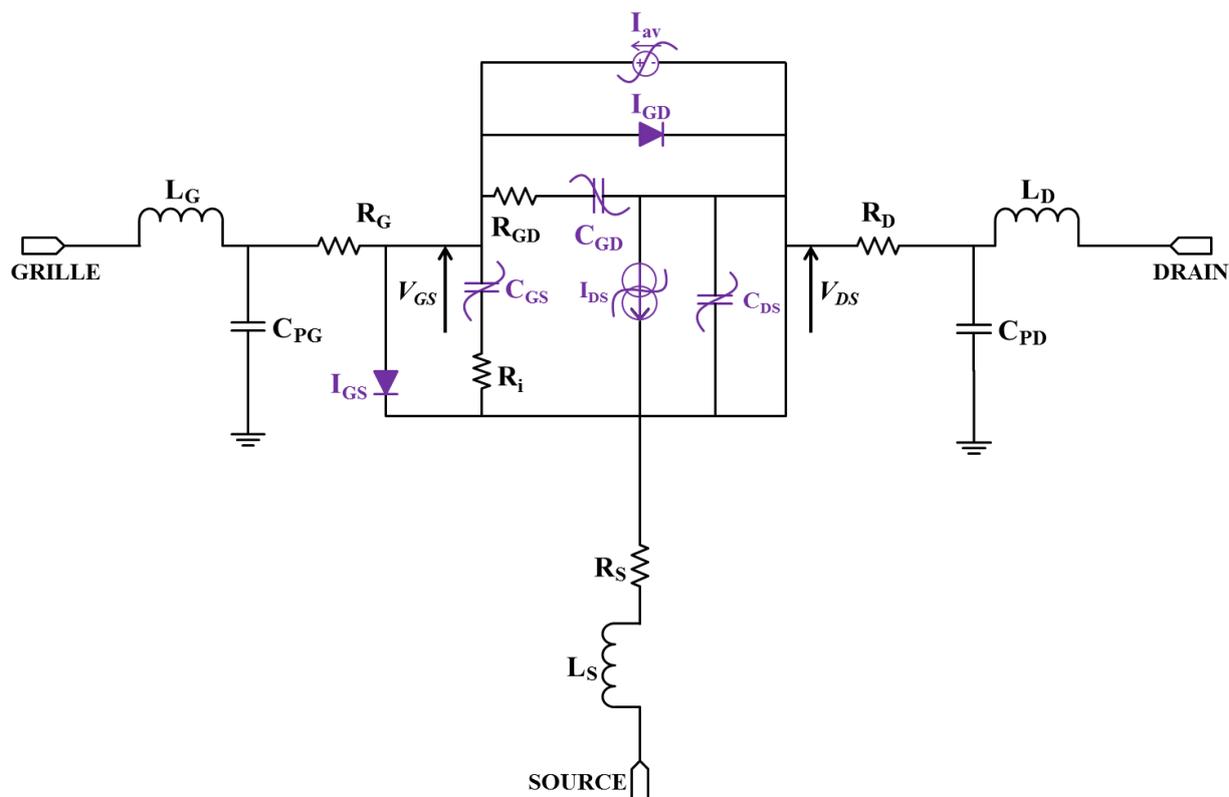


Fig II-5 : Modèle électrique non linéaire d'un transistor HEMT.

II.3.1.2.1 La source de courant non-linéaire I_{DS}

La source de courant I_{DS} est contrôlée par les tensions intrinsèques V_{GS} et V_{DS} . L'équation mathématique du modèle I_{DS} utilisée dans notre cas est issue de plusieurs modifications du modèle de Tajima [28]. Bien qu'initialement développée pour des transistors FET GaAs, cette équation s'applique très bien aux HEMTs GaN.

$$I_{d_{Tajima}} = \frac{I_{dss}}{1 - \frac{1 - e^{-m}}{m}} \left[V_{gsn} - \frac{1 - e^{-m}}{m} \right] \left[1 - e^{-V_{dsn}(1 - a \cdot V_{dsn} - b \cdot V_{dsn}^2)} \right] \quad \text{II-14}$$

Avec :

$$V_{gsn} = 1 + \frac{V_{gs}(t - \tau) - V_{\phi}}{V_p} \quad \text{II-15}$$

$$V_{dsn} = \frac{V_{ds}}{V_{dsp} \left(1 + W \cdot \frac{V_{gs}(t - \tau)}{V_p} \right)} \quad \text{II-16}$$

$$V_p = V_{p0} + P \cdot V_{dsp} + V_{\phi} \quad \text{II-17}$$

$$I_{DS} = I_{d_{Tajima}} \cdot \alpha_{GMGD} \quad \text{II-18}$$

où :

$$\alpha_{GMGD} = 1 + \beta_{gm} \cdot [V_{ds} + V_{dm}] \cdot [1 + \tanh(V_{gs} - V_{gm})] \quad \text{II-19}$$

II.3.1.2.2 Les diodes non linéaires

Les deux diodes I_{gs} et I_{gd} modélisent le courant direct du contact Schottky de grille. Leur modèle non-linéaire utilise les équations suivantes avec les paramètres respectifs ($I_{s_{gs}}$, N_{gs}) et ($I_{s_{gd}}$, N_{gd}).

$$I_{gs} = I_{s_{gs}} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot V_{gs}}{N_{gs} \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad \text{II-20}$$

$$I_{gd} = I_{s_{gd}} \cdot \left[e^{\frac{q \cdot V_{gd}}{N_{gd} \cdot k \cdot T}} - 1 \right] \quad \text{II-21}$$

Les caractéristiques de ces diodes sont obtenues par des mesures impulsionnelles du courant de grille.

II.3.1.2.3 L'effet d'avalanche

L'effet d'avalanche dans un transistor se produit lorsque la tension drain-source V_{DS} est suffisamment grande pour atteindre le champ de claquage et entraîner ainsi la destruction irréversible du composant. Ce phénomène de claquage est modélisé par une source de courant I_{av} entre drain et grille qui augmente de manière exponentielle une fois la tension de claquage V_{DS} atteinte.

$$I_{av} = I_{av_{gd}} \cdot [exp_soft(\alpha_{gd} V_{ds})] \quad \text{II-22}$$

L'utilisation de la fonction `exp_soft` (linéarisation de l'exponentielle au-delà d'une valeur seuil) permet de s'assurer de la convergence du modèle [29].

Les transistors HEMTs GaN possèdent une tension de claquage tellement élevée ($V_{DS} \geq 100V$) que l'utilisation d'un modèle d'avalanche n'est pas d'une nécessité absolue.

II.3.1.2.4 Les capacités non-linéaires

Les variations non-linéaires des capacités C_{GS} et C_{GD} sont extraites des mesures [S] en impulsion pour un ensemble de points d'un cycle de charge donné qui peut être considéré comme une simple droite de charge [30]. A chacun des points instantanés de polarisation de ce cycle de charge, on extrait une valeur des capacités dont la variation non linéaire est modélisée selon une dimension, c'est-à-dire en fonction de la tension instantanée V_{gx} à ses bornes. :

$$C_{Gx} = C_{gx0} + \frac{C_{gx1} - C_{gx0}}{2} [1 + \tanh(a_{gx}(V_{gx} + V_{m_gx}))] - \frac{C_{gx2}}{2} [1 + \tanh(b_{gx}(V_{gx} + V_{p_gx}))] \quad \text{II-23}$$

Où x représente la source (S) ou le drain (D)

La capacité C_{DS} peut généralement être considérée comme constante pour les applications de puissance. En revanche, il faut prendre en compte sa non-linéarité pour des utilisations en mode de commutation. On a ainsi le même modèle à une dimension :

$$C_{ds} = \frac{C_{ds1} - C_{ds0}}{2} [1 + \tanh(a_{ds} (V_{ds_cor} + V_{ds} - V_{gs}))] \quad \text{II-24}$$

II.3.1.2.5 La dépendance thermique des éléments du modèle

La montée en température du transistor lors de son utilisation n'est pas négligeable. On doit alors modéliser les effets d'auto échauffement du transistor en rajoutant la dépendance des éléments du modèle électrique en fonction de la température. Un modèle électrothermique utilisera donc des équations non-linéaires modifiées par la nouvelle variable T qui est déduite dynamiquement en cours d'analyse non linéaire par un réseau équivalent thermique RC. Nous verrons dans le troisième chapitre qu'une modélisation plus complexe qu'un simple réseau thermique RC à une constante de temps est nécessaire pour bien modéliser le comportement du transistor en stabilité pulse à pulse.

On donne ci-dessous les principales modélisations thermiques des éléments électriques du schéma équivalent.

Les résistances accès :

Les résistances sources et drain R_s et R_d varient en fonction de la température (leur conductivité) selon :

$$\begin{aligned} R_s &= R_{s0} \cdot (1 + \alpha_{R_s} \cdot T) \\ R_d &= R_{d0} \cdot (1 + \alpha_{R_d} \cdot T) \end{aligned} \quad \text{II-25}$$

Dans la majorité des cas, leur dépendance thermique est négligée.

La source de courant drain-source:

Les paramètres I_{dss} et P du modèle de Tajima présenté précédemment dans les équations II-14 à II-19 varient selon :

$$\begin{aligned} I_{dss} &= I_{dss0} \cdot (1 + \alpha_{I_{dss}} \cdot T) \\ P &= P_0 \cdot (1 + \alpha_P \cdot T) \end{aligned} \quad \text{II-26}$$

Les diodes:

Pour les diodes Schottky I_{gs} et I_{gd} , la dépendance des paramètres N et des courants inverse I_S des équations II-20 et II-21 est donnée par :

$$N_{gs} = N_{gs0} \cdot (1 + \alpha_{Ngs} \cdot T) \quad \text{II-27}$$

$$I_{Sgs} = I_{Sgs0} + I_{SgsT} \cdot e^{\left(\frac{T}{T_{Sgs}}\right)}$$

$$N_{gd} = N_{gd0} \cdot (1 + \alpha_{Ngd} \cdot T) \quad \text{II-28}$$

$$I_{Sgd} = I_{Sgd0} + I_{SgdT} \cdot e^{\left(\frac{T}{T_{Sgd}}\right)}$$

A ces effets thermiques s'ajoutent les effets de pièges propres à la technologie GaN. On présentera plus en détail la modélisation de ces effets de pièges dans le troisième chapitre ainsi que leur importance dans la simulation de stabilité pulse à pulse.

II.3.2 Validation du modèle non linéaire du HEMT GaN (8x250 μ m) en régime pulsé

Un modèle électrique non-linéaire complet du transistor HEMT GaN issu des nombreux travaux de modélisation au sein du laboratoire XLIM a été présenté. Ce modèle a été utilisé dans notre travail pour la modélisation non-linéaire d'un HEMT GaN de longueur de grille 0.5 μ m et de développement 8x250 μ m qui sera utilisé pour réaliser un démonstrateur de puissance en bande S pour applications radar et sera analysé dans le chapitre III en stabilité pulse à pulse.

Dans cette partie, nous nous attacherons à valider le modèle électrothermique non linéaire avant de l'étudier en régime de stabilité pulse à pulse d'une rafale radar dans le dernier chapitre.

La validation du modèle se déroulera en trois étapes. Le modèle sera validé vis-à-vis des mesures [S] faible signal, des mesures I-V impulsionnelles et des mesures de puissance load-pull en bande S.

Les mesures seront réalisées directement « on-wafer » pour trois échantillons différents.

II.3.2.1 Validation I-V

La caractéristique I-V du transistor est mesuré en impulsion autour d'un point de polarisation donné correspondant donc à un niveau de puissance dissipée. Dans notre cas, les impulsions ont été choisies avec une largeur de 500 ns pour une période de 5 μ s correspondant à 10% de rapport cyclique. A titre d'exemple, une représentation du banc de mesure impulsionnel développé à XLIM pour la caractérisation I-V est représenté en figure II-6.

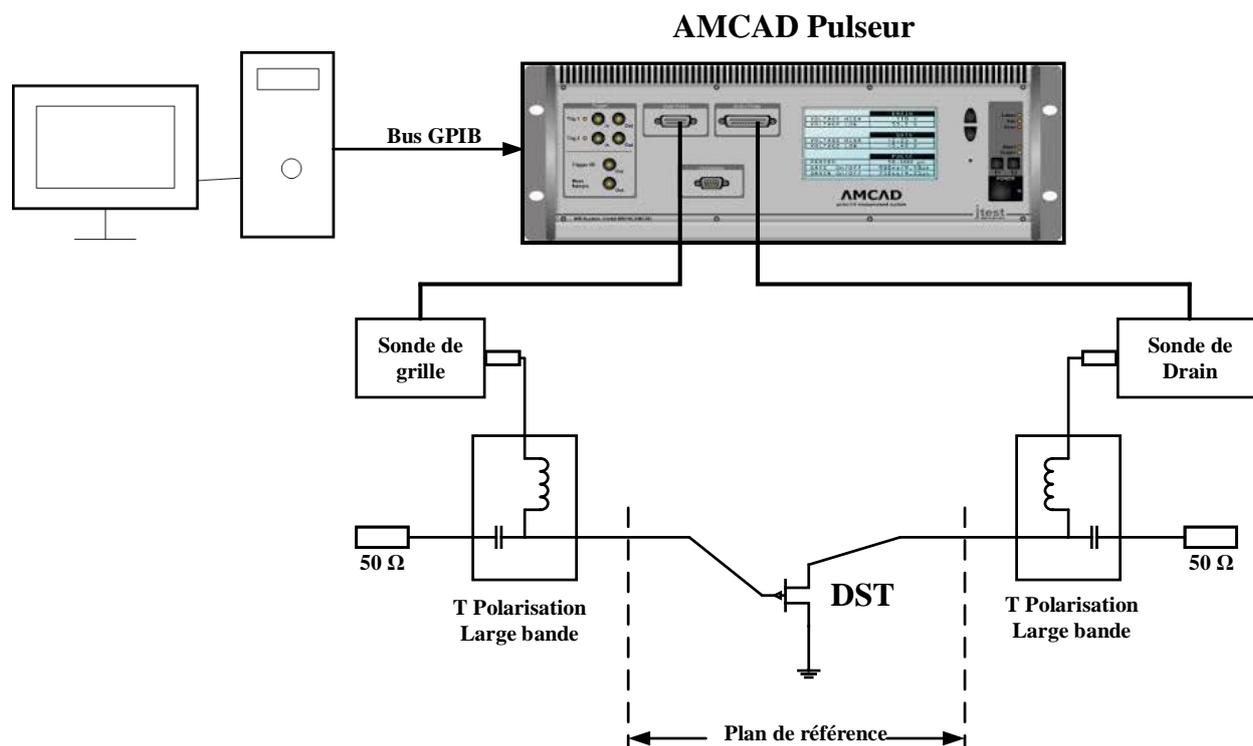


Fig II-6 : Représentation schématique du banc de mesure I-V impulsionnel XLIM.

La figure II-7 représente la comparaison modèle/mesure pour trois échantillons du transistor de la source de courant I_{DS} du transistor 8x250 μ m au point de polarisation (50 V, 22 mA) correspondant à une classe AB profonde.

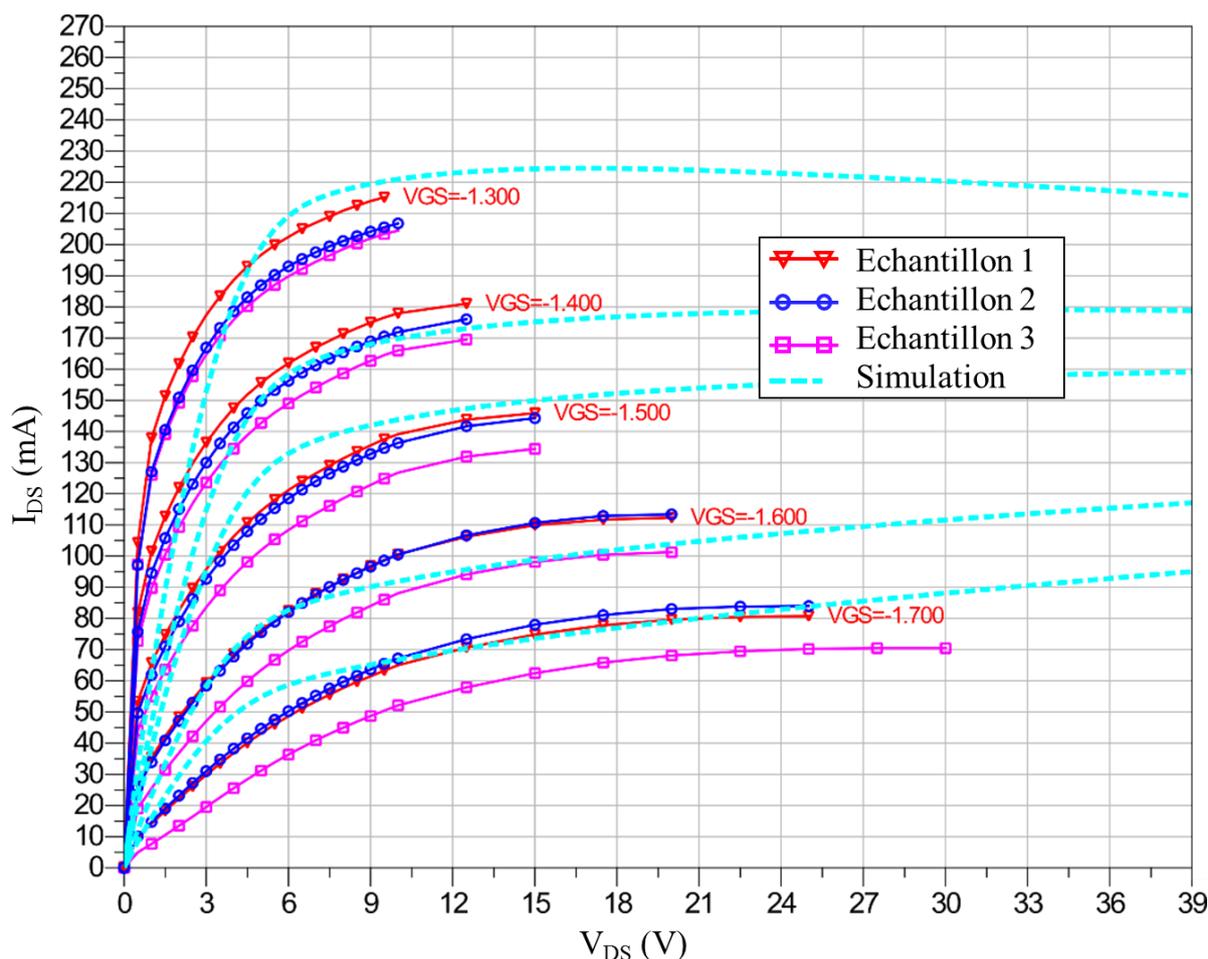


Fig II-7 : Comparaison modèle/mesure du réseau I-V au point de polarisation (50 V, 22 mA) pour trois échantillons de HEMT GaN 8x250 μ m

On observe une dispersion des mesures entre les trois échantillons même si elle reste faible. Cela peut s'expliquer par le fait qu'ils ne proviennent pas du même endroit sur le wafer. Les différences entre les différents composants sont acceptables hormis le premier échantillon qui s'écarte plus des autres.

II.3.2.2 Validation en paramètres [S]

Les paramètres [S] du transistor 8x250 μ m ont été mesurés sur une bande de 0.5 à 10 GHz pour deux polarisations ($V_{DS}= 50$ V et $I_{DS0}= 22$ mA) en classe AB profonde et ($V_{DS}= 50$ V et $I_{DS0}= 67$ mA) en classe AB.

Pour une meilleure lisibilité, et compte tenu que les mesures des trois échantillons sont très proches, une seule mesure d'échantillon sera comparée aux résultats de simulation. Les figures II-8 à II-12 montrent le bon accord obtenu entre les paramètres [S] mesurés et simulés aux deux points de polarisation (50 V, 22 mA) et (50 V, 67 mA) de 0.5 à 10 GHz.

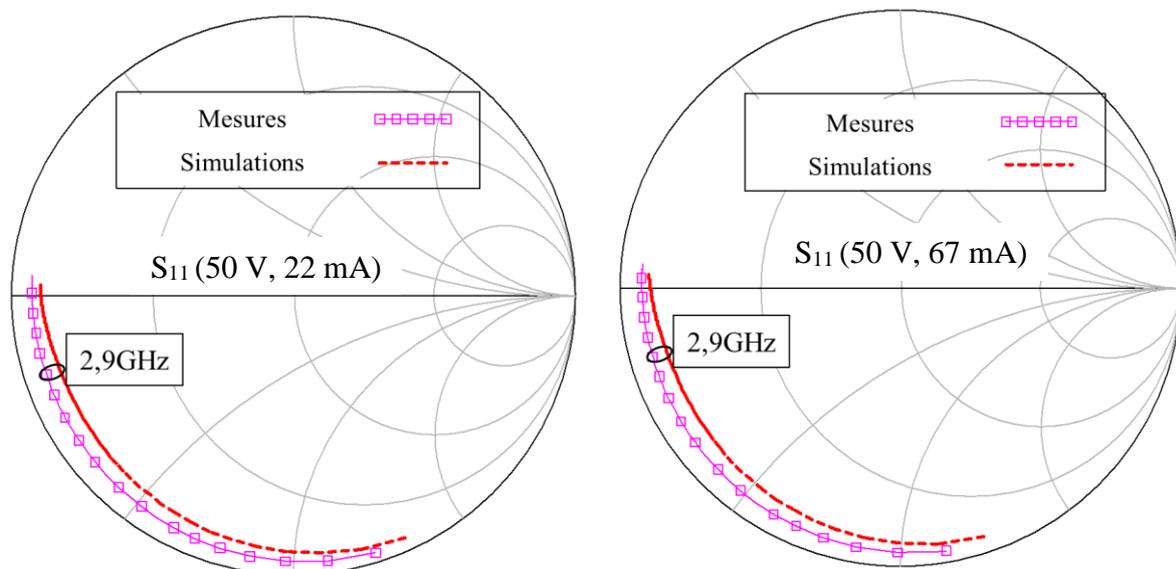


Fig II-8 : Comparaison du paramètre S_{11} mesuré et simulé aux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu m$ de 0.5 à 10 GHz.

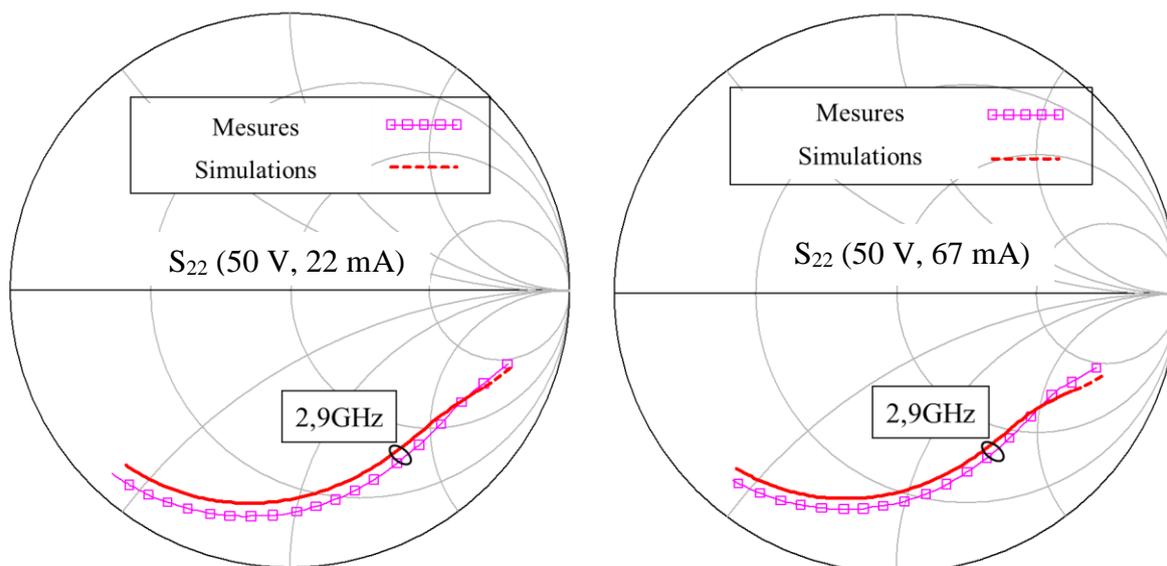


Fig II-9 : Comparaison du paramètre S_{22} mesuré et simulé aux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu m$ de 0.5 à 10GHz.

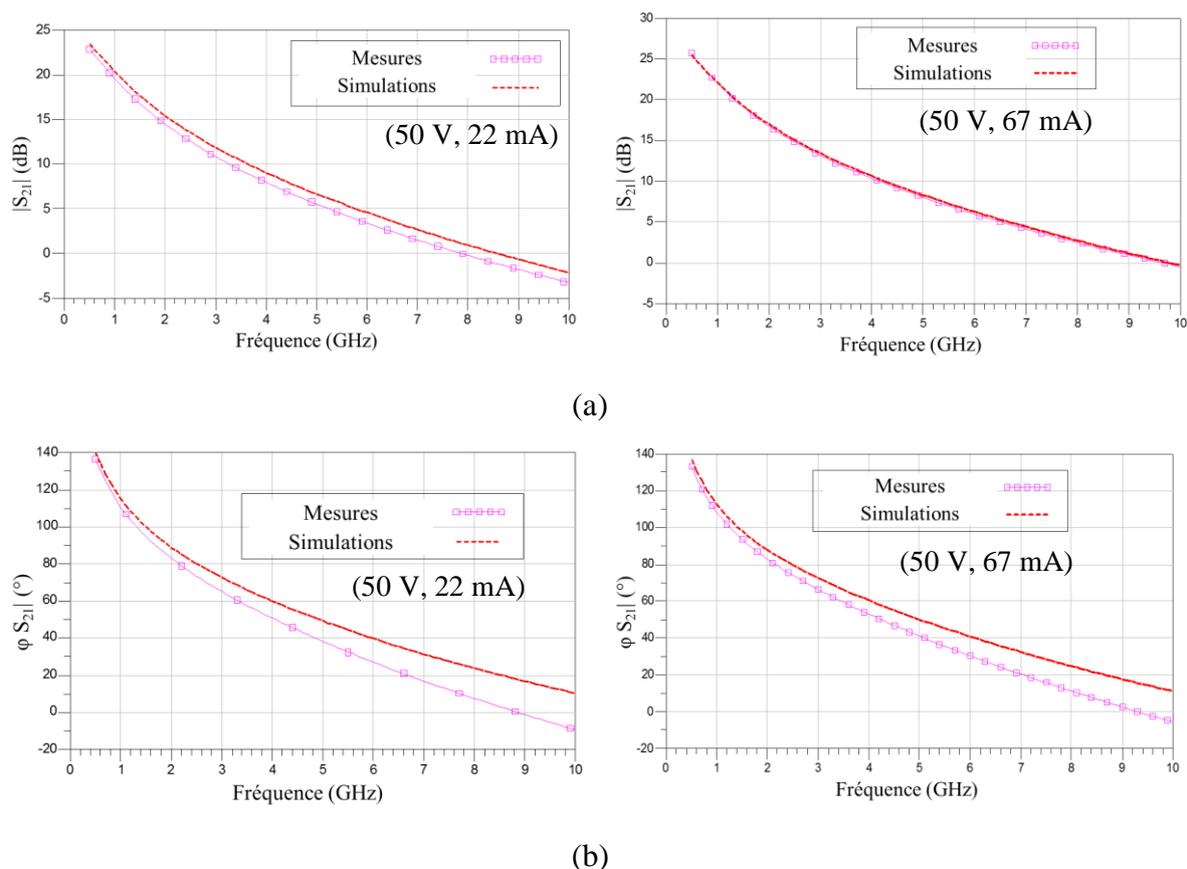


Fig II-10 : Comparaison mesure/simulation du module et de la phase de S_{21} aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$) et ($V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=67mA$) du transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu m$ de 0.5 à 10GHz.

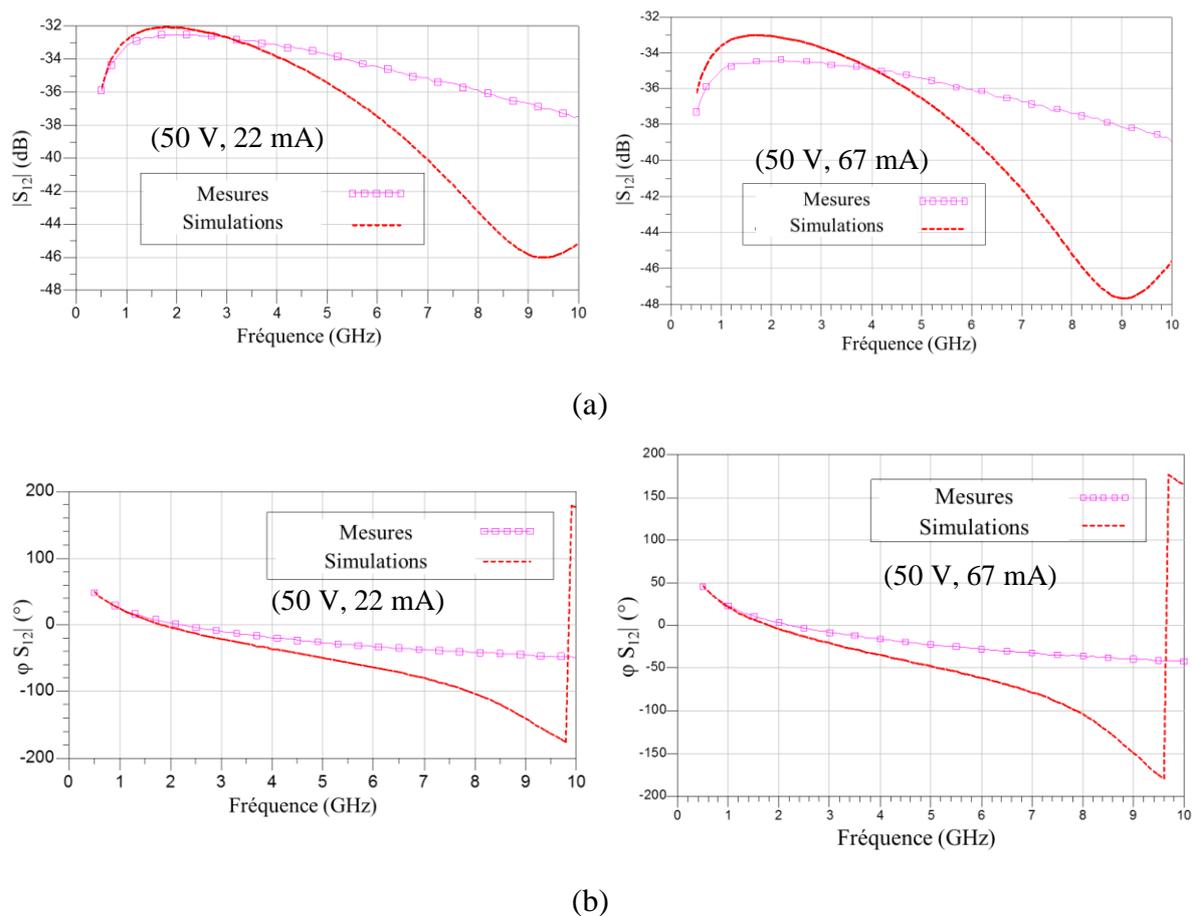


Fig II-11 : Comparaison mesure/simulation du module et de la phase de S_{12} aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50\text{V}$ et $I_{DS0}=22\text{mA}$) et ($V_{DS0}=50\text{V}$ et $I_{DS0}=67\text{mA}$) du transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu\text{m}$ de 0.5 à 10GHz.

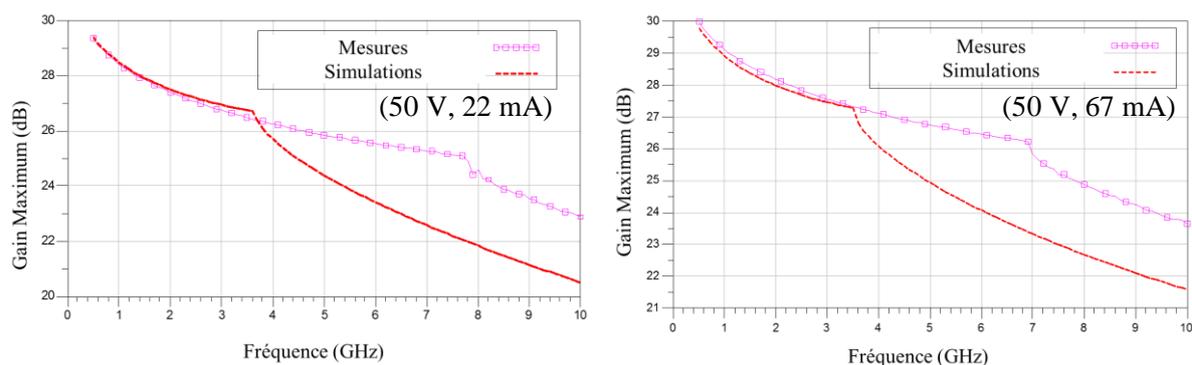


Fig II-12 : Comparaison du Gain Maximum mesuré et simulé aux deux points de polarisation ($V_{DS0}=50\text{V}$ et $I_{DS0}=22\text{mA}$) et ($V_{DS0}=50\text{V}$ et $I_{DS0}=67\text{mA}$) du transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu\text{m}$ de 0.5 à 10GHz.

Les simulations des figures II-8 et II-9 donnent des résultats de paramètres S_{11} et S_{22} légèrement différents pour le module mais proches pour la phase. Les coefficients de réflexion mesurés entrée-sortie du transistor sont plus proches du bord d'abaque que ceux du modèle. Il n'y a pas de différence notable entre les deux polarisations.

Concernant la comparaison mesure/modèle sur le paramètre S_{21} des figures II-10, il y a une différence entre les deux polarisations. Pour la classe AB profonde, le modèle est plus optimiste que la mesure d'environ 1 dB pour le module sur l'ensemble de la bande de fréquence. En revanche, avec une polarisation en classe AB, le modèle retranscrit de manière plus juste la mesure du module. Concernant la phase, dans les deux cas, la mesure va diverger progressivement de la simulation avec l'augmentation de la fréquence pour atteindre un écart maximal de 10° à 10 GHz.

Pour la comparaison mesure/modèle sur le paramètre S_{12} des figures II-11, le modèle reflète bien la mesure jusqu'à 4 GHz à la fois pour le module et la phase.

Quel que soit la polarisation, la comparaison mesure/modèle sur le gain maximal des figures II-12 est quasi identique entre les mesures et la simulation jusqu'à 4 GHz. Au-delà, les valeurs de gain maximum du modèle s'effondrent mais pas celles mesurées.

II.3.2.3 Validation en forte puissance

Les mesures de validation en forte puissance consistent en un balayage de la puissance d'entrée du composant. Les figures suivantes II-13 à II-16 montrent la comparaison mesure/simulation sur les performances en puissance de sortie, gain, rendement en puissance ajoutée et courant en fonction de la puissance d'entrée. Ces mesures ont été réalisées au point de polarisation (50 V, 22 mA) pour les charges optimales en rendement à f_0 et $2f_0$. Ces charges optimales à 2.9 GHz et à l'harmonique 2 sont respectivement $Z_{L_{f_0}} = 28.1 + j 72.1$ et $Z_{L_{2f_0}} = 6.6 + j 71.6$.

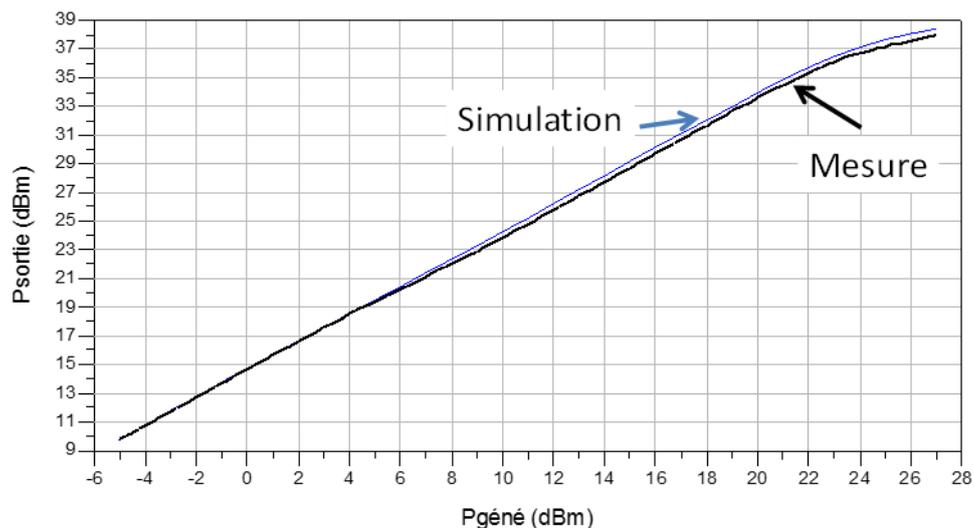


Fig II-13 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz de la puissance disponible en sortie du transistor (P_{sortie}) pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$

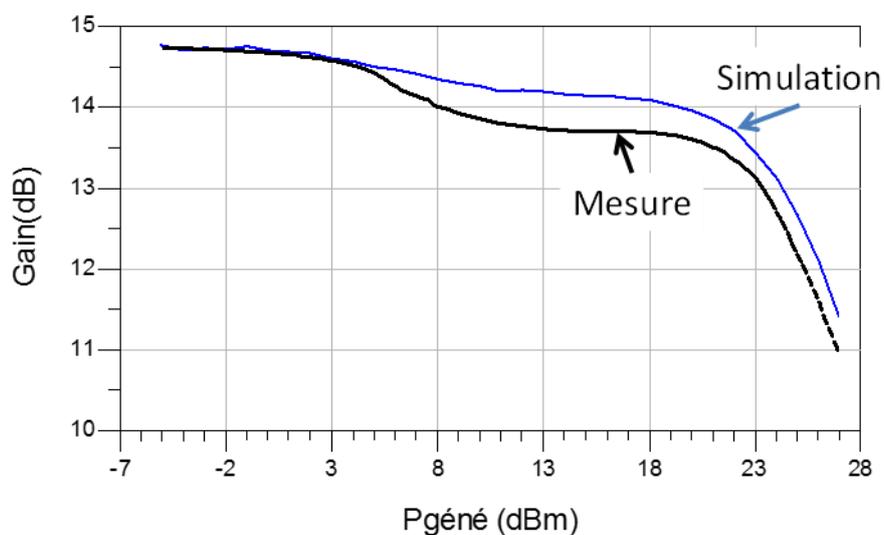


Fig II-14 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du Gain du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$

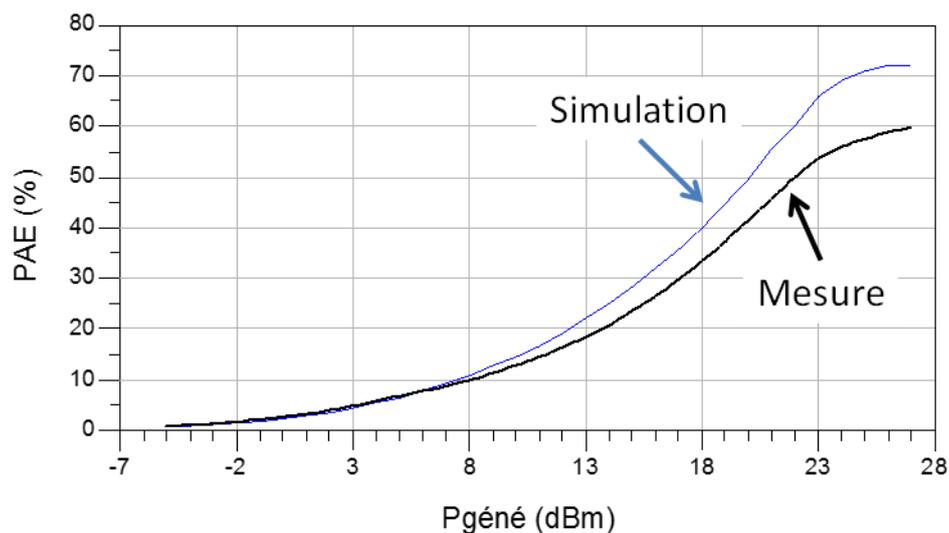


Fig II-15 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du rendement en puissance ajoutée du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$

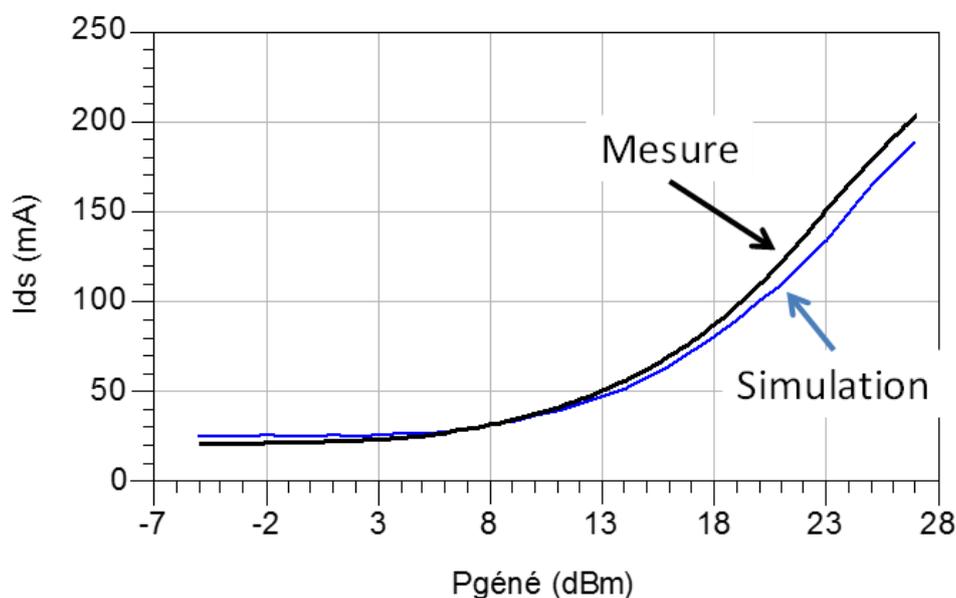


Fig II-16 : Comparaison mesure/simulation à 2.9 GHz du courant de drain du transistor pour une impédance de sortie optimisée en PAE à f_0 et $2f_0$ au point de polarisation $V_{DS0}=50V$ et $I_{DS0}=22mA$

Pour la fréquence de 2.9GHz avec une polarisation en classe AB profonde à un courant I_{DS0} de 22 mA, la modélisation du transistor montre un très bon accord sur la puissance de sortie et

le gain. En revanche l'accord mesure/simulation sur la PAE n'est pas excellent avec une différence maximale de 10 points au point maximum. Ce désaccord sur le rendement est lié aux différences observées sur le gain et le courant consommé.

II.4 Méthode de conception pour l'amplification haut rendement large-bande

Ces travaux de thèse ont pour objectif de permettre la mesure et la simulation de la stabilité pulse à pulse des amplificateurs de puissance pour des signaux de test impulsionnels radar mais aussi d'étudier l'impact de la technologie HEMT GaN sur les performances en stabilité pulse à pulse. Afin de mettre en œuvre ces différentes étapes, nous avons décidé de concevoir un amplificateur GaN en bande S adapté sur $50\ \Omega$ pour faciliter la mise en œuvre des mesures temporelles d'enveloppe qui seraient beaucoup plus complexes sur des impédances autres que $50\ \Omega$.

Des travaux précédents de thèse ont été réalisés au sein de XLIM par Jérôme Chéron pour l'optimisation haut rendement d'amplificateurs HEMT GaN en bande S [31]. Pour la réalisation de notre amplificateur de test, nous utiliserons alors ces travaux sans pour autant chercher à obtenir une large bande qui était l'objectif de la méthode de conception mise au point.

Le schéma électrique équivalent du circuit d'adaptation du transistor HEMT GaN est représenté en figure II-17 où Z_s et Z_l représentent respectivement les impédances de la source et de la charge qui seront fixées à $50\ \Omega$.

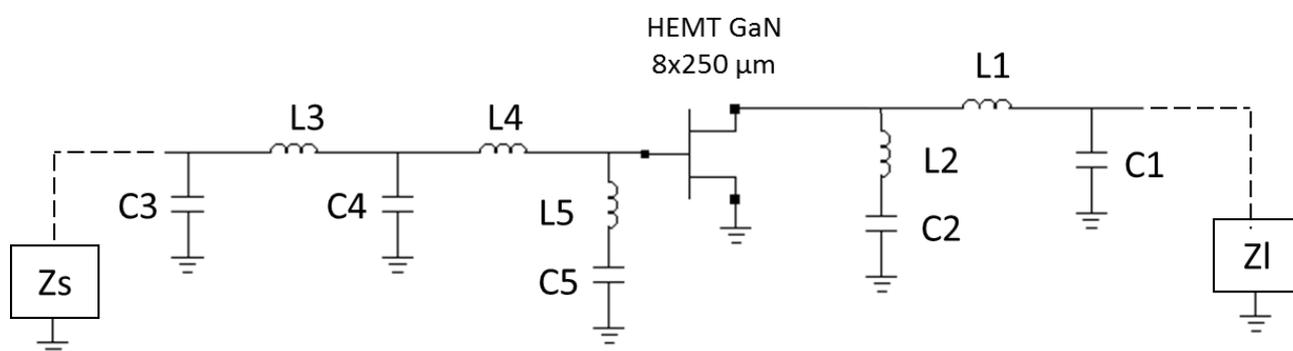


Fig II-17 : Circuit équivalent de l'amplificateur de test

Dans ce schéma de la figure II-17, les inductances L1 et L3 correspondent aux longueurs optimisées des fils de bonding vers les céramiques de sortie et d'entrée du boîtier tandis que les capacités C1 et C3 sont les capacités équivalentes des plots d'accès métallisés des céramiques du boîtier. Toutes ces valeurs sont localisées sur la photographie du circuit sur la figure II-19. Toutes les inductances sont des fils de bonding et les capacités (C2, C4, C5) sont des capacités CMS.

II.4.1 Conception du réseau d'adaptation

Nous allons décrire dans ce paragraphe la méthode générale de conception du réseau d'adaptation du transistor présenté sur la figure II-17 [31].

Il est nécessaire dans un premier temps de travailler sur le filtre passe-bas composé des éléments C1-L1 qui sont ajustés pour confiner la charge à l'harmonique 2 présentée au transistor dans la zone présentant le meilleur rendement quelle que soit l'impédance de charge externe qui sera présentée à $2f_0$ [32]. Une fois ce filtre réglé, il est alors possible d'ajouter L2-C2 pour optimiser l'impédance de charge au fondamental sans impacter l'adaptation du deuxième harmonique. On utilise ainsi le boîtier en optimisant ses dimensions pour insensibiliser l'optimum à $2f_0$ des variations extérieures et optimiser l'adaptation à f_0 .

Dans un second temps, c'est au tour du circuit d'entrée d'être optimisé. L'impédance d'entrée au fondamental est réglée par l'utilisation d'un filtre passe-bas du 2^e ordre composé des éléments C3-L3 et C4-L4. Une fois ces valeurs optimisées, il est possible d'ajouter le circuit L5-C5 qui a pour fonction de présenter une faible impédance à $2f_0$. Il va agir de la même manière que le circuit L1-C1 et maintenir l'impédance en entrée à $2f_0$ dans la zone d'optimum de rendement quel que soit l'impédance de source externe.

II.4.2 Application à un démonstrateur GaN HEMT (8x250 μ m) 10W en bande S

Le réseau d'adaptation en sortie de l'amplificateur de puissance a été réalisé d'après les résultats des mesures load-pull qui nous ont permis d'extraire l'impédance optimale pour le

meilleur rendement en puissance ajoutée. On a ainsi obtenu comme impédance optimale de charge à 2.9 GHz : $Z_{L_{f0}} = (28.1 + j 72.1) \Omega$ et $Z_{L_{2f0}} = (6.6 + j 71.6) \Omega$. Pour le circuit d'adaptation d'entrée, il est nécessaire d'avoir $Z_{S_{f0}} = (3.8 - j 12.5) \Omega$.

II.4.2.1 Résultats de conception

Pour la réalisation pratique des circuits d'adaptation du transistor HEMT GaN 8x250 μm , il y a eu des contraintes spécifiques :

- Il y a tout d'abord des contraintes de place disponible. L'espace présent dans le boîtier limite le choix du nombre de capacités qu'il est possible d'intégrer pour l'adaptation.
- Les capacités d'accès C3 et de sortie C1 sont imposées par le choix du boîtier : le Duroïd impose une capacité qui est liée à l'épaisseur ainsi qu'à la surface des zones métalliques d'accès des céramiques. Ainsi, dans notre cas, le package disponible présentait une capacité de 2 pF.
- Le choix des capacités CMS est aussi limité. Il faut choisir des valeurs de capacité facilement disponibles dans le commerce.
- La réalisation des longueurs de bonding doit aussi être prise en compte. Dans notre cas de figure, on devait prendre des fils en or de diamètre 25 μm . La longueur des fils est aussi limitée afin d'assurer la solidité de la liaison. Il ne fallait pas dépasser 2.5 mm de longueur de fils. Ainsi, avec ces contraintes pour la réalisation des bondings à 2.9 GHz, l'inductance maximale possible est alors fixée à 1.9 nH.

Les impédances optimales d'entrée et de sortie étant alors connues, un logiciel de simulation a été utilisé afin de réaliser un réglage des différentes valeurs des capacités et inductances pour avoir le meilleur rendement possible. Cette méthode est explicitée dans la thèse de Jérôme Chéron. Les valeurs donnant ainsi le meilleur rendement avec les contraintes fixées sont présentées en figure II-18.

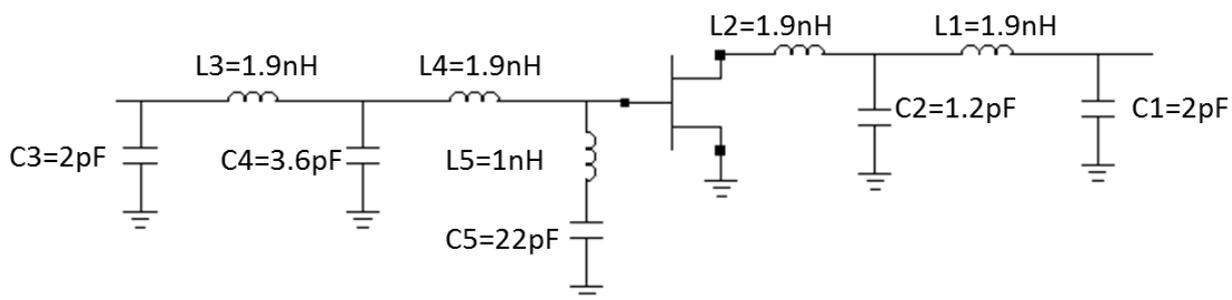


Fig II-18 : Circuit d'adaptation d'entrée et de sortie réalisé pour l'optimisation à f_0 et $2f_0$ en rendement d'un transistor HEMT GaN $8 \times 250 \mu\text{m}$ en boîtier.

Une fois le circuit théorique simulé, la réalisation concrète de l'amplificateur a été effectuée. La photographie de l'amplificateur réalisé est présentée en figure II-19 dans laquelle on peut voir le transistor unitaire $8 \times 250 \mu\text{m}$ et les liaisons entre les différentes capacités jusqu'aux céramiques entrée/sortie faites par un fil d'or. La figure II-20 représente l'amplificateur mis en place dans un boîtier connectorisé N avec des lignes d'accès 50Ω .

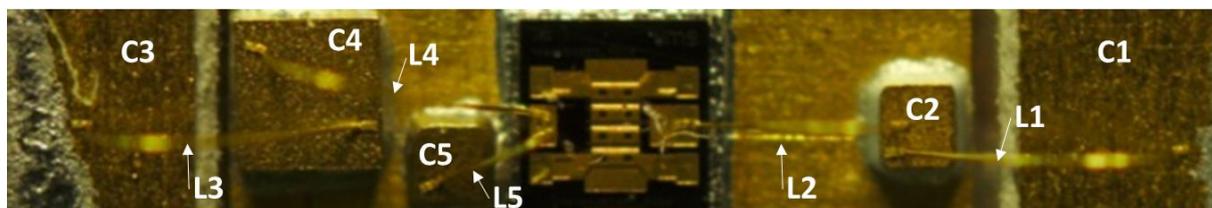


Fig II-19 : Photographie de l'amplificateur HEMT GaN $8 \times 250 \mu\text{m}$ avec les circuits d'adaptation réalisés à l'aide de fils de bondings et de capacités



Fig II-20 : Démonstrateur de puissance (10 W, 2.9 GHz) connectorisé 50Ω pour la mesure de stabilité pulse à pulse

Il y a eu 5 amplificateurs réalisés pour l'ensemble de ces travaux pour faire face aux casses possibles notamment en raison des bondings longs et fortement courbés.

II.4.2.2 Validation en mesures impulsionnelles fort-signal load-pull

Pour la validation du démonstrateur HEMT GaN 50 Ω réalisé, un banc de mesure présenté en figure II-21 a été réalisé. Il est composé d'un générateur d'impulsions micro-onde et d'un analyseur de spectre comme récepteur final servant de charge 50 Ω . Les impulsions RF sont émises par un générateur de signaux arbitraires (AWG) qui génère l'enveloppe du signal RF avec un mixer chargé de générer les impulsions RF en mélangeant l'enveloppe avec un signal micro-onde pur. Les impulsions micro-ondes sont ensuite amplifiées de manière linéaire par un driver présentant 40 dB de gain. Des sondes qui ont préalablement été calibrées permettent de mesurer la puissance disponible en entrée a1 et la puissance délivrée en sortie b2 par le démonstrateur. Des tuners entrée-sortie permettent d'étudier l'influence des charges au fondamental.

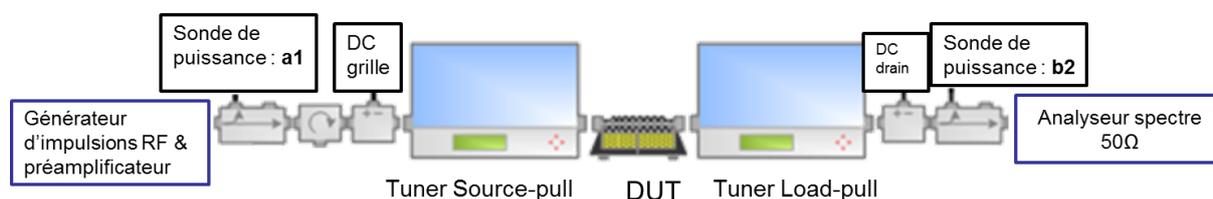


Fig II-21 : Représentation du banc de mesure impulsionnel pour la validation en puissance de l'amplificateur

Les mesures load-pull faisant varier les impédances aux bornes du démonstrateur ont permis de vérifier que l'optimum en puissance et PAE était bien situé autour de 50 Ω . Ainsi, les figures suivantes II-22 à II-24 comparent les mesures et simulations du démonstrateur sur 50 Ω en entrée et en sortie.

Pour ces mesures en puissance, on a fixé la fréquence de la porteuse à 2.9 GHz pour un régime pulsé continu avec des impulsions de largeur 50 μ s et un rapport cyclique de 20 %.

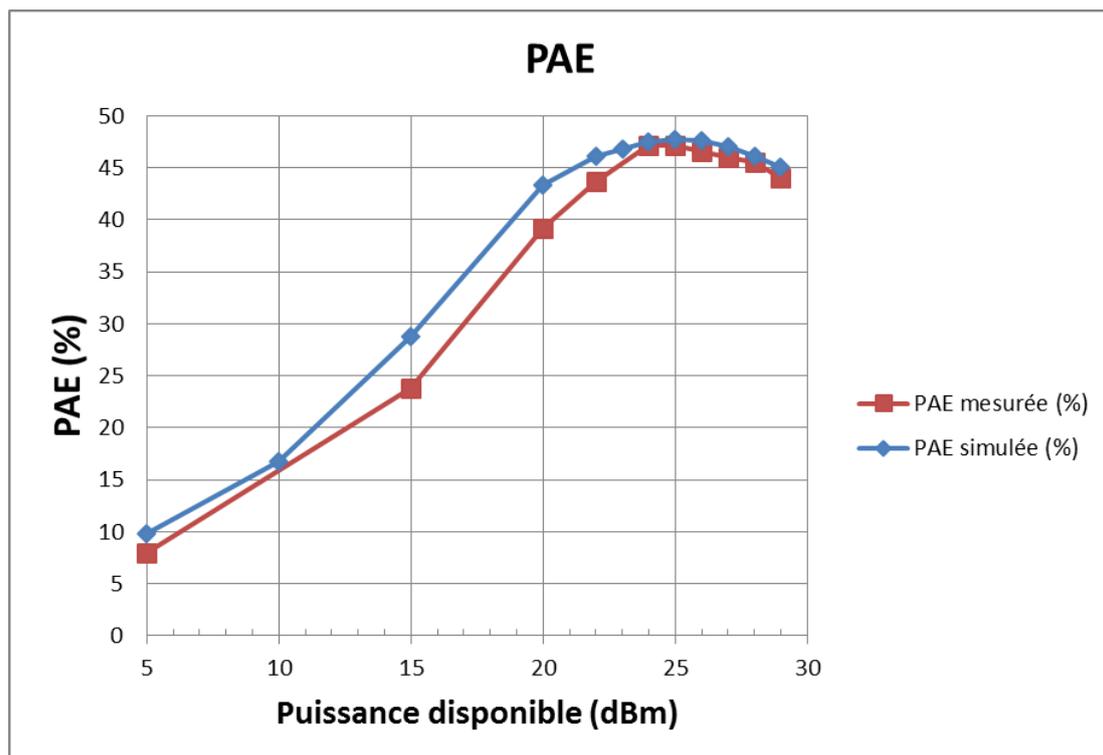


Fig II-22 : Performances en PAE de l'amplificateur ($8 \times 250 \mu\text{m}$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50 \text{ V}$ et $I_{DS0}=22 \text{ mA}$.

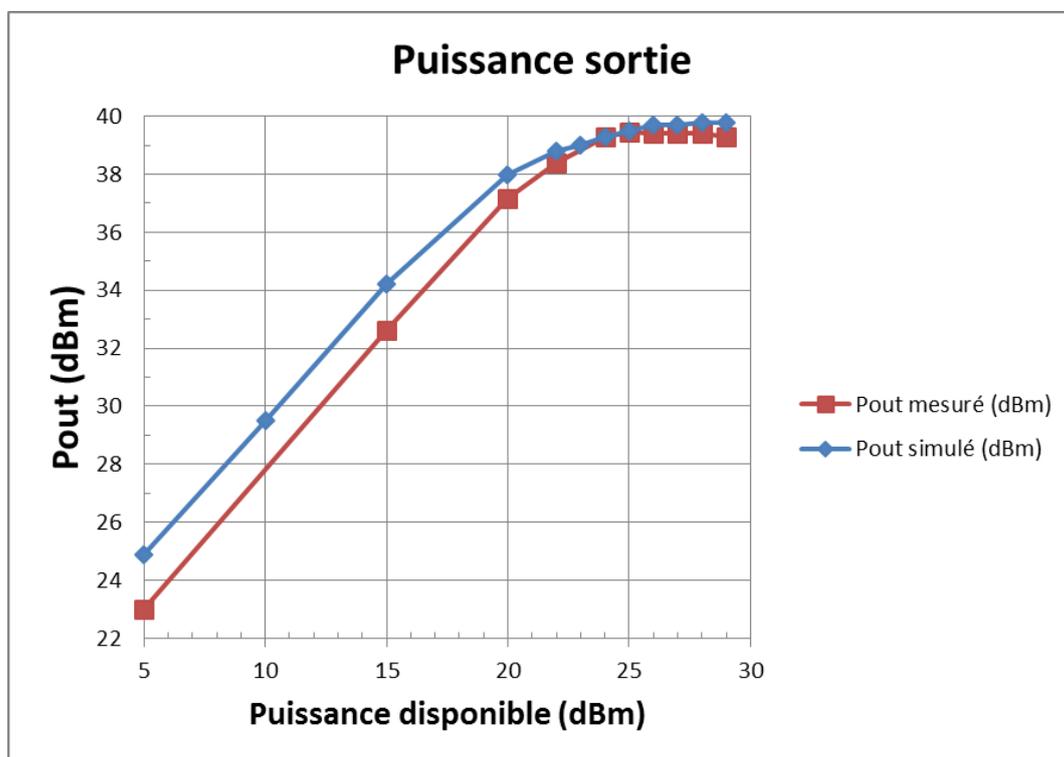


Fig II-23 : Performances en Puissance de Sortie (P_{out}) de l'amplificateur ($8 \times 250 \mu\text{m}$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50 \text{ V}$ et $I_{DS0}=22 \text{ mA}$

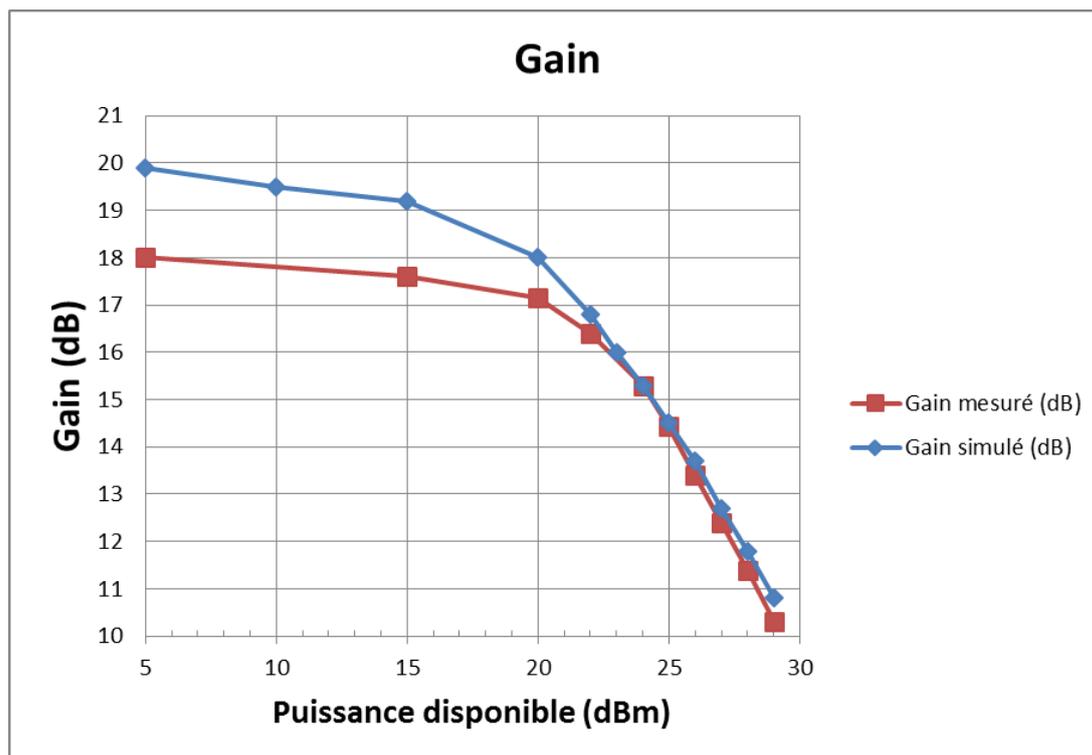


Fig II-24 Performances en Gain de l'amplificateur ($8 \times 250 \mu\text{m}$) à 2.9 GHz sur 50Ω à $V_{DS0}=50\text{V}$ et $I_{DS0}=22\text{mA}$.

Les figures II-22 à II-24 montrent un très bon accord mesure-simulation au niveau du démonstrateur global pour les forts niveaux de puissance au-delà de 1 dB de compression, c'est-à-dire, après 20 dBm de puissance d'entrée. Pour un fonctionnement à 3 dB de compression, autour de 25 dBm de puissance d'entrée, le démonstrateur 50Ω fournit 39.5 dBm de puissance de sortie (9 W) pour un gain de 14.5 dB et une PAE de 48%.

Les disparités entre le modèle et la mesure pour des faibles puissances ne seront pas un problème pour nos travaux qui visent l'étude de la stabilité pulse à pulse autour de 3 dB de compression où elle est plus critique. En effet, les radars fonctionnant à des niveaux de puissance élevés, ils ne sont pas utilisés en régime linéaire. Cette différence peut toutefois s'expliquer par une modélisation difficile de la capacité C_{GS} d'entrée.

II.5 Conclusion

Après un rappel des propriétés du matériau GaN et du HEMT AlGa_N/Ga_N, ce chapitre a brièvement rappelé la modélisation électrique non-linéaire ainsi que la caractérisation des transistors HEMT GaN. Des transistors HEMT GaN (8x250 μm) de longueur de grille 0.5 μm ont ainsi été caractérisés par des mesures de réseaux I-V, des mesures de paramètres S et enfin par des mesures en forte puissance. Nous avons présenté les différentes étapes de mesure et de validation du modèle non-linéaire. De même, étant donné notre objectif de mesure et simulation de stabilité pulse à pulse, nous avons décidé de concevoir un démonstrateur connecté sur 50 Ω pour faciliter les mesures temporelles d'enveloppe pour la stabilité. La méthode de conception du démonstrateur a suivi la méthode présentée dans la thèse de Jérôme Chéron pour l'optimisation du boîtier aux fréquences fondamentales f_0 et au premier harmonique $2f_0$.

L'amplificateur (8x250 μm) GaN ainsi réalisé a été mesuré en puissance en impulsion afin de comparer les résultats au modèle non linéaire. Il y a ainsi une bonne concordance entre le modèle et la mesure dans les zones de fonctionnement souhaité : les systèmes radar travaillant à forte puissance au-delà des points à 1 dB de compression.

Lorsqu'il est utilisé à 2.9 GHz, l'amplificateur permet d'avoir un rendement proche de 50 % pour une puissance délivrée supérieure à 9 W. La bande de fréquence optimale a été volontairement limitée. Il est ainsi possible d'avoir à 3.3 GHz une adaptation dégradée et donc un rendement plus faible inférieur à 40% pour ainsi mesurer dans le chapitre suivant les conséquences sur la stabilité pulse à pulse d'une désadaptation en rendement.

L'objectif de la suite des travaux sera désormais de développer un banc de mesure consacré à la stabilité pulse à pulse pour caractériser l'amplificateur de puissance réalisé en technologie AlGa_N/Ga_N. Il sera ainsi utilisé pour comparer différents cas de figure et juger de leur impact sur la stabilité pulse à pulse d'un signal radar.

***III. De la mesure à la simulation non
linéaire de la stabilité pulse à pulse***

III.1 Introduction

Le critère de stabilité pulse à pulse présenté dans le premier chapitre nécessite des mesures précises qui assurent une excellente cohérence des échantillons prélevés sur l'enveloppe des signaux. L'entreprise Thalès dispose d'un banc dédié spécifiquement à la mesure de stabilité pulse à pulse [10] qui aurait pu servir aux travaux de la thèse. Ce banc propose une solution homodyne de mesure de la stabilité pulse à pulse performante pour les mesures internes de Thalès mais les capacités de modification de configuration et le formalisme propriétaire des données sont des contraintes trop importantes pour réaliser des études approfondies sur la stabilité pulse à pulse. C'est ainsi qu'un banc de mesure spécifique a été développé pour cette thèse permettant de s'affranchir des limites du banc de Thalès, notamment en ce qui concerne tous les protocoles de traitement du signal.

Un autre point important des travaux porte sur la simulation non linéaire de formes d'ondes complexes au niveau composant lorsqu'il est soumis à des trains d'impulsions irrégulières. Peu de travaux ont déjà été réalisés [33]–[35] et ils portent principalement sur l'étude d'impulsions régulières et non pas sur une rafale radar dans sa globalité. Pour étudier une rafale radar dans sa globalité, il y a une difficulté à dépasser qui est l'échelle des temps. En effet, la simulation temporelle classique dite « transient » d'un signal radar avec sa porteuse à plusieurs gigahertz modulée par une rafale radar d'une durée de plusieurs millisecondes demande des ressources de simulation extrêmement importantes lorsqu'elle doit être échantillonnée pour l'analyse temporelle. C'est pour cela qu'un compromis a dû être trouvé et que le choix d'une méthode de simulation non linéaire fonctionnant sur l'enveloppe du signal a été adopté.

La première partie de ce chapitre présente les différents bancs industriels à Thalès et académique à XLIM permettant la mesure du signal temporel radar pour en extraire la stabilité pulse à pulse. Ces deux bancs sont fondés sur deux techniques de mesure très différentes utilisant deux méthodes de démodulation : une démodulation homodyne et une démodulation hétérodyne.

La deuxième partie de ce chapitre est quant à elle dédiée aux résultats de mesure en stabilité pulse à pulse de l'amplificateur de puissance 10W HEMT GaN 8x250 μm dont la conception et la réalisation ont été présentées dans le chapitre précédent.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la méthode de simulation non linéaire de la stabilité pulse à pulse et aux résultats de simulation de l'amplificateur mesuré. Les résultats de mesure en stabilité pulse à pulse sont confrontés aux résultats de simulation. Cette dernière partie montre tous les efforts de modélisation nécessaires sur les effets thermiques ainsi que les effets de pièges afin de permettre une adéquation simulation/mesure sur la stabilité pulse à pulse d'une rafale radar.

III.2 La mesure d'enveloppe dans le domaine temporel

Les amplificateurs de puissance sont des dispositifs fortement non linéaires qui déforment les signaux présents à leur entrée que ce soit au niveau de l'enveloppe ou au niveau de la porteuse. L'analyse de ces différentes distorsions n'est réalisable qu'au travers d'une caractérisation temporelle très fine [36]. Seules des mesures temporelles permettent d'extraire grâce au traitement de signal approprié, toutes les informations requises pour :

- Evaluer les performances des dispositifs sous test en termes de linéarité, de puissance, de rendement et de stabilité pulse à pulse dans le cas d'un signal radar.
- Extraire des modèles fiables et précis intégrant des phénomènes électriques complexes, des phénomènes thermiques et/ou de pièges. (mesures temporelles I-V impulsionnelles)
- Valider les modèles extraits précédemment en utilisant des signaux d'excitation différents de ceux utilisés pour la modélisation.

III.2.1 Limitation d'une mesure RF à échantillonnage direct (Shannon)

Deux grandes catégories de mesures temporelles de signaux RF peuvent être définies selon la méthode d'échantillonnage utilisée. La première méthode directe consiste à échantillonner directement les signaux RF et nécessite ainsi des mesures avec des fréquences d'échantillonnage très élevées pour satisfaire le théorème de Shannon. La seconde méthode regroupe les équipements fondés sur des méthodes de sous-échantillonnage conduisant à l'obtention de mesures de signaux dites « à temps équivalent ».

Les mesures temporelles directes ont de fortes limitations en termes de dynamique, de profondeur mémoire et du coût très élevé de son instrumentation. Pour échantillonner un signal RF en temps réel sans perdre d'informations, le théorème de Shannon impose une fréquence d'échantillonnage égale au moins au double de la fréquence du signal. Par exemple, pour une porteuse à 3 GHz qui correspond à une période de 0.33 ns, il faut ainsi une période d'échantillonnage d'au plus 0.17 ns. Si cette porteuse est modulée par un signal à une fréquence de 100 kHz, correspondant à une période d'enveloppe de 10 µs, la mesure de deux périodes de ce signal conduit à l'enregistrement d'au minimum 130 000 échantillons (deux échantillons par période RF). Pour une bonne description du signal RF qui permette de visualiser des effets transitoires, vingt échantillons par période de signal RF sont souvent requis. Ce sont alors 1 200 000 échantillons qu'il faut enregistrer pour le signal à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test pour un niveau de puissance, un niveau de polarisation, un environnement thermique et une impédance de charge donnés. Une simple caractérisation temporelle d'un dispositif sous test (DST) pour l'obtention d'une courbe AM/AM-AM/PM conduit à l'enregistrement de fichiers de données dont les tailles deviennent très vite prohibitives. Ces équipements de mesure à échantillonnage direct (oscilloscopes temps réel) utilisent souvent des convertisseurs analogique-numérique fonctionnant sur le principe dit d'entrelacement (interleaved) [37]. Cette architecture entrelacée permet d'atteindre ainsi des vitesses d'échantillonnage de l'ordre de 50 Géch/s avec une bande passante de 20 GHz mais avec une dynamique maximale associées à 8 bits effectifs (sans moyennage).

La seconde catégorie d'instruments pour des mesures temporelles de signaux RF est connue sous le nom de systèmes à temps équivalent. Un système permettant de réaliser des mesures temporelles à temps équivalent a été développé au sein d'XLIM. [38]. Pour une mesure à temps équivalent, il est nécessaire de travailler avec un signal périodique qui est alors sous-échantillonné selon la méthode de sous-échantillonnage utilisée, les échantillons pouvant être acquis de manière ordonnée ou non. Le sous-échantillonnage ne respecte plus le théorème de Shannon puisque la période d'échantillonnage est bien supérieure à la période du signal RF à mesurer. Dans le cas de signaux modulés, elle peut aussi être supérieure à la période de l'enveloppe du signal à caractériser mais ce n'est pas une obligation. Une relation mathématique entre les différentes périodes mises en jeu est la suivante :

$$T_{echant_réel} = N \cdot T_{RF} + T_{echant_virtuel} \quad \text{III-1}$$

La figure III-1 illustre la relation entre les temps d'échantillonnage réels et virtuels. Le signal mesuré avec la fréquence d'échantillonnage réelle est alors équivalent à celui qui aurait été obtenu avec la fréquence virtuelle. Il est alors possible de faire correspondre les deux échelles de temps (virtuelle et réelle) selon le schéma de la figure III-1.

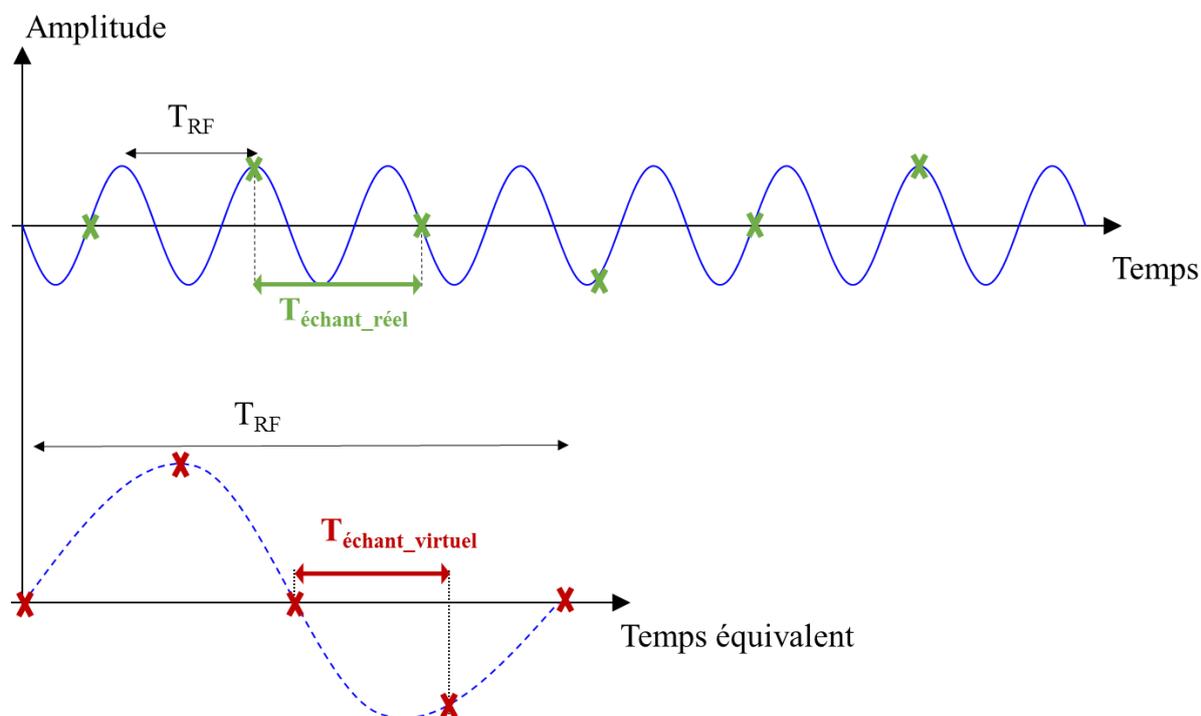


Fig III-1 : Relation entre les temps d'échantillonnage réel et virtuel d'un signal RF

Il faut donc ensuite parfois réordonner les différents échantillons pour former le signal numérisé. Avec cette technique de sous-échantillonnage, il est possible d'atteindre des fréquences virtuelles de l'ordre de 100 Géch/s.

Même si le signal impulsionnel d'une rafale radar est très complexe, la mesure de stabilité pulse à pulse ne s'intéresse qu'à l'enveloppe des signaux de telle sorte que les contraintes temporelles permettant de respecter le théorème de Nyquist-Shannon sont donc beaucoup moins importantes que celles permettant de suivre l'évolution de la porteuse. Un échantillonnage direct de l'enveloppe est plus facilement réalisable même s'il s'agit de le réaliser sur toute la rafale radar. Cette mesure temporelle requiert toujours au préalable une démodulation du signal dont la mesure de l'enveloppe est demandée. Deux types de démodulation sont principalement utilisés : homodyne ou hétérodyne.

III.2.2 Banc de mesure homodyne existant PN9002

Le premier banc industriel disponible à Thalès pour la mesure de la stabilité pulse à pulse d'un signal radar utilise comme principe de fonctionnement la démodulation homodyne [10]. Ce système est appelé commercialement PN9002. Il a été mis au point par la société Aeroflex. La figure III-2 montre une photographie du système commercial vendu par cette société comme un équipement dédié à la mesure de stabilité pulse à pulse radar.



Fig III-2 : Photographie du système commercial de mesure homodyne de la stabilité pulse à pulse (PN9002-Aeroflex)

Le tableau III-1 résume les principales spécifications du système de mesure homodyne PN9002 pour la caractérisation en stabilité radar pulse à pulse.

Spécifications	
Gamme de fréquence d'entrée/sortie	2 à 18 GHz (Option 0.4 à 18 GHz)
Niveau de puissance maximum à l'entrée du dispositif sous test	13 dBm \pm 2 dB (sortie du PN9002)
Niveau de puissance requis en sortie du dispositif sous test	0 à 2.5 dBm (entrée du PN9002)
Sortie horloge	TTL 50 MHz
Résolution	20 ns ou 200 ns horloge Mémoire de 2 Méchantillons
Largeur minimale d'impulsion	200ns

Largeur maximum d'impulsion	500 μ s (résolution 20 ns) 2 ms (résolution 200 ns)
Fréquence d'horloge d'échantillonnage	Jusqu'à 50 MHz
Bruit	-76 dBc maximum -79 dBc typique -76 dBc stabilité à vide minimum -79 dBc stabilité à vide typique
Précision du système	+/- 2 dB

Tableau III-1 : Principales spécifications du système de mesure homodyne de stabilité pulse à pulse (PN9002)

Ce système de mesure commercial a initialement été adapté par la société Thalès TR6 pour que les dispositifs sous test puissent être excités avec des niveaux maximum de puissance disponible supérieurs à 13 dBm. Des atténuateurs ont été ajoutés pour permettre des mesures avec des puissances de sortie bien supérieures à 25 dBm. La fréquence d'échantillonnage du signal en bande de base est de 50 Méch/s au maximum et la durée maximale de la rafale est limitée à 2ms pour une mémoire de 2 Méchantillons. Le plancher de bruit typique et de stabilité pulse à pulse à vide est donné à -79 dBc. Son fonctionnement se rapproche de celui d'un banc de mesure de bruit pour lequel il a été initialement conçu.

Un schéma de principe du banc de test homodyne PN9002 est représenté en figure III-3. Le signal RF est généré en modulant une porteuse RF avec un signal d'enveloppe en bande de base. Le signal est ensuite séparé sur deux voies. Une voie est utilisée pour exciter le dispositif sous test (DST). Le signal de sortie du DST est ensuite envoyé vers un mélangeur pour la détection homodyne avec le signal de la seconde voie qui peut être déphasé ou non. Lorsque le déphasage de la seconde voie est nul, le CAN, après mélange à la même fréquence, détecte la partie réelle de l'enveloppe du signal d'excitation (I). Lorsque le déphasage est de 90°, le CAN détecte la partie imaginaire de l'enveloppe (Q). La détection des signaux I et Q n'est donc pas synchrone et nécessite un traitement avec l'utilisation d'un signal de déclenchement « trigger » entre le générateur et le récepteur. A noter aussi qu'une horloge commune doit être partagée entre l'émetteur et le récepteur pour assurer la cohérence entre l'émission et la réception. Enfin, un amplificateur faible bruit linéaire (LNA) est placé en sortie du mélangeur afin de pouvoir bénéficier de la dynamique complète du CAN pour les signaux I et Q. A partir de ces signaux I et Q, un traitement du signal permet d'obtenir le signal d'enveloppe en bande de base dans la

bande de fréquence de modulation, en général basse fréquence (DC - dizaines de kHz). Dans le cas de l'application radar, ce signal en bande de base est un train irrégulier d'impulsions.

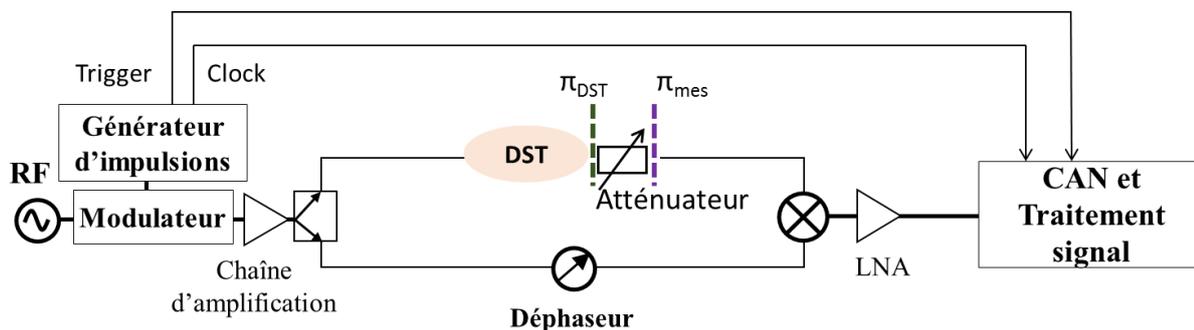


Fig III-3: Synoptique simplifié du banc de mesure de stabilité pulse à pulse homodyne (PN9002)

Ce banc PN9002 nécessite un étalonnage afin de pouvoir connaître les enveloppes dans les plans d'entrée et de sortie du dispositif sous test et non pas dans le plan d'entrée du CAN. Le mélangeur, le LNA en réception et la chaîne d'amplification de puissance en émission entraînent des erreurs déterministes qui sont caractérisées au cours d'une procédure d'étalonnage consistant à réaliser une connexion directe entre les plans d'entrée et de sortie du dispositif sous test. Le signal utilisé pendant cette phase d'étalonnage est identique à celui utilisé lors de la mesure. Dans le cadre de l'équipement PN9002 disponible à Thalès TR6, les formes d'ondes associées aux rafales sont limitées en termes de nombre d'impulsions, de largeur d'impulsions et au final de durée de la rafale. La figure III-4 montre un exemple de la définition du signal généré avec cet instrument.

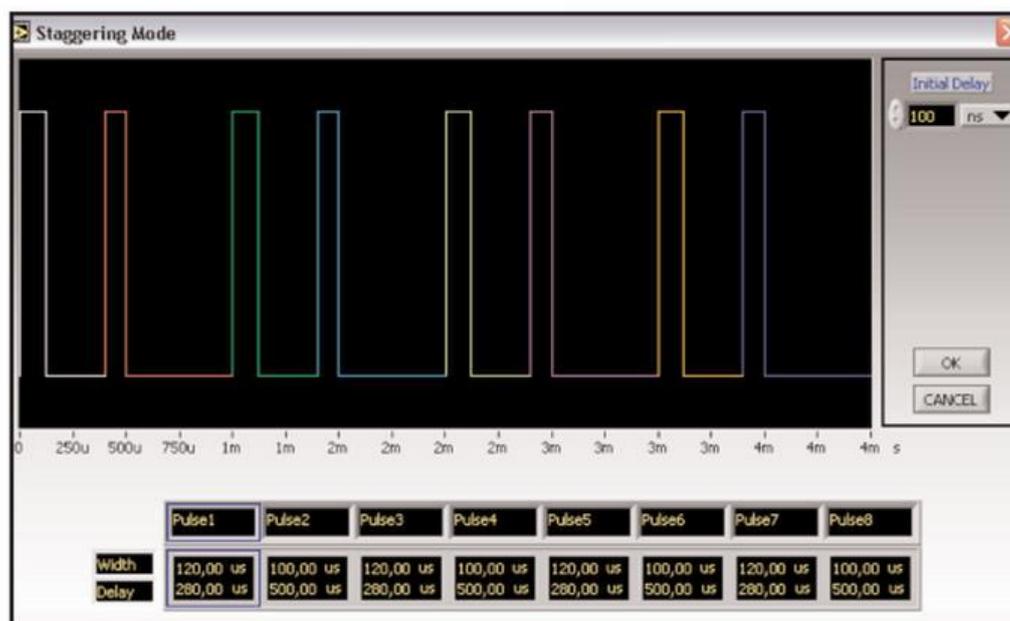


Fig III-4 : Capture d'écran du logiciel permettant de générer des rafales avec le système PN9002 (ici 8 impulsions avec des silences de différentes durées)

La mesure de la stabilité à vide est réalisée lors de la phase d'étalonnage lorsque l'amplificateur DST est remplacé par une connexion directe et lorsqu'aucune chaîne d'amplification n'est utilisée. Dans le cas du PN9002, on a une stabilité pulse à pulse à vide garantie d'au moins -76 dBc pour l'amplitude et la phase. Cette stabilité de référence peut être légèrement dégradée lorsqu'il est nécessaire d'utiliser un amplificateur d'instrumentation linéaire (driver) pour amplifier le signal avant l'amplificateur testé. Cette dégradation est propre au driver choisi et des étalonnages complémentaires sont réalisés pour vérifier la bonne tenue de la stabilité pulse à pulse.

La mesure homodyne, présente les avantages suivants :

- La cohérence émetteur-récepteur est assurée car il n'y a qu'une seule référence d'oscillateur local fondé sur l'utilisation d'un signal de synchronisation commun à l'émetteur et au récepteur.
- Il n'est pas nécessaire d'utiliser des filtres pour supprimer le problème des fréquences image.

Par contre, les inconvénients de cette mesure homodyne sont nombreux. On peut ainsi noter les désavantages suivants [39], [40] :

- La présence d'un décalage (offset) DC de la démodulation homodyne: le signal est translaté en bande de base autour du DC et donc l'ensemble des alimentations DC du système peuvent ainsi venir ajouter des perturbations.
- Un problème d'appariement IQ entre les voies I et Q déforme le signal. Or, la commutation du déphaseur entre 0 et 90° pour le traitement I et Q peut entraîner des erreurs qui augmentent l'incertitude de mesure globale.
- La présence d'un bruit en 1/f (dit de Flicker) relativement fort aux alentours des fréquences de 200 kHz est généré par la présence d'un courant dans les composants actifs de la chaîne de mesure.
- L'intermodulation d'ordre 2 peut induire une dégradation du signal.
- Le déphaseur de la voie de référence doit être très précis car la mesure homodyne travaille sur un signal qui est démodulé par lui-même. Il est ainsi nécessaire d'avoir un excellent déphaseur pour la mesure de stabilité pulse à pulse car les signaux doivent être en quadrature (90° de déphasage) pour avoir des données sur la phase et sans déphasage pour l'amplitude. Cela impose de plus que l'appareil acquiert les signaux I et Q de manière séquentielle et donc asynchrone.

III.2.3 Banc de mesure hétérodyne réalisé

Un des inconvénients majeurs du détecteur homodyne réside dans l'acquisition asynchrone séquentielle des signaux I et Q. Un banc de détection d'enveloppe fondé sur la détection hétérodyne a été développé à XLIM [41] pour la mise en œuvre de la caractérisation d'amplificateurs avec suivi d'enveloppe « envelope tracking » et/ou pré-distorsion numérique. L'intérêt de ce type de banc réside dans sa capacité à obtenir de manière synchrone les signaux IQ à l'aide d'un démodulateur IQ après conversion de fréquence (en fréquence intermédiaire) à l'aide d'un mélangeur. Cet outil a donc été adapté dans ce travail à la mesure d'enveloppe de signaux radar tels que définis dans le premier chapitre. Ces travaux de thèse ont donc conduit au développement au sein du laboratoire XLIM d'un banc de mesure d'enveloppe pour l'extraction de la stabilité pulse à pulse fondé sur une démodulation hétérodyne.

D'une part, ce banc de mesure peut être assimilable à un système radar avec un équipement spécifique de génération par modulation des impulsions radar (semblable aux équipements d'émission des radars). D'autre part, l'équipement de réception fonctionnant suivant le principe

de démodulation hétérodyne pour la capture de l'enveloppe des trains d'impulsions et le traitement des données [42] est un analyseur de signaux vectoriel (Vector Signal Analyzer). Un synoptique du banc de mesure temporel d'enveloppe est représenté en figure III-5. Une photographie de ce banc est donnée dans la figure III-6.

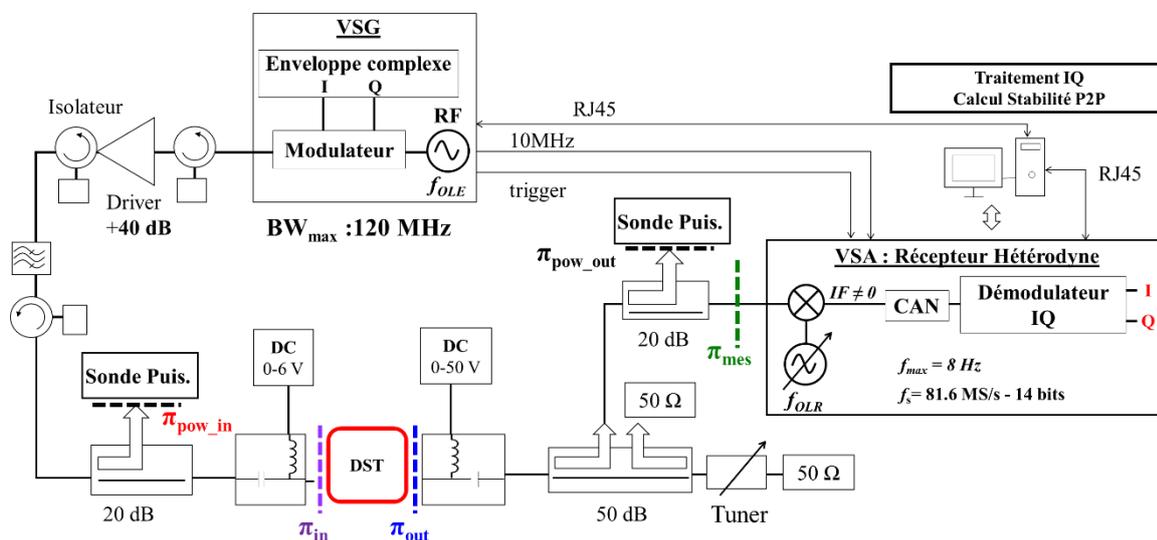


Fig III-5: Schéma bloc du banc de mesure hétérodyne d'enveloppe développé à XLIM pour l'extraction de la stabilité pulse à pulse

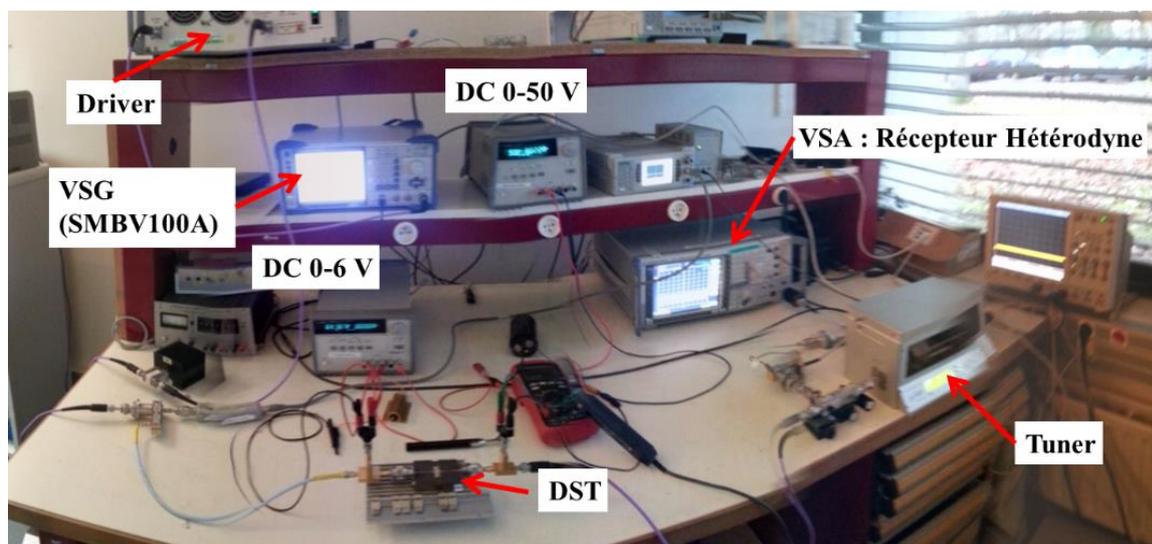


Fig III-6: Photographie du banc de mesure hétérodyne XLIM pour la caractérisation en stabilité pulse à pulse d'une rafale radar

Les rafales d'impulsions RF du signal d'entrée sont délivrées par un VSG (Vector Signal Generator) de la société Rohde&Schwarz (SMBV100a) [43]. Il utilise une référence interne de 10 MHz pour la synchronisation des signaux et la synthèse de l'oscillateur local d'émission (OLE). La génération des trains spécifiques d'impulsions de la rafale est réalisée de manière numérique car les enveloppes complexes sont générées par l'utilisateur à l'aide d'un logiciel propriétaire dédié (K6-pulse sequencer) [44]. La fréquence d'échantillonnage utilisée est de 100 MHz, ce qui permet d'avoir un taux d'échantillonnage de l'enveloppe de 100 Méch/s. L'ensemble des paramètres de la rafale radar sont ajustables en permettant de régler la durée de l'impulsion, les temps de montée et de descente des fronts d'impulsions ainsi que les temps de silence entre deux séries d'impulsions. Cet outil permet donc de générer facilement les formes d'ondes que souhaite l'utilisateur.

Un modulateur IQ permet ensuite de générer les impulsions RF à l'aide du signal RF (OLE) et des signaux IQ de l'enveloppe créée avec le logiciel K6. Ce VSG offre une bande passante couvrant des fréquences de 9 kHz à 3.2 GHz. Le cahier des charges associé à la génération des impulsions radar pour ce travail de thèse est donc réalisable avec cet équipement. Ce cahier des charges sera détaillé par la suite. La dynamique de puissance disponible en sortie de générateur couvre une gamme allant de -145 à +30 dBm. Cette valeur maximale n'est toutefois pas suffisante pour exciter les amplificateurs testés au cours de ces travaux. Par ailleurs, des mesures de stabilité pulse à pulse réalisées directement en sortie du générateur sur le signal de référence défini par le cahier des charges ont montré que l'amplificateur interne du VSG dégradait fortement la stabilité pulse à pulse pour des puissances supérieures à 10 dBm. C'est pour ces raisons qu'il est indispensable d'utiliser un amplificateur d'instrumentation linéaire externe (driver).

Le signal de sortie du VSG est donc amplifié par un driver linéaire de gain égal à 38 dB et de puissance de sortie 48 dBm à la fréquence de 2.9 GHz. La caractéristique en puissance de ce driver est représentée sur la figure III-7. Il reste linéaire sur une large gamme de puissance de sortie qui couvre largement les besoins pour les amplificateurs de tests utilisés aux cours de ces travaux. Des sondes de puissance moyenne (NRPZ21 R&S) [45] sont utilisées pour contrôler les niveaux de puissance en entrée de l'amplificateur sous test dans le plan de mesure $\pi_{\text{pow_in}}$ et en sortie dans le plan $\pi_{\text{pow_out}}$.

Une procédure d'étalonnage est nécessaire pour connaître les coefficients d'erreur en puissance entre les plans où sont connectés les sondes et les plans d'entrée et de sortie de

l'amplificateur sous test. Cet étalonnage CW simple est fondé sur la réalisation d'une connexion directe entre les plan π_{in} et π_{out} (figure III-5).

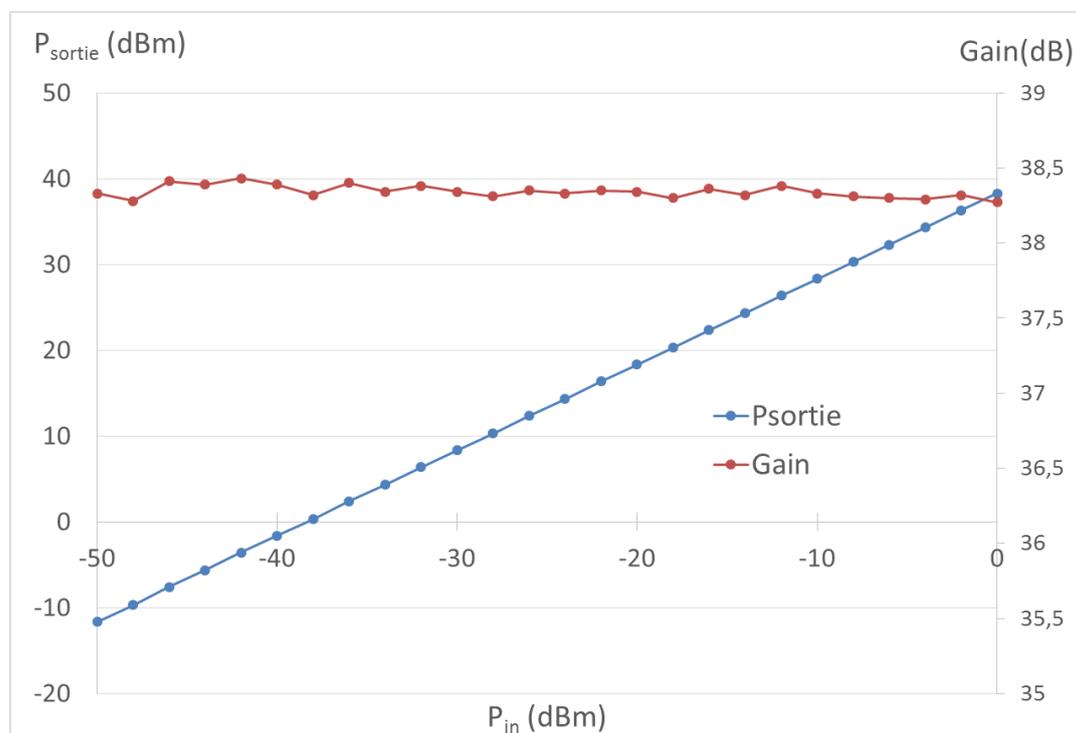


Fig III-7: Caractéristiques en puissance et gain du driver de puissance utilisé dans le banc de mesure hétérodyne de XLIM à 2.9GHz.

En sortie du dispositif sous test, le récepteur hétérodyne (figure III-5) qui mesure l'enveloppe des signaux dans le plan π_{mes} est un analyseur de signaux vectoriel (Vector Signal Analyzer). Le VSA commercial utilisé est un FSQ26 (Rohde&Schwarz) [46]. La bande passante RF de réception couvre la bande 20 Hz à 26 GHz. Avant l'entrée du récepteur, le signal de sortie du DST est atténué par un atténuateur variable associé au niveau de référence choisi. Il est ensuite filtré pour supprimer l'ensemble des fréquences images non désirées. Le signal est ensuite translaté autour d'une première fréquence intermédiaire à l'aide d'un étage mélangeur avant d'être filtré par l'intermédiaire d'un filtre passe bande. Enfin, un second mélangeur transpose le signal à une fréquence de travail fixée à 20.4 MHz. Un dernier filtre (filtre de résolution de bande : Resolution Bandwidth RBW) dont la bande passante est réglable de 10 Hz à 120 MHz est utilisé avant que le signal soit numérisé par un ADC 14 bits avec une fréquence d'échantillonnage fixe de 81.6MHz. La dynamique théorique de mesure est donc de l'ordre de 86 dB [47]. Le signal est ensuite démodulé, filtré et enfin mémorisé.

Avant d'utiliser ce nouveau banc pour la caractérisation d'amplificateurs de puissance HEMT GAN soumis à des signaux impulsionnels radar, une procédure de validation du banc a été conduite pour un signal radar spécifique de test. Dans cet objectif, l'amplificateur est remplacé par une connexion directe et des mesures sont réalisées pour un signal de test. Le signal de test choisi est une rafale radar composée de 8 impulsions de 50 μs de large avec un rapport cyclique de 20%. Chaque rafale successive est terminée par un état de silence pendant 8 ms. La fréquence porteuse est fixée à 2.9 GHz. Les résultats de mesures à vide sont représentés sur la figure III-8. Afin d'obtenir une meilleure représentation des 10 ms de la rafale, l'amplitude et la phase des enveloppes pour les huit impulsions successives de la rafale sont superposées sur la même échelle de temps. La figure de gauche représente les amplitudes normalisées par rapport à la valeur maximale détectée de l'amplitude de la rafale.

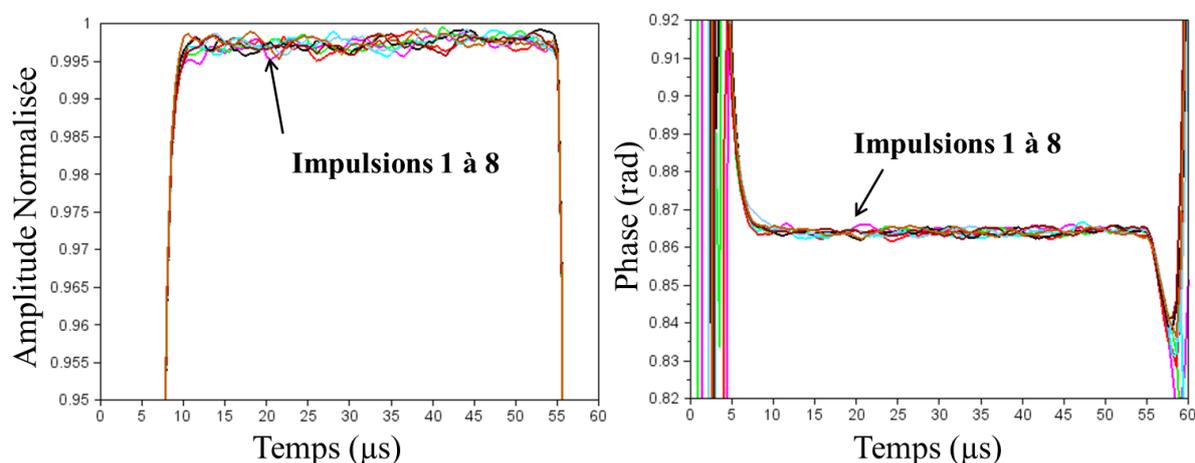


Fig III-8 : Amplitude et phase des 8 impulsions, avec un silence de 8 ms entre deux séries d'impulsions mesurées sur le banc de mesure hétérodyne en connexion directe à 25 dBm de puissance disponible dans le plan π_{in} avec $f_0=2.9$ GHz.

Etant donné le zoom réalisé dans la figure III-8 sur les échelles verticales en amplitude et en phase des enveloppes, on peut constater que les huit impulsions de la rafale sont quasiment identiques. Les variations sont inférieures à 0.5% pour l'amplitude et inférieures à 1 mrad en phase ($<0.06^\circ$).

Ainsi, cette uniformité des enveloppes mesurées à vide se traduit par une stabilité pulse à pulse à vide inférieur à -70 dB qui est représentée en figure III-9. Cette performance intégrant le driver d'instrumentation qui est moindre que celle obtenue sur le banc homodyne à vide est totalement en adéquation avec le cahier des charges pour permettre de caractériser la stabilité pulse à pulse sur les amplificateurs GaN.

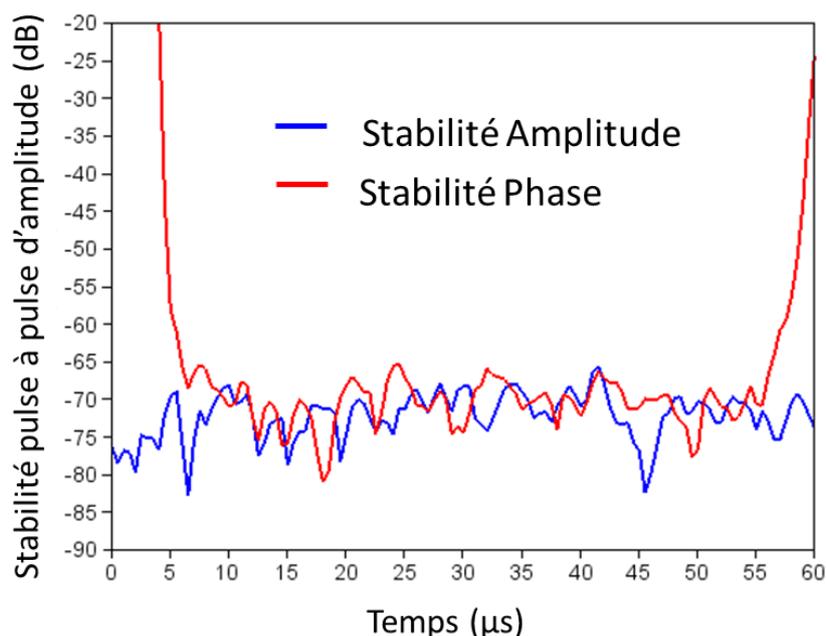


Fig III-9 : Stabilité pulse à pulse en amplitude et phase mesurée à vide avec une connexion directe à $f_0=2.9\text{GHz}$ pour $P_{dispo}=25\text{ dBm}$ dans le plan π_{in}

Les mesures précédentes sont obtenues dans le plan π_{mes} de telle sorte qu'une calibration a été mise au point afin de connaître l'enveloppe des signaux dans le plan π_{out} du dispositif sous test (figure III-5). La chaîne de transmission entre ces deux plans (π_{out})-(π_{mes}) est constituée d'éléments passifs : un té de polarisation permettant l'alimentation DC, deux coupleurs et des câbles RF. Cet ensemble passif peut être assimilé à un quadripôle passif représenté par ses paramètres $S_{ij}(f)$. Une procédure d'étalonnage a été mise en œuvre pour corriger les formes d'ondes obtenues dans le plan π_{mes} et déduire celles présentes dans le plan π_{out} en utilisant les paramètres $S_{ij}(f)$.

Les paramètres $S_{ij}(f)$ en amplitude et en phase de ce quadripôle sont mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA : Vector Network Analyzer). La mesure est réalisée autour de la porteuse f_0 sur une bande passante supérieure à celle de l'enveloppe de la rafale utilisée, d'enveloppe $\tilde{x}_i(t_k)$.

Les paramètres $S_{ij}(f)$ mesurés sont interpolés pour correspondre à la grille fréquentielle de la transformée de Fourier $\tilde{X}_i(f)$ de l'enveloppe du signal $\tilde{x}_i(t_k)$.

La relation entre la transformée de Fourier de l'enveloppe du signal mesuré dans le plan π_{out} ($\tilde{X}_{(\pi_{out})}(f)$) et la transformée de Fourier de l'enveloppe du signal désiré dans le plan π_{mes} ($\tilde{X}_{(\pi_{meas})}(f)$) est donnée par l'équation suivante [48], [49] :

$$\tilde{X}_{(\pi_{out})}(f) = \tilde{S}_{21}(f) \times \tilde{X}_{(\pi_{meas})}(f)$$

Une transformée de Fourier inverse est appliquée sur $\tilde{X}_{(\pi_{out})}(f)$ pour permettre de passer du domaine fréquentiel au domaine temporel et ainsi avoir l'enveloppe temporelle du signal $\tilde{x}_{(\pi_{out})}(t_k)$ dans le plan de sortie de l'amplificateur.

Le banc développé à XLIM dans ce travail de thèse pour les mesures de la stabilité pulse à pulse fonctionne avec un récepteur FSQ utilisant la démodulation hétérodyne. En comparaison du banc homodyne PN9002, on peut citer les avantages suivants :

- Il permet une mesure unique et synchrone pour la stabilité pulse à pulse d'amplitude et de phase. En effet, la mesure de stabilité n'est pas dépendante d'une commutation de phase comme c'est le cas pour le PN9002. L'enregistrement direct et synchrone de la trame IQ permet la reconstruction du signal et l'extraction simultanée des stabilités d'amplitude et de phase.
- Il permet une capacité de génération de signaux plus importante car la génération de l'enveloppe du signal RF avec une fréquence d'échantillonnage de 100 MHz permet plus de flexibilité dans les formes temporelles. L'instrument permet aussi de générer de la compression d'impulsion.

Cette solution comporte aussi quelques inconvénients :

- La cohérence émetteur-récepteur : cette cohérence entre l'émission et la réception est obtenue à l'aide d'un signal d'horloge à 10 MHz qui permet la synchronisation des PLL (Phase Locked Loop) du générateur (SMBV) et du récepteur (FSQ). Des mesures préalables ont montré qu'il pouvait y avoir une dérive de phase sur des temps d'enregistrement longs de quelques secondes. Cette dérive est négligeable pour des temps d'enregistrement inférieurs à 250 ms. Il est donc possible d'enregistrer plusieurs rafales successives pour ensuite réaliser un moyennage de l'ensemble de ces rafales mesurées.

- L'utilisation de filtres intégrés dans le récepteur hétérodyne (FSQ) est nécessaire pour éviter les problèmes de fréquence image inhérents à une translation de fréquence par mélange hétérodyne.

Contrairement au PN9002, la cohérence du signal n'est pas assurée par le signal trigger. Ce dernier est simplement utilisé pour définir un unique instant de démarrage de l'enregistrement par rapport au signal périodique généré.

Compte tenu de l'atténuation apportée par les coupleurs, le niveau d'entrée du récepteur (ref level) a été fixé à -20 dBm avec une atténuation interne de 30 dB.

Une moyenne cohérente a été réalisée pour chaque signal de test comme défini au chapitre I (équation I-26). La moyenne cohérente de 10 rafales successives permet ainsi de réduire le bruit de mesure sur la rafale et d'obtenir un profil d'impulsion plus lisse ainsi que le montre la figure III-10 représentant l'enveloppe de la première impulsion de la rafale sans traitement et avec moyenne.

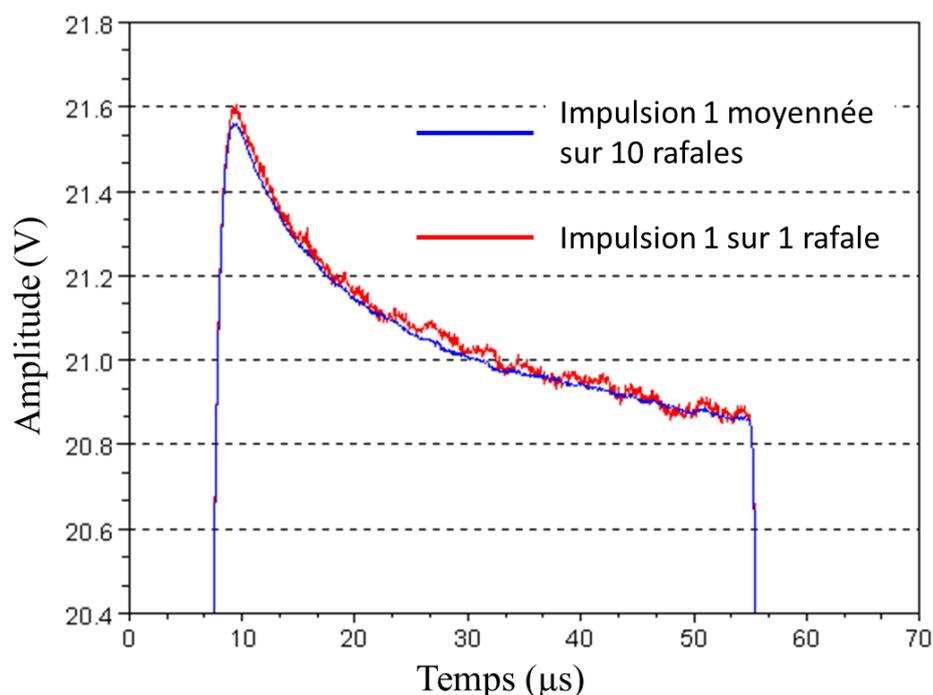


Fig III-10 : Comparaison entre l'enveloppe de la première impulsion de la rafale moyennée sur 10 rafales consécutives et l'impulsion simple échantillonnée à 20 MHz

L'utilisation d'un moyennage cohérent va introduire une autre contrainte par rapport à la taille des données acquises. La fréquence d'échantillonnage du DSQ est fixée en interne à 326.4 MHz. Afin de limiter le nombre d'échantillons enregistrés pour des périodes inférieures à 250 ms, un processus de traitement de signal (décimation) permet de diminuer la fréquence d'échantillonnage à 20 MHz. Les temps de calcul des moyennes cohérentes des enveloppes et des stabilités pulse à pulse sont ainsi réduits d'un facteur 16.

Le traitement du signal a été développé en utilisant le logiciel Scilab [50] afin de permettre la correction des enveloppes, le calcul de la rafale moyennée cohérente et de la stabilité pulse à pulse.

III.3 Résultats de mesure de stabilité pulse à pulse

Le banc hétérodyne développé à XLIM permettant la mesure temporelle d'enveloppe et de stabilité pulse à pulse d'une rafale radar a été présenté dans le paragraphe précédent. Dans cette section, la mesure en stabilité du démonstrateur 10W à HEMT GaN en bande S pour la rafale de test va nous permettre de mettre en évidence l'impact de la rafale sur la stabilité de l'amplificateur.

III.3.1 Choix du signal RF impulsionnel de test

Les signaux radar sont très diversifiés selon les applications civiles et militaires visées. Que cela soit pour la durée de l'impulsion, le rapport cyclique des impulsions RF ou bien encore leur imbrication dans la rafale radar, les choix sont nombreux. Pour notre étude, il a été ainsi nécessaire de définir un signal radar type qui nous servira de référence pour l'ensemble de nos mesures.

Les paramètres variables définissant une rafale radar sont très nombreux. Dans le cas de cette thèse, seuls certains paramètres d'une rafale « type » définie en accord avec la société Thalès ont été choisis comme paramètres variables. L'enveloppe de la rafale radar type utilisée pour les travaux de cette thèse est représentée sur la figure III-11.

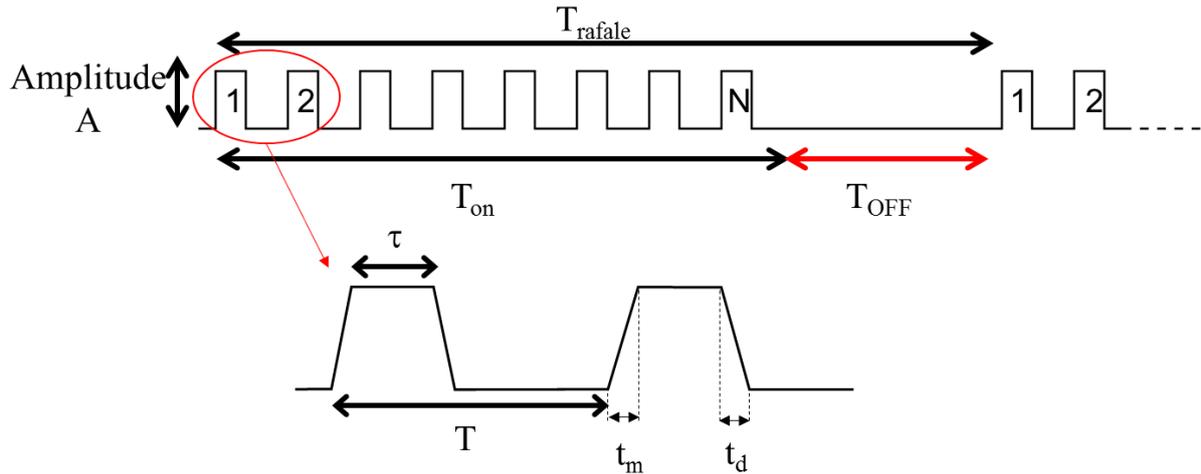


Fig III-11: Enveloppe de la rafale radar servant de référence pour l'étude de l'évolution de la stabilité pulse à pulse d'un amplificateur HEMT GaN

Le signal de la rafale type sera ainsi composé d'une série de N impulsions RF consécutives. Chaque impulsion a un temps de montée t_m et de descente t_d , une durée d'impulsion τ , une période de répétition T avec un rapport cyclique ρ . Ce train d'impulsions RF est suivi d'un état dit de silence entre les rafales successives d'une durée T_{OFF} . Dans la suite, les paramètres fixés sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau = 50 \mu\text{s}, t_m=t_d=0.5 \mu\text{s} \\ T=250 \mu\text{s}, N = 8, \rho = 20\% \end{array} \right.$$

La polarisation de l'amplificateur HEMT GaN a été fixée pour l'ensemble des résultats en classe AB profonde à 50 V avec un courant de repos de 22 mA. Les mesures en puissance ont été réalisées avec un signal pulsé « continu » composé d'impulsions de 50 μs avec un rapport cyclique de 20%. Ces mesures impulsionnelles classiques en instrumentation serviront de référence pour les résultats en puissance. Elles sont présentées dans le paragraphe suivant.

III.3.1.1 Mesures impulsionnelles « continues »

Ces mesures impulsionnelles « continues » sont donc obtenues pour des valeurs de T_{OFF} nulles. Elles correspondent à des mesures en puissance dites « impulsionnelles classiques ». Au niveau du générateur, le signal est réalisé grâce à une modulation IQ. Le signal en bande de base est à enveloppe constante (I et Q fixés). La variation de puissance est obtenue grâce à

l'amplificateur interne au générateur. Ce signal varie dans une plage de puissance inférieure à 20 dBm. Cette dernière valeur est insuffisante pour obtenir le fonctionnement non linéaire de l'amplificateur à tester. C'est pourquoi un amplificateur additionnel d'instrumentation est rajouté en sortie du générateur comme le montre la figure III-5.

Ainsi, l'amplificateur HEMT GaN présente en mode impulsionnel continu à 2.9 GHz pour le point à 3 dB de compression une puissance de sortie crête disponible de 39.4 dBm avec un gain de 15 dB et un rendement en puissance ajoutée de plus de 45%.

Des mesures de stabilité pulse à pulse ont aussi été réalisées avec ce signal pulsé continu et permettent de confirmer que dans cet état établi, l'amplificateur présente une stabilité pulse à pulse d'amplitude et de phase idéale qui se noie dans le niveau de mesure maximum du banc (en dessous de -70 dB de stabilité). En effet, dans le cas d'une série d'impulsions identiques, même si les impulsions sont très distordues, il n'existe aucune différence notable entre les différentes impulsions successives de telle sorte que la stabilité pulse à pulse atteint alors son niveau à vide. Cette stabilité pulse à pulse permet de montrer que l'amplificateur fonctionne dans un régime établi pour lequel les variations d'amplitude et de phase d'une impulsion à l'autre sont extrêmement faibles et ne sont pas détectables par le banc de caractérisation mis en place à XLIM. A noter que si les mesures identiques avaient été réalisées avec le banc PN9002, des résultats semblables auraient été obtenus. Des mesures avec des rafales intégrant des silences ont été réalisées pour visualiser des variations dans la stabilité pulse à pulse. Les résultats de ces mesures font l'objet des paragraphes suivants.

III.3.2 Impact des paramètres du signal de test sur la stabilité pulse à pulse

Des mesures ont été réalisées en modifiant certains paramètres du signal de test afin d'en quantifier les effets sur la stabilité pulse à pulse. L'impact des paramètres du signal sur la stabilité mesurée est présenté ci-dessous.

Les paramètres qui ont fait l'objet de variation pour l'étude de l'impact de la stabilité pulse à pulse sont les suivants :

- **A** : l'amplitude des impulsions dont la variation a permis de travailler dans des zones de fonctionnement linéaire et non linéaire de l'amplificateur sous test.

- **T_{OFF}** : le silence après une trame d'impulsion dont la variation a permis de contribuer à l'amélioration du modèle électrothermique du transistor dans le cadre d'une simulation de son fonctionnement en mode radar.
- **T et τ** : la durée d'impulsion et sa période ont permis de faire varier le rapport cyclique de la rafale radar.
- **N** : le nombre d'impulsions qui est pris en compte pour l'extraction de la stabilité pulse à pulse.

III.3.2.1 Impact de la durée du silence

La première étude a consisté à quantifier l'impact de la durée d'un état de silence T_{OFF} séparant le train d'impulsions des rafales. Les impulsions de la rafale sont les mêmes que celles utilisées dans le cas d'un signal pulsé continu avec une largeur τ fixée à 50 μ s et un rapport cyclique ρ de 20%. Il a été décidé de faire varier la durée de silence T_{OFF} de 1 ms à 8 ms. Les profils de stabilité pulse à pulse calculés avec la méthode RMS sur les 8 impulsions de la rafale à la fréquence de 2.9 GHz à 3 dB de compression pour les différents cas de silence sont représentés sur la figure III-12(a) pour l'amplitude et la figure III-12(b) pour la phase. On rappelle que toutes les figures décalent les impulsions successives de la rafale pour les superposer sur le même axe des temps plus clairement.

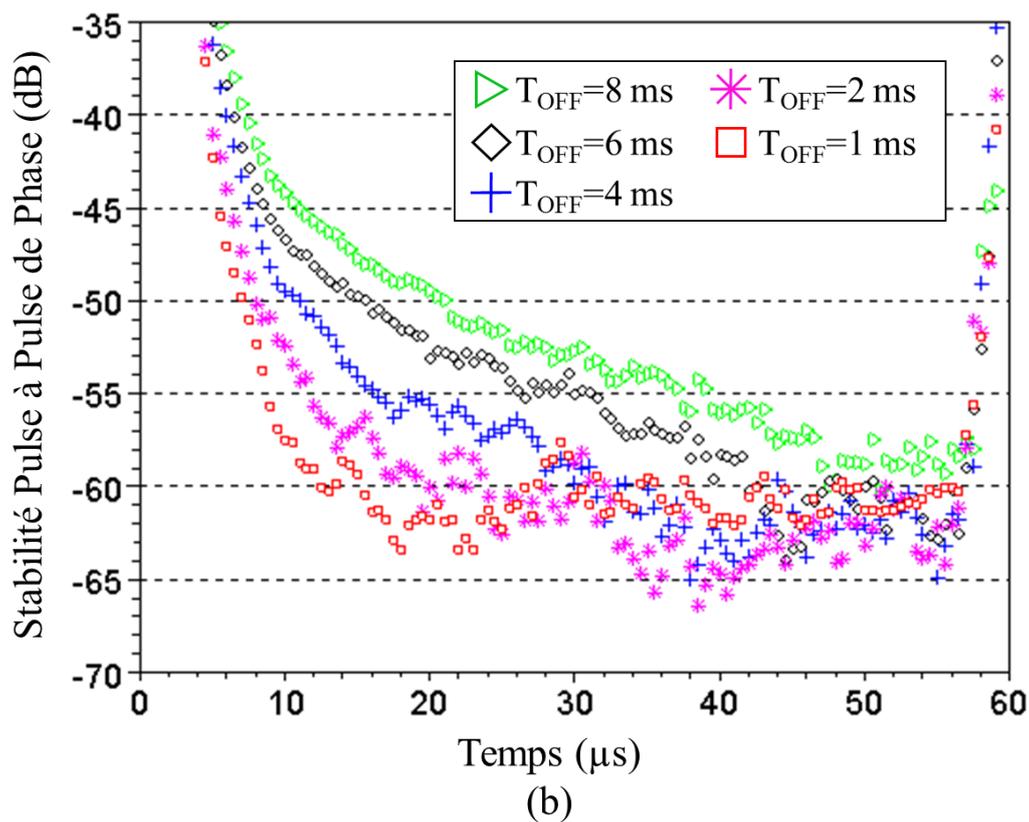
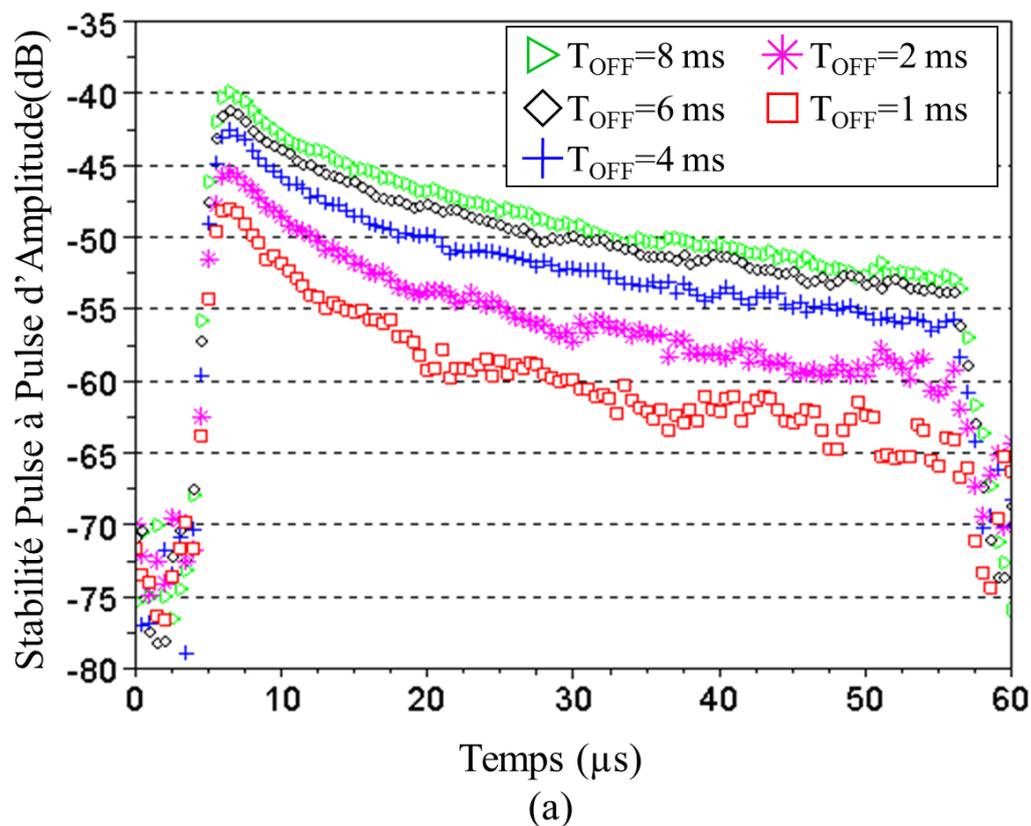


Fig III-12 : Impact de la durée du silence T_{OFF} sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression

On peut remarquer sur la figure III-12(a) que la présence d'un silence séparant les rafales dégrade fortement la stabilité pulse à pulse d'amplitude ou de phase quelle que soit la durée de T_{OFF} . La stabilité pulse à pulse est plus fortement dégradée en début d'impulsion pour ensuite s'améliorer et atteindre son maximum en fin d'impulsion. Ainsi, la stabilité pulse à pulse d'amplitude est améliorée de 15 dB entre le début et la fin de l'impulsion. Cela traduit le fait que la différence entre les impulsions successives à un temps donné t_k à l'intérieur de τ est plus importante en début d'impulsion qu'en fin d'impulsion. On constate que les profils de stabilité pulse à pulse d'amplitude sont très proches les uns des autres, mais que l'augmentation du silence T_{OFF} dégrade progressivement la stabilité pulse à pulse puis n'a plus d'impact au-delà d'une certaine limite. Ainsi, au-delà de 6 ms de silence, les résultats tendent à converger vers une valeur de stabilité pulse à pulse maximum.

Pour le cas de la stabilité pulse à pulse de phase présentée dans la figure III-12(b), la présence d'un silence T_{OFF} va tout autant dégrader la stabilité pulse à pulse de phase. De même que pour l'amplitude, la stabilité pulse à pulse de phase va s'améliorer le long de l'impulsion pour converger vers une valeur commune en fin d'impulsion aux alentours des -60 dB. On constate aussi que la durée du silence T_{OFF} a un impact sur le temps que va mettre la stabilité pulse à pulse de phase à atteindre le maximum de stabilité commun. Ainsi, plus le silence sera long, plus la constante de temps pour rejoindre le plancher de stabilité pulse à pulse sera grande. Enfin, à noter que dans nos mesures, les valeurs de stabilité pulse à pulse de phase sont meilleures que la stabilité pulse à pulse d'amplitude pour l'ensemble des différents cas de silences traités.

III.3.2.2 Impact de la durée d'impulsion et du rapport cyclique

Le paragraphe précédent a montré que la durée du silence T_{OFF} séparant deux trains d'impulsions avait un fort impact sur la stabilité pulse à pulse de la rafale. La conclusion du paragraphe précédent est la suivante : plus le silence est long entre deux trains d'impulsions, plus la stabilité pulse à pulse est dégradée en amplitude comme en phase. La valeur de T_{OFF} égale à 8 ms est donc choisie pour observer les impacts de la durée d'impulsion et du rapport cyclique sur les résultats de stabilité pulse à pulse.

Pour quantifier l'impact de la forme d'onde sur la stabilité pulse à pulse, différents trains d'impulsions ont été étudiés. La figure III-13 représente les résultats de stabilité pulse à pulse mesurés avec les formes d'ondes de la rafale suivante :

- Le train dit de référence contenant des impulsions avec une largeur τ de 50 μs , une période T de 250 μs , un rapport cyclique fixé à 20% et $T_{\text{OFF}} = 8 \text{ ms}$ (courbe verte).
- Un premier signal de test pour lequel la durée de l'impulsion τ est réduite à 25 μs sans changer la période T fixée à 250 μs . Le rapport cyclique de 20% est donc modifié. Il diminue pour atteindre 10% (courbe rouge).
- Le deuxième cas de figure consiste à augmenter la largeur d'impulsion τ à une valeur de 75 μs toujours sans modifier la période T . Le rapport cyclique est ainsi augmenté à 30% (courbe bleue).
- Pour le dernier cas, le rapport cyclique est fixé à 10% tout en gardant la largeur d'impulsion τ à 50 μs . C'est donc la période T qui a été augmentée pour obtenir une durée totale de 500 μs (courbe noire).

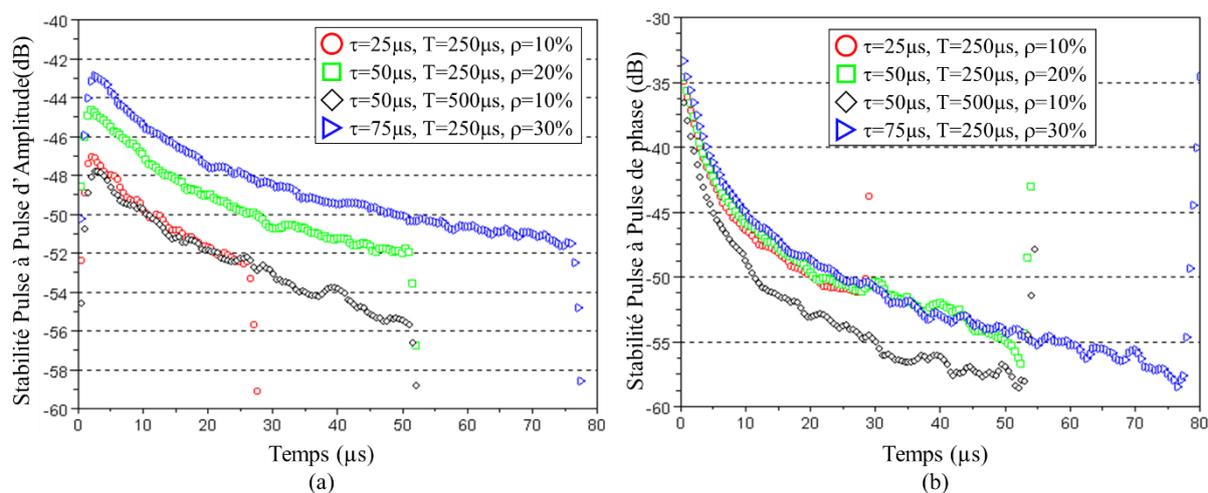


Fig III-13 : Impact de la durée d'impulsion τ sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression. ($T_{\text{OFF}}=8 \text{ ms}$)

En comparant sur la figure III-13(a) les différents résultats de mesure pour ces différentes rafales par rapport au signal de référence, la stabilité pulse à pulse d'amplitude est dégradée avec l'augmentation du rapport cyclique. Une perte de 6 dB de stabilité pulse à pulse d'amplitude pour tous les points t_k de l'impulsion est constatée lorsque le rapport cyclique passe de 30% (stabilité la plus dégradée) à 10% (meilleure stabilité pulse à pulse d'amplitude). Une première raison qui justifie cette dégradation est associée aux variations thermiques et aux

effets de pièges qui sont différents lorsque la largeur des impulsions varie. Par ailleurs, il est possible de constater que la valeur ainsi que le profil de la stabilité pulse à pulse d'amplitude sont identiques pour deux signaux qui ont le même rapport cyclique mais des longueurs d'impulsion différentes (25 μs – courbe rouge et 50 μs – courbe noire).

Les conclusions sont différentes pour la stabilité pulse à pulse de phase ainsi que le montre la figure III-13(b). Les variations concernant la stabilité pulse à pulse de phase sont liées à la période T de l'impulsion. Ainsi, on constate que les 3 signaux possédant des durées d'impulsion différentes de 25, 50 et 75 μs mais ayant la même période T de 250 μs ont les mêmes valeurs de stabilité pulse à pulse à tous les instants t_k de l'impulsion. A l'inverse, si on double la durée de la période T pour la fixer à 500 μs , une amélioration de la stabilité pulse à pulse de phase est constatée qui augmente avec la durée de l'impulsion pour arriver à 3 dB en fin d'impulsion.

La figure III-14 représente les enveloppes temporelles de la première et de la huitième impulsion de la rafale pour les différents cas de figure testés dans la figure III-13. Les impulsions sont ainsi représentées avec le même axe temporel bien que la huitième impulsion arrive bien plus tard dans la rafale. Pour le cas de l'amplitude, la figure III-14(a) représente la valeur normalisée de l'amplitude mesurée.

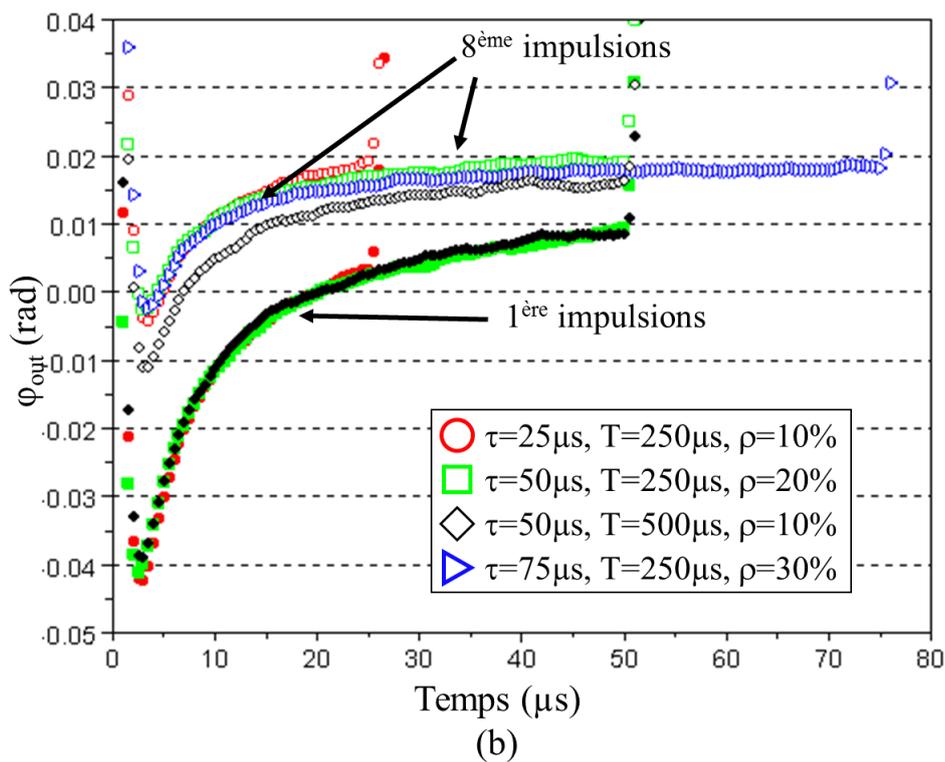
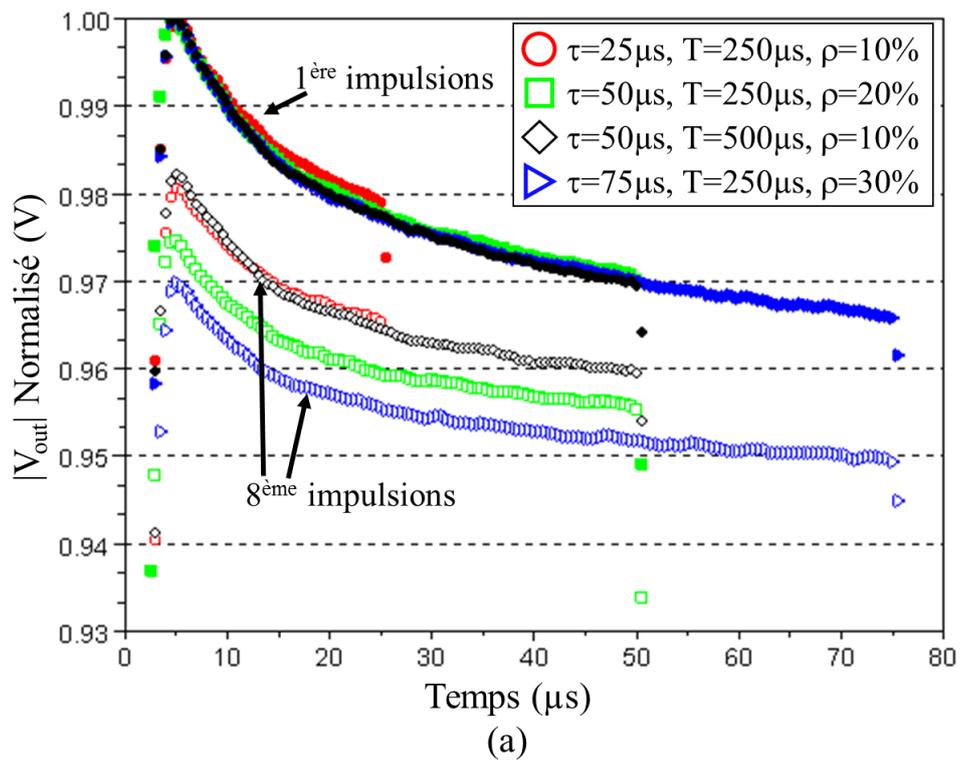


Fig III-14 : Enveloppe temporelle d'amplitude (a) et de phase (b) du 1^{er} et 8^{ème} impulsion de la rafale à 2.9 GHz et à 3 dB de compression avec variation de la durée d'impulsion et du rapport cyclique.

Ainsi, après les 8ms de silence, les premières impulsions de chacun des différents signaux de test sont au même niveau aussi bien pour l'amplitude que pour la phase pour tous les échantillons t_k de l'impulsion. L'amplificateur est ainsi bien dans le même état pour toutes les variations de durée d'impulsion et de rapport cyclique au début de la rafale de test.

Les résultats de la figure III-14 permettent de mieux comprendre les résultats de stabilité pulse à pulse de la figure III-13. En effet, la plus grande différence observée entre l'amplitude des première et huitième impulsions sur la figure III-14(a) correspond au cas ($\tau = 75 \mu\text{s}$, $T = 250 \mu\text{s}$, $\rho = 20\%$), ce qui correspond bien sur la figure III-13(a) au pire cas de stabilité pulse à pulse d'amplitude. La différence sur l'amplitude est de l'ordre de 3 points pour l'ensemble de l'impulsion.

Concernant la phase sur la figure III-14(b), les plus faibles variations de phase des enveloppes entre la première et la huitième impulsion sont celles obtenues dans le cas ($\tau = 75 \mu\text{s}$, $T = 250 \mu\text{s}$, $\rho = 30\%$). Là encore, cela se traduit par une stabilité pulse à pulse en phase améliorée dans ce cas-là (figure III-13(b)). En revanche, les variations de phase des enveloppes dans les trois autres cas sont trop faibles pour perturber les évolutions de la stabilité pulse à pulse en phase.

III.3.2.3 Impact du nombre d'impulsions

Il semble que la stabilité pulse à pulse soit particulièrement affectée par le fait que les variations de l'enveloppe des impulsions en amplitude et en phase soient très différentes entre les premières et les dernières impulsions de la rafale. Il semble donc intéressant de regarder les évolutions de la stabilité pulse à pulse en supprimant les premières impulsions de son calcul. Quelle sera alors la stabilité pulse à pulse si elle est calculée sur les sept dernières impulsions ou les six dernières ou les cinq dernières.

La figure III-15 représente sur le même graphique les enveloppes temporelles des huit impulsions successives d'une rafale après 8 ms de silence. La figure III-15(a) montre que les variations d'amplitude des enveloppes des dernières impulsions de la rafale sont plus faibles.

L'impact du silence est clairement visible sur la première impulsion, ce qui semble être moins le cas sur les impulsions suivantes. A partir de la troisième impulsion, les variations d'amplitude des enveloppes des impulsions semblent être très faibles. Le constat est identique

pour les phases des différentes impulsions présentées en figure III-15(b). Dès la troisième impulsion, les variations de phase des enveloppes des impulsions semblent être très faibles.

On remarque aussi que la différence de variation entre les impulsions successives est plus importante en début d'impulsion qu'en fin d'impulsion. Ceci explique le fait que la courbe de stabilité pulse à pulse de phase présentée en figure III-12 présente une stabilité pulse à pulse meilleure en fin d'impulsion qu'en début. Ainsi, en début d'impulsion, on trouve une différence de quasiment 2 points d'amplitude et 30 mrad en phase entre la première et la huitième impulsion. En fin d'impulsion, cette différence entre les deux premières impulsions est réduite à moins de 0.5 point d'amplitude et moins de 3 mrad pour la phase.

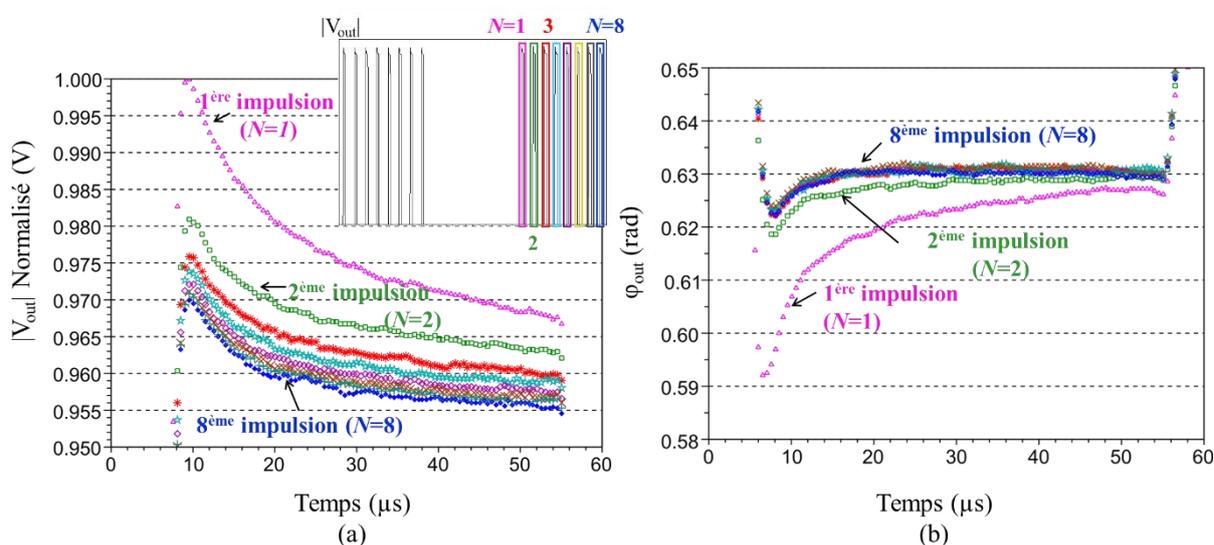


Fig III-15 : Impact d'un silence de 8ms sur l'amplitude (a) et la phase (b) des enveloppes d'un train de 8 impulsions ($f_0=2.9$ GHz et à 3 dB de compression)

Ces constatations faites sur les formes d'ondes temporelles de la figure III-15 traduisent les profils de stabilité pulse à pulse représentés en figure III-12. On va maintenant comparer la stabilité pulse à pulse calculée sur les huit impulsions de la rafale avec celle calculée en ne tenant pas compte de la première impulsion (il ne restera ainsi que les 7 dernières impulsions), et ainsi de suite avec les deux premières puis les trois premières impulsions. La figure III-16 montre les résultats obtenus. Dans le domaine temporel, la première impulsion se démarquait fortement des autres. Ainsi en l'enlevant du calcul de stabilité pulse à pulse, on remarque sur la figure III-16 une nette amélioration de la stabilité d'amplitude et de phase qui, de plus, deviennent constantes le long de l'impulsion.

Cela signifie que les variations temporelles d'une impulsion à une autre sont faibles pendant toute la durée de l'impulsion. La stabilité pulse à pulse est ainsi améliorée de 13 dB en début d'impulsion et un peu moins de 3 dB en fin d'impulsion lorsque la première impulsion n'est pas prise en compte dans le calcul de stabilité pulse à pulse.

Cette amélioration est aussi perceptible pour la stabilité pulse à pulse de phase. Il est ensuite clairement observable que les stabilités pulse à pulse en amplitude et en phase convergent vers une valeur de -60 dB lorsque le nombre d'impulsions non prises en compte dans le calcul augmente de un à quatre. Cette stabilité pulse à pulse tend vers les valeurs obtenues en régime établi continu sans silence.

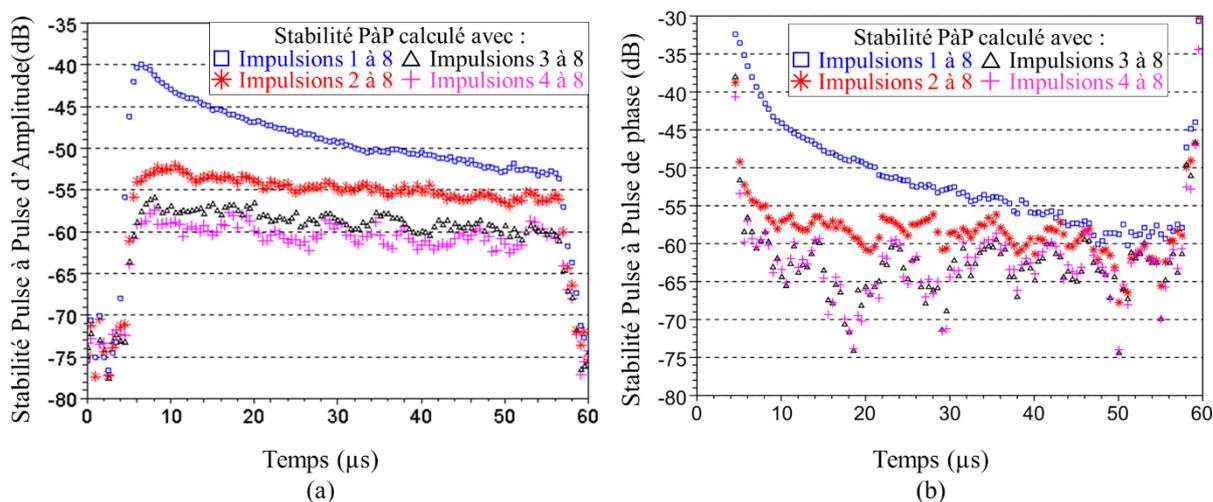


Fig III-16 : Impact de la non prise en compte des premières impulsions de la rafale radar dans le calcul final de stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b)

Ces résultats montrent que les premières impulsions de la rafale pourraient ne pas être prises en compte pour obtenir une excellente stabilité pulse à pulse du radar. Malheureusement, cette stratégie de traitement radar n'est pas applicable dans tous les cas de poursuite radar.

III.3.2.4 Résultats de stabilité pulse à pulse en fonction de la compression

Lorsqu'ils sont utilisés à des niveaux de puissance élevés, les amplificateurs de puissance génèrent des non-linéarités [51] qui vont déformer le signal. On a donc testé notre amplificateur HEMT GaN en faisant varier le niveau de puissance disponible pour constater les effets sur la stabilité pulse à pulse. La figure III-17 présente des résultats de mesure de stabilité pulse à

pulse pour deux cas de signaux : un cas où $T_{OFF} = 8$ ms qui semble être très défavorable en termes de stabilité pulse à pulse et le cas plus favorable où $T_{OFF} = 1$ ms. Une comparaison des valeurs de stabilité pulse à pulse est réalisée sur l'amplificateur de test pour des compressions de 1 et de 3 dB.

La stabilité pulse à pulse d'amplitude est représentée en figure III-17(a). On peut constater qu'après un long silence le niveau de compression a peu d'influence sur la stabilité pulse à pulse. En effet, lorsque le transistor se retrouve dans son état thermique initial, la variation de puissance a un effet négligeable sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude. En revanche après un silence plus court (1ms) lorsque l'amplificateur n'a pas le temps de revenir dans un état thermique initial, on a une légère amélioration de la stabilité pulse à pulse le long de l'impulsion quand on comprime le signal. On a un gain d'environ 6dB en fin d'impulsion. Pour la phase représentée en figure III-17(b) la stabilité pulse à pulse ne varie pas entre les deux points de compression après un silence court. Par contre, après un long silence, on note que le signal le plus comprimé présente une stabilité pulse à pulse de phase qui s'améliore le long de l'impulsion permettant ainsi de gagner quasiment 6dB de stabilité en fin d'impulsion.

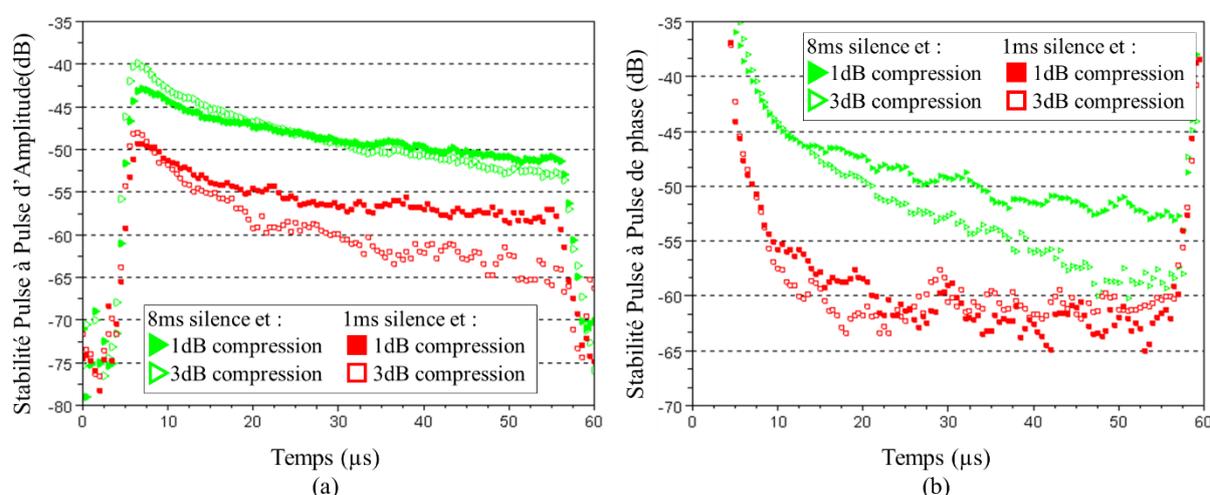


Fig III-17 : Impact du niveau de compression sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) après un silence T_{OFF} de 1 ms et 8 ms ($f_0 = 2.9$ GHz)

Afin de mieux analyser ou comprendre les résultats de stabilité pulse à pulse, il est souvent nécessaire d'analyser les enveloppes temporelles des premières impulsions de la rafale.

Les résultats de stabilité pulse à pulse dans le cas de la mesure d'une rafale intégrant un silence de 8ms sont extraits depuis les enveloppes temporelles présentées en figure III-18.

Dans la figure III-18(a), l'amplitude de l'enveloppe des première et huitième impulsions est représentée sur le même graphique. On tient à rappeler que les impulsions sont représentées normalisées par rapport au maximum atteint pendant la rafale. C'est pour cela que malgré deux puissances différentes on a le même niveau d'amplitude atteint pendant la première impulsion. On peut constater que la compression n'influence presque pas le profil de la première impulsion qui est généralement l'impulsion la plus affectée par le silence. En revanche, on peut noter que la huitième impulsion est légèrement impactée par la variation de puissance. L'amplitude est moins déformée en fin d'impulsion dans le cas d'une compression à 3 dB comparé à une puissance plus faible. Cette différence explique l'impact sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude qui va s'améliorer avec la compression de quelques dB en fin d'impulsion. Dans le cas du silence de 8 ms, la figure III-17 confirmait cet impact faible de la compression sur la stabilité d'amplitude.

En revanche, la variation de phase de l'enveloppe mesurée représentée en figure III-17(b) est beaucoup plus importante à forte compression entre la première et la huitième impulsion. C'est pourquoi la stabilité pulse à pulse en phase est très différente à faible et à forte compression lorsque $T_{OFF} = 8$ ms. La compression permettrait donc de réduire l'impact des perturbations sur la stabilité pulse à pulse en phase.

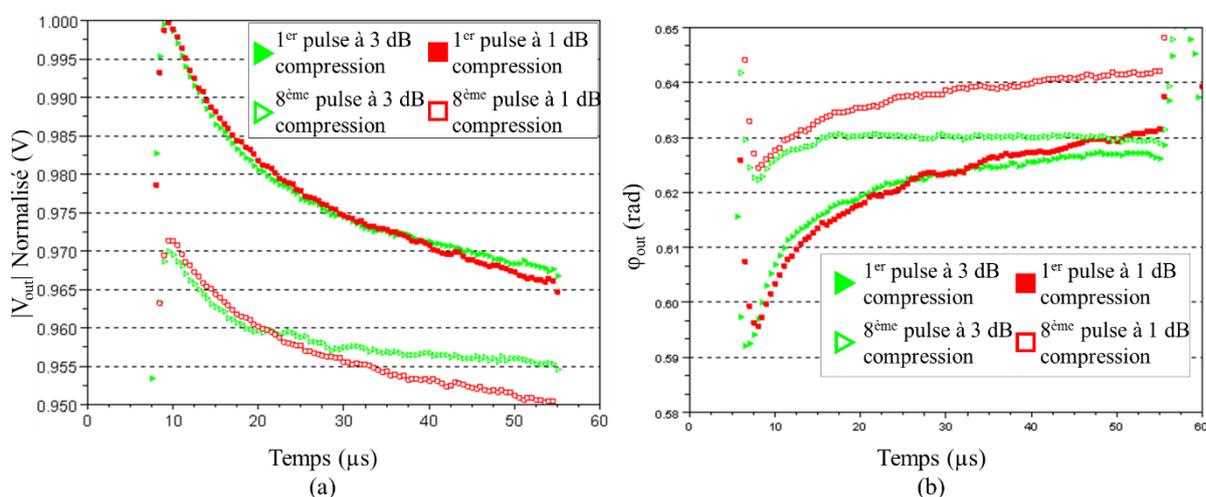


Fig III-18: Enveloppe temporelle d'amplitude (a) et de phase (b) de la première et huitième impulsion de la rafale en fonction de la compression après 8 ms de silence à 2.9 GHz

En conclusion, le régime fortement non linéaire de l'amplificateur permet d'obtenir une meilleure stabilité pulse à pulse en phase (et donc une meilleur stabilité pulse à pulse globale) lorsque le signal radar intègre des temps de repos longs.

III.3.2.5 Impact de l'impédance de charge sur la stabilité pulse à pulse

L'adaptation d'impédance d'un amplificateur a des impacts directs sur les performances de ce dernier, que cela soit en termes de rendement, de gain ou de puissance. On va ainsi étudier quels sont les impacts d'un changement de l'impédance de charge sur la stabilité pulse à pulse. Comme dans les paragraphes précédents, cette étude a été réalisée dans le cas le moins favorable pour la stabilité pulse à pulse qui correspond à un silence de 8 ms entre les rafales. Le tuner de sortie sera ainsi utilisé pour modifier l'impédance de charge vue par l'amplificateur.

La figure III-19 présente les résultats en régime pulsé continu (sans silence) en PAE, en courant de drain I_{DS} pendant l'impulsion RF, ainsi que l'abaque de Smith des différentes impédances choisies. Trois cas de figure sont étudiés :

- Le premier cas correspond à une charge 50Ω de TOS ($\Gamma_{L0}=0$) présentée au transistor qui est le cas de référence pour le signal et sur lequel on se fondera pour fixer la puissance disponible en entrée afin d'être à 3 dB de compression.
- Le deuxième cas correspond à une impédance de charge Z_{L1} de TOS ($|\Gamma_{L1}| = 0.35$ et $\varphi_{L1} = -76^\circ$). Cette charge Z_{L1} est associée à la meilleure adaptation en rendement avec un gain d'environ 6 points de PAE pour une réduction de 51 mA du courant de drain.
- Le troisième cas correspond à une impédance qui va dégrader le rendement de l'amplificateur. L'impédance de charge Z_{L2} de TOS ($|\Gamma_{L2}| = 0.33$ et $\varphi_{L2} = 147^\circ$) dégrade la PAE de 10 points.

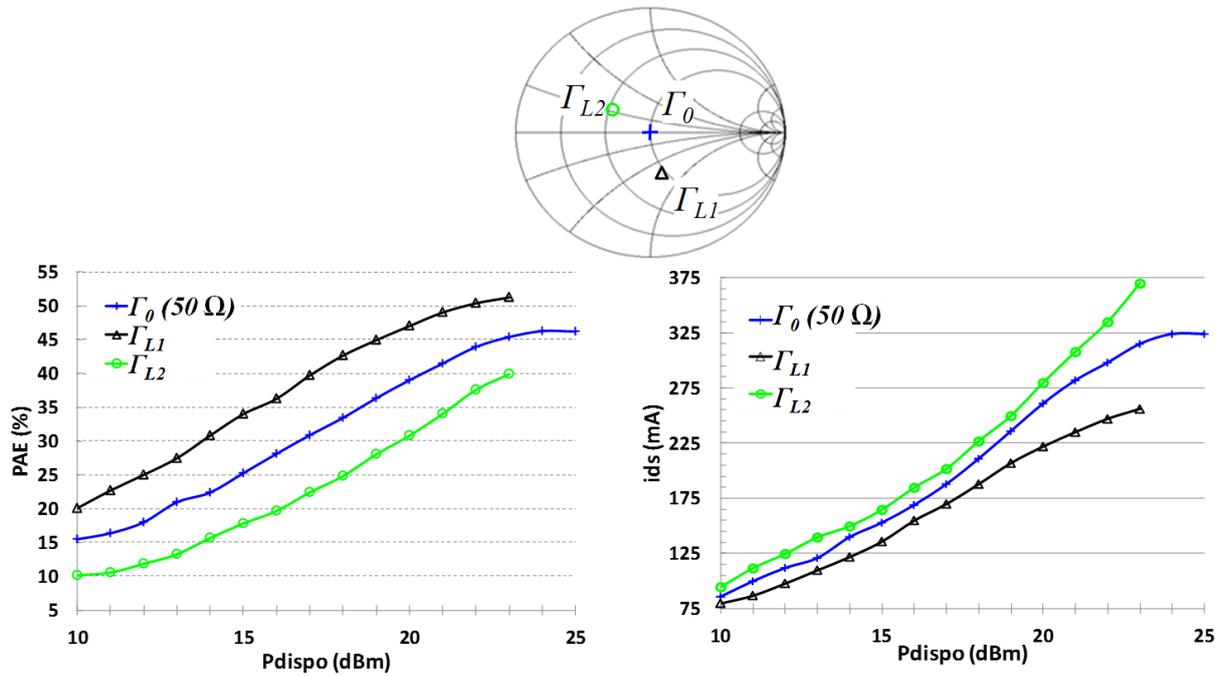


Fig III-19 : Impact des TOS de sortie Γ_{L0} (50Ω), Γ_{L1} (PAE optimum) et Γ_{L2} (PAE dégradée) sur la PAE et le courant de drain mesurés en régime impulsionnel en fonction de la puissance disponible à 2.9 GHz et 3dB de compression.

La figure III-20 représente une comparaison des résultats mesurés de stabilité pulse à pulse pour les trois impédances de charge différentes. Dans la figure III-20(a), la dégradation de PAE du cas Γ_{L2} correspond à une très légère amélioration de l'ordre de 4 dB de la stabilité pulse à pulse d'amplitude en début d'impulsion mais une dégradation similaire en fin d'impulsion.

L'amélioration de PAE du cas Γ_{L1} ne change pas beaucoup la stabilité pulse à pulse d'amplitude. On n'a que quelques dB de dégradation en début d'impulsion. En revanche, pour la phase dans la figure III-20(b), on observe des grands changements dans les valeurs de stabilité pulse à pulse en fonction de l'adaptation. Pour le cas Γ_{L2} qui dégrade la PAE en augmentant le courant de drain, on va nettement améliorer la stabilité pulse à pulse de phase sur toute la durée de l'impulsion. A l'inverse pour le cas Γ_{L1} qui améliore le rendement en diminuant le courant de drain pendant l'impulsion, on va nettement dégrader la stabilité pulse à pulse de phase.

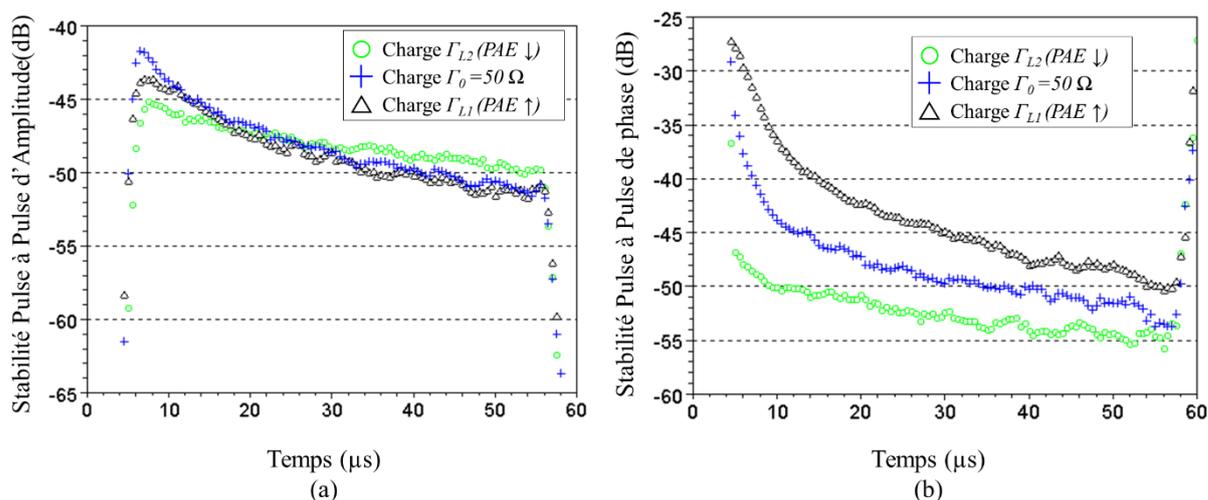


Fig III-20 : Impact du TOS de sortie à 2.9 GHz sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude (a) et de phase (b) après 8 ms de silence avec différentes impédances faisant varier le rendement de l'amplificateur.

Dans notre cas, on peut observer que la stabilité pulse à pulse d'amplitude est faiblement sensible aux variations d'impédance alors que la stabilité pulse à pulse de phase varie beaucoup avec l'adaptation de sortie. La stabilité pulse à pulse de phase semble ainsi suivre l'évolution du courant de drain dont l'augmentation induit une amélioration de la stabilité pulse à pulse de phase.

III.3.3 Potentialités du banc de mesure de stabilité pulse à pulse

On a pu voir dans les paragraphes précédents que de nombreux cas différents ont pu être mesurés sur le banc de test développé à XLIM pour la stabilité pulse à pulse. Le générateur SMBV100a de chez Rohde & Schwarz avec l'option K6 [44] permet de créer les rafales de test de notre choix sans limitations. On peut ainsi créer des rafales irrégulières intégrant des silences et des impulsions de longue durée. Cette hypothèse d'étude pour des durées d'impulsions très longues a été abordée pendant les travaux de thèse mais la conception du boîtier de l'amplificateur avec des bondings assez longs n'a pas permis de pousser plus loin l'étude. En effet, l'élévation du courant de drain pendant une longue impulsion détruisait le fil de bonding.

Le générateur a été utilisé dans notre cas à des niveaux de puissance très faibles pour avoir une stabilité pulse à pulse optimale à vide. Il est aussi possible de travailler avec des transistors de plus forte puissance en choisissant un autre driver présentant un gain plus important tout en faisant attention qu'il n'affecte pas trop la stabilité pulse à pulse à vide du signal de test.

La méthode permettant de réaliser une transposition de plan de mesure peut aussi permettre au banc d'être adaptatif et de réaliser des mesures directement sous pointes au niveau composant. Une calibration permettra ainsi de corriger les mesures. L'utilisation combinée du tuner et des pointes devrait permettre de mesurer la stabilité pulse à pulse directement « on-wafer » sur des transistors sans devoir passer par une longue phase d'adaptation pour la réalisation de démonstrateur 50 Ω (mesures load pull, simulations et conception des accès d'entrée et de sortie).

Les composants passifs du banc de test présentent les performances idéales pour travailler en bande S, mais avec un investissement dans du matériel plus performant notamment au niveau du générateur du signal, il est tout à fait possible de travailler dans des gammes de fréquences plus élevées comme, par exemple, la bande X qui est aussi souvent utilisée pour des applications radar.

Les possibilités de ce banc sont multiples car il peut être facilement adapté à d'autres conditions. On va présenter deux applications qui ont été faites avec ce banc. Une mesure des effets de la température sur la stabilité pulse à pulse et une technique de contrôle adaptatif cherchant à améliorer la stabilité pulse à pulse d'une rafale radar après un silence.

III.3.3.1 Impact de la température

En premier lieu, on a utilisé le banc hétérodyne pour quantifier l'impact de la température de la base plate sur la stabilité pulse à pulse. Ces mesures ont été réalisées en adaptant le banc de mesure présenté en figure III-21 par l'ajout d'un système de chauffage sous l'amplificateur (ici un Nitronex GaN 5W).



Fig III-21 : Photographie montrant l'adaptation du banc de mesure hétérodyne intégrant un système de chauffage

Les mesures en température sont réalisées en chauffant la base plate du transistor jusqu'à une température interne de 100°C mesuré à l'aide d'un thermocouple au cœur du dissipateur thermique. Une fois la température atteinte, le système de chauffage est coupé le temps de la mesure pour limiter les effets parasites. Les résultats de stabilité pulse à pulse à deux températures sont présentés en figure III-22 en utilisant la rafale radar de référence (cas 8ms de silence). On a alors une mesure à température ambiante marquée comme base plate froide et une autre chauffée à 100°C marquée en tant que base plate chaude. La figure III-22(a) est une mesure en début de compression alors que la figure III-22(b) correspond à 3dB de compression. On constate ainsi que, dans le cas de l'amplificateur à 3 dB de compression, l'élévation en température a un effet limité sur la stabilité pulse à pulse d'amplitude. Maintenir la base plate à 100°C dégrade de quelques dB la stabilité en fin d'impulsion et permet d'améliorer tout aussi faiblement la stabilité en début d'impulsion. A l'inverse, dans le cas d'un amplificateur en début de compression, on peut noter que le fait de chauffer fortement l'amplificateur dégrade la stabilité pulse à pulse tout le long de l'impulsion. On a ainsi une perte de 2 dB de stabilité au tout début de l'impulsion pour augmenter jusqu'à 5 dB en fin d'impulsion. Concernant la phase, on n'a pas constaté d'influence de la température sur les résultats de stabilité pulse à pulse.

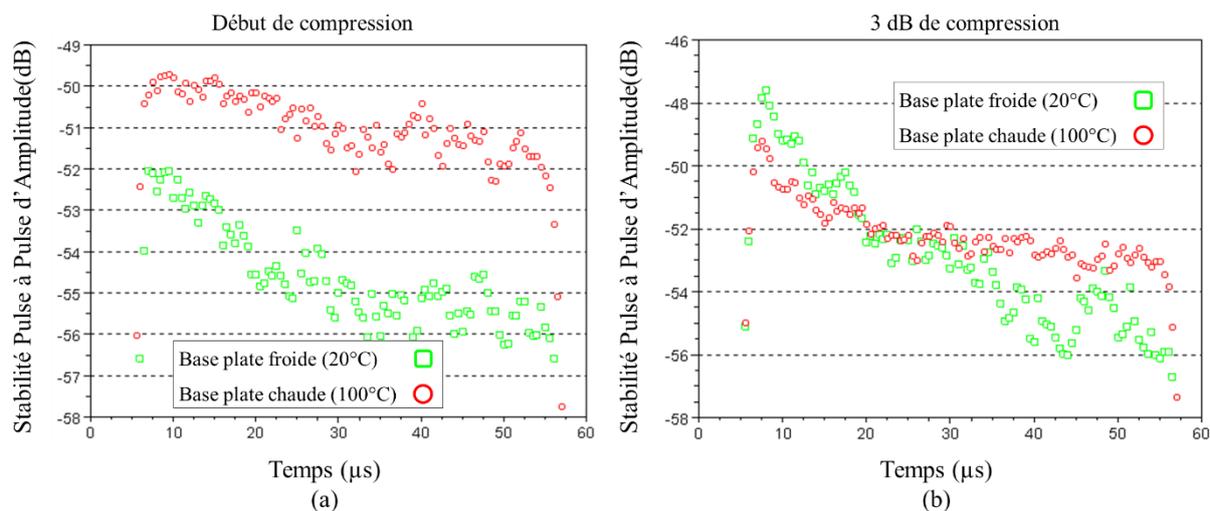


Fig III-22 : Stabilité pulse à pulse d'amplitude d'un HEMT GaN à 2.9 GHz après 8ms de silence avec une base plate à température ambiante et chauffée à 100°C en début de compression(a) et à 3dB de compression (b)

L'amplitude des enveloppes temporelles des impulsions est représentée en figure III-23. Comme pour les précédents résultats, on ne représentera que la première et la dernière impulsion dans le cas d'une rafale avec 8 ms de silence. Pour les mesures à 3 dB de compression en figure III-23(b), chauffer la base plate n'impacte pas le profil de la première impulsion, alors que la dernière impulsion va se déformer un peu plus en fin d'impulsion. Cette légère dégradation de l'amplitude explique la légère dégradation de stabilité pulse à pulse constatée. Concernant les résultats en début de compression présentés en figure III-23(a), on peut voir que lorsque la base plate n'est pas chauffée les impulsions un et huit sont moins déformées que lorsqu'elle est chauffée. La différence entre les impulsions est plus faible lorsque l'on ne chauffe pas la base plate. En revanche, on peut constater que la huitième impulsion présente dans les deux cas un profil similaire à la première. On n'a pas une déformation plus marquée des dernières impulsions de la rafale en chauffant l'amplificateur.

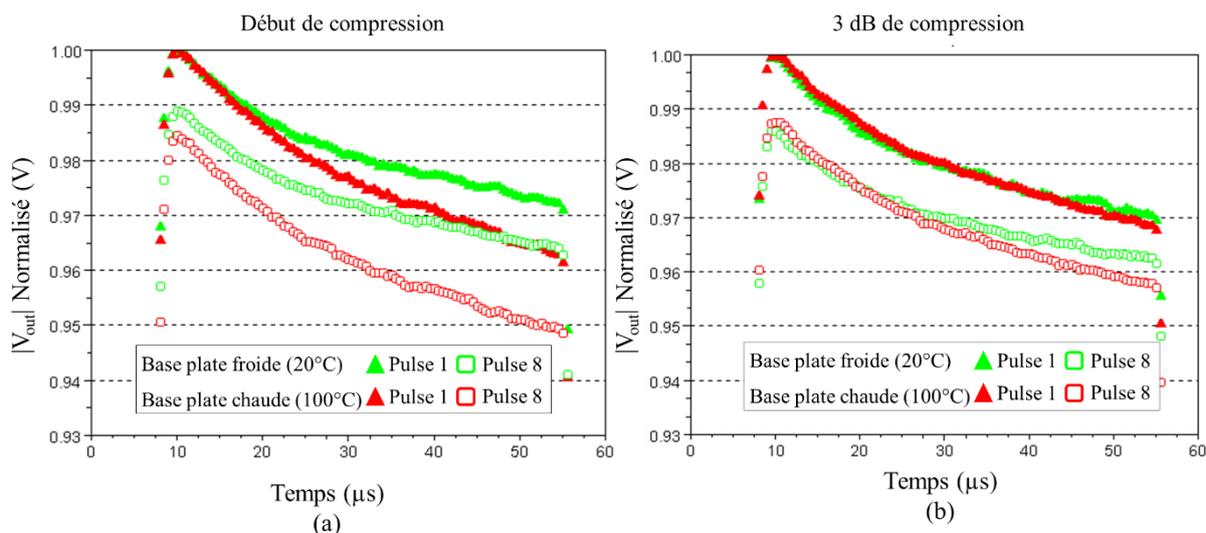


Fig III-23 : Impact de la température sur les profils des premières et huitièmes impulsion d'une rafale radar (8 ms de silence à 2.9 GHz) en début de compression (a) et à 3 dB de compression (b)

III.3.3.2 Optimisation de la stabilité par pré-impulsion de grille

Le banc de mesure a aussi permis de réaliser des travaux d'optimisation de la stabilité pulse à pulse. La technique d'optimisation testée consiste en l'utilisation d'une pré-impulsion de grille avant chaque impulsion RF de la rafale pour augmenter le courant de drain initial pendant la durée de l'impulsion et mettre en température l'amplificateur. Comme représenté en figure III-24, la technique de la pré-impulsion de grille offre deux degrés de liberté : la durée de l'impulsion τ_{grille} pendant laquelle on va venir augmenter le courant de drain, et la valeur du courant de drain $I_{\text{Chauffage}}$ atteinte pendant cette impulsion. Dans notre cas de figure, l'impulsion τ_{grille} a une durée qui varie de 10 à 60 μs . La valeur du courant de drain $I_{\text{Chauffage}}$ atteint pendant la durée de cette impulsion va varier entre la valeur prise pendant l'impulsion (100% I_{DSO}) jusqu'à 170% de ce courant.

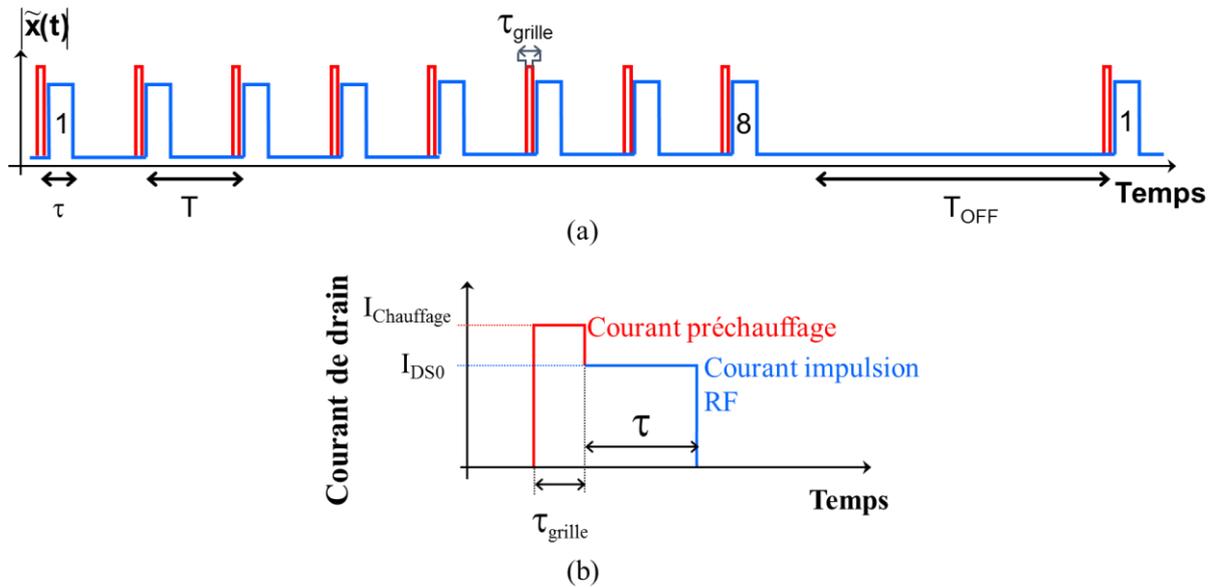


Fig III-24 : Enveloppe temporelle des impulsions radar et localisation des pré-impulsions de grille (a) et représentation de l'évolution du courant de drain (b)

La figure III-25 présente la comparaison des résultats de stabilité pulse à pulse d'une rafale de référence (c'est-à-dire 8 impulsions à 20% de rapport cyclique après 8ms de silence) mesuré sur un amplificateur de test HEMT GaN 6W avec une polarisation continue puis avec la technique des pré-impulsions de grille. Pour une meilleure compréhension, on présentera une valeur moyenne de stabilité pulse à pulse calculée pendant le cas le plus défavorable de l'impulsion c'est-à-dire à son début entre 2 et 7 μ s.

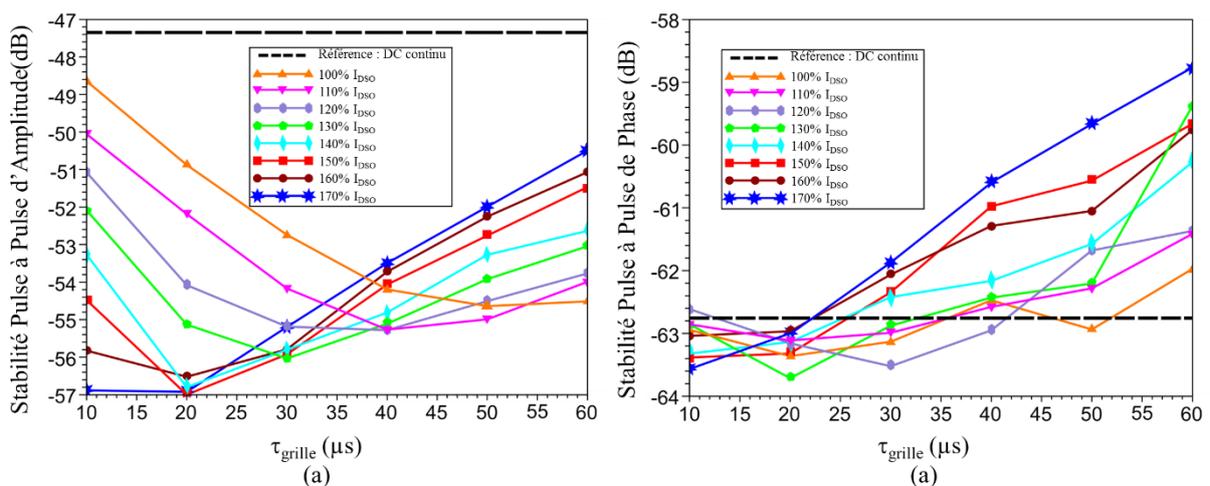


Fig III-25 : Impact en terme de durée τ_{grille} et de niveau de courant $I_{chauffage}$ des pré-impulsions de grille sur la stabilité pulse à pulse moyenne en amplitude (a) et phase (b)

La figure III-25 représente l'enveloppe dans le domaine temporel de l'amplitude normalisée des première et huitième impulsions de la rafale avec une polarisation DC classique comparée au cas de la pré-impulsion de grille permettant le meilleur gain en stabilité pulse à pulse c'est-à-dire une pré-impulsion de $10 \mu\text{s}$ avec un changement de polarisation permettant d'avoir 1,7 fois le courant de drain mesuré pendant l'impulsion RF. L'utilisation d'une pré-impulsion de grille permet de limiter les déformations de l'enveloppe pendant l'impulsion pour toutes les impulsions RF de la rafale, mais avec un effet plus notable sur la première impulsion, la plus affectée par le silence. On note ainsi 0.5 point de différence entre le début et la fin avec une pré-impulsion de grille, contre 1.5 point d'écart pour une polarisation classique. On arrive aussi à maintenir un niveau d'amplitude plus proche de la première impulsion lorsque l'on est en fin de rafale, ce qui est la traduction de l'amélioration de stabilité pulse à pulse.

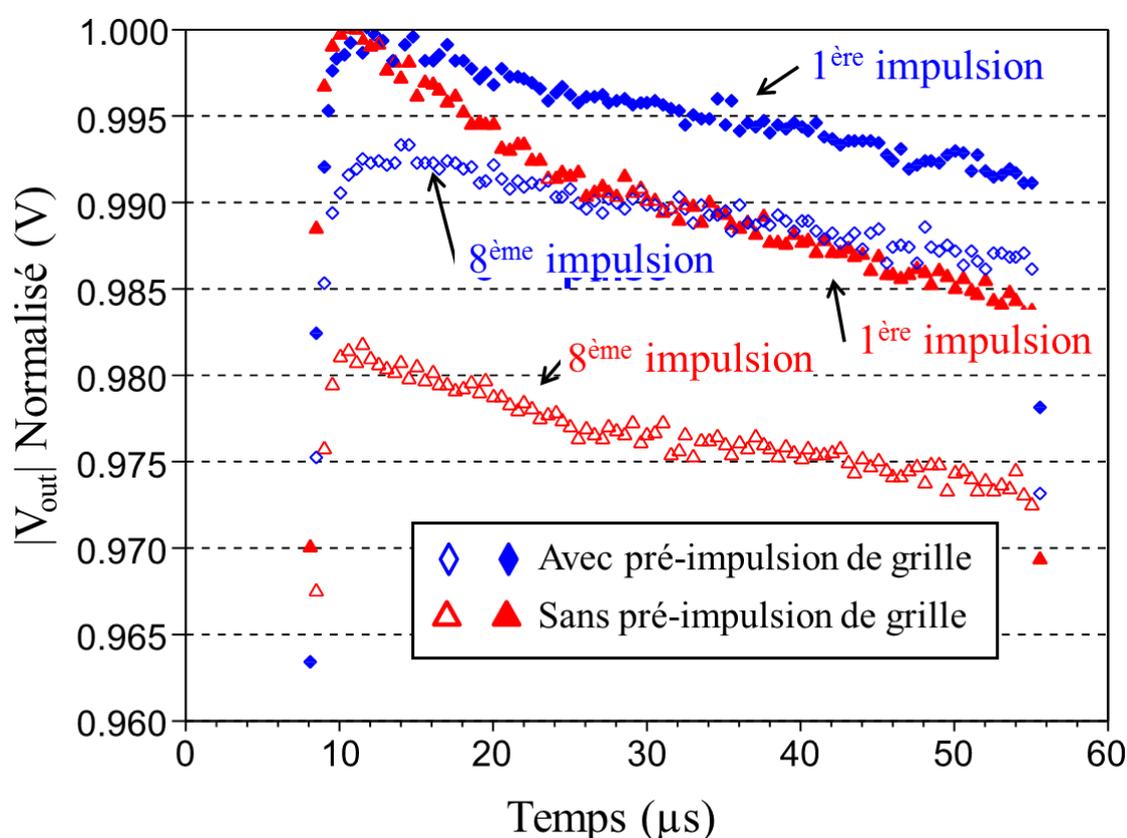


Fig III-26 : Impact d'une pré-impulsion de grille ($10 \mu\text{s} / 1.7 I_{D50}$) sur l'enveloppe temporelle en amplitude des première et huitième impulsions d'une rafale après 8 ms de silence comparé à une polarisation DC.

III.4 La simulation non linéaire de stabilité pulse à pulse

La modélisation électrique non linéaire a pour objectif de simuler le comportement électrique de composants électroniques par des équations mathématiques. Comme nous l'avons présenté dans le premier chapitre, les sources de perturbations du signal radar qui engendrent une mauvaise stabilité pulse à pulse des amplificateurs HEMT GaN sont les effets de la thermique ainsi que des pièges. Ces perturbations se manifestent suivant une évolution temporelle. Les simulateurs utilisent des méthodes mathématiques modernes pour résoudre les équations différentielles complexes des circuits, et permettent ainsi de simuler de manière suffisamment précise les effets sur les tensions et courants électriques de la thermique ainsi que des pièges.

Dans ce paragraphe, nous allons ainsi aborder quels sont les facteurs limitants des différents moteurs de simulation non linéaire, et quelle méthode nous a permis de réaliser des simulations non linéaires de stabilité pulse à pulse. Dans un premier temps, nous aborderons l'aspect thermique de la simulation non linéaire et nous terminerons par l'enrichissement du modèle non linéaire avec l'ajout d'un modèle de pièges de drain (drain lag).

III.4.1 Limitations de la simulation temporelle (Transient)

Les logiciels de simulation sont utilisés sur des ordinateurs qui sont maintenant suffisamment puissants pour leur permettre de réaliser des simulations temporelles de signaux RF. La stabilité pulse à pulse nécessitant des résultats temporels, il est donc nécessaire d'utiliser ces moteurs de simulation non linéaire utilisant l'échelle de temps.

Dans le domaine des circuits haute-fréquence, la principale méthode de simulation non linéaire est l'*Harmonic Balance*. Cette méthode recherche l'état établi du circuit soumis à un signal périodique. La résolution est effectuée dans le domaine fréquentiel pour les éléments passifs et dans le domaine temporel pour les éléments non linéaires avec une conversion par interface de Fourier

Dans le cas de la simulation ayant pour objectif l'extraction de la stabilité pulse à pulse, il n'est pas possible d'utiliser la méthode d'équilibrage harmonique car l'analyse du signal RF pulsé d'une rafale ne peut être réduit à des fréquences fondamentales et leurs harmoniques. Des

valeurs temporelles sont nécessaires pour quantifier l'évolution de l'amplitude ou de la phase entre les impulsions successives d'une rafale radar. Ainsi, le logiciel ADS propose deux moteurs capables de simuler notre problème : la simulation *Transient* et la simulation *Envelope*. Ces deux moteurs de simulation non-linéaire permettent d'avoir des résultats dans le domaine temporel, mais utilisent deux échelles de temps différentes. La simulation *Transient* va permettre d'analyser le signal réel et devra respecter le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon en utilisant une fréquence d'échantillonnage qui sera au moins le double de la porteuse RF. La simulation en transitoire d'enveloppe (*Envelope*) décompose le signal en une porteuse RF et son enveloppe basse-fréquence. L'enveloppe sera échantillonnée dans le domaine temporel avec un pas plus important tandis que la porteuse est analysée par équilibrage harmonique à chaque échantillon d'enveloppe. La figure III-27 présente le principe d'échantillonnage par morceaux de la simulation *Envelope*. La simulation *Envelope* consiste à faire des simulations *Harmonic Balance* pour chaque échantillon temporel de l'enveloppe et à considérer que le signal est constant pendant la durée du pas de simulation. Ainsi, plus le pas est petit plus le signal peut être modélisé avec finesse.

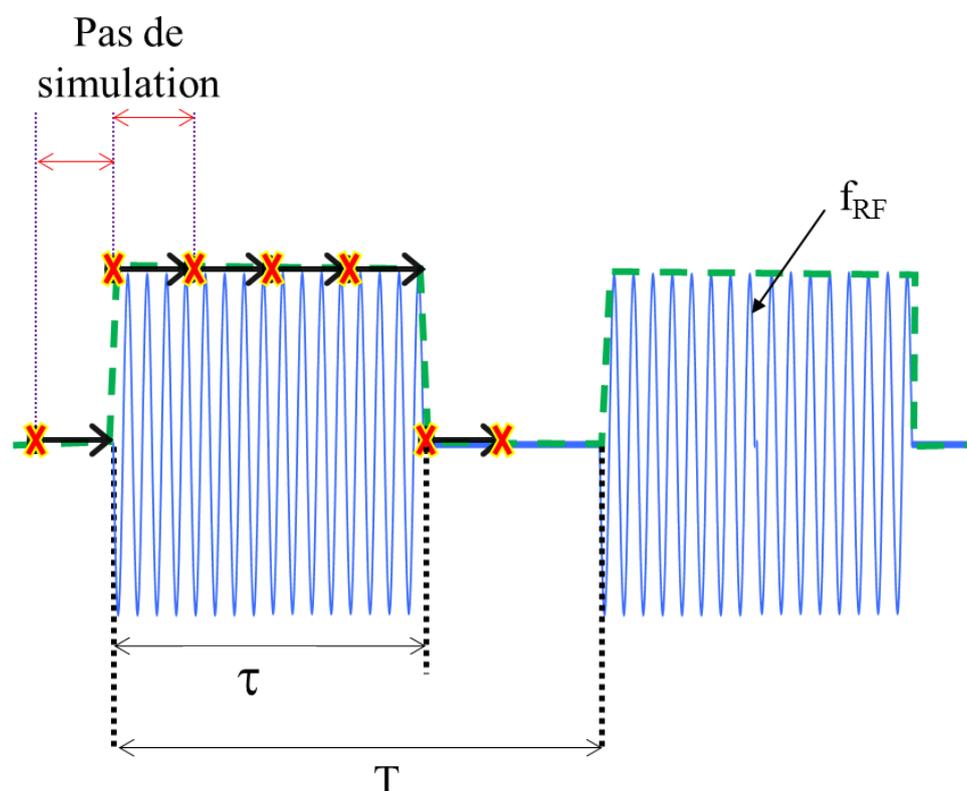


Fig III-27 : Principe de simulation d'Envelope sur une impulsion RF temporel

Les deux moteurs de simulation ont besoin d'un nombre de points calculés différents pour arriver à analyser et présenter les résultats temporels d'une rafale radar. On présente dans le tableau III-2 une comparaison des deux simulations *Transient* et *Envelope* et du nombre minimum de simulations que devra réaliser le logiciel pour traiter notre rafale radar de test à 2.9 GHz. Ainsi, on constate qu'en utilisant le simulateur *Transient* le nombre de simulations est beaucoup plus important que pour le moteur *Envelope*. Ainsi, pour le cas de notre rafale de référence avec un T_{OFF} de 8 ms, une simulation *Transient* requière environ 1500 fois plus de simulations pour analyser la rafale entière par rapport à une simulation *Envelope*. Il faudra aussi tenir compte de la mémoire de l'ordinateur qui sera vite saturée. Il n'est donc pas possible de réaliser des simulations temporelles d'une rafale radar en entier. Le nombre de calculs ainsi que l'espace mémoire nécessaires rendent obligatoire l'utilisation de simulations *Envelope*.

	Simulateur <i>Transient</i>	Simulateur <i>Envelope</i>
Pas de simulation	Fixé par la période RF $T=0.34\text{ns}$	Lié à la période de l'enveloppe $T=0.5\mu\text{s}$ (dans nos travaux)
Nombre de simulations pour une impulsion de 250μs et un pas de $T/10$	7 352 940	5 000
Nombre de simulations pour un train de 8 impulsions	59 millions	40 000
Nombre de simulations pour une rafale avec silence de 8ms	294 millions	200 000

Tableau III-2: Nombres de simulations à réaliser pour simuler une rafale radar test de 10ms à 2.9 GHz avec un simulateur *Transient* et *Envelope*

III.4.2 Méthode de simulation non linéaire de stabilité pulse à pulse en transitoire d'enveloppe

La simulation en transitoire d'enveloppe sur ADS nécessite l'utilisation de sources bien spécifiques. Elles doivent être définies comme une source dépendante du temps. Les solutions standard proposées par ADS sont destinées à réaliser des cas simples et périodiques. Or, dans notre cas, la rafale radar de référence est irrégulière en intégrant un silence. De plus la stabilité

pulse à pulse ne s'obtient pas directement en fin de simulation. Il est nécessaire de traiter a posteriori les enveloppes temporelles de chaque impulsion sur plusieurs rafales.

III.4.2.1 Génération du signal de test

Pour réaliser la simulation de notre banc de test hétérodyne consacré à la stabilité pulse à pulse sous ADS, nous avons dû construire le signal à partir de différents éléments périodiques. La rafale radar sera générée grâce à la définition d'un modulateur d'impulsion qui sera pour nos simulations un composant SDD (Symbolically Defined Device). Le mélangeur idéal utilisé est un SDD à 3 ports. Il y a d'un côté la source RF pure et de l'autre l'enveloppe temporelle de la rafale radar. L'enveloppe du signal doit être générée spécifiquement en multipliant deux enveloppes comme présenté en figure III-28.

La base utilisée pour la génération de cette forme d'onde est une rafale constituée d'une infinité d'impulsions de $50 \mu\text{s}$ de large avec une période T de $250 \mu\text{s}$. À cette rafale, on vient multiplier un signal de période $(R+T_{OFF})$ et de largeur R afin de créer un état de silence de durée T_{OFF} . Dans notre cas à huit impulsions par rafale, la largeur R est égale à huit fois la période T .

En sortie, on dispose ainsi d'une rafale radar modulable constituée de 8 impulsions séparées par une durée de silence T_{OFF} .

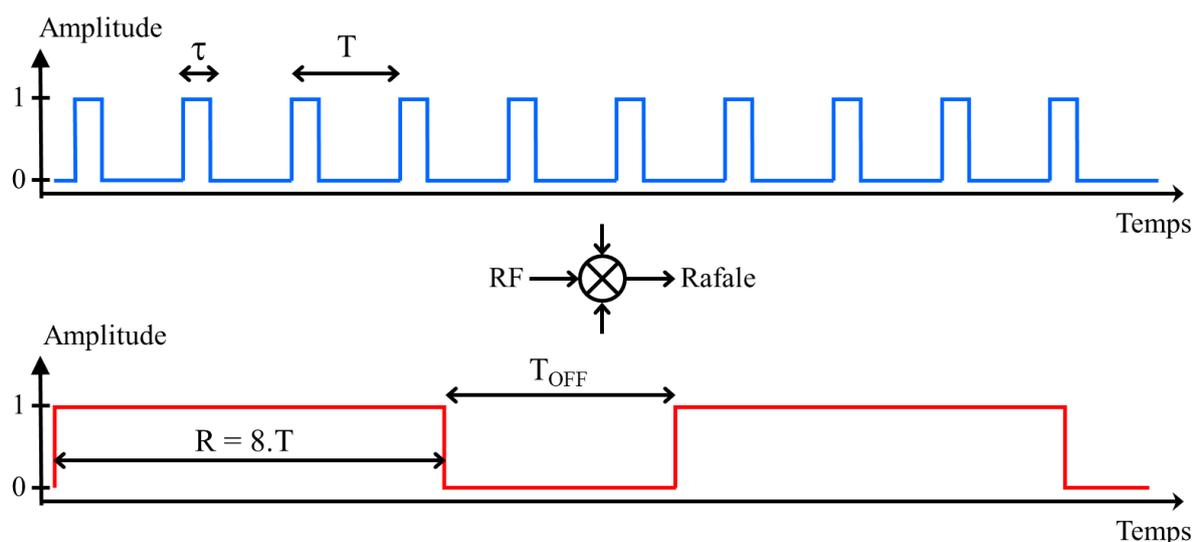


Fig III-28 : Principe de construction de l'enveloppe de la rafale radar irrégulière utilisée dans ADS pour la simulation Envelope

Une vérification des résultats de simulation sans amplificateur de puissance a été réalisée pour vérifier la cohérence mesure/simulation de la forme d'onde de la rafale radar simulée ainsi que les niveaux de puissance. Une simulation de la stabilité pulse à pulse à vide sans amplificateur donne des valeurs de stabilité pulse à pulse infinies, limitées uniquement par la précision numérique.

III.4.2.2 **Calcul de la stabilité pulse à pulse simulée**

Pour confronter les résultats de mesure et de simulation de stabilité pulse à pulse, on a réalisé une étude paramétrique des différentes valeurs et paramètres du modèle de l'amplificateur de puissance pour déterminer les paramètres de modélisation critiques sur la performance en stabilité. Lors des simulations, il a été nécessaire de faire attention aux variations qui affectaient d'autres valeurs que l'amplitude et la phase du signal. Ainsi, un contrôle a été fait pour chaque simulation sur la valeur du rendement et de la puissance au milieu de chaque impulsion.

Le logiciel ADS ayant pour fonction première la simulation non linéaire, il n'est pas fait pour traiter les longs calculs post-simulation qui doivent être réalisés sur les échantillons d'enveloppes temporelles pour obtenir la stabilité pulse à pulse, comme on peut le constater au travers des équations présentées dans le premier chapitre. Ainsi, il a été plus efficace de coder ces calculs sur le logiciel de calcul matriciel externe Scilab. Néanmoins, les résultats de stabilité pulse à pulse étaient calculés et affichés sur ADS pour quelques points temporels de l'enveloppe. Si le résultat semblait convenir, les valeurs temporelles en amplitude et en phase de la rafale radar étaient exportées et traitées par un script Scilab afin d'en extraire la stabilité pulse à pulse.

III.4.3 **Impact simulé de la température**

On a réalisé des simulations non linéaires dans le domaine temporel en utilisant le modèle non linéaire électrothermique du transistor unitaire ainsi que l'équivalent de son réseau d'adaptation dans l'amplificateur. On va présenter dans ce paragraphe l'ensemble des résultats de simulation *Envelope* visant à améliorer le modèle non linéaire du transistor dans l'amplificateur de puissance afin qu'il reflète les résultats mesurés et puisse nous permettre de comprendre dans quelle mesure les effets thermiques et de pièges des transistors HEMT GaN

influent sur la stabilité pulse à pulse. Le fait d'utiliser la stabilité pulse à pulse, et ainsi indirectement les enveloppes temporelles des signaux RF pulsés, peut être considéré comme une manière inédite de modéliser les constantes de temps thermique et de pièges présentes au sein d'un amplificateur HEMT GaN.

III.4.3.1 Modèle non linéaire électrothermique

Le modèle non linéaire électrothermique est la réunion des deux entités. Le premier élément est le modèle électrique qui va traduire dans des équations la variation en température des éléments non-linéaires et en particulier celle du courant I_{DS} donnant donc la puissance dissipée. Le deuxième élément est le réseau thermique qui concernera l'évacuation de la puissance dissipée. Le modèle non-linéaire électrique va tenir compte de l'effet thermique en modélisant la température interne du transistor comme une nouvelle tension de commande des éléments non-linéaires. En représentant la température de jonction par une tension, on peut ainsi étudier les variations temporelles de la température dans l'amplificateur en utilisant un circuit électrothermique de type RC. Le réseau thermique RC associe la résistance thermique R en $^{\circ}C/W$ à la capacité thermique C définissant la constante de temps thermique τ égale au produit RC [52]. Ce réseau électrothermique peut être modélisé grâce à des mesures dédiées telles que les réseaux IV pulsés [53], ou encore par extraction des propriétés thermiques des différentes couches présentes dans le transistor et sa base plate [54]. A partir de ces mesures, on peut extraire des valeurs de résistance thermique et des constantes de temps pour ensuite les intégrer dans le modèle thermique de l'amplificateur.

Les modèles non linéaires utilisés pour représenter les amplificateurs de puissance sont conçus pour présenter des résultats en puissance dans le cas d'un régime pulsé continu. La dépendance face au temps n'est actuellement pas prise en compte lors de la réalisation des modèles non linéaires par les fondeurs. Ceux utilisés sont généralement associés à une dépendance thermique simple avec un circuit thermique constitué d'une seule constante de temps. Dans notre étude, nous allons présenter l'optimisation de la partie thermique en l'affinant afin de correspondre à la réalité temporelle d'une rafale radar plus complexe.

III.4.3.2 Impact du nombre de cellules thermiques et de leurs constantes de temps sur la stabilité pulse à pulse

La stabilité pulse à pulse est particulièrement affectée par les effets thermiques. On a pu constater lors des mesures précédentes que l'augmentation de la durée de silence entre les rafales radar successives dégrade la stabilité pulse à pulse. Cette dépendance aux effets thermiques est due aux différentes constantes de temps thermiques au niveau du transistor et de son package. On va ainsi optimiser le modèle thermique du transistor en se fondant sur la stabilité pulse à pulse extraite des résultats des simulations non linéaires de la rafale radar de référence dans le cas le plus problématique avec $T_{OFF}=8ms$.

Les premières simulations non-linéaires de stabilité pulse à pulse ont clairement montré que le réseau électrothermique à une seule cellule RC était incapable de modéliser l'évolution temporelle des enveloppes de la rafale radar. On a alors amélioré celui-ci en faisant des simulations non linéaires avec un modèle thermique à 2 cellules (2 circuits RC) puis à 3 cellules. On représente dans le tableau III-3 les valeurs obtenues afin d'avoir la meilleure concordance entre les simulations non linéaires et les mesures temporelles. Ce tableau contient les différentes constantes des circuits RC à deux et trois cellules utilisés pour simuler les effets thermiques. La valeur R_{th} représente la résistance thermique en K/W et la valeur τ_{th} est la constante de temps thermique en μs . Les niveaux représentent l'empilement des circuits RC. Le premier modèle présenté en tableau III-3(a) est un circuit à deux réseaux RC avec une constante de temps courte pour modéliser les effets immédiats de la thermique et l'overshoot de tension qu'il génère, et une deuxième plus longue liée aux effets thermiques au sein du transistor qui représente la variation pendant l'impulsion. Sa version améliorée est présentée dans le tableau III-3(b) avec trois circuits RC dont la constante de temps supplémentaire a une durée plus longue pour décrire l'évolution le long de la rafale.

	R_{th} (K.W ⁻¹)	τ_{th} (μ s)		R_{th} (K.W ⁻¹)	τ_{th} (μ s)
			1 ^{er} niveau	3	3.2
1 ^{er} niveau	3	3.2	2 ^{ème} niveau	2.2	200
2 ^{ème} niveau	1.7	70	3 ^{ème} niveau	2.1	600

Tableau III-3: Tableau des valeurs des circuits thermiques RC utilisant deux (a) et trois (b) constantes de temps

Les courbes présentées en figure III-29 représentent une comparaison des première et huitième impulsions de la rafale entre d'une part, le signal mesuré, et, d'autre part, le signal simulé, avec des modèles thermiques à 2 et 3 constantes de temps. La figure III-29(a) permet de constater qu'un circuit thermique à deux constantes de temps permet de bien modéliser l'évolution temporelle de l'enveloppe mesurée de la première impulsion pendant les 50 μ s de l'impulsion. En revanche pour la huitième impulsion représentée dans la figure III-29(b), le modèle à deux constantes de temps montre ses limites car il ne permet plus de représenter l'évolution de l'enveloppe pendant la rafale. On constate qu'un circuit thermique avec seulement deux constantes de temps, malgré une bonne modélisation de la première impulsion de la rafale, ne permet pas d'avoir une bonne représentation de l'évolution de l'amplitude des impulsions pendant la rafale. Il faut ajouter au minimum une troisième constante de temps, afin de mieux représenter la huitième impulsion de la rafale qui est à un niveau plus faible que la première.

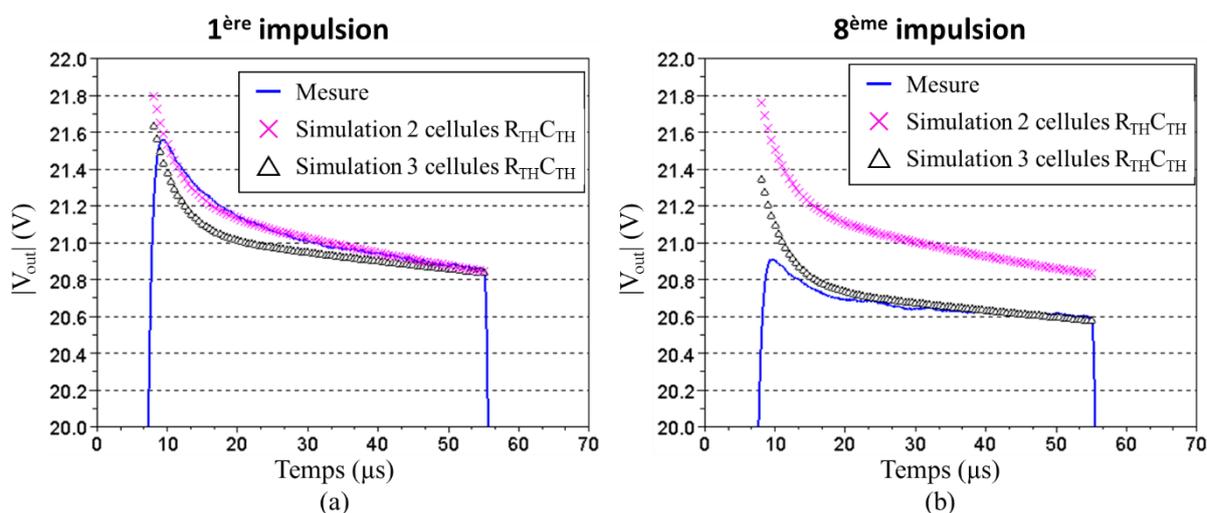


Fig III-29 : Comparaison des enveloppes temporelles en amplitude des première (a) et huitième (b) impulsions de la rafale radar (8ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC

La figure III-30 représente quant à elle la phase des première et huitième impulsions de la rafale radar mesurées et simulées pour le cas de référence avec un silence T_{OFF} de 8ms. Comme pour les représentations en amplitude de la figure III-29, l'utilisation d'un modèle thermique à deux constantes de temps ne permet pas de modéliser l'ensemble des impulsions de la rafale. Une troisième constante de temps est au minimum nécessaire pour représenter l'évolution temporelle de l'enveloppe des dernières impulsions de la rafale.

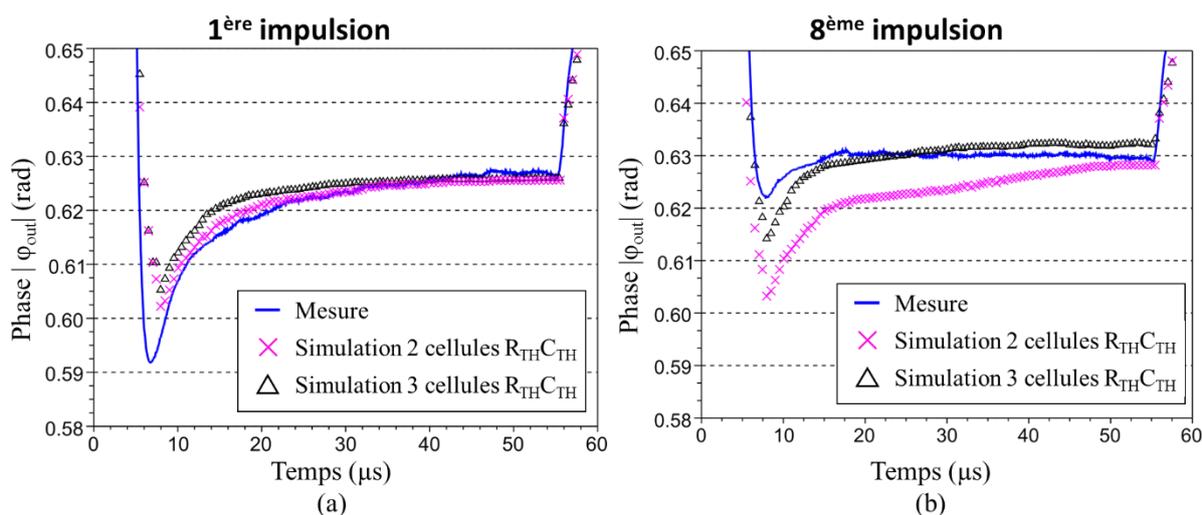


Fig III-30 : Comparaison des enveloppes temporelles en phase des première (a) et huitième (b) impulsions de la rafale radar (8ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC

Les résultats de stabilité pulse à pulse extraits des formes d'onde temporelles depuis les 8 impulsions sont représentés en figure III-31 pour le signal mesuré et pour le cas simulé avec un modèle thermique à deux et trois constantes de temps. Comme on a pu le constater pour les profils temporels en figure III-29 et III-30, la stabilité pulse à pulse d'amplitude présentée dans la figure III-31(a) ou pour la phase en figure III-31(b) pour un circuit thermique à deux constantes de temps ne peut pas modéliser le niveau des valeurs de stabilité obtenues par la mesure. La stabilité pulse à pulse obtenue en simulant la présence de deux constantes de temps n'est pas suffisamment dégradée car il manque la dégradation de l'enveloppe du signal entre la première et la huitième impulsion. Le modèle utilisant trois constantes de temps qui présentait les enveloppes temporelles de la huitième impulsion simulée plus proches de la mesure, permet d'avoir des valeurs de stabilité pulse à pulse plus proches de celles qui sont extraites depuis les mesures. Pour l'amplitude présentée en figure III-31(a), on a une différence de 14 dB en début d'impulsion entre la mesure et la simulation pour avoir une bonne concordance en fin d'impulsion. On constate le même cas de figure pour la phase avec une différence importante en début d'impulsion pour s'accorder en fin d'impulsion. En revanche, l'utilisation d'un circuit thermique à 3 constantes de temps ne permet pas de modéliser la variation de stabilité pulse à pulse pendant la durée de l'impulsion.

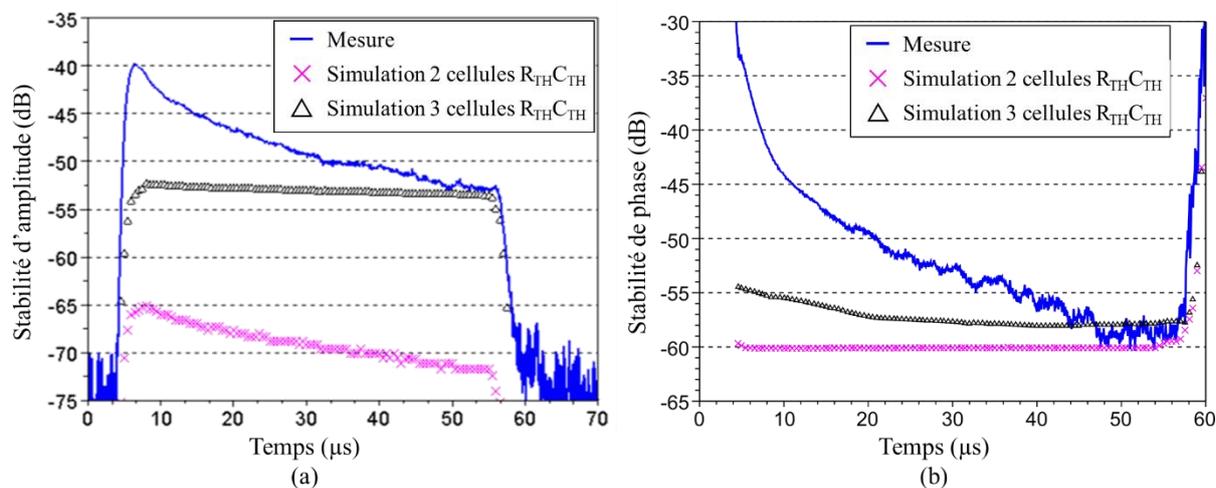


Fig III-31 : Comparaison des valeurs de stabilité pulse à pulse en amplitude (a) et en phase (b) de la rafale radar (8 ms de silence) entre la mesure et la simulation avec un modèle thermique utilisant 2 ou 3 circuits RC.

Un modèle à trois constantes de temps permet donc d'avoir des enveloppes temporelles qui semblent assez proches de la mesure mais la stabilité pulse à pulse extraite des simulations

n'est pas en accord avec la mesure car elle ne représente pas l'amélioration progressive de la stabilité pulse à pulse au cours du temps. On a ainsi essayé d'augmenter le nombre de cellules dans le modèle thermique sans réussir à faire correspondre les évolutions temporelles de la stabilité pulse à pulse pendant l'impulsion. La meilleure cohérence entre simulations et mesures a lieu en fin d'impulsion. On peut se contenter d'une modélisation à trois constantes de temps, mais on constate que l'utilisation de la thermique seule n'est pas suffisante.

III.4.4 Impact simulé des effets de pièges de drain-lag

Les résultats de simulation précédents ont montré qu'un modèle thermique simple ne peut pas permettre à lui seul de représenter les mesures temporelles en amplitude et en phase. D'autre part, les transistors HEMT GaN sont connus pour présenter des effets de pièges. L'étude suivante montre donc l'impact d'un modèle de pièges de drain-lag sur la simulation non linéaire des enveloppes temporelles et de la stabilité pulse à pulse de la rafale radar de référence.

III.4.4.1 Modèle non linéaire de pièges

Les pièges présents au sein d'un transistor HEMT GaN sont de plusieurs types. Il y a des effets de capture d'électron dans le canal. Les irrégularités de la structure cristalline sont à l'origine de ces effets de capture des électrons dans le semi-conducteur. Le deuxième effet va alors correspondre à la libération (émission) de ces électrons. Ces effets de capture et d'émission des électrons ont des constantes de temps très différentes. La capture des électrons est rapide avec une constante de temps très courte tandis que la libération des électrons a une constante de temps beaucoup plus longue. Ces effets de pièges utilisant deux constantes de temps différentes peuvent être modélisés par un circuit électrique représenté en figure III-32 ainsi que l'ont montré les travaux de thèse d'Olivier Jardel [55].

Dans le modèle électrique de pièges de la figure III-32, le circuit va permettre de générer une tension de commande de la grille intrinsèque V_{GS_cor} modifiée en fonction des constantes de temps de capture et d'émission afin de commander la source de courant du modèle. Ce dernier permet de réaliser un suivi de la tension intrinsèque V_{DS} . Ainsi, lorsque la tension V_{DS} augmente, on va modéliser la capture des électrons. Pour ce faire, la diode devient passante et

la capacité C se charge au travers de la résistance R_{capt} , suivant la constante de temps $\tau_{capt} = R_{capt} C$. Lorsque la tension V_{DS} diminue, on va pouvoir modéliser l'émission des électrons car la diode est bloquée de telle sorte que la capacité peut se décharger au travers de la résistance $R_{ém}$ suivant la constante de temps $\tau_{ém} = R_{ém} C$. Pour représenter le fait que les pièges ont des constantes de temps différentes de capture et d'émission, la résistance permet de jouer le rôle de variable d'ajustement de la constante de temps. Ainsi, étant donné que la constante de temps de capture est plus courte que celle d'émission, cela impose que R_{capt} soit plus petite que $R_{ém}$. Le dernier paramètre du circuit est le coefficient multiplicateur k qui permet de gérer la densité des pièges.

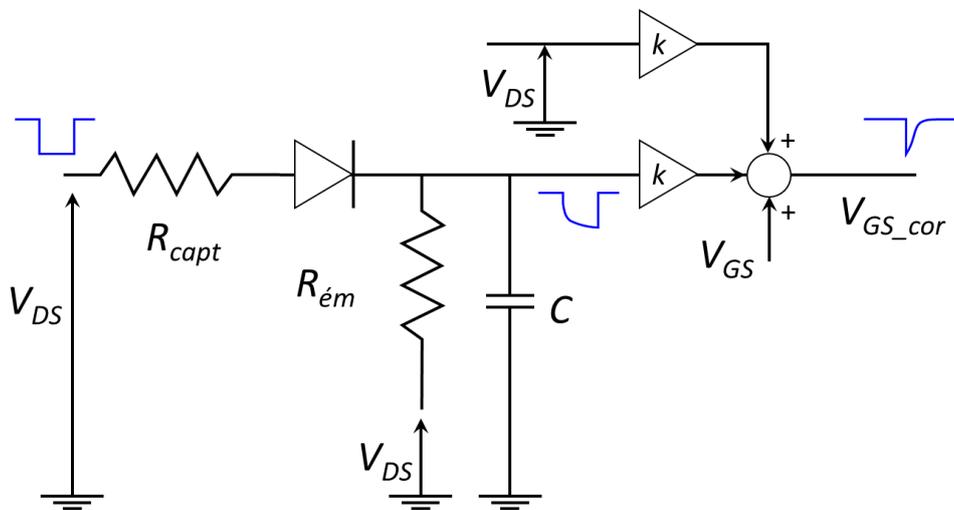


Fig III-32 : Schéma électrique du modèle de drain-lag d'un transistor HEMT GaN [55]

Les effets du modèle de drain-lag sur la réponse du courant de drain sont représentés en figure III-33. La capture des pièges va entraîner une diminution du courant de drain en début d'impulsion tandis le courant de drain atteint un niveau plus faible en fin d'impulsion et ne retrouvera sa valeur établie qu'à l'issue de la constante de temps d'émission. Cette constante de temps d'émission est très longue sur les technologies HEMT GaN pour lesquelles on a mesuré sur certains composants des temps de plusieurs minutes après l'arrêt du signal RF avant que le courant ne retrouve sa valeur de repos.

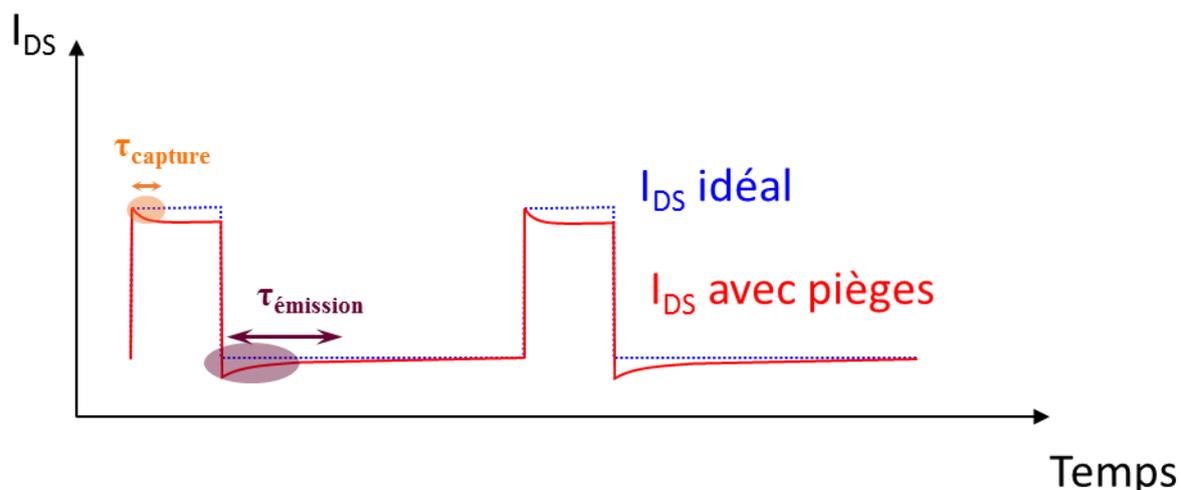


Fig III-33 : Evolutions simulées du courant de drain lors de l'utilisation du modèle de drain-lag pendant une impulsion

III.4.4.2 Impact des effets de pièges sur la stabilité pulse à pulse

Ce circuit équivalent de pièges basé sur une diode, deux résistances et une capacité est adaptatif car il peut tout aussi bien modéliser le drain-lag que le gate-lag. Des mesures pulsées de réseaux I-V ont montré que notre transistor HEMT GaN présentait un certain drain-lag mais était dépourvu de gate-lag. On a ainsi pu se contenter d'un modèle de pièges uniquement sur le drain en intégrant le modèle présenté en figure III-32 dans la source de courant non linéaire.

Par la suite, on a réalisé une étude paramétrique de la stabilité pulse à pulse pour déterminer les valeurs $\tau_{ém}$, τ_{capt} et k du modèle de pièges expliquant l'évolution temporelle de la stabilité pulse à pulse sur la largeur de l'impulsion. Ces simulations utilisent aussi le modèle thermique à trois cellules précédemment optimisé. Les différentes simulations ont permis de fixer la constante de temps de capture des électrons à 5 μ s et celle d'émission à 3 ms. On présente en figure III-34 les résultats de stabilité pulse à pulse avec les deux constantes de temps $\tau_{ém}$ et τ_{capt} fixées respectivement à 3 ms et 5 μ s tandis que la variable k modélisant le taux de pièges du composant est balayée de 0 (absence de pièges) à 0.06 (taux important) dans le cas de la rafale radar de référence, c'est-à-dire après un silence de 8 ms et à 3 dB de compression. Pour la stabilité pulse à pulse d'amplitude en figure III-34(a) l'ajout des effets de pièges permet de bien

modéliser la variation de stabilité pulse à pulse d'amplitude pendant l'impulsion. Un taux de pièges fixé à 0 ($k=0$) ne change pas le comportement de la stabilité pulse à pulse tandis que la meilleure cohérence entre mesure et simulation a lieu pour $k=0.03$. Pour la stabilité pulse à pulse de phase dans la figure III-34(b), on peut voir que comme pour l'amplitude, l'ajout des effets de pièges dans la modélisation permet d'avoir une bonne modélisation de la variation de stabilité pulse à pulse de phase pendant l'impulsion. En revanche, pour bien modéliser la réponse en stabilité pulse à pulse de phase, il est nécessaire de mettre un taux de pièges plus important que pour la phase $k=0.06$ contre $k=0.03$ pour l'amplitude.

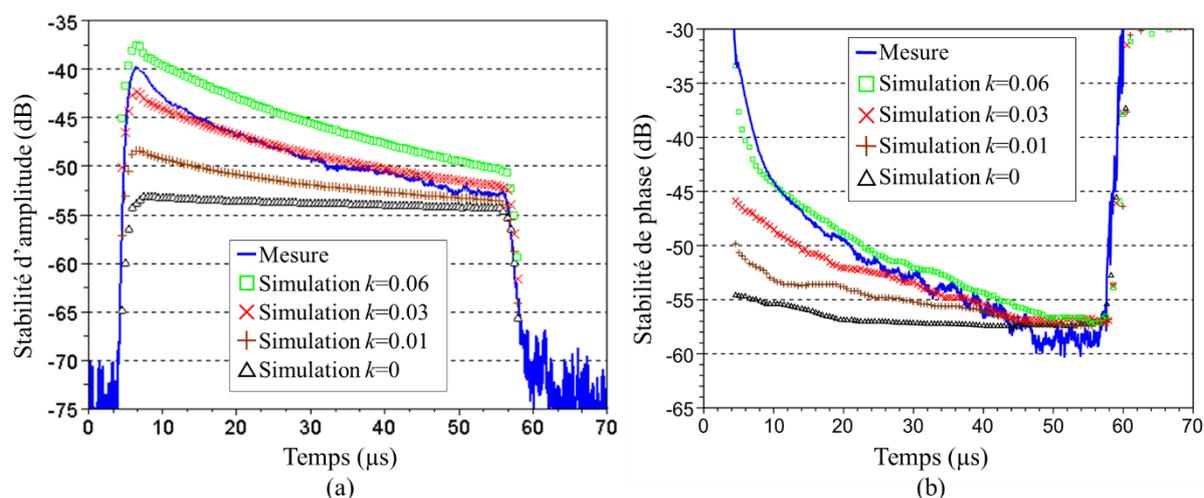


Fig III-34: Comparaison des résultats de stabilité pulse à pulse en amplitude (a) et en phase (b) d'une rafale radar (8ms de silence à 3dB de compression) pour différents niveaux d'intensité de pièges k avec un modèle thermique à 3 niveaux

III.5 Conclusion

Ce dernier chapitre s'est focalisé sur la mise en œuvre d'un banc de mesure de stabilité pulse à pulse ainsi que sur la simulation non-linéaire en transitoire d'enveloppe. Les résultats de mesure et de simulation de stabilité pulse à pulse d'un amplificateur HEMT GaN 10W nous ont permis de mettre en évidence la sensibilité de la stabilité pulse à pulse à la modélisation thermique et des pièges. L'amplificateur de puissance présenté dans le deuxième chapitre a pu être mesuré. Les valeurs de stabilité pulse à pulse vont fortement être influencées par la forme d'onde de la rafale radar. C'est surtout la première impulsion de la rafale qui va jouer le rôle d'amortisseur et encaisser les contraintes les plus fortes. Des rafales radar très variées ont été

utilisées tout le long de ce chapitre et ont permis de mettre en évidence la sensibilité de la stabilité pulse à pulse aux différents paramètres de la rafale. La forme du signal a la plus forte influence sur les valeurs de stabilité pulse à pulse même si l'influence des réseaux d'adaptation n'est pas négligeable.

Le banc de mesure hétérodyne conçu spécifiquement pour la stabilité pulse à pulse est très flexible et adaptatif pour la mesure d'impulsions dans le domaine temporel. Celui-ci propose ainsi un cadre expérimental très intéressant et utile pour plusieurs investigations comme on le présentera en conclusion dans les perspectives.

La dernière partie du chapitre traite de la modélisation non linéaire du transistor HEMT GaN vis-à-vis de la simulation de stabilité pulse à pulse. Dans notre cas, on a pu démontrer qu'il était important d'avoir un modèle thermique avec un ordre 3 au minimum pour bien modéliser la réponse temporelle mais que le seul modèle thermique pour un amplificateur HEMT GaN n'est clairement pas suffisant car les pièges ont une influence déterminante sur la stabilité pulse à pulse.

L'optimisation d'un modèle électrothermique et de pièges d'un HEMT GaN peut-être réalisé à partir des simulations de stabilité pulse à pulse. A partir de résultats de mesures on a ainsi pu extraire les différentes constantes de temps thermiques et de pièges afin de réaliser un modèle non linéaire de transistor HEMT GaN plus représentatif pour la stabilité pulse à pulse.

Conclusion générale

Ce manuscrit a permis dans un premier temps de présenter la stabilité pulse à pulse dans sa forme théorique. La stabilité pulse à pulse d'amplitude et de phase d'un système radar est une caractéristique importante pour réaliser un système performant. Nous avons présenté les caractéristiques principales d'une onde radar. Après avoir formulé des hypothèses sur les origines des perturbations qui dégradent la stabilité pulse à pulse, nous avons présenté deux formulations mathématiques permettant de calculer la stabilité pulse à pulse en amplitude et en phase d'une rafale radar à partir des valeurs temporelles de l'enveloppe de ce signal. Les deux méthodes permettent d'avoir des résultats sensiblement identiques. Mais s'il y a une variation rapide de l'amplitude ou de la phase entre les impulsions successives de la rafale radar, la méthode Écart-type sera un peu plus optimiste que celle RMS, et inversement pour une variation lente.

Un amplificateur a été conçu à 2.9 GHz à partir d'un transistor unitaire HEMT GaN de 2mm de développement. La réalisation a été faite sous la contrainte des éléments disponibles et a permis d'avoir un amplificateur approchant les 50% de rendement en puissance ajoutée avec une puissance de sortie proche de 39.5 dBm. Le modèle non linéaire du transistor ainsi que les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie ont été simulés en petit signal et en forte puissance et les résultats concluants des simulations ont permis de valider le modèle non linéaire en régime continu impulsionnel.

L'essentiel de notre travail a été consacré à la mesure et à la simulation de la stabilité pulse à pulse dans le cadre d'une rafale radar irrégulière. Un banc de mesure a été développé spécifiquement pour les besoins de mesures de stabilité pulse à pulse au sein du laboratoire XLIM en se servant d'un appareil du commerce, dont le récepteur fonctionne suivant un principe de démodulation hétérodyne du signal. Une fois la rafale de référence choisie, ce banc de mesure nous a permis de constater que l'ajout d'un silence entre deux trains d'impulsions dégradait fortement la stabilité pulse à pulse. En augmentant cette durée de silence, nous avons été amenés à constater que les résultats de stabilité pulse à pulse convergeaient vers une valeur limite.

C'est surtout la première impulsion, aussi bien pour la phase que pour l'amplitude, qui est la plus affectée par les effets combinés de la thermique et des pièges propres à la technologie GaN. D'autres cas de figure ont été étudiés comme la variation de la durée de l'impulsion ou celle du rapport cyclique, ou encore la désadaptation de charge.

Les résultats de stabilité pulse à pulse mesurés ont été utilisés pour optimiser le modèle électrothermique du transistor. Le modèle de base, qui avait été validé en régime impulsionnel continu, utilisait un modèle thermique à une seule constante de temps. Or, les résultats de simulations temporelles ont montré qu'il était insuffisant et qu'il fallait définir au moins 3 constantes de temps dans le modèle thermique. Malgré l'ajout d'un modèle thermique plus complexe, les simulations de stabilité pulse à pulse étaient toujours assez différentes des mesures. C'est avec l'ajout d'un modèle de drain-lag qu'il a été possible de bien modéliser les mesures. Les pièges viennent ainsi compléter les effets de la thermique. Au travers des différentes simulations, on a pu observer que les effets thermiques permettaient d'avoir un niveau moyen de stabilité pulse à pulse sans arriver à créer une variation de stabilité pulse à pulse pendant l'impulsion. A ces effets thermiques viennent s'ajouter les effets des pièges. Les effets de pièges vont permettre de créer une différence entre les différentes impulsions de la rafale plus importante pendant la première partie de l'impulsion RF.

Les prolongements et perspectives de ces travaux pourraient concerner dans un premier temps le banc de mesure. Il serait possible d'élargir les possibilités en choisissant un générateur et un récepteur permettant l'utilisation de fréquences plus importantes pour ainsi permettre d'évaluer les performances pour les radars fonctionnant en bande X ou bien d'autres formes d'ondes plus irrégulières. Le banc de test conçu est très flexible et il permet une grande souplesse dans le choix des différentes formes d'ondes.

La prédiction de la stabilité pulse à pulse pourrait être possible dès la phase de conception de l'amplificateur, lors des simulations comme c'est le cas aujourd'hui par exemple pour l'intermodulation (IM3). En effet, on a vu qu'il était possible de modéliser assez fidèlement les résultats de stabilité pulse à pulse d'un amplificateur.

Une première étude pour chercher des moyens d'améliorer la stabilité pulse à pulse a été présentée avec l'utilisation d'une pré-impulsion sur la grille avant chaque impulsion RF pour mettre en température le composant. Cette première étude a permis d'améliorer la stabilité pulse à pulse, mais en sacrifiant le rendement. Le banc de mesure pourrait permettre d'examiner des stratégies plus complexes pour améliorer la stabilité pulse à pulse.

Les résultats de stabilité obtenus pourraient être pris en compte par les ingénieurs s'occupant de la partie traitement du signal. Il est en effet possible d'avoir des informations précises sur les parties du signal qui seront dégradées dans la forme d'onde.

Le banc permet pour le moment une étude de l'enveloppe du signal mais il serait intéressant d'améliorer la caractérisation en échantillonnant au niveau de la porteuse du signal comme XLIM le fait [56] mais sur des périodes plus longues.

Bibliographie

- [1] C. Arnaud, “Etude et conception d’un système de caractérisation fonctionnelle d’amplificateur de puissance en mode CW pulse,” 2001.
- [2] J. Darricau, *Physique et Théorie du Radar*. 1993.
- [3] J. L. Meyzonnette, “Capteurs à semi-conducteurs et applications,” 2007. .
- [4] “Target and Clutter Scattering and their Effects on Military Radar Performance,” NATO, 1991.
- [5] P. Roblin, D. E. Root, J. Verspecht, Y. Ko, and J. P. Teyssier, “New Trends for the Nonlinear Measurement and Modeling of High-Power RF Transistors and Amplifiers With Memory Effects,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 6, pp. 1964–1978, Jun. 2012.
- [6] A. Prejs, S. Wood, R. Pengelly, and W. Pribble, “Thermal analysis and its application to high power GaN HEMT amplifiers,” in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2009, pp. 917–920.
- [7] W. D. Hu, X. S. Chen, F. Yin, J. B. Zhang, and W. Lu, “Two-dimensional transient simulations of drain lag and current collapse in GaN-based high-electron-mobility transistors,” *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 8, 2009.
- [8] F. Dhondt, C. Salmer, and P. Eudeline, “Quantified effects of low frequency radiations on high power amplifiers pulse to pulse stability,” in *2000 30th European Microwave Conference, EuMC 2000*, 2000.
- [9] G. Meneghesso, G. Verzellesi, F. Danesin, F. Rampazzo, F. Zanon, A. Tazzoli, M. Meneghini, and E. Zanoni, “Reliability of GaN high-electron-mobility transistors: State of the art and perspectives,” *IEEE Trans. Device Mater. Reliab.*, vol. 8, no. 2, pp. 332–343, 2008.
- [10] C. Salmer, P. Eudeline, and P. A. Rolland, “Pulse to Pulse Stability of Solid State Transmitter Module for Radars Application,” in *28th European Microwave Conference, 1998*, 1998, vol. 2, pp. 79–84.
- [11] “.” [Online]. Available: <http://www.microsemi.com/>.
- [12] W. Shockley, “A unipolar field-effect transistor,” *Proc. IRE*, vol. 40, no. 11, pp. 1365–1376, 1952.
- [13] A. Denis, “Elaboration, cristallogénese et caractérisations physico-chimique des nitrures des éléments de la colonne IIIA et en particulier de GaN,” 2003.
- [14] Bahat-Treidel, “GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation: Design, Technology and Characterization,” Technischen Universität, 2012.
- [15] S. J. C. H. Theeuwen and H. Mollee, *S-band radar LDMOS transistors*. IEEE, 2009.

- [16] E. Mitani, M. Aojima, and S. Sano, "A kW-class AlGaIn/GaN HEMT Pallet Amplifier for S-band high power application," in *European Microwave Week 2007 Conference Proceedings, EuMW 2007 - 2nd European Microwave Integrated Circuits Conference, EuMIC 2007*, 2007, pp. 176–179.
- [17] B. Vassilakis, J. Storniolo, and J. Monroe, "High Efficiency Base Station Amplifier Architectures Utilizing LDMOS and GaN High Power Transistors," *Power*, pp. 1–4, 2009.
- [18] S. Nuttinck, E. Gebara, J. Laskar, N. Rorsman, J. Olsson, H. Zirath, K. Eklund, and M. Harris, "Comparison between Si-LDMOS and GaN-based microwave power transistors," in *Proceedings. IEEE Lester Eastman Conference on High Performance Devices*, 2002, pp. 149–154.
- [19] Y. Yue, Z. Hu, J. Guo, B. Sensale-Rodriguez, G. Li, R. Wang, F. Faria, T. Fang, B. Song, X. Gao, S. Guo, T. Kosel, G. Snider, P. Fay, D. Jena, and H. Xing, "InAlN/AlN/GaN HEMTs With Regrown Ohmic Contacts and f_T of 370 GHz," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 33, no. 7, pp. 988–990, Jul. 2012.
- [20] G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U. K. Mishra, C. Canali, and E. Zanoni, "Surface-Related Drain Current Dispersion Effects in AlGaIn–GaN HEMTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, no. 10, pp. 1554–1561, Oct. 2004.
- [21] S. C. Binari, P. B. Klein, and T. E. Kazior, "Trapping effects in GaN and SiC microwave FETs," *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 6, pp. 1048–1058, Jun. 2002.
- [22] I. Daumiller, D. Theron, C. Gaquiere, A. Vescan, R. Dietrich, A. Wieszt, H. Leier, R. Vetury, U. K. Mishra, I. P. Smorchkova, S. Keller, C. Nguyen, and E. Kohn, "Current instabilities in GaN-based devices," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 22, no. 2, pp. 62–64, Feb. 2001.
- [23] N. Killat, M. Ľapajna, M. Faqir, T. Palacios, and M. Kuball, "Evidence for impact ionisation in AlGaIn/GaN HEMTs with InGaIn back-barrier," *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 6, p. 405, 2011.
- [24] J. R. Brews, "MOSFET hand analysis using BSIM - Small-signal circuits enable PSPICE simulations of realistic models," *IEEE Circuits Devices Mag.*, vol. 21, no. 6, pp. 34–42, Nov. 2005.
- [25] A. Liechti, "Microwave Field-Effect Transistors-1976," vol. MI, no. 6, 1976.
- [26] J. Gao, X. Li, H. Wang, and G. Boeck, "An Approach to Determine Small-Signal Model Parameters for InP-Based Heterojunction Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Semicond. Manuf.*, vol. 19, no. 1, pp. 138–145, Feb. 2006.
- [27] O. Jardel, "Contribution à la Modélisation des Transistors pour l'Amplification de Puissance aux Fréquences Microondes. Développement d'un nouveau Modèle Electrothermique de HEMT AlGaIn/GaN incluant les Effets de Pièges," Université de Limoges, 2008.

- [28] Y. Tajima and P. D. Miller, "Design of Broad-Band Power GaAs FET Amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 3, pp. 261–267, Mar. 1984.
- [29] J.-P. Teyssier, P. Bouysse, Z. Ouarch, D. Barataud, T. Peyretailade, and R. Quere, "40-GHz/150-ns versatile pulsed measurement system for microwave transistor isothermal characterization," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2043–2052, 1998.
- [30] G. Mouginot, "Potentialités des transistors HEMT AlGaN-GaN pour l'amplification large bande de fréquence ; effets limitatifs et modélisation," 2011.
- [31] J. Chéron, "Méthode d'encapsulation optimale d'une technologie HEMT GaN pour la conception d'amplificateurs large bande à forte puissance et haut rendement destinés aux applications Radars en bande S," 2011.
- [32] J. Cheron, M. Campovecchio, D. Barataud, T. Reveyrand, M. Stanislawiak, P. Eudeline, and D. Floriot, "Wideband 50W packaged GaN HEMT with over 60% PAE through internal harmonic control in S-band," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2012, pp. 1–3.
- [33] M. Cicolani, A. Gentile, S. Maccaroni, L. Marescialli, S. S. Integrati, and V. Tiburtina, "Pulse-to-Pulse Stability Characteristics of Robust Design Centered High Performances / Low Cost T / R Module," 2006.
- [34] O. Jardel, M. Olivier, D. Lancereau, R. Aubry, E. Chartier, N. Sarazin, M. Di Forte Poisson, S. Piotrowicz, M. Stanislawiak, D. Rimbart, S. L. Delage, and P. Eudeline, *A 30W, 46% PAE S-band GaN HEMT MMIC power amplifier for radar applications*. IEEE, 2012.
- [35] J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, and P. Eudeline, "Time-domain envelope measurements and simulations of pulse-to-pulse stability in microwave power amplifiers," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, 2014, pp. 1–4.
- [36] C. Nader, W. Van Moer, N. Bjorsell, and P. Handel, "Wideband radio frequency measurements: From instrumentation to sampling theory," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 2, pp. 85–98, Mar. 2013.
- [37] B. Razavi, "Design Considerations for Interleaved ADCs," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 48, no. 8, pp. 1806–1817, Aug. 2013.
- [38] S. Ahmed, "Système de mesures temporelles 4-canaux à échantillonnage entrelacé ultra haute fréquence basé sur des amplificateurs « Track & Hold » pour la caractérisation impulsionnelle d'amplificateurs de puissance non linéaires," 2012.
- [39] L. B. Oliveira, J. R. Fernandes, I. M. Filanovsky, C. J. M. Verhoeven, and M. M. Silva, "Analysis and Design of Quadrature Oscillators," vol. 1, 2008.
- [40] B. Razavi and R. Behzad, "RF microelectronics 2nd," vol. 53, p. 160, 1989.
- [41] P. Medrel, "Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille," 2014.

- [42] J. B. Lai and C. G. Christodoulou, “A Very High Sensitivity RF Pulse Profile Measurement System,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 6, pp. 1616–1623, Jun. 2010.
- [43] “R&S-SMBV100a.” [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/in/product/smbv100a-productstartpage_63493-10220.html.
- [44] “R&S-K6 Pulse Sequencer.” [Online]. Available: http://www.rohde-schwarz.fr/fr/Produits/Test_Mesure/Signal_Generators/SMBVK6.html.
- [45] “R&S-NRPZ21.” [Online]. Available: <http://www.rohde-schwarz.com/en/product/nrpz21->.
- [46] “R&S-FSQ26.” [Online]. Available: https://www.rohde-schwarz.com/vn/product/fsq-productstartpage_63493-7994.html.
- [47] “Analog Devices Tutorial.” [Online]. Available: <http://www.analog.com/media/ru/training-seminars/tutorials/MT-001.pdf>.
- [48] D. Tse and P. Viswanath, “The wireless channel,” in *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2004, pp. 22–30.
- [49] W. C. Van Etten, “Bandpass Processes,” in *Introduction to Random Signals and Noise*, New York, NY, USA: Wiley, 2006, pp. 101–111.
- [50] Scilab Enterprises, “Scilab.” .
- [51] S. Benedetto and E. Biglieri, “Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications,” 2006.
- [52] C. Charbonniaud, “Caractérisation et modélisation électrothermique non linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l’amplification de puissance micro-onde,” University of Limoges, 2005.
- [53] O. Jardel, F. De Groote, T. Reveyrand, J.-C. Jacquet, C. Charbonniaud, J.-P. Teyssier, D. Floriot, and R. Quere, “An Electrothermal Model for AlGaIn/GaN Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2660–2669, Dec. 2007.
- [54] R. Aubry, J.-C. Jacquet, J. Weaver, O. Durand, P. Dobson, G. Mills, M.-A. di Forte-Poisson, S. Cassette, and S.-L. Delage, “SThM Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution With Bias on AlGaIn/GaN HEMT Devices,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 3, pp. 385–390, Mar. 2007.
- [55] O. Jardel, “Contribution à la modélisation des transistors pour l’amplification de puissance aux fréquences microondes: développement d’un nouveau modèle électrothermique de HEMT AlGaIn/GaN incluant les effets de pièges,” 2008.
- [56] S. Ahmed, M. Saad El Dine, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus, “Time-domain measurement system using Track & Hold Amplifier applied to pulsed RF characterization of high power GaN devices,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2011, pp. 1–4.

Publications scientifiques

- J. Delprato, M. Campovecchio, D. Barataud, M. Stanislawiak “Prédiction de la stabilité de pulse à pulse des amplificateurs de puissance GaN pour applications Radar bande S” Journées Scientifiques Défense DGA, Paris, 6 Février 2012
- J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, P. Eudeline, “Time-domain envelope measurements and simulations of pulse-to-pulse stability in microwave power amplifiers” IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014), Tampa (USA), 1-6 June 2014
- J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant, P. Eudeline, “Measured and Simulated Impact of Irregular Radar Pulse Trains on the Pulse-to-Pulse Stability of Microwave Power Amplifiers”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, Issue 12, pp. 3538-3548, Dec 2014
- J. Delprato, A. Delias, P. Medrel, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, A. Martin, P. Bouysse, J.M. Nebus, C. Tolant, P. Eudeline, “Pulsed gate bias control of GaN HEMTs to improve pulse-to-pulse stability in radar applications”, Electronics Letters, Vol. 51, Issue 13, pp. 1023-1025, June 2015
- A. Benvegnù, J. Delprato, J.L. Roux, P. Eudeline, M. Campovecchio, D. Barataud, “Méthodes de caractérisation avancée pour l’évaluation de la fiabilité des Filières GaN”, Microwave & RF Workshop « Fiabilité des Composants et Systèmes Electroniques Hyperfréquences, Paris, Avril 2015
- J. Delprato, M. Campovecchio, D. Barataud, P. Eudeline, C. Tolant “Impact of the Duty Cycle on the Pulse-to-Pulse Stability of a GaN Power Amplifier” 21st International Conference on Microwave, Radar and Wireless Communications (MIKON) 2016, International Microwave and Radar Week, MRW 2016, pp. 1-4, Cracovie (Krakow), Pologne (Poland), 9-12 May 2016

A. Annexe sur la mesure en paramètre S

L'annexe A présente la mesure des paramètres S de la chaîne de transmission entre le plan de sortie du DST π_{out} et le plan d'entrée du récepteur hétérodyne π_{mes} . La figure A-1 représente un synoptique du banc de mesures utilisé pour obtenir les paramètres $S_{ij}(f)$.

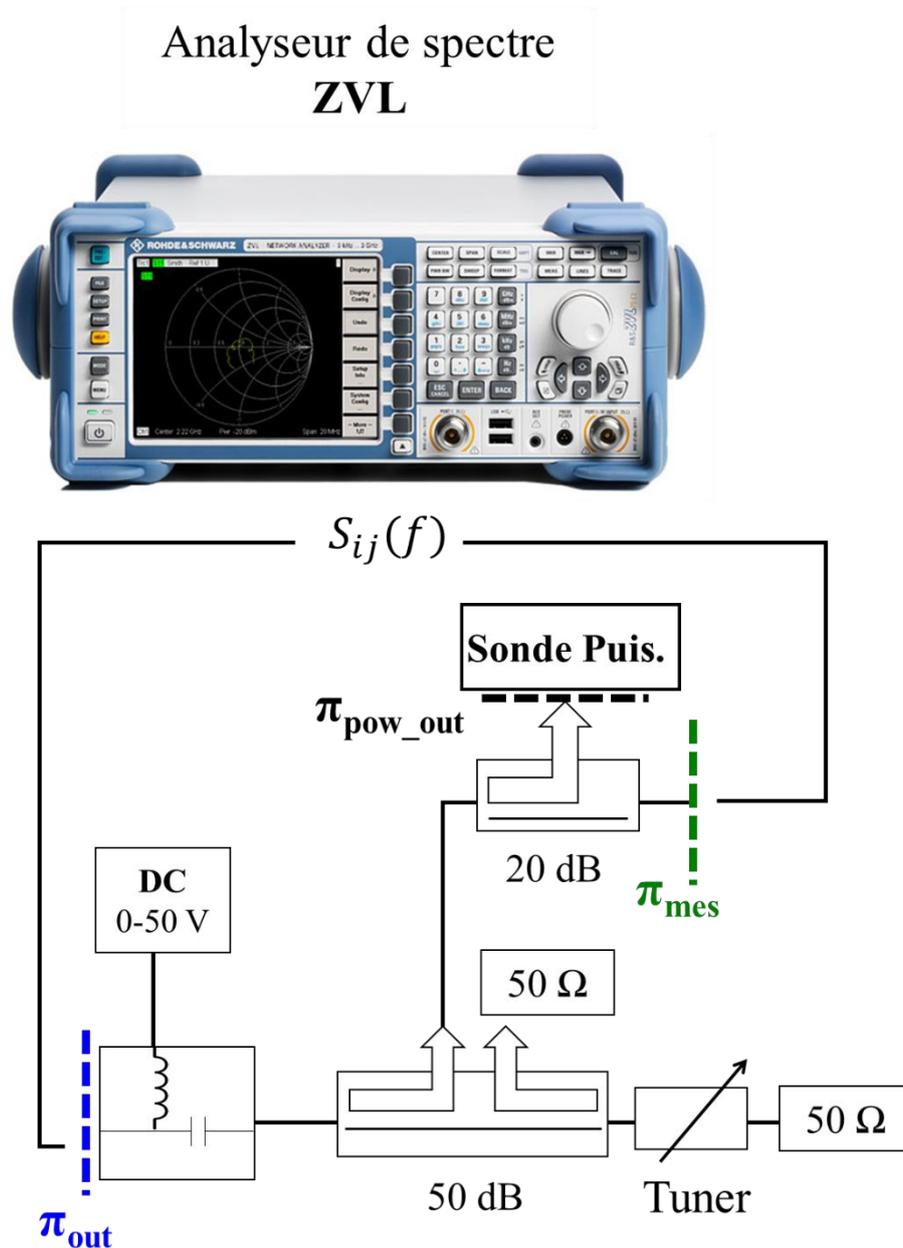


Fig A-1 : Représentation schématique du banc pour la mesure des paramètres S entre le plan de sortie de l'amplificateur π_{out} et le plan d'entrée du récepteur π_{mes}

Les figures A-2 et A-3 représentent les mesures du paramètre S_{21} en module et en phase qui ont été utilisé pour obtenir les impulsions dans le plan de sortie de l'amplificateur π_{out} . Les mesures ont été réalisées sur une bande de fréquence de 150 MHz autour de la fondamentale f_0 .

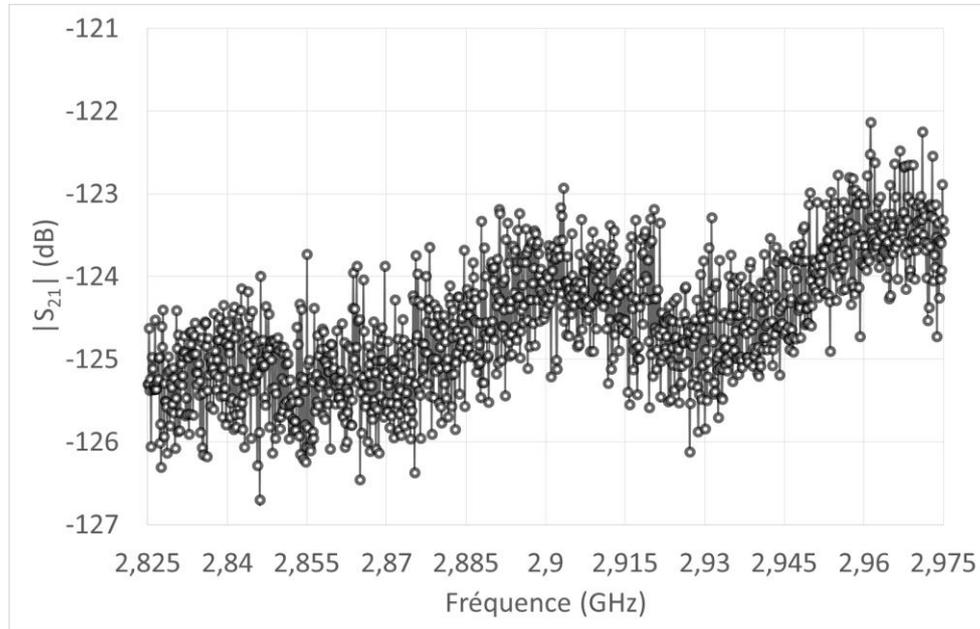


Fig A-2 : Mesure du module de S_{21} entre entre les plans π_{out} et π_{mes} sur une bande de 150MHz autour de 2.9 GHz

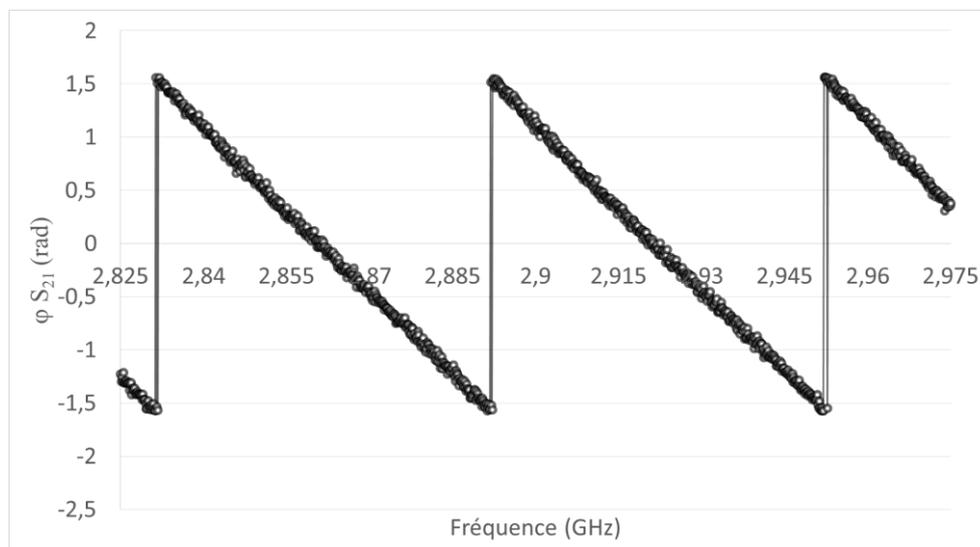


Fig A-3 : Mesure de la phase de S_{21} entre entre les plans π_{out} et π_{mes} sur une bande de 150MHz autour de 2.9 GHz

B. Annexe sur la stabilité pulse à pulse globale

Comme nous l'avons montré dans le premier chapitre, il est possible de calculer la stabilité pulse à pulse globale de la rafale radar en appliquant la formule suivante :

$$Stab_{tot}(dB) = -10 \cdot \log \left(10^{\frac{-Stab_{amp}(dB)}{10}} + 10^{\frac{-Stab_{phase}(dB)}{10}} \right) \quad B-1$$

Nous présenterons ici les résultats de stabilité pulse à pulse globale des différents cas qui ont été étudiés dans le troisième chapitre.

- Cas impact de la durée du silence :

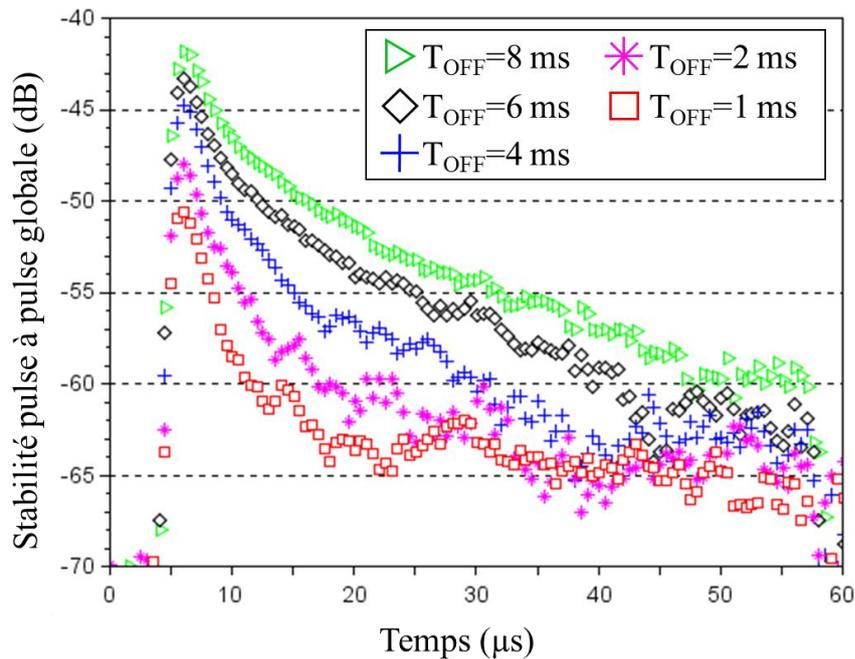


Fig B-1 : Impact de la durée du silence T_{OFF} sur la stabilité pulse à pulse globale pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression

- Cas impact de la durée d'impulsion et du rapport cyclique :

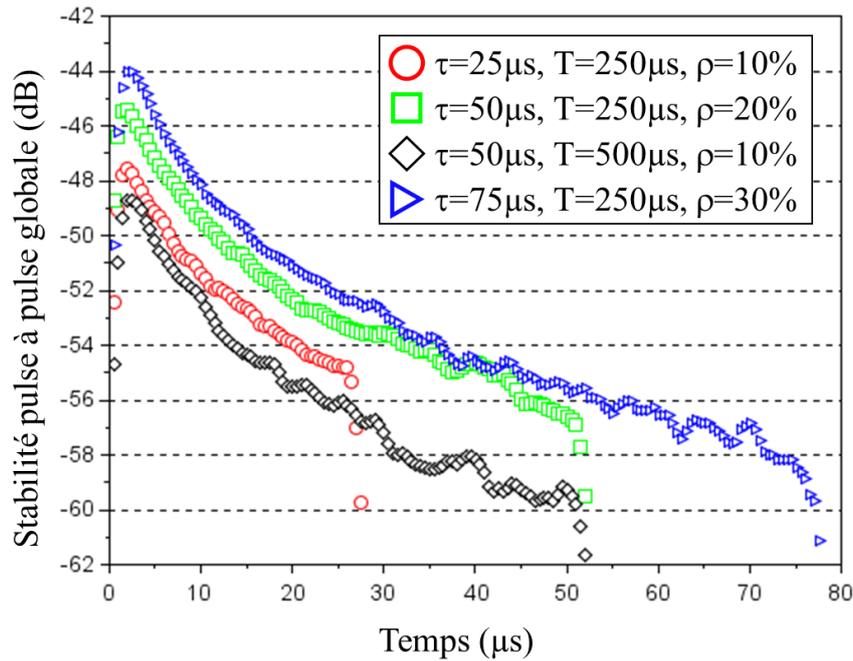


Fig B-2 : Impact de la durée d'impulsion τ sur la stabilité pulse à pulse globale pour un train de 8 impulsions à 2.9 GHz et à 3 dB de compression. ($T_{OFF}=8$ ms)

- Cas du nombre d'impulsions :

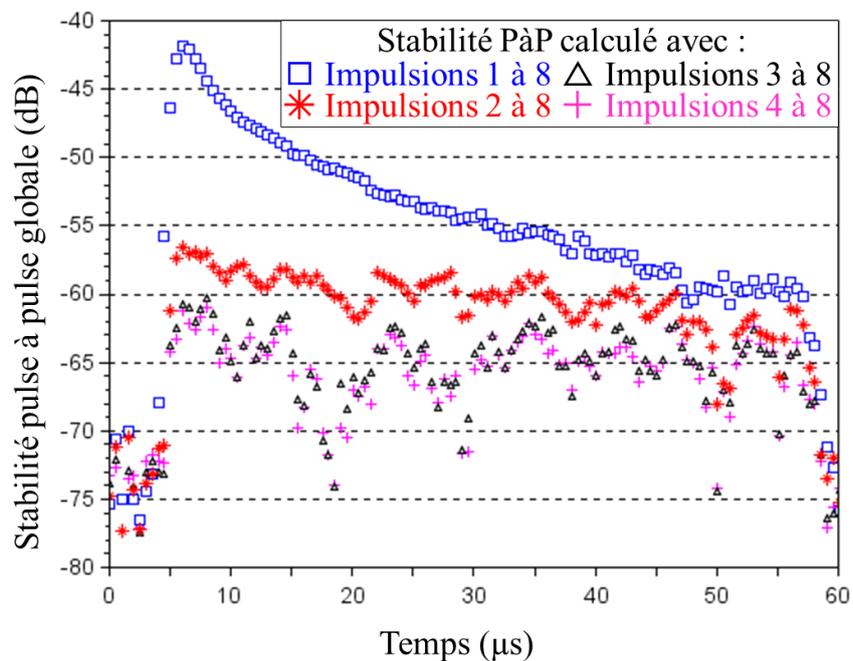


Fig B-3 : Impact de la non prise en compte des premières impulsions de la rafale radar dans le calcul final de stabilité pulse à pulse globale

- Cas de variation du niveau de compression :

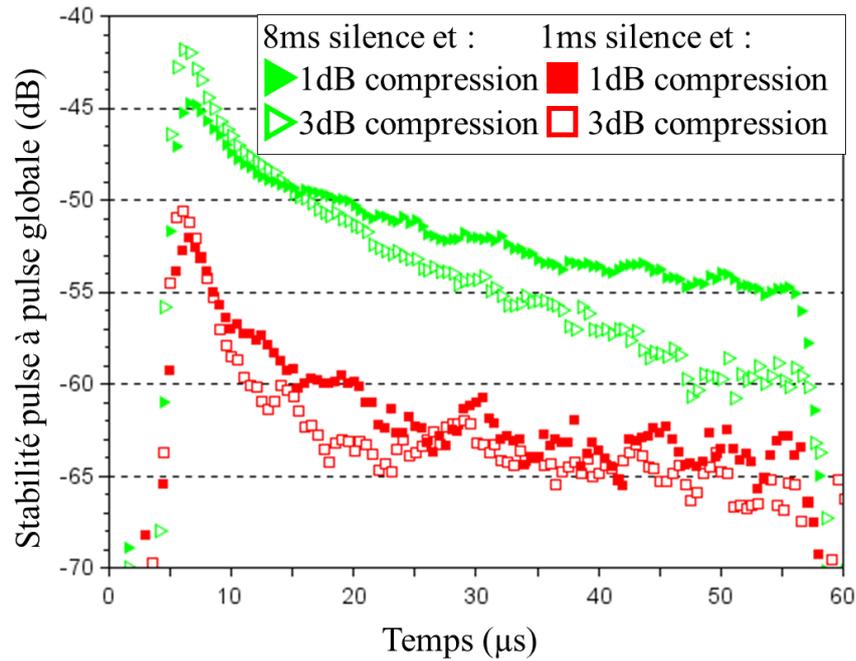


Fig B-4 : Impact du niveau de compression sur la stabilité pulse à pulse globale après un silence T_{OFF} de 1 ms et 8 ms ($f_0 = 2.9$ GHz)

- Cas de l'impact de l'impédance de charge :

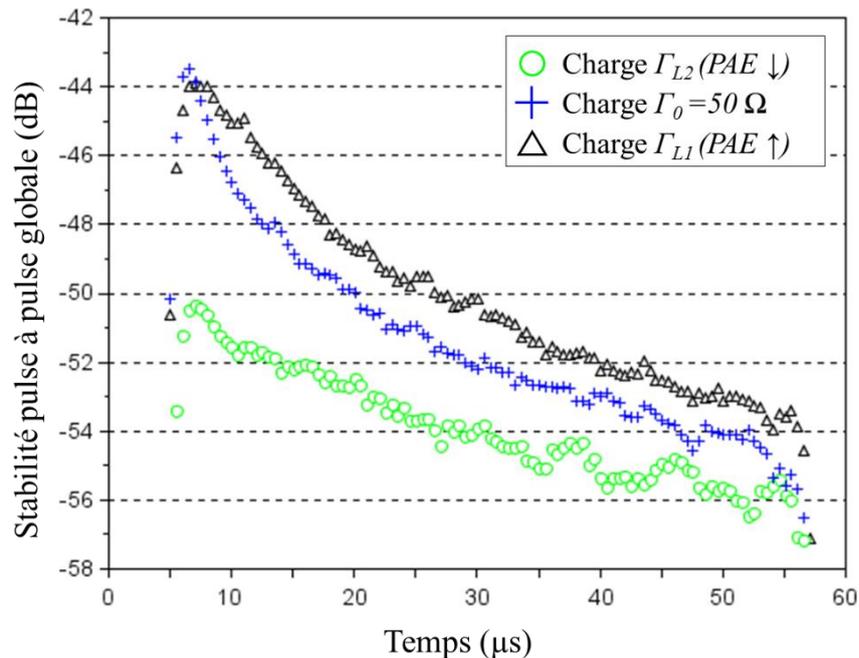


Fig B-5 : Impact du TOS de sortie à 2.9 GHz sur la stabilité pulse à pulse globale après 8 ms de silence avec différentes impédances faisant varier le rendement de l'amplificateur.

RÉSUMÉ

ANALYSE DE LA STABILITÉ D'IMPULSION A IMPULSION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE HEMT GAN POUR APPLICATIONS RADAR EN BANDE S

Les systèmes radar nécessitent d'être de plus en plus performants et doivent émettre des impulsions les plus identiques possibles. Un critère permet de quantifier la bonne régularité des impulsions radar au cours du temps : la stabilité pulse à pulse. L'amplificateur de puissance est un élément essentiel du système radar. Dans ce sens, ce travail présente une analyse du critère de stabilité pulse à pulse dans le cas d'un amplificateur HEMT GaN. Les formules mathématiques permettant d'extraire la valeur de la stabilité pulse à pulse des mesures temporelles d'enveloppe sont présentées. La conception et la réalisation d'un amplificateur de puissance RF connecté 50 Ω sont décrites. Divers cas de rafales radar ont été étudiés au travers des mesures temporelles d'enveloppe pour en quantifier l'impact sur les valeurs de stabilité pulse à pulse. Un banc de mesure hétérodyne de la stabilité pulse à pulse a été spécialement développé pendant ces travaux de thèse. Finalement, ces résultats de stabilité pulse à pulse ont été utilisés pour optimiser le modèle électrique non linéaire du transistor HEMT GaN afin de prendre en compte lors des simulations temporelles d'enveloppe les effets de la thermique et des pièges.

Mots clés : Amplificateur de puissance RF, HEMT GaN, Caractérisation temporelle d'enveloppe, Simulations non-linéaire enveloppe, Stabilité pulse à pulse, Effets thermiques, Effets de pièges.

ABSTRACT

Radar-oriented applications require stringent performances. Among them, emitting pulse train with uniform envelope characteristics in term of amplitude and phase. The criterion to quantify the self-consistency of radar signals over the pulse train is the pulse to pulse stability. The power amplifier is the most critical element in the RF radar chain because it has a strong impact on the overall pulse to pulse stability performances. In this context, this work is focused on the study of the impact of a HEMT GaN power amplifier on the pulse to pulse stability. Mathematical approach is presented to derive the pulse to pulse stability from time domain envelope measurements. Design and implementation of a 50 Ω matched RF power amplifier are presented. Different radar bursts scenario are investigated and their impact on the pulse to pulse stability are quantified through extensive time domain envelope measurements. For that purpose, a dedicated experimental heterodyne time domain envelope test bench has been developed. These pulse to pulse stability measurements are finally used to optimize and fully validate a nonlinear electrical model of a HEMT GaN, allowing to quantify the relative impact of thermal and trapping effects during circuit envelope simulation in radar-oriented applications.

Keywords: Power amplifiers, HEMT GaN, Time domain envelope characterization, Nonlinear envelope simulations, Pulse to pulse stability, Thermal effects, Trapping effects.