

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques,
Informatique (SISMI)

XLIM-SYSTEMES RF

Thèse pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Limoges
Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

Présentée et soutenue par
Marwen BEN SASSI

Le 24 mars 2021

Contribution à la mesure temporelle et à la simulation en équilibre harmonique de la stabilité d'impulsion à impulsion de transistors en technologie GaN

Thèse dirigée par Guillaume NEVEUX et Denis BARATAUD

JURY :

Président du jury

M. Cyril DECROZE, Professeur, Université de Limoges

Rapporteurs

M. Eric BERGEAULT, Professeur, Télécom Paris Tech

M. Juan-Mari COLLANTES, Professeur, Université de Bilbao

Examineurs

M. Mohammed AYAD, Ingénieur, Société UMS Semiconductors à Villebon-sur-Yvette

M. Denis BARATAUD, Professeur, Université de Limoges

M. Guillaume NEVEUX, Maître de Conférences, Université de Limoges

M. Hassan SALEH, Ingénieur, Société X-FAB à Corbeil-Essonnes

M. Michel STANISLAWIAK, Ingénieur, Société THALES LAS à Ymare



À mon père...
À ma mère,
À mon frère et ma sœur,
À Salma,

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges-UMR CNRS n°7252 dans l'équipe Composant Circuit et Signal Non-linéaire (CCSNL) de l'axe Système-RF.

Je tiens à remercier Monsieur Denis BARATAUD, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Guillaume NEVEUX, Maître de conférences à l'université de Limoges, pour leurs conseils et pour la grande disponibilité dont ils ont toujours fait preuve à mon égard.

Je tiens à remercier Monsieur Eric BERGEAULT, Professeur à Télécom Paris Tech, ainsi que Monsieur Juan-Mari COLLANTES, Professeur à l'Université de Bilbao, pour l'intérêt qu'ils ont portés à ces travaux de thèse en acceptant d'en être les rapporteurs.

Je tiens à remercier Monsieur Cyril DECROZE, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Hassan SALEH, Ingénieur à la Société X-FAB, Monsieur Michel STANISLAWIAK, Ingénieur à la Société THALES LAS et Monsieur Mohammed AYAD, Ingénieur à la Société UMS Semiconductors pour prendre part au jury en qualité d'examineur.

Je tiens également à remercier Madame Marie-Claude LEROUGE, secrétaire de l'axe Système-RF, pour sa disponibilité, son efficacité, et pour sa grande gentillesse.

Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »

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



Table des matières

Introduction Générale.....	19
Chapitre I. Systèmes Radar, Stabilité impulsion à impulsion (P2P), Problématique des phénomènes de Gibbs.	23
I.1. Introduction.....	23
I.2. Classification des systèmes radar par usage et technologie	23
I.2.1. Principe de fonctionnement d'un Radar	23
I.2.2. Classification des systèmes radar par usage.....	24
I.2.3. Classification des systèmes radar par technologie	25
I.2.3.1. Radars à onde entretenues ou ondes continues CW	25
a) Radars à onde continue non modulée.....	25
b) Radars à onde continue modulée.....	25
I.2.3.2. Radar à impulsions et localisation d'une cible	25
I.3. Formes d'ondes Radar	29
I.3.1. Définition des rafales radar impulsionnelles périodiques	29
I.3.2. Définition des rafales radar impulsionnelles irrégulières périodiques	31
<i>TRafale</i>	31
I.4. Présentation des instabilités P2P.....	33
I.4.1. L'instabilité inter-pulse	33
I.4.2. L'instabilité intra-pulse	34
I.4.3. Définition de la stabilité P2P [13].....	34
I.4.3.1. Les causes d'instabilité P2P.....	35
a) Causes prévisibles :	35
b) Causes non-prévisibles :	36
I.4.3.2. Représentation vectorielle de Fresnel et stabilité P2P.....	37
I.4.4. Méthodes de calcul de la stabilité impulsion à impulsion	41
I.5. Phénomènes de Gibbs liés à la génération de signaux périodiques.....	48
I.5.1. Introduction.....	48
I.5.2. Phénomènes de Gibbs : Forme d'onde temporelle rectangulaire.....	49
I.5.2.1. Exemple de la décomposition en série de Fourier d'un signal rectangulaire donnée pour n allant de 1 à 500	50
I.5.3. Phénomène de Gibbs : Forme d'onde temporelle d'une rafale radar et limitations en bande passante.....	52
I.5.4. Limitations des phénomènes de Gibbs : Solutions.....	56
I.5.4.1. Les facteurs de Fejér [19].....	57
I.5.4.2. Les facteurs de Lanczos	59
I.6. Conclusion	63
Chapitre II. Description du système de mesures temporelles et du principe de simulation en HB deux tons équivalent.....	65
II.1. Introduction.....	65
II.2. Description du système de mesure P2P BF/RF	66
II.2.1. Description du système de mesure avant 2016	66
II.2.1.1. Principales performances de l'ancien système de mesure	67
II.2.1.2. Améliorations apportées durant ces travaux de thèse	68
II.2.1.3. Digital Down Conversion (DDC)	69
II.2.1.3.1. Principe	69

II.2.1.3.2. Architecture du DDC.....	69
II.3. Étalonnage RF du système de mesure temporelle.....	71
II.3.1. Représentation de signaux traités	71
II.3.2. Procédure d'étalonnage : Description [25]	73
II.3.2.1. Étalonnage relatif RF	75
II.3.2.1.1. Détermination de $\alpha 2N$ par SOLT	79
II.3.2.1.2. Détermination de $\alpha 2N$ par SOLR	79
II.3.2.2. Étalonnage RF absolu sous-pointes.....	82
II.3.2.2.1. Principe de réciprocité [25]	82
II.3.2.2.2. Étalonnage absolu : SOL dans le plan $\pi 1G$	83
II.3.2.2.3. Étalonnage absolu : Oscilloscope LECROY pré-étalonné en amplitude et phase	84
II.4. Étalonnage BF du système de mesure temporelle.....	86
II.4.1. Étalonnage relatif BF	86
II.4.2. Étalonnage absolu BF sous-pointes	87
II.4.2.1. Étalonnage absolu BF : SOL dans le plan $\pi 1G$	87
II.4.2.2. Étalonnage absolu BF : Standard pré-étalonné LECROY	89
II.5. Vérification d'étalonnage RF du système de mesures temporelles	89
II.6. Vérification d'étalonnage BF du système de mesures temporelles.....	92
II.7. Mesure de la stabilité P2P @ vide	95
II.8. Description de la configuration de mise en œuvre de la simulation Harmonic Balance deux tons orientée stabilité P2P [19].....	97
II.9. Conclusion	100
Chapitre III. Comparaison des résultats de mesures et de simulations HB deux tons des performances en stabilité P2P de transistors GaN	101
III.1. Introduction	101
III.2. Mesure de la stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN	101
III.2.1. Présentation des configurations de mesure	101
III.2.2. Rafale radar irrégulière périodique constituée de huit impulsions $N = 8$	104
III.2.2.1. Rafale radar irrégulière périodique constituée de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $tm = td = 13ns$	104
III.2.2.2. Rafale radar irrégulière périodique de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $tm = td = 1\mu s$	114
III.2.2.3. Rafale radar irrégulière périodique de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 10\mu s$ et $tm = td = 13ns$	121
III.2.3. Stabilité P2P lorsque la 1 ^{ère} impulsion sur les huit est supprimée du calcul.	129
III.3. Comparaison des résultats de stabilités P2P issus de la mesure avec les résultats obtenus en simulation Harmonic Balance deux tons.....	136
III.4. Conclusion	142
Conclusion Générale.....	145
Références bibliographiques	149
Annexes	153
Publications et communications relatives à ce travail	161

Table des illustrations

Figure I. 1: Principe du Radar [2]	24
Figure I. 2 : Quelques types de signaux modulant utilisés pour un radar à onde continue modulée en fréquence.....	26
Figure I. 3: Définitions des composantes de l'impulsion Radar.	27
Figure I. 4: Présentation temporelle du signal CW-impulsionnel périodique de largeur d'impulsion τ et de période T_{pulse}	29
Figure I. 5: Représentations temporelles et fréquentielles de principe des signaux CW impulsionnels à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur non linéaire et spectres associés. ...	31
Figure I. 6: Représentation temporelle de la rafale radar impulsionnelle irrégulière périodique et de son spectre.....	32
Figure I. 7: Représentation temporelle de l'instabilité inter-pulse.	33
Figure I. 8: Représentation temporelle de l'instabilité intra-pulse.	34
Figure I. 9: Illustration des effets non-linéaires sur N impulsions successives.	34
Figure I. 10: Illustration des effets mémoires sur N impulsions successives.	35
Figure I. 11: Représentation des différents types d'instabilité P2P dans une chaîne d'émission d'un système radar [14].	36
Figure I. 12: Représentation de la perturbation P2P dans le domaine IQ comme un signal résultant de la perturbation d'une porteuse pure (Modulation AM/PM du signal idéal).....	37
Figure I. 13 : Représentation graphique de l'échantillonnage temporel du signal $s_{CW} - pulsbruitt$	39
Figure I. 14: Schéma explicatif de l'échantillonnage temporel du module de l'enveloppe complexe et de la dénomination des échantillons numérisés.....	43
Figure I. 15 : Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode de l'écart-type ET en amplitude/phase.....	46
Figure I. 16: Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode RMS en amplitude/phase.....	46
Figure I. 17 : Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode de l'écart-type ET en partie réelle/imaginaire.	47
Figure I. 18: Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode RMS en partie réelle/imaginaire.....	48
Figure I. 19 : Diagrammes de Fresnel associés aux deux méthodes de calcul de stabilité P2P RMS et ET.....	48
Figure I. 20: Représentation temporelle d'une fonction rectangulaire impaire.....	50
Figure I. 21: Approximations de série de Fourier d'une fonction rectangulaire. Le nombre de termes dans la somme de Fourier est indiqué dans chaque graphique.	51
Figure I. 22 : Rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $tm = td = 13ns$	52

Figure I. 23 : Spectre "idéal" de la rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $t_m = t_d = 13ns$.	53
Figure I. 24 : Spectre limité de la rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $t_m = t_d = 13ns$.	53
Figure I. 25 : Comparaison de la rafale associée à une spectre limitée avec celle associée à une spectre "idéal" cas a : $t_m = t_d = 13ns$.	54
Figure I. 26 : Comparaison de la rafale associée à une spectre limitée avec celle associée à une spectre "idéal" cas b : $t_m = t_d = 1\mu s$.	55
Figure I. 27: Spectres d'un signal rectangulaire limité à la N ième composante et corrigé autour de la N ième composante en utilisant les facteurs de Fejér [19].	57
Figure I. 28 : Comparaison des rafales radar : corrigée avec le facteur de Fejér, non corrigée et celle associée à un spectre idéal, cas a : $t_d = t_m = 13ns$.	58
Figure I. 29 : Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Fejér cas b : $t_d = t_m = 1\mu s$.	59
Figure I. 30: Spectres d'un signal rectangulaire limité à la N ième composante et corrigé autour de la N ième composante en utilisant les facteurs de Lanczos [19].	60
Figure I. 31: Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Lanczos cas a : $t_d = t_m = 13ns$.	61
Figure I. 32 : Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Lanczos cas b : $t_d = t_m = 1\mu s$.	62
Figure II. 1: Système de mesure temporelle développé à XLIM avant 2016 [25].	66
Figure II. 2: Synoptique actuel du système de mesure temporelle RF et BF [30], [31].	68
Figure II. 3 : Schéma bloc de la technique DDC.	69
Figure II. 4: Architecture du DDC [32].	70
Figure II. 5 : Spectre du signal multitons RF utilisé pour l'étalonnage RF.	71
Figure II. 6: Plans principaux du système de mesure.	74
Figure II. 7: Première étape de l'étalonnage relatif sous-pointes dans le plan $\pi 1D$.	76
Figure II. 8: Étalonage relatif sous-pointes dans le plan de référence de sortie $\pi 2D$.	77
Figure II. 9: Étalonage relatif SOLT sous-pointes en connexion directe.	79
Figure II. 10: Étalonage relatif SOLR (Forward) sous-pointes en connexion directe.	80
Figure II. 11: Étalonage relatif SOLR (Reverse) sous-pointes en connexion indirecte.	80
Figure II. 12: Étalonage relatif SOLR : Sélection des bonnes solutions de $\alpha 2N$ pour les N composantes fréquentielles.	82
Figure II. 13: Étalonage relatif en connectivité dans le plan $\pi 1G$.	83
Figure II. 14 : Étalonage absolu en utilisant le Lecroy dans le plan $\pi 1G$.	84
Figure II. 15: Synoptique du banc de test utilisé durant l'étalonnage BF.	86
Figure II. 16: Étalonage relatif BF sous-pointes.	87

Figure II. 17: Étalonage relatif BF SOL dans le plan du générateur $\pi 1G$	88
Figure II. 18: Étalonage absolu BF en utilisant le Lecroy dans le plan du générateur $\pi 1G$..	88
Figure II. 19: Enveloppe de la rafale radar irrégulière périodique utilisé pour valider l'étalonage sous-pointes.	90
Figure II. 20: L'architecture du système de mesure associée à l'étape de validation de l'étalonage RF.	90
Figure II. 21: Superposition dans le domaine fréquentiel des modules et phases des ondes de puissances $a1DN$ et $b2DN$	91
Figure II. 22: Superposition dans le domaine temporel des modules et phases des ondes de puissances $a1DN$ et $b2DN$	91
Figure II. 23: Circuit de vérification de l'étalonage connectorisé BF.	92
Figure II. 24: Synoptique du système afin pour la vérification de l'étalonage BF.....	93
Figure II. 25: Comparaison des parties réelles théoriques et mesurées à $f \in [100Hz - 1kHz]$	93
Figure II. 26: Comparaison des parties imaginaires théoriques et mesurées à $f \in [100Hz - 1KHz]$	94
Figure II. 27: Système de mesure temporelle des enveloppes complexes des ondes RF avec une ligne Through.	95
Figure II. 28: Les coefficients de réflexion mesurés à l'entrée et à la sortie @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$	96
Figure II. 29: Les enveloppes des ondes de puissances à l'entrée et à la sortie mesurées @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$	96
Figure II. 30: Stabilités P2P d'amplitude et de phase mesurées et calculées suivant la méthode RMS @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$	97
Figure II. 31: Schématisation ADS® (HB) pour la simulation du GaN HEMT en P2P [41] [19].	98
Figure II. 32: Complémentarité entre Python® et ADS®.....	98
Figure II. 33: Principe du simulateur ADS-Python® [41].	99
Figure III. 1: Architecture du banc de test pour la caractérisation temporelle d'enveloppe en réduisant les phénomènes de Gibbs. Configuration pour extraire le critère de stabilité P2P.	102
Figure III. 2: Définition de la rafale radar avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$	104
Figure III. 3: Caractéristiques en puissance instantanées dans la 1 ^{ère} impulsion, (a) : la puissance moyenne à l'entrée, (b) : la puissance moyenne à la sortie.	105
Figure III. 4: Comparaison des tensions étalonnées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$	106
Figure III. 5: Comparaison des courants étalonnés RF de drain mesurés avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$	107

Figure III. 6: Comparaison du courant BF de drain mesuré à la sortie de l'alimentation avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.	108
Figure III. 7: Superposition des amplitudes des enveloppes des tensions RF de drain mesurées et calibrées en sortie du transistor @ $f_{port} = 3.3GHz$.	109
Figure III. 8 : Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér.	110
Figure III. 9: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér.	111
Figure III. 10: Superposition des deux stabilités P2P (RMS/ET) en amplitude/phase et en partie réelle/imaginaire pour les trois types de rafales : (a) : non- corrigée, (b) :corrigée avec le facteur de Lanczos et (c) : corrigée avec le facteur de Fejér.	112
Figure III. 11: Définition de la rafale radar avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.	114
Figure III. 12: Comparaison des tensions étalonnées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.	115
Figure III. 13: Comparaison des courants étalonnés RF de drain mesurés avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.	116
Figure III. 14: Comparaison du courant brut BF de drain brute mesuré avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.	117
Figure III. 15: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér pour $t_m = t_d = 1\mu s$.	118
Figure III. 16: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér pour $t_m = t_d = 1\mu s$.	119
Figure III. 17: Superposition des quatre stabilités P2P en amplitude/phase et en partie réelle/imaginaire calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér pour $t_m = t_d = 1\mu s$.	120
Figure III. 18: Définition de la rafale radar avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$.	122
Figure III. 19: Comparaison des tensions étalonnées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$.	123
Figure III. 20: Comparaison du courant brut BF de drain mesuré avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$.	124
Figure III. 21: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrigée avec Lanczos et (c) :corrigée avec Fejér pour des impulsions plus courtes ($10\mu s$).	125

Figure III. 22: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér pour des impulsions plus courtes ($10\mu s$)..	126
Figure III. 23: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $tm = td = 13ns$	127
Figure III. 24: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées sur les sept dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s$, $N = 8$, $tm = td = 13ns$.	129
Figure III. 25: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées sur les sept dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s$, $N = 8$, $tm = td = 13ns$.	130
Figure III. 26: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos calculées sur les sept dernières impulsions avec $N = 7$ $\tau = 50\mu s$ $tm = 13ns$	131
Figure III. 27: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées sur les six dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s$, $N = 8$, $tm = td = 13ns$.	133
Figure III. 28: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées sur les six dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s$, $N = 8$, $tm = td = 13ns$.	134
Figure III. 29: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ calculées avec les six dernières impulsions et avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 50\mu s$ $tm = 13ns$	135
Figure III. 30 : Schématique ADS de la simulation HB 2tons	137
Figure III. 31: Comparaison des tensions RF de drain mesurées et simulées avec HB 2tons avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér et Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$, $tm = 13ns$.	137
Figure III. 32: Comparaison de la tension RF de drain mesurée et simulée (8 ^{ème} impulsion) avec HB 2tons avec et sans les corrections de Fejér et Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$, $tm = 13ns$.	138
Figure III. 33: Superposition des amplitudes des enveloppes des tensions RF de drain des 8 impulsions de la rafale simulées et mesurées en sortie du transistor @ $f_{port} = 3.3GHz$.	139
Figure III. 34: Comparaison des Stabilités P2P globales mesurées et simulées @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ $tm = 13ns$.	140

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : Classification des radars par usage [2].	24
Tableau I. 2: Définitions des stabilités P2P RMS et ET en amplitude/phase.....	45
Tableau I. 3: Définitions des stabilités P2P RMS et ET en partie réelle/imaginaire.	46
Tableau II. 1: Exemple de configuration des atténuateurs.	75
Tableau III. 1 : Tableau de synthèse des différents types de rafales radar irrégulières périodiques utilisées, des différentes corrections appliquées et des différents types de calcul de stabilité P2P réalisés	103
Tableau III. 2 : Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $tm = td = 13ns$	113
Tableau III. 3: Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $tm = td = 1\mu s$	121
Tableau III. 4: Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $tm = td = 13ns$ et τ réduit à $10\mu s$	128
Tableau III. 5: Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ $tm = td = 13ns$ et pris en compte des sept ou des six dernières impulsions...	132
Tableau III. 6: Tableau comparatif entre les résultats de stabilité P2P issus des enveloppes complexes mesurées et simulées.....	141

Glossaire

ADS	- Advanced Design System
AP	- Amplificateur de Puissance
BF	- Basse Fréquence
AWG	- Arbitrary Waveform Generator
CAN	- Conversion Analogique Numérique
CIS	- Coherent Interleaving Sampling
CNA	- Conversion Numérique Analogique
CW	- Continuous Wave
DC	- Direct Current
DDC	- Digital Down Conversion
DST	- Dispositif Sous Test
DUT	- Device Under Test
EVM	- Error Vector Measurement
FI	- Fréquence Intermédiaire
FFT	- Fast Fourier Transform
GaN	- Gallium Nitride
HEMT	- High Electron Mobility Transistor
NVNA	- Non-linear Vector Network Analyzer
P2P	- Pulse to Pulse (stability)
PAE	- Power Added Efficiency
PAPR	- Peak to Average Power Ratio
PRI	- Pulse Repetition Interval
RADAR	- Radio Detection And Ranging
RF	- Radio Frequency
RMS	- Root Mean Square
RMS A/∅	- Stabilité P2P calculée à partir des amplitudes/phases (RMS)
RMS I/Q	- Stabilité P2P calculée à partir des parties réelle/imaginaire (RMS)
ET	- Ecart Type
ET A/∅	- Stabilité P2P calculée à partir des amplitudes/phases (ET)
ET I/Q	- Stabilité P2P calculée à partir des parties réelle/imaginaire (ET)
tm	- Temps de montée d'une impulsion
td	- Temps de descente d'une impulsion
τ	- Largeur d'une impulsion

RMS I/Q	- Stabilité P2P calculée à partir des parties réelle/imaginaire (RMS)
S/s	- Samples par second
SNR	- Signal to Noise Ratio
SOLT	- Short, Open, Load, Through
SOLR	- Short, Open, Load, Reciprocal
THA	- Track and Hold Amplifier
VNA	- Vector Network Analyzer
HB	- Harmonic Balance

Introduction Générale

Les systèmes de télécommunications utilisés dans des applications publiques, militaires, satellite ou dans des applications RADAR (Radio Detection And Ranging) travaillent avec des signaux modulés complexes qui occupent des bandes de fréquences de plus en plus larges. Les systèmes/composants électroniques radiofréquences non linéaires utilisés dans les architectures de ces systèmes de télécommunications, comme les amplificateurs de puissance doivent être optimisés pour satisfaire des performances différentes en puissance, gain, rendement, linéarité selon l'application souhaitée.

Les amplificateurs de puissance sont conçus à partir d'un composant radiofréquence fondamental qui est appelé transistor à semi-conducteur. Les premiers travaux sur les semi-conducteurs ont été menés par les chercheurs américains John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain qui ont inventé le transistor électronique en 1947. Dès lors, le transistor est devenu l'objet de nombreuses recherches universitaires pour étudier ses caractéristiques et ses non linéarités dont la connaissance la plus précise est nécessaire pour optimiser la conception des amplificateurs.

Depuis vingt ans maintenant, les transistors HEMT GaN sont devenus des composants dont la technologie est incontournable pour la conception des amplificateurs de puissance présents dans les émetteurs dans les systèmes de télécommunications. Ils sont affectés par de nombreux effets indésirables comme les effets mémoires dus aux états de pièges ou aux effets thermiques. De nombreuses recherches scientifiques ont été menées afin d'étudier cette technologie. La technologie HEMT GaN est critique dans les systèmes orientés vers les applications radar. Or dans ces systèmes, les effets mémoires peuvent impacter la précision de détection des cibles. La mesure de stabilité impulsion à impulsion (stabilité Pulse to Pulse ou stabilité P2P) est utilisée comme critère fondamental dans les applications radar pour prendre en compte les effets mémoires mais aussi tous les effets non linéaires. Des caractérisations temporelles RF de transistor HEMT GaN orientées stabilité P2P sont l'objet principal de ces travaux de thèse.

Les performances des systèmes radar sont liées aux formes d'ondes temporelles générées. Dans ces travaux de thèse, un signal type défini par la société THALES [2] a été utilisé, il s'agit d'un signal particulier de type "rafales radar irrégulière périodique". C'est un signal modulé complexe qui possède théoriquement un spectre infini. La définition de la stabilité P2P utilisée dans cette thèse sera clairement définie.

En pratique, la génération des signaux impulsionnels est limitée en termes de bande passante comme sont limités les équipements des bancs de caractérisation (coupleurs, filtres, circulateurs et récepteurs). Cette limitation donne naissance aux phénomènes de Gibbs qui déforment les signaux rectangulaires des rafales radar. Une description de cette problématique associée aux phénomènes de Gibbs est présentée dans cette thèse.

Plusieurs méthodes mathématiques permettant de réduire les oscillations temporelles liées au phénomène de Gibbs peuvent être utilisées. Un paragraphe est consacré à deux de ces méthodes associées à l'utilisation du facteur de Fejér et du facteur de Lanczos.

L'originalité de ces travaux de thèse réside dans l'implémentation physique et logicielle de ces deux méthodes de corrections fréquentielles dans un nouveau banc de

mesure temporelle de la stabilité P2P de dispositifs de puissance microondes et dans un simulateur fondé sur l'équilibrage harmonique (Harmonic Balance HB).

L'implémentation matérielle s'est faite sur un système de caractérisation temporelle, développé à XLIM depuis une quinzaine d'années et qui a été amélioré et modifié dans ces travaux de thèse. Il permet la mesure temporelle calibrée et simultanée sur 4 voies RF et 2 voies BF (Basses Fréquences) des tensions et courants présents aux accès de systèmes ou de composants microondes non linéaires. Il offre aux concepteurs un outil d'optimisation expérimental des performances de la stabilité P2P de composants microondes comme les transistors HEMT GaN. D'autre part, la mise en œuvre des simulations Harmonic Balance (et non pas des simulations d'enveloppe) ont permis de proposer une méthode inédite d'optimisation autour de ce même critère de stabilité P2P en utilisant un modèle électrothermique associé à un modèle de piège du transistor utilisé en mesure. Pour la première fois, une comparaison des enveloppes temporelles mesurées et simulées d'une rafale radar périodique avec ces deux types d'outil de caractérisation temporelle et de simulation HB a été mise en œuvre.

Ce manuscrit comprend trois chapitres. Le premier chapitre est dédié à la présentation générale des systèmes radar, de leurs théories et de leurs classifications selon l'usage et la technologie. Deux expressions de stabilités P2P, l'une est appelée RMS (méthode des moyennes quadratiques) et l'autre méthode de l'écart type (ET), sont aussi démontrées et détaillées. Les phénomènes de Gibbs sont ensuite définis. Le critère de stabilité pulse à pulse a été abordé en définissant les types d'instabilités prévisibles et imprévisibles et leurs causes. Ce chapitre présente aussi la forme d'onde temporelle représentative utilisée en caractérisation et en simulation pour déterminer la stabilité P2P pour les applications RADAR. Le chapitre se termine par la description d'une étude comparative fondée sur l'utilisation des deux facteurs mathématiques pour réduire et éliminer les phénomènes de Gibbs.

Le système de mesure temporelle développé à XLIM fondé sur l'utilisation d'un numériseur 8-voies est ensuite présenté dans la première partie du deuxième chapitre. Les améliorations apportées à ce système de mesure durant ces travaux de thèse permettent maintenant de réaliser des mesures des formes d'ondes temporelles présentes aux accès de transistors sous pointes sur une bande de fréquence qui peut potentiellement aller du DC jusqu'à plusieurs fréquences harmoniques de porteuse. Cette mesure n'est possible qu'à l'aide d'une procédure d'étalonnage RF/BF large bande et ultra haute résolution sous-pointes qui est détaillée par la suite.

La mise en œuvre des simulations HB permettant d'obtenir le critère de stabilité P2P en utilisant un modèle fonderie d'un HEMT GaN est ensuite présentée. Ces simulations sont fondées sur l'utilisation du logiciel ADS associé à des programmes Python [41] qui sont détaillés dans ce second chapitre. Ce chapitre met en évidence à l'aide d'une simulation sous Matlab® [29] les capacités et potentialités des deux méthodes mathématiques de correction pour réduire les phénomènes de Gibbs.

Le troisième chapitre de ce manuscrit est consacré à la présentation des résultats de mesure et de simulation de la stabilité P2P obtenue à l'aide d'une rafale radar typique. La comparaison des stabilités P2P calculées avec les deux expressions démontrées dans le premier chapitre, qu'elles soient fondées sur l'utilisation des amplitudes/phases ou les parties réelles/imaginaires des enveloppes complexes des rafales radar irrégulières

périodiques mesurées, est ensuite présentée. Ce chapitre souligne l'intérêt d'utiliser deux outils de caractérisation temporelle : un système de mesure temporelle calibré et un simulateur ADS-Python® [42] afin de calculer la stabilité P2P à la sortie d'un dispositif non linéaire. Les résultats de mesure et de simulation de la stabilité P2P sont étudiés en utilisant de nouvelles méthodes de préformation du signal d'excitation qui permettent de réduire les phénomènes de Gibbs grâce aux méthodes présentées au deuxième chapitre de ce document. Une étude comparative des résultats de simulation HB avec ceux obtenus en mesure est présentée à la fin de ce troisième chapitre.

La conclusion générale permet de résumer les résultats obtenus en mesure/simulation et de présenter les perspectives associées à ces travaux.

Chapitre I. Systèmes Radar, Stabilité impulsion à impulsion (P2P), Problématique des phénomènes de Gibbs.

I.1. Introduction

Le Radar (Radio Detection And Ranging) est un système de télécommunication qui peut être utilisé dans des applications militaires ou civiles. Les radars sont très utilisés actuellement dans la surveillance aérienne, dans celle du territoire routier, pour la météorologie ou encore pour la sécurité automobile afin d'éviter les collisions. Dans le domaine militaire, les Radar doivent permettre la détection la plus précise possible des cibles. Ceci nécessite une maîtrise parfaite de l'ensemble du système que constitue le radar tant au niveau matériel des chaînes d'émission et de réception qu'au niveau logiciel pour le traitement des données. Cette précision de détection des cibles est associée au critère de stabilité P2P [2]. L'étude de la spécification en mesure et en simulation en stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN est l'objectif de ce travail de thèse. Le premier chapitre s'attache à la description générale d'un système radar, à celle de ces principes fondamentaux ainsi qu'à la présentation de quelques notions de base qui seront utilisées ultérieurement.

Ce premier chapitre comprend trois paragraphes principaux, le premier décrit le principe de fonctionnement général d'un système radar.

La deuxième partie est focalisée sur la description du critère de stabilité P2P dans une séquence radar. À la fin de cette deuxième partie, deux méthodes de calcul de la stabilité P2P (RMS/ET) en utilisant les amplitudes/phases ou les parties réelles/imaginaires des enveloppes complexes des rafales radar irrégulières périodiques, sont présentées.

Le troisième paragraphe est consacré à la présentation des phénomènes parasites de Gibbs, ainsi qu'aux facteurs mathématiques permettant de les réduire. Finalement, un dernier paragraphe est consacré à la présentation des deux nouvelles méthodes de préformation des tensions RF d'excitation de type rafale radar irrégulière périodique corrigées par les facteurs de Fejér et Lanczos.

I.2. Classification des systèmes radar par usage et technologie

I.2.1. Principe de fonctionnement d'un Radar

Le principe d'un radar consiste à envoyer un signal hyperfréquence issu d'un générateur très puissant qui doit être le plus linéaire possible vers une cible mobile (vitesse V_c) située à une distance L . Une fois la cible atteinte, une partie de l'énergie de ce signal est réfléchiée par la cible en direction du radar. Cette énergie, appelée écho, est ensuite reçue par le récepteur du radar qui doit être très sensible. Puis un traitement du signal reçu permet de déterminer la direction et la distance de la cible (Effet Doppler).

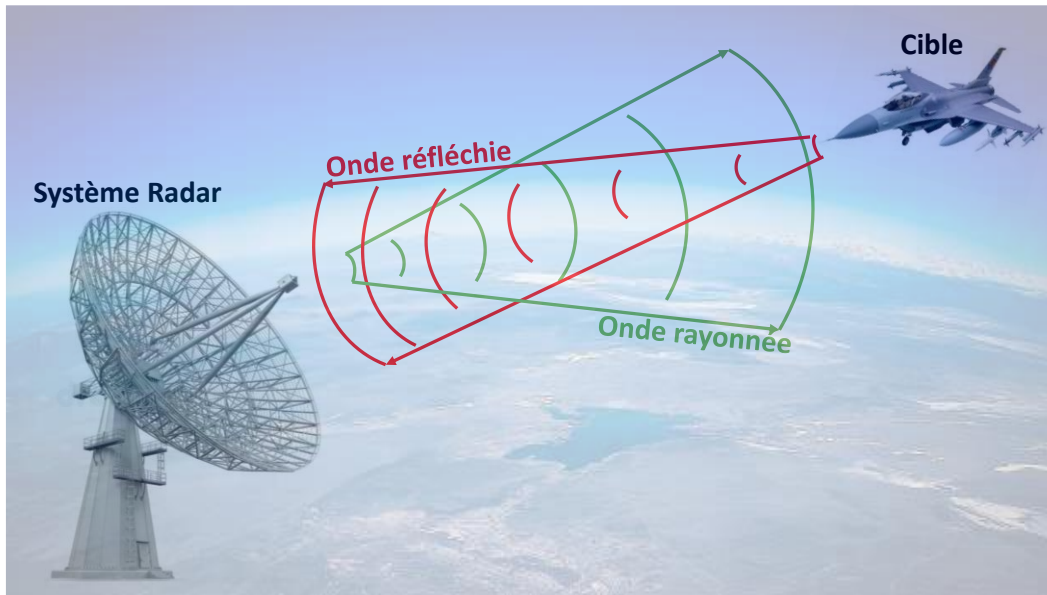


Figure I. 1: Principe du Radar [2]

Les calculs sont réalisés à partir de l'équation du Radar [3] qui ne sont pas l'objet de cette thèse. Toutefois, les notions d'ambiguïté de distance, de distance aveugle, d'angle d'élévation, de résolution et de précisions sont associées à des mesures répétitives d'échos dans des trames radar (ou rafales radar) comportant des impulsions dont les durées, les écarts, les amplitudes doivent être obtenus très précisément. Les conditions de répétibilité des mesures au sein d'une même trame permettent de s'assurer de la validité des échos reçus. Elles sont la base de la définition de la stabilité P2P.

I.2.2. Classification des systèmes radar par usage

Les systèmes radar peuvent être classifiés selon leur domaine d'application. Le premier tableau illustre cette classification suivant le domaine d'utilisation. Dans cette section, les caractéristiques générales de principaux systèmes radars sont présentées [2].

Tableau I. 1 : Classification des radars par usage [2].

Systèmes radar civils		Systèmes radar militaires	
Divers	Contrôle de trafic aérien	Défense aérienne	Radar de bataille
Radars météorologiques	Radar en route	Veille	Veille
Radars de contrôle routier	RSA	Contrôle des combats	Maritime
Radar de régulation de distance	Radar d'approche	Interception des missiles	Radar de contre-batterie
Tests de matériau	Radar de surface SMR		Téloguidage

I.2.3. Classification des systèmes radar par technologie

Ce paragraphe présente dans un premier temps la différence entre les radars à onde continue CW et ceux à onde continue modulée. Dans un deuxième temps, les radar impulsions (ou pulsés) sont abordés.

I.2.3.1. Radars à onde entretenues ou ondes continues CW

Ils sont fondés sur l'utilisation d'une onde hyperfréquence continue. Les échos sont donc reçus continuellement et leur traitement est réalisé de manière continue. Dans ce cas, les radars utilisent 2 antennes fonctionnant à 2 fréquences différentes pour éviter les couplages entre émetteur et récepteur. Par ailleurs, il est nécessaire de créer des repères temporels dans les échos pour être capable de calculer des durées et donc des distances entre l'émetteur et la ou les cibles.

a) Radars à onde continue non modulée

L'onde utilisée pour ce type d'équipement est constante en amplitude et en fréquence, ces équipements sont spécialisés dans la mesure des vitesses par l'utilisation de l'effet Doppler. Ils sont donc principalement employés par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse des véhicules sur les routes. Cependant, ils ne permettent pas de mesurer les distances, ni de discerner deux cibles illuminées simultanément.

b) Radars à onde continue modulée

Dans ce cas, le signal émis est constant en amplitude mais modulé en fréquence. Cette modulation en fréquence donne la possibilité de mesurer le temps de propagation contrairement au cas précédent. Ce type d'équipement appelé aussi radar à onde continue modulée en fréquence (FMCW) a aussi un autre avantage : celui d'effectuer les mesures en permanence sans aucune interruption de la réception.

La difficulté réside dans la capacité du Radar à émettre des fréquences aléatoires. Ces systèmes utilisent une variation de fréquence progressive au rythme, par exemple, de rampes ascendantes et/ou descendantes.

I.2.3.2. Radar à impulsions et localisation d'une cible

Les radars à impulsions sont fondés sur l'émission de signaux impulsions microondes à très forte puissance. Une impulsion microonde de largeur τ est émise dans une direction donnée. Lorsque cette impulsion rencontre une cible, une partie de l'énergie émise est réfléchiée vers le système radar.

Ce type de radar à modulateur de fréquence permet donc de connaître la distance entre la cible (mobile ou fixe) et l'émetteur. Il existe plusieurs types de modulations de fréquence possible en fonction des applications visées.

Sans être exhaustif, les modulations les plus souvent utilisées sont les suivantes :

- Modulation en dent de scie :

Cette modulation est utilisée pour les radars à grande portée (radar de navigation maritime) et dont la vitesse est relativement faible. L'inconvénient principal de cette modulation est l'incapacité à séparer la variation d'effet Doppler liée à la distance et celle due à la vitesse radiale.

- Modulation triangulaire :

Ce type de modulation permet de réaliser une mesure plus précise de distance sur les phases ascendantes ou descendantes du triangle. Cela permet aussi de déterminer la vitesse radiale de la cible. Cette modulation présente l'inconvénient de discriminer difficilement des cibles multiples en faisant apparaître des cibles dites fantômes. La résolution de ce problème consiste à changer les pentes des triangles dans des cycles successifs de modulation conduisant à une augmentation de la complexité de réalisation du radar.

- Modulation rectangulaire ou par déplacement de fréquence :

Dans ce cas, le radar émet et reçoit des signaux dont les fréquences varient entre deux valeurs prédéfinies correspondant au niveau haut et au niveau bas du rectangle. Le récepteur mesure alors la différence de phase des échos revenant pour les deux fréquences émises. Cette différence de phase est directement liée à la distance entre l'émetteur et la cible. Les radars de contre mesure utilisent souvent ce type de modulation ou des modulations fondées sur des signaux rectangulaires associées à des variations de fréquences supérieures à deux valeurs.

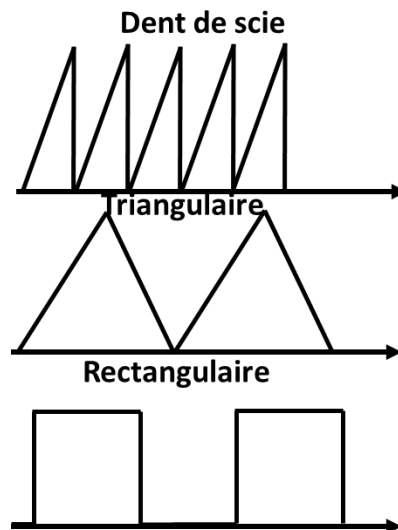


Figure I. 2 : Quelques types de signaux modulateurs utilisés pour un radar à onde continue modulée en fréquence.

Dans cette thèse, les modulations rectangulaires ou impulsionnelles seront principalement utilisées. Dans toutes ces modulations, il apparaît que la gestion du temps des signaux modulateurs est prépondérante.

L'écho réfléchi par l'obstacle avec un retard t_r , la direction, la distance et la vitesse de la cible peuvent être déterminés à partir de ce retard t_r et de la position de l'antenne. La détection ainsi que de la vitesse d'une cible nécessitent un traitement de signal avec un modèle probabiliste (probabilité de détecter une cible). Le modèle probabiliste est fondé sur l'utilisation des valeurs seuil, fixées par les ingénieurs [3].

Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence dont la durée doit être plus longue que celle de l'impulsion elle-même. C'est pendant ce temps de silence que les échos peuvent être reçus avant l'émission d'une nouvelle impulsion comme le montre la Figure I.3.

Signal modulant théorique d'une trame radar

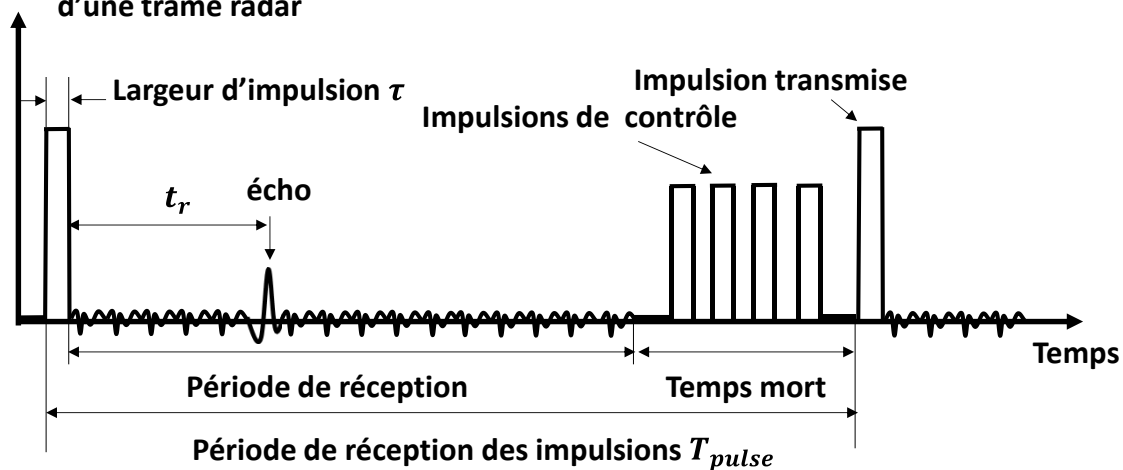


Figure I. 3: Définitions des composantes de l'impulsion Radar.

Sur cette Figure I.3 apparaissent clairement :

- la largeur de l'impulsion τ ,
- la période de répétition de l'impulsion T_{pulse} qui est associée à la fréquence de répétition des impulsions $f_{pulse} = \frac{1}{T_{pulse}}$,
- la période de réception qui correspond au temps "d'écoute" du récepteur entre deux impulsions successives,
- le temps "mort" qui correspond au temps durant lequel le récepteur est mis hors circuit avant la génération de l'impulsion suivante. Ce temps mort permet de réaliser des tests internes au radar.

Les caractéristiques pour la détection radar à impulsion sont les suivantes [3]:

- **Direction du signal** : le signal radar est émis suivant un lobe principal qui contient presque la totalité de la puissance émise. L'instant de détection de la cible doit être associé au pic d'énergie pour que l'écho renvoyé par la cible soit suffisamment puissant et puisse revenir jusqu'au récepteur.
- **Probabilité de détection** : la probabilité que le radar détecte une cible. C'est sur cet aspect-là que les ingénieurs spécialisés dans le traitement du signal radar travaillent.
- **Probabilité de fausse détection** : lorsque le niveau d'énergie dépasse le seuil sans être dû à une cible réelle (généralement dû au niveau de bruit).
- **Calcul de la distance** entre le système radar émetteur et la cible en connaissant la vitesse v de l'impulsion microonde et le retard t_r . La distance de la cible est donnée par l'équation I.1.

$$d_{(m)} = \frac{v_{(m/s)} \times t_{r(s)}}{2} \quad (I.1)$$

- **Portée maximale** : limitée par la période de répétition T_{pulse} des impulsions radar successives selon l'équation I.2.

$$d_{max(m)} = \frac{v_{(m/s)} \times T_{pulse(s)}}{2} \quad (1.2)$$

Cette formule peut être associée à un radar classique qui détecte et traite seulement les échos d'une impulsion avant que la suivante ne soit émise, par conséquent, il ne traite pas les échos reçus durant τ et la distance maximale devient alors :

$$d_{max(m)} = \frac{v_{(m/s)} \times (T_{pulse(s)} - \tau_{(s)})}{2} \quad (1.3)$$

Le fait que le temps aller et retour avec la cible soit supérieur au temps d'écoute ($T_{pulse} - \tau$) entre deux impulsions engendre une ambiguïté sur la distance. Ces échos apparaîtront comme des cibles plus proches alors que ce n'est pas le cas réellement. Ces cas de figure peuvent être réduits, en variant la périodicité inter-impulsions T_{pulse} pour lever l'ambiguïté. Il s'agit du système "staggered", radar à rafale irrégulière d'impulsions.

- **Distance minimale** : elle est liée à la durée de l'ouverture de l'impulsion ou le temps de l'émission τ pendant laquelle le système radar ne peut traiter les échos selon l'équation 1.4.

$$d_{min(m)} = \frac{v_{(m/s)} \times \tau_{(s)}}{2} \quad (1.4)$$

- **Effet Doppler** : permet de déterminer la vitesse et la position de la cible. Si cette dernière est en mouvement, cela induit un décalage fréquentiel entre les impulsions émises et reçues. Si une cible se déplace avec une vitesse radiale v_r , la fréquence Doppler est donnée par l'équation 1.5.

$$f_D(Hz) = \frac{2 \times v_r(m/s)}{v_{(m/s)} \times T_{pulse(s)}} \quad (1.5)$$

Les radars doivent très souvent détecter les cibles mobiles (véhicules ou avions par exemple) en éliminant les échos des cibles fixes. Ce mode de fonctionnement des radars qui permet de discriminer les cibles est appelé le mode MTI (Moving Target Indicator).

- **Résolution en distance** : c'est la capacité d'un radar à différencier deux cibles dans la même direction. Elle est définie par la distance minimale entre deux cibles pour que le radar puisse les distinguer. La largeur d'impulsion τ est fondamentale pour calculer la résolution en distance qui est donnée par 1.6.

$$S_r(m) \geq \frac{v_{(m/s)} \times \tau_{(s)}}{2} \quad (1.6)$$

- **Temps d'éclairement** : c'est la durée d'orientation du signal radar dans la direction de la cible. Il s'exprime en fonction de la largeur du lobe principal de l'antenne θ_A et de la vitesse de rotation de l'antenne $r_{(tr/min)}$ avec l'équation 1.7 :

$$T_{E(s)} = \frac{\theta_A}{360^\circ} \frac{60}{r} \quad (1.7)$$

Il est aussi possible en utilisant cette équation de définir le nombre N d'impulsions constituant la rafale radar reçues par cette cible.

$$N = \frac{T_{E(s)}}{T_{pulse(s)}} \quad (1.8)$$

L'augmentation du nombre N d'impulsions améliore considérablement la précision.

I.3. Formes d'ondes Radar

Les performances des radars sont liées à la comparaison des formes d'ondes émises et reçues. Il est important de comprendre les caractéristiques des formes d'onde radar pour l'analyse et la modélisation des performances radar. Les sections suivantes illustrent les principales caractéristiques des formes d'onde radar.

Comme cela a été décrit dans un paragraphe précédent, plusieurs types de modulations sont utilisés dans les applications radar à onde continue modulée, telles que le signal CW-impulsionnel, les impulsions linéaires FM ainsi que les rafales radar impulsionnelles. Les paragraphes suivants détaillent les formes d'onde utilisées pour ces différentes applications.

I.3.1. Définition des rafales radar impulsionnelles périodiques

La forme d'onde des rafales radar impulsionnelles périodiques appelé aussi signal CW impulsionnel est probablement la forme d'onde radar impulsionnelle la plus simple. Elle est illustrée sur la figure I.4.c.

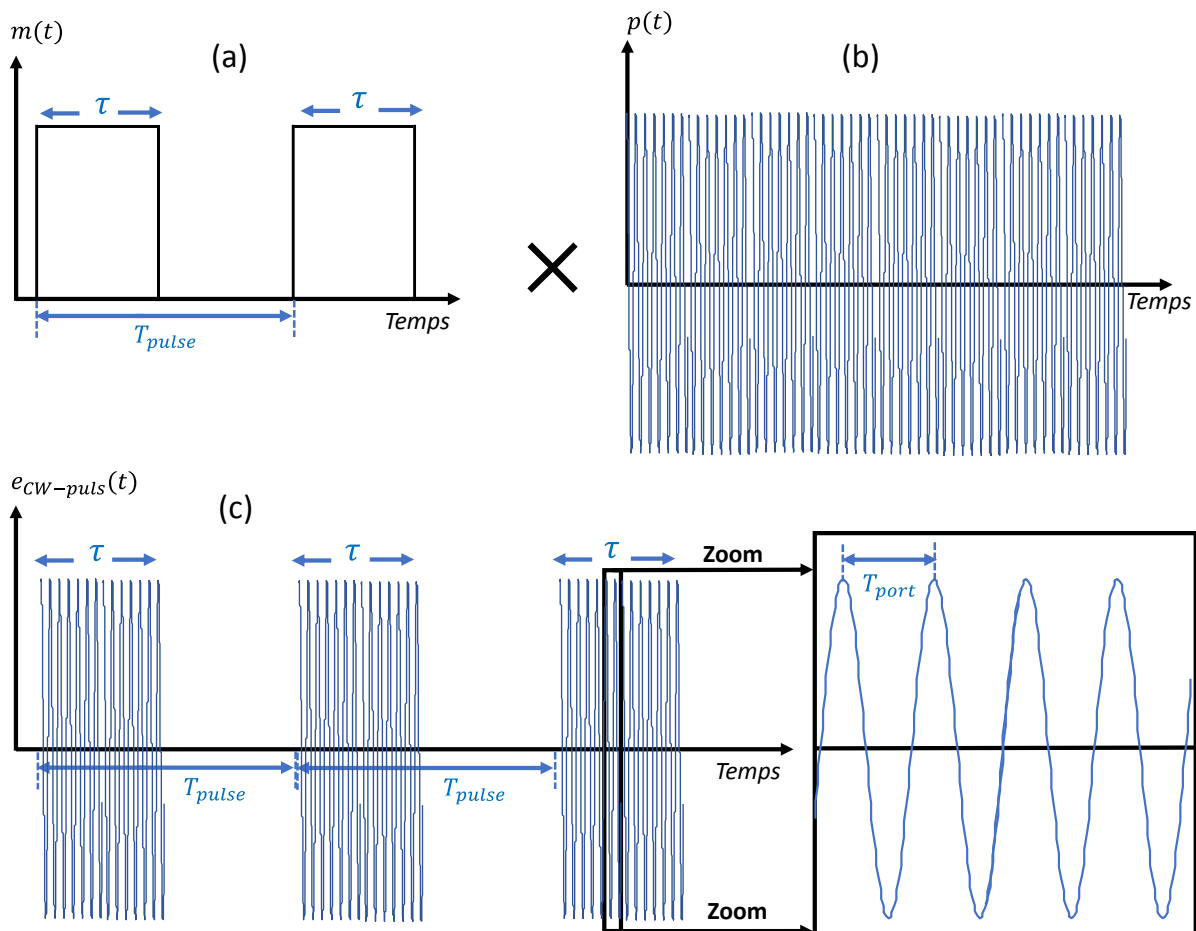


Figure I. 4: Présentation temporelle du signal CW-impulsionnel périodique de largeur d'impulsion τ et de période T_{pulse} .

Celle-ci est facile à générer et à traiter dans le récepteur.

De brèves impulsions (τ faible) peuvent être utilisées pour fournir la résolution de portée nécessaire. Toutefois, lorsque de larges impulsions sont nécessaires pour produire suffisamment d'énergie, la résolution de la portée en souffre.

L'amplitude de l'enveloppe de l'impulsion est alors un rectangle de largeur τ , comme le montre la figure I.4.a [4]. Le signal CW de la porteuse continue est présenté sur la figure I.4.b.

Le signal CW impulsionnel généré $e_{CW-puls}(t)$ (donné par I.9) est donc le produit d'un signal sinusoïdal (CW continu) de période T_{port} (ou de fréquence f_{port}) qui s'écrit $p(t)$ et donné par I.10 par un signal modulant impulsionnel $m(t)$ de largeur τ et de période T_{pulse} qui s'écrit selon l'équation I.11.

$$e_{CW-puls}(t) = p(t) \times m(t) \quad (I.9)$$

$$p(t) = A_{port} \cos(2\pi f_{port} t + \varphi_{port}) \quad (I.10)$$

$$m(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \text{rect}_{\tau}(t - T_{pulse}) \quad (I.11)$$

Le signal CW impulsionnel s'écrit donc :

$$e_{CW-puls}(t) = A_{port} \cos(2\pi f_{port} t + \varphi_{port}) \times \sum_{k=0}^{+\infty} \text{rect}_{\tau}(t - T_{pulse}) \quad (I.12)$$

La décomposition en série de Fourier, dans sa forme complexe, permet d'écrire le signal $e_{CW-puls}(t)$ de la façon suivante selon l'équation I.13.

$$e_{CW-puls}(t) = \sum_{k=-K}^{+K} a_k e^{jk(2\pi(f_{port}-f_{pulse})t+\varphi_k)t} \quad (I.13)$$

a_k est donné par l'équation I.14.

$$a_k = \frac{1}{T_{pulse}} \int_0^{T_{pulse}} e_{CW-puls}(t) \times e^{-jk(2\pi(f_{port}-f_{pulse})t+\varphi_k)t} \quad (I.14)$$

T_{pulse} est aussi appelé période de répétition de l'impulsion (PRI, Pulse Repetition Interval).

Ce type de signal est utilisé par exemple pour la caractérisation des amplificateurs de très forte puissance pour limiter les problèmes thermiques ou pour ne pas saturer les récepteurs des équipements de mesures

La caractérisation monoporteuse impulsionnelle est relativement simple à mettre en œuvre. Elle permet de décrire les zones de fonctionnement optimales de l'amplificateur et d'évaluer dans une première approche ses performances et les formes de non-linéarités en puissance qu'il présente.

Les valeurs de largeur d'impulsion τ peuvent varier dans les applications radar entre plusieurs centaines de μs , et quelques dizaines de microsecondes. Il est à noter toutefois que les générateurs de laboratoire offrent la possibilité de générer des impulsions ultra courtes de quelques nanosecondes [18].

La figure suivante représente un exemple de signaux temporels et de leurs spectres présents à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur de puissance non-linéaire avec prise en compte des variables τ et T_{pulse} . Les non-linéarités de l'amplificateur déforment le signal temporel de sortie et modifient considérablement le spectre d'entrée.

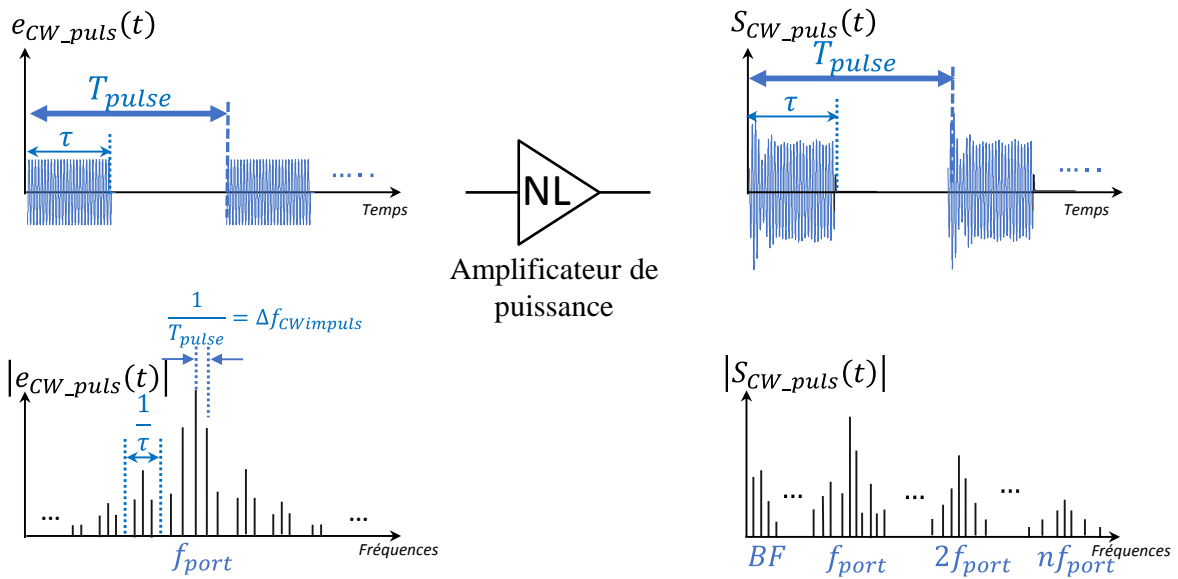


Figure I. 5: Représentations temporelles et fréquentielles de principe des signaux CW impulsionnels à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur non linéaire et spectres associés.

Ce sont ces signaux temporels qu'il est nécessaire de mesurer pour déterminer précisément le critère de stabilité P2P. Il est à noter que la connaissance des spectres est utile à la détermination préalable des bandes passantes des signaux et des équipements à mettre œuvre pour les bancs de test.

I.3.2. Définition des rafales radar impulsionnelles irrégulières périodiques

Les signaux radar sont très diversifiés. Que cela soit pour la durée de l'impulsion τ ou la période T_{pulse} , plusieurs choix sont possibles. Les applications radar sont fondées le plus souvent sur l'utilisation, non pas de rafales radar impulsionnelles régulières mais de signaux de type rafales radar irrégulières. Pour les besoins des caractérisations ces rafales irrégulières sont périodisées. Ces rafales se composent alors de N impulsions identiques ayant une durée τ , et espacées temporellement par T_{pulse} . Toutefois, la durée totale de la rafale radar T_{Rafale} est différente de N fois T_{pulse} et son expression est associée à la résolution fréquentielle minimale Δf de son spectre selon l'équation suivante :

$$T_{Rafale} = 1/\Delta f \quad (I.15)$$

Une telle forme d'onde est illustrée à la figure I.6. Elle décrit la rafale radar impulsionnelle irrégulière périodique $e_{R2I2P}(t)$ et son spectre. Le signal radar irrégulier est composé, dans cet exemple de 3 impulsions RF.

$e_{R2I2P}(t)$: Rafale Radar Impulsionnelle Irrégulière Périodique

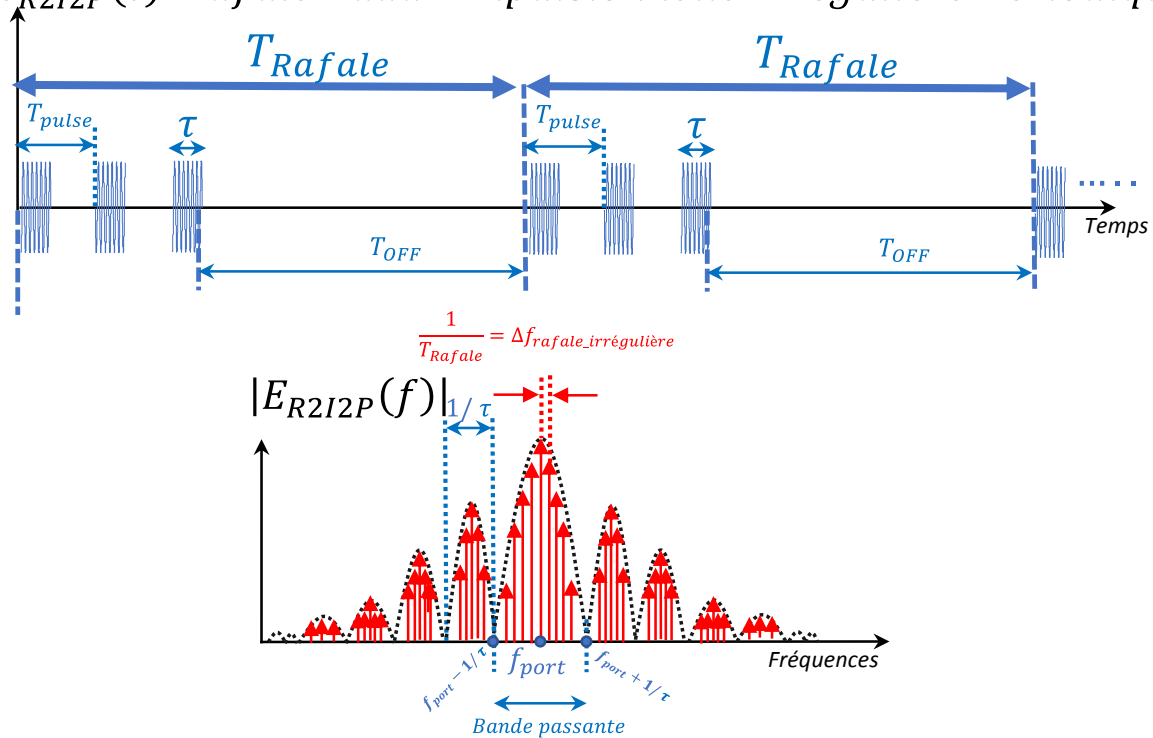


Figure I. 6: Représentation temporelle de la rafale radar impulsionnelle irrégulière périodique et de son spectre.

Dans ce cas il à noter que Δf est l'inverse de T_{Rafale} et non plus de T_{pulse} . Le nombre de composantes fréquentielles dans les lobes du spectre augmente donc fortement. Le spectre est théoriquement infini.

En première approximation, généralement, la bande passante du radar est fixée en prenant au minimum la largeur du lobe principal. La capacité d'un radar à différencier une ou plusieurs cibles avec des distances différentes est appelée la résolution du système radar. Sa qualité dépend de plusieurs facteurs :

- τ : la largeur de l'impulsion émise,
- la bande passante du signal émis,
- le type et/ou la taille de la cible.

La résolution du radar est donnée par l'équation I.16.

$$\Delta R \geq \frac{c \times \tau}{2} = \frac{c}{2BP} = \frac{c}{2N\Delta f} \quad [2] \quad (I.16)$$

Avec :

- c : la vitesse de la lumière dans le vide

Elle dépend de la bande passante choisie des signaux émis. Plus la bande passante est importante, meilleure est la résolution. En revanche, plus la bande passante est large, plus la conception du radar est complexe.

Le signal radar périodique de référence qui sera utilisé pour l'ensemble de nos mesures/simulations, est composé de N impulsions successives et identiques suivies par un temps de silence appelé T_{OFF} .

La durée totale de la rafale radar irrégulière T_{Rafale} peut-être calculée à partir de la résolution fréquentielle Δf de son spectre selon l'équation précédente I.15. T_{Rafale} s'écrit aussi en fonction de N , T_{pulse} et T_{OFF} :

$$T_{Rafale} = (N \times T_{pulse}) + T_{OFF} \quad (I.17)$$

La stabilité P2P se définit à partir de la variation de la phase et de l'amplitude entre les différentes impulsions constitutives de l'enveloppe du signal émis d'une même rafale radar. Cette stabilité P2P doit être étudiée par le constructeur d'un système radar car c'est un de ses principaux critères de performances.

I.4. Présentation des instabilités P2P

Les instabilités rencontrées dans les systèmes radar peuvent être classées en deux catégories principales : les instabilités inter-pulse et intra-pulse. Les instabilités évoluant d'impulsion à impulsion (appelées P2P: Pulse to Pulse) sont différentes de celles inter-pulse et intra-pulse [5].

I.4.1. L'instabilité inter-pulse

L'instabilité dite inter-pulse (stabilité P2P) se situe entre deux impulsions successives d'une même rafale radar. Cette instabilité est principalement due aux signaux parasites générés par les alimentations de puissance et aux défauts hyperfréquences (linéaires et non linéaires). La figure I.7 schématise la position et l'amplitude de ce phénomène parasite dans une rafale radar.

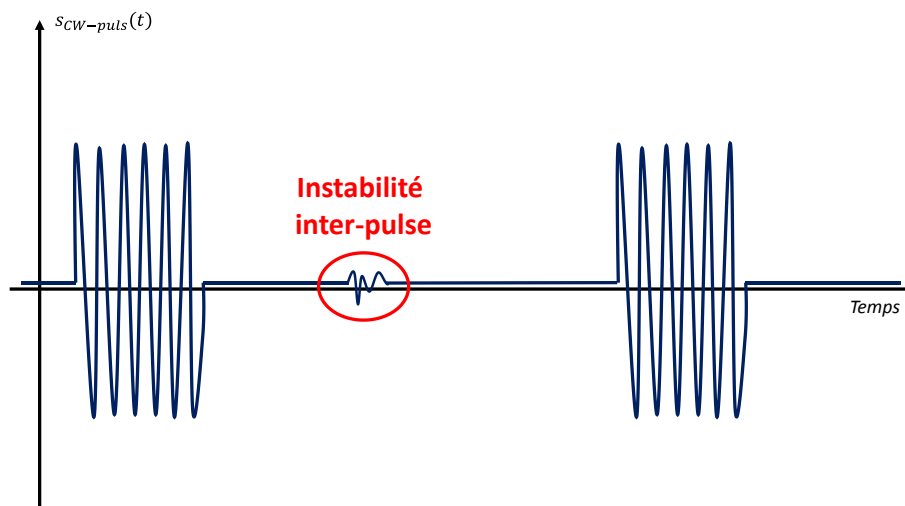


Figure I. 7: Représentation temporelle de l'instabilité inter-pulse.

Les amplitudes de ces instabilités sont très faibles et peuvent parfois être négligées lors du traitement radar.

I.4.2. L'instabilité intra-pulse

En général, l'instabilité intra-pulse est due aux variations de la phase et de l'amplitude durant chaque impulsion, pendant un temps τ . Les causes de l'instabilité de phase sont principalement associées aux effets non linéaires des amplificateurs de puissance, comme par exemple, l'évolution non linéaire de la température de jonction d'un des transistors utilisés dans les amplificateurs. La stabilité intra-pulse est présentée sur la figure I.8.

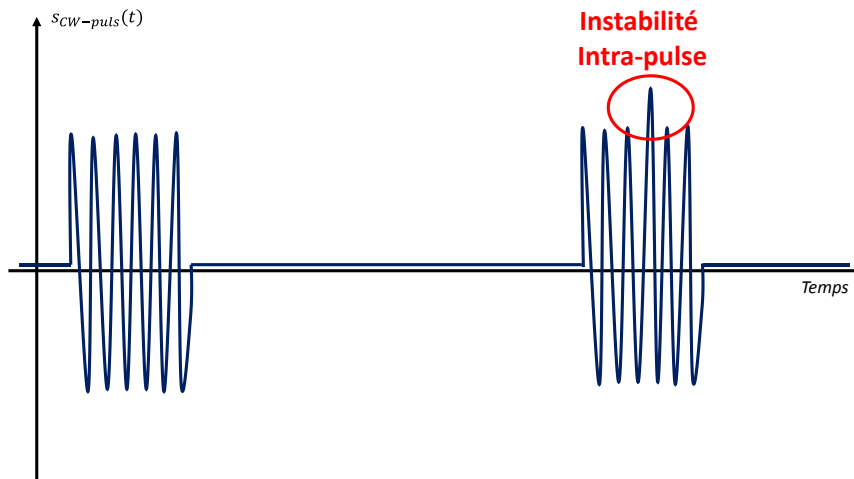


Figure I. 8: Représentation temporelle de l'instabilité intra-pulse.

I.4.3. Définition de la stabilité P2P [13]

La stabilité P2P quantifie la variation de phase et d'amplitude de l'enveloppe d'un signal CW-impulsionnel ou d'un signal rafale irrégulier périodique, à des instants choisis uniquement dans les impulsions successives de la rafale radar irrégulière périodique. Elle s'exprime en décibels.

Sur une rafale radar, il existe deux types de déformations :

- 1) Déformations générées par les effets non-linéaires périodiques et répétitifs du transistor, identiques d'une impulsion à une autre dans une même rafale radar, schématisées sur la figure I.9.

Les effets non-linéaires périodiques et répétitifs du transistor ne dégradent pas la stabilité P2P.

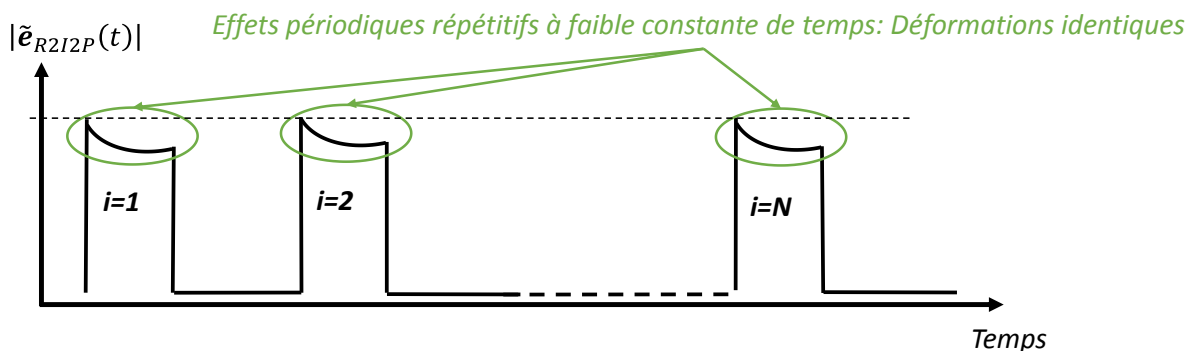


Figure I. 9: Illustration des effets non-linéaires sur N impulsions successives.

- 2) Déformations générées par les effets mémoires [9] qui peuvent être dues aux variations thermiques et/ou aux effets de pièges. Ces défauts non linéaires indésirables à constantes de temps variables par rapport aux variables τ , T_{Env} et T_{pulse} peuvent modifier différemment les impulsions dans la rafale radar. Ils sont illustrés sur la figure I.10.

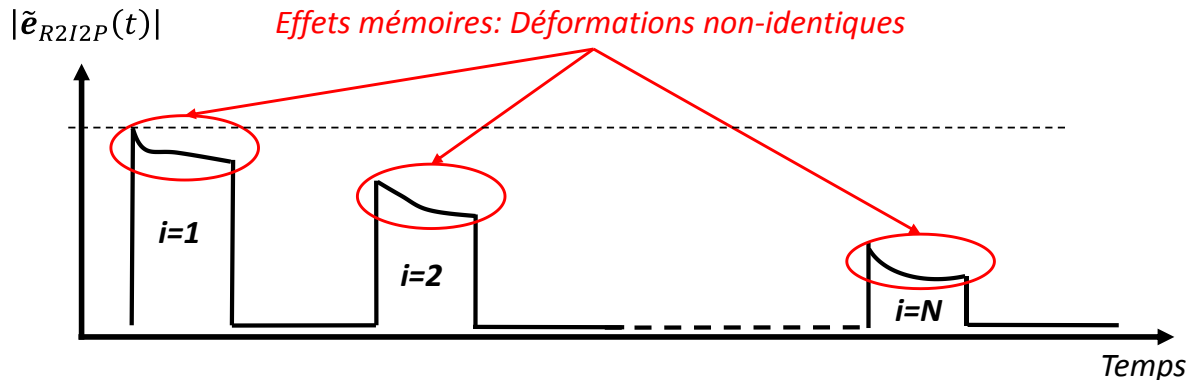


Figure I. 10: Illustration des effets mémoires sur N impulsions successives.

Ces effets mémoires peuvent fortement dégrader le niveau de stabilité P2P.

I.4.3.1. Les causes d'instabilité P2P

Deux grandes catégories d'instabilité P2P peuvent affecter un système radar, la première regroupe les perturbations non-prévisibles qui suivent des fluctuations temporelles non régulières et la deuxième concerne les perturbations prévisibles qui peuvent être modélisées un peu plus facilement que celles de la première catégorie.

a) Causes prévisibles :

Elles sont principalement dues à l'amplificateur de puissance. Les sources d'instabilité P2P prévisibles peuvent être modélisées en utilisant des équations mathématiques déterministes. Quelques sources d'instabilité sont listées ci-dessous:

- Le bruit associé à la source de puissance de l'amplificateur,
- L'alimentation de l'amplificateur de puissance dont l'isolation vis-à-vis du signal RF modulé n'est jamais parfaite,
- La désadaptation de l'impédance de charge qui peut varier en fonction du pointage de l'antenne connectée à l'amplificateur,
- Les phénomènes de pièges [11] présents notamment dans les transistors en technologie GaN qui entrent dans la conception de l'amplificateur,
- Les effets thermiques [10] dont les variations temporelles ne sont pas répétitives vis-à-vis des variables τ , T_{pulse} ou T_{Rafale} .

b) Causes non-prévisibles :

Les sources non-prévisibles d'instabilité sont très problématiques pour la stabilité P2P à cause de leur aspect aléatoire non maîtrisable et non contrôlable. Une liste non complète de ces sources aléatoires d'instabilité P2P est donnée ci-dessous :

- Les vibrations (causes mécaniques) qui peuvent entraîner des oscillations indésirées,
- Le vieillissement des composants qui peuvent entraîner des modifications aléatoires des caractéristiques des transistors par exemple,
- La compatibilité électromagnétique (CEM) [12] associée aux environnements physiques des radars,
- L'alimentation de l'amplificateur et ses ondulations aléatoires (baies, ventilateur) d'amplitudes par exemple,
- Les mélangeurs qui présentent des sources de bruit aléatoires,
- Le numériseur qui introduit des bruits aléatoires associées aux circuits actifs qui le composent,
- Les constantes de temps thermique et de pièges dont les variations aléatoires modifient les performances en amplitude et en phase de l'amplificateur.

La figure I.11 présente les causes d'instabilités impulsion à impulsion dans une chaîne d'émission d'un système radar.

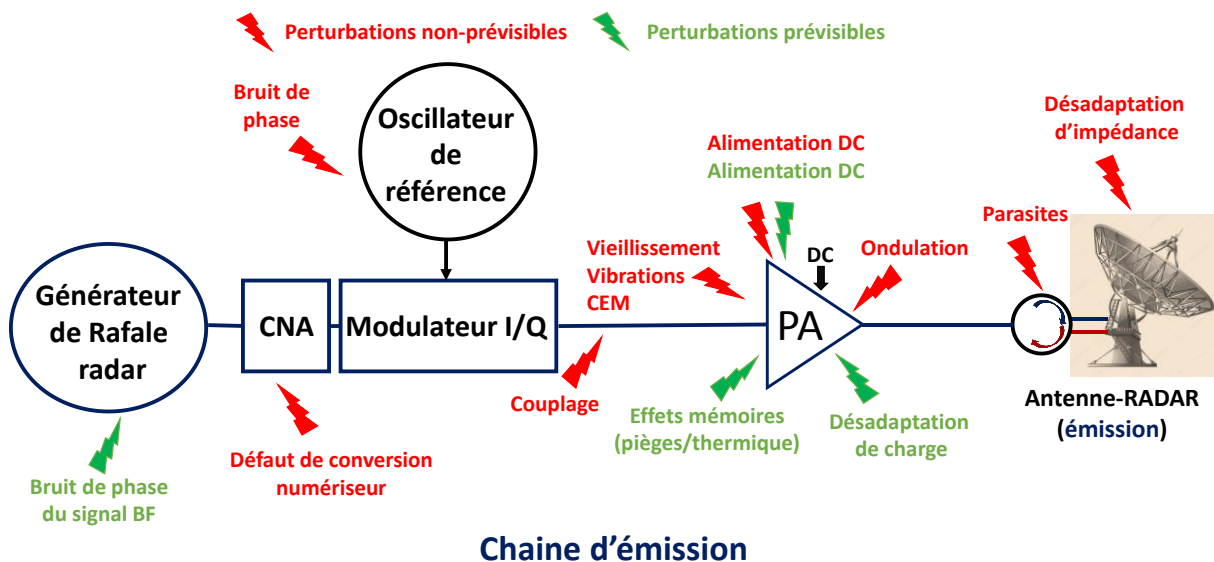


Figure I. 11: Représentation des différents types d'instabilité P2P dans une chaîne d'émission d'un système radar [14].

I.4.3.2. Représentation vectorielle de Fresnel et stabilité P2P

La stabilité P2P peut s'exprimer aussi en analysant la variation de la partie réelle et imaginaire de l'enveloppe du signal CW-impulsionnel ou du signal radar irrégulier périodique. En utilisant la représentation de FRESNEL en IQ, le signal réel $s_{CWpulsébruit}(t)$ est la somme vectorielle d'un signal pur $s_0(t)$ et d'une perturbation $p(t)$. La figure I.12 illustre la définition de l'instabilité dans le domaine IQ.

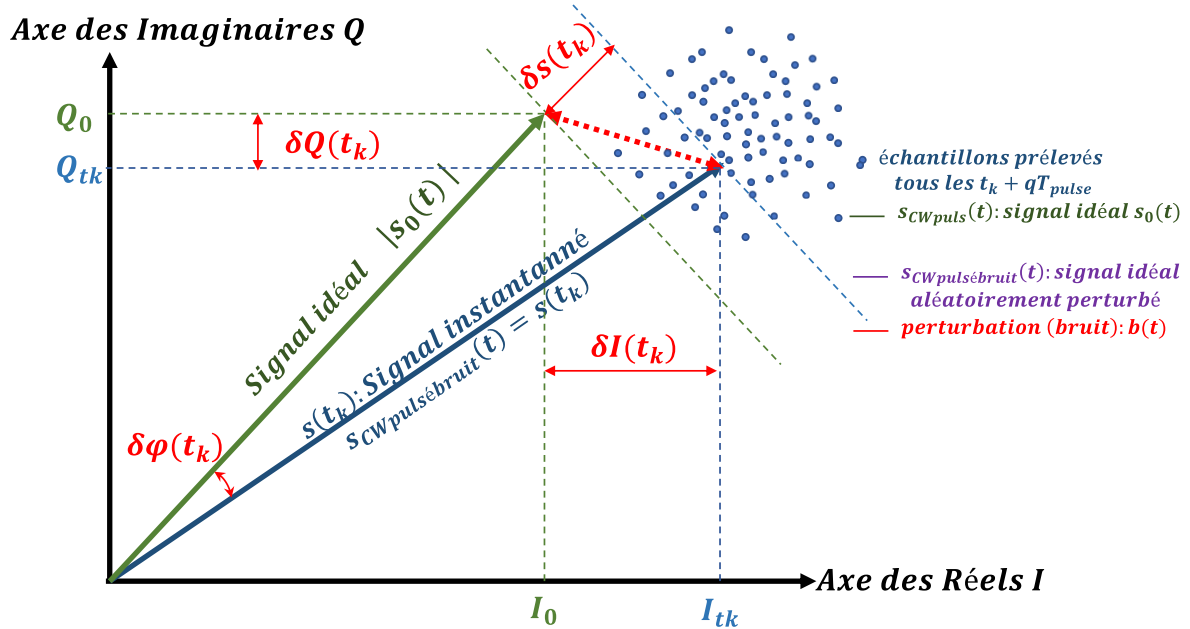


Figure I. 12: Représentation de la perturbation P2P dans le domaine IQ comme un signal résultant de la perturbation d'une porteuse pure (Modulation AM/PM du signal idéal).

Le signal idéal, dans l'impulsion, s'écrit :

$$s_{CW-puls}(t) = S_0 \times \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Le signal instantané, dans l'impulsion, s'écrit :

$$\begin{aligned} s_{CW-pulsbruit}(t) &= [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \delta\varphi(t)) \\ &= [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \times \cos(\omega_0 t) - [s_0 + \delta s(t)] \times \sin(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \\ &\quad \times \sin(\omega_0 t) \end{aligned}$$

Soit : $s_{CW-pulsbruit}(t) = I(t) \times \cos(\omega_0 t) - Q(t) \times \sin(\omega_0 t),$

avec : $I(t) = [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \tag{I.18}$

$Q(t) = [s_0 + \delta s(t)] \times \sin(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \tag{I.19}$

Il est alors possible de définir la perturbation de la porteuse pure par une amplitude complexe :

$$\tilde{g}(t) = I(t) + jQ(t) = [s_0 + \delta s(t)] \times e^{j(\delta\varphi(t) + \varphi_0)}$$

Il est donc aussi possible d'écrire :

$$I(t) = I_0 + \delta I(t) \tag{I.20}$$

avec : $I_0 = s_0 \cos(\varphi_0)$

$$Q(t) = Q_0 + \delta Q(t) \tag{I.21}$$

avec : $Q_0 = s_0 \sin(\varphi_0)$

Pour exprimer $\delta I(t)$ et $\delta Q(t)$ selon les équations (I.18) et (I.20), on obtient :

$$\begin{aligned} I_0 + \delta I(t) &= [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \\ Q_0 + \delta Q(t) &= [s_0 + \delta s(t)] \times \sin(\varphi_0 + \delta\varphi(t)) \end{aligned} \quad (I.22)$$

En développant, il vient :

$$I_0 + \delta I(t) = [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\varphi_0) \times \cos(\delta\varphi(t)) - [s_0 + \delta s(t)] \times \sin(\varphi_0) \times \sin(\delta\varphi(t))$$

En supposant que $\delta\varphi(t)$ est très faible, $\sin(\delta\varphi(t)) \cong \delta\varphi(t)$ et $\cos(\delta\varphi(t)) \cong 1$

Donc

$$I_0 + \delta I(t) \cong [s_0 + \delta s(t)] \times \cos(\varphi_0) - [s_0 + \delta s(t)] \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t)$$

$$I_0 + \delta I(t) \cong s_0 \times \cos(\varphi_0) + \delta s(t) \cos(\varphi_0) - s_0 \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) - \delta s(t) \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t)$$

Comme $\delta s(t) \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) \ll s_0 \times \cos(\varphi_0) + \delta s(t) \cos(\varphi_0)$ alors

$$\begin{aligned} I_0 + \delta I(t) &\cong s_0 \times \cos(\varphi_0) + \delta s(t) \cos(\varphi_0) - s_0 \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) \\ \rightarrow \delta I(t) &= \delta s(t) \times \cos(\varphi_0) - s_0 \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) \end{aligned} \quad (I.23)$$

De la même manière, il est possible de montrer que

$$\begin{aligned} Q_0 + \delta Q(t) &\cong s_0 \times \sin(\varphi_0) + \delta s(t) \times \sin(\varphi_0) + s_0 \times \cos(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) \\ \rightarrow \delta Q(t) &= \delta s(t) \times \sin(\varphi_0) + s_0 \times \cos(\varphi_0) \times \delta\varphi(t) \end{aligned} \quad (I.24)$$

Calculer la valeur de la perturbation associée à l'instabilité revient à calculer la norme du vecteur de perturbation de la Figure (I.12) (vecteur rouge). En supposant que $\delta\varphi(t)$ et $\delta s(t)$ sont non corrélés.

Cette norme est égale à : $(\delta I)^2 + (\delta Q)^2$

$$\begin{aligned} (\delta I)^2 + (\delta Q)^2 &= [\delta s(t) \times \cos(\varphi_0) - s_0 \times \sin(\varphi_0) \times \delta\varphi(t)]^2 \\ &\quad + [\delta s(t) \times \sin(\varphi_0) + s_0 \times \cos(\varphi_0) \times \delta\varphi(t)]^2 \\ (\delta I)^2 + (\delta Q)^2 &= \delta s(t)^2 + s_0^2 \times \delta\varphi(t)^2 \end{aligned}$$

Les relations entre les expressions des variations d'amplitude et de phase aléatoires et celles exprimées en réel et imaginaire est donc la suivante :

$$[\delta I]^2 + [\delta Q]^2 = [\delta s(t)]^2 + s_0^2 \times [\delta\varphi(t)]^2$$

Cette expression peut être normalisée par :

$$s_0^2 = I_0^2 + Q_0^2 \quad (I.25)$$

Elle devient alors :

$$\frac{[\delta I]^2 + [\delta Q]^2}{I_0^2 + Q_0^2} = \frac{[\delta s(t)]^2}{s_0^2} + [\delta\varphi(t)]^2 \quad (I.26)$$

Cette dernière équation montre que les instabilités calculées en amplitude/phase ou réel/imaginaire sont liées et doivent conduire à des conclusions identiques.

Ces équations valables pour un signal à temps continu doivent aussi se décliner pour des signaux à temps discret et donc échantillonnés.

Le signal $s_{CW-pulsbruit}(t)$ peut aussi être représenté de la manière suivante lorsqu'il est échantillonné.

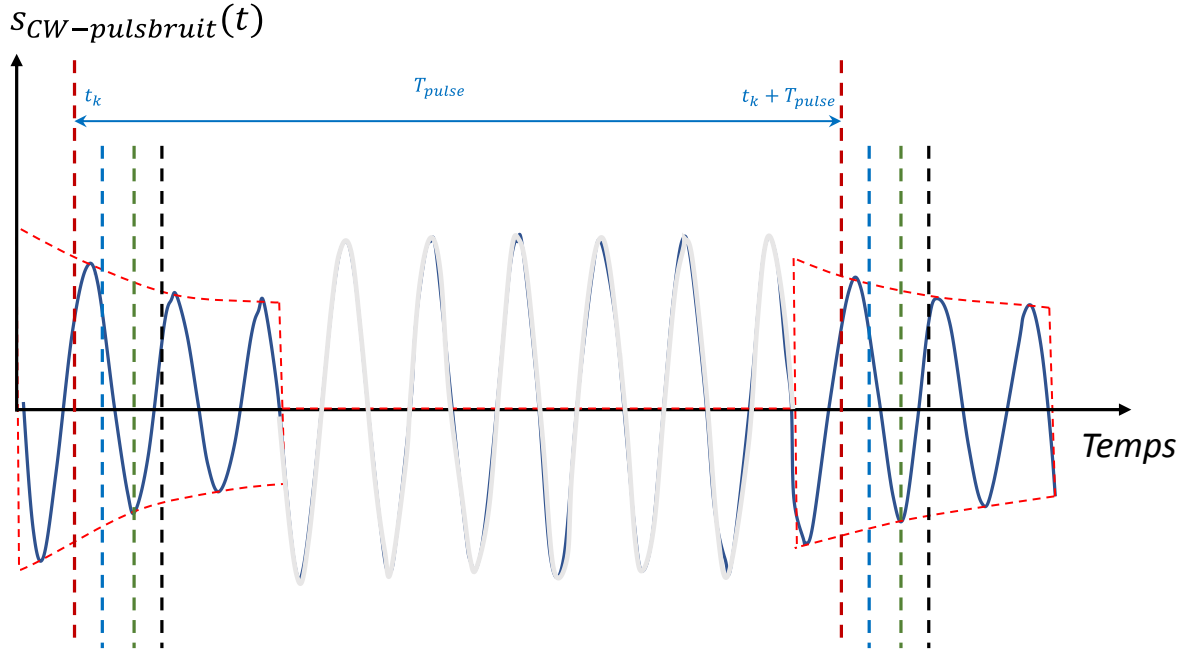


Figure I.13 : Représentation graphique de l'échantillonnage temporel du signal $s_{CW-pulsbruit}(t)$.

La Figure I.13 permet d'écrire les expressions de $S(t_k)$ et $S(t_k + T_{pulse})$ de la manière suivante :

$$S(t_k) = (S_0 + \delta s(t_k)) \times \cos(w_0(t_k) + \delta\phi(t) + \phi_0) = |S(t_k)| \times \cos(w_0(t_k) + \delta\phi(t) + \phi_0)$$

$$S(t_k + T_{pulse}) = (S_0 + \delta s(t_k + T_{pulse})) \times \cos(w_0(t_k + T_{pulse}) + \delta\phi(t_k + T_{pulse}) + \phi_0)$$

$$S(t_k + T_{pulse}) = |S(t_k + T_{pulse})| \times \cos(w_0(t_k + T_{pulse}) + \delta\phi(t_k + T_{pulse}) + \phi_0) \quad (I.27)$$

Cet échantillonnage est utilisé pour déterminer les variations entre les échantillons de deux impulsions successives aux instants (t_k) et $(t_k + T_{pulse})$.

On définit dans une rafale de plusieurs impulsions les variations d'amplitude ΔS et les variations de phase $\Delta\phi$ entre deux impulsions consécutives échantillonnées aux instants $t_k + T_{pulse}$ et t_k par exemple :

$$\Delta S(t_k) = |S(t_k + T_{pulse})| - |S(t_k)| = \delta s(t_k + T_{pulse}) - \delta s(t_k) \quad (I.28)$$

$$\text{et } \Delta\phi(t_k) = \delta\phi(t_k + T_{pulse}) - \delta\phi(t_k) \quad (I.29)$$

Ces deux dernières expressions peuvent se généraliser pour les N impulsions d'une rafale radar pour déterminer les variations d'amplitude ΔS et de phase $\Delta\phi$ de deux impulsions consécutives échantillonnées aux instants $t_k + qT_{pulse}$ et $t_k + (q + 1)T_{pulse}$ selon les expressions les expressions suivantes :

$$\Delta S(qt_k) = \delta s(t_k + qT_{pulse}) - \delta s(t_k + (q - 1)T_{pulse}) \quad (I.30)$$

$$\Delta\phi(qt_k) = \delta\phi(t_k + qT_{pulse}) - \delta\phi(t_k + (q - 1)T_{pulse}) \quad (I.31)$$

Il est aussi possible de moyenniser ces variations d'amplitude et de phase sur N impulsions échantillonnées successives. Les équations s'écrivent alors :

$$\overline{\Delta S(qt_k)} = \frac{1}{N} \sum_{q=1}^N \delta s(t_k + qT_{pulse}) - \delta s(t_k + (q-1)T_{pulse}) \quad (I.32)$$

et

$$\overline{\Delta \phi(qt_k)} = \frac{1}{N} \sum_{q=1}^N \delta \phi(t_k + qT_{pulse}) - \delta \phi(t_k + (q-1)T_{pulse}) \quad (I.33)$$

Ces équations de principe permettent d'établir des règles de calcul de la stabilité P2P. Elle se déclinent de la même manière pour déterminer les variations de parties réelles et imaginaires de $\tilde{g}(t)$ entre des impulsions consécutives échantillonnées.

Les expressions en partie réelle/imaginaire s'écrivent :

$$I(t) = s_0 \left(1 + \frac{\delta s(t)}{s_0}\right) \times \cos(\delta \phi(t) + \varphi_0) \quad (I.34)$$

$$Q(t) = s_0 \left(1 + \frac{\delta s(t)}{s_0}\right) \times \sin(\delta \phi(t) + \varphi_0) \quad (I.35)$$

Donc

$$\Delta I(qt_k) = [\delta s(t_k + qT_{pulse}) \times \cos(\delta \phi(t_k + qT_{pulse}) + \varphi_0) - \delta s(t_k + (q-1)T_{pulse}) \times \cos(\delta \phi(t_k + (q-1)T_{pulse}) + \varphi_0)] \quad (I.36)$$

$$\Delta Q(qt_k) = [\delta s(t_k + qT_{pulse}) \times \sin(\delta \phi(t_k + qT_{pulse}) + \varphi_0) - \delta s(t_k + (q-1)T_{pulse}) \times \sin(\delta \phi(t_k + (q-1)T_{pulse}) + \varphi_0)] \quad (I.37)$$

La moyenne sur N impulsions s'écrit alors :

$$\overline{\Delta I(qt_k)} = \frac{1}{N} \sum_{q=1}^N [\delta s(t_k + qT_{pulse}) \times \cos(\delta \phi(t_k + qT_{pulse}) + \varphi_0) - \delta s(t_k + (q-1)T_{pulse}) \times \cos(\delta \phi(t_k + (q-1)T_{pulse}) + \varphi_0)] \quad (I.38)$$

$$\overline{\Delta Q(qt_k)} = \frac{1}{N} \sum_{q=1}^N [\delta s(t_k + qT_{pulse}) \times \sin(\delta \phi(t_k + qT_{pulse}) + \varphi_0) - \delta s(t_k + (q-1)T_{pulse}) \times \sin(\delta \phi(t_k + (q-1)T_{pulse}) + \varphi_0)] \quad (I.39)$$

D'une façon générale, pour une variation réelle x , les relations suivantes associent :

- l'écart type : σ
- la variance : var
- l'espérance mathématique : $\mu = \bar{x}$

$$\sigma = \sqrt{var} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i)^2 - \mu^2} \quad (I.40)$$

$$\delta x_i = x_i - \bar{x} \quad (I.41)$$

$$\sigma^2 = var = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\delta x_i)^2$$

$$\frac{\sigma^2}{\mu^2} = \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\delta x_i)^2}{\bar{x}^2} \quad (I.42)$$

En appliquant ces dernières expressions de variances et de moyennes aux variables exprimées précédemment les valeurs suivantes peuvent être définies :

$$\sigma_{\delta s}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta s(qt_k) - \overline{\Delta s(qt_k)})^2 \quad (1.43)$$

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta \phi(qt_k) - \overline{\Delta \phi(qt_k)})^2 \quad (1.44)$$

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta I(qt_k) - \overline{\Delta I(qt_k)})^2 \quad (1.45)$$

$$\sigma_Q^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta Q(qt_k) - \overline{\Delta Q(qt_k)})^2 \quad (1.46)$$

$$\text{et } \mu_{\delta s}^2 = \overline{|\Delta s(qt_k)|^2} \quad (1.47)$$

A partir de ces définitions, différentes stabilités P2P peuvent être écrites avec les nomenclatures en usage :

$$Stab_{amplitude} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\delta s}^2}{\mu_{\delta s}^2} \right) \quad (1.48)$$

$$Stab_{phase} = 10 \log_{10} (\sigma_{\phi}^2) \quad (1.49)$$

$$Stab_{globaleAmp/phase} = 10 \log_{10} (10^{Stab_{amplitude}/10} + 10^{Stab_{phase}/10}) \quad (1.50)$$

$$Stab_{globaleAmp/phase} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_{\delta s}^2}{\mu_{\delta s}^2} + \sigma_{\phi}^2 \right) \quad (1.51)$$

$$Stab_I = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_I^2}{\mu_I^2 + \mu_Q^2} \right) \quad (1.52)$$

$$Stab_Q = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_Q^2}{\mu_I^2 + \mu_Q^2} \right) \quad (1.53)$$

$$Stab_{globaleR\u00e9el/imag} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_I^2 + \sigma_Q^2}{\mu_I^2 + \mu_Q^2} \right) \quad (1.54)$$

L'équation (1.26) peut, elle aussi, s'écrire à partir de ces définitions comme :

$$\frac{\sigma_I^2 + \sigma_Q^2}{\mu_I^2 + \mu_Q^2} = \frac{\sigma_s^2}{\mu_s^2} + \sigma_{\phi}^2 \quad (1.55)$$

Ces expressions de stabilité seront exprimées différemment dans le paragraphe suivant en considérant que chaque impulsion de durée T_{pulse} est isolée et soumise à une échelle de temps d'échantillonnage identique. La définition des stabilités correspondra alors aux équations codées dans les programmes de traitement des mesures P2P en tensions/courants aux bornes de transistors.

1.4.4. Méthodes de calcul de la stabilité impulsion à impulsion

La quantification de la stabilité P2P [13] d'un système radar est fondée sur l'utilisation de deux méthodes différentes de calcul (écart-type (ET) et moyenne quadratique (RMS)). Ces deux méthodes vont être définies ultérieurement. Une comparaison de ces méthodes de

calcul sera détaillée notamment en vue des résultats obtenus et présentés dans le chapitre III.

Les deux méthodes temporelles de calcul sont fondées sur l'utilisation des échantillons temporels de l'enveloppe temporelle mesurée en tension ou en courant $\tilde{x}(t_k)$ d'une rafale radar irrégulière périodique par exemple. La figure I.14 présente plusieurs rafales radar isolées les unes des autres et échantillonnées. Une nomenclature spécifique est utilisée pour faciliter les écritures des équations de stabilité P2P.

Pour le calcul de la stabilité P2P, il faut faire l'hypothèse que chaque impulsion de la rafale est échantillonnée avec la même fréquence avec un déclenchement virtuel temporel identique qui se produit en début d'impulsion. Les échantillons sont donc pris aux mêmes instants pour chaque impulsion. Il est donc possible de considérer que toutes les impulsions sont numérisées à des instants nommés de manière identique $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$ (n étant le nombre d'échantillons pris pour décrire une impulsion). Cela suppose qu'il n'y a pas de bruit de phase associée à l'horloge de l'échantillonneur. Il est évident que dans la réalité, les instants d'échantillonnage $t_1, t_2, t_3, \dots, t_n$ de la seconde impulsion, comme présentés aux paragraphes précédents, sont ceux extraits à :

$$t_{1_2nde\ impulsion} = t_1 + T_{pulse} \quad (I.56)$$

$$t_{2_2nde\ impulsion} = t_2 + T_{pulse}$$

....

$$t_{n_2nde\ impulsion} = t_n + T_{pulse}$$

Cette dernière remarque est valable pour toutes les impulsions d'une rafale. Comme la rafale est supposée périodique, ces échantillons sont supposés être identiques avec la période T_{Env} . Il est alors possible d'écrire les équations suivantes avec les hypothèses précédentes :

$$t_{1_kème\ impulsion_mième\ rafale} = t_1 + [(k - 1) \times T_{pulse} + (m - 1) \times T_{Env}] \quad (I.57)$$

$$t_{2_kème\ impulsion_mième\ rafale} = t_2 + [(k - 1) \times T_{pulse} + (m - 1) \times T_{Env}]$$

....

$$t_{n_kème\ impulsion_mième\ rafale} = t_n + [(k - 1) \times T_{pulse} + (m - 1) \times T_{Env}]$$

Avec $\{k, m\} \in \mathbb{N}$

Les instants t_k (k variant de $[1: N]$) correspondent temporellement à une position bien précise dans l'enveloppe de l'impulsion i sachant que $i \in [1: N]$. $\tilde{x}_{i,m}(t_k)$ est l'échantillon temporel à l'instant t_k de l'enveloppe complexe et qui correspond à la $i^{ème}$ impulsion de la $m^{ème}$ rafale.

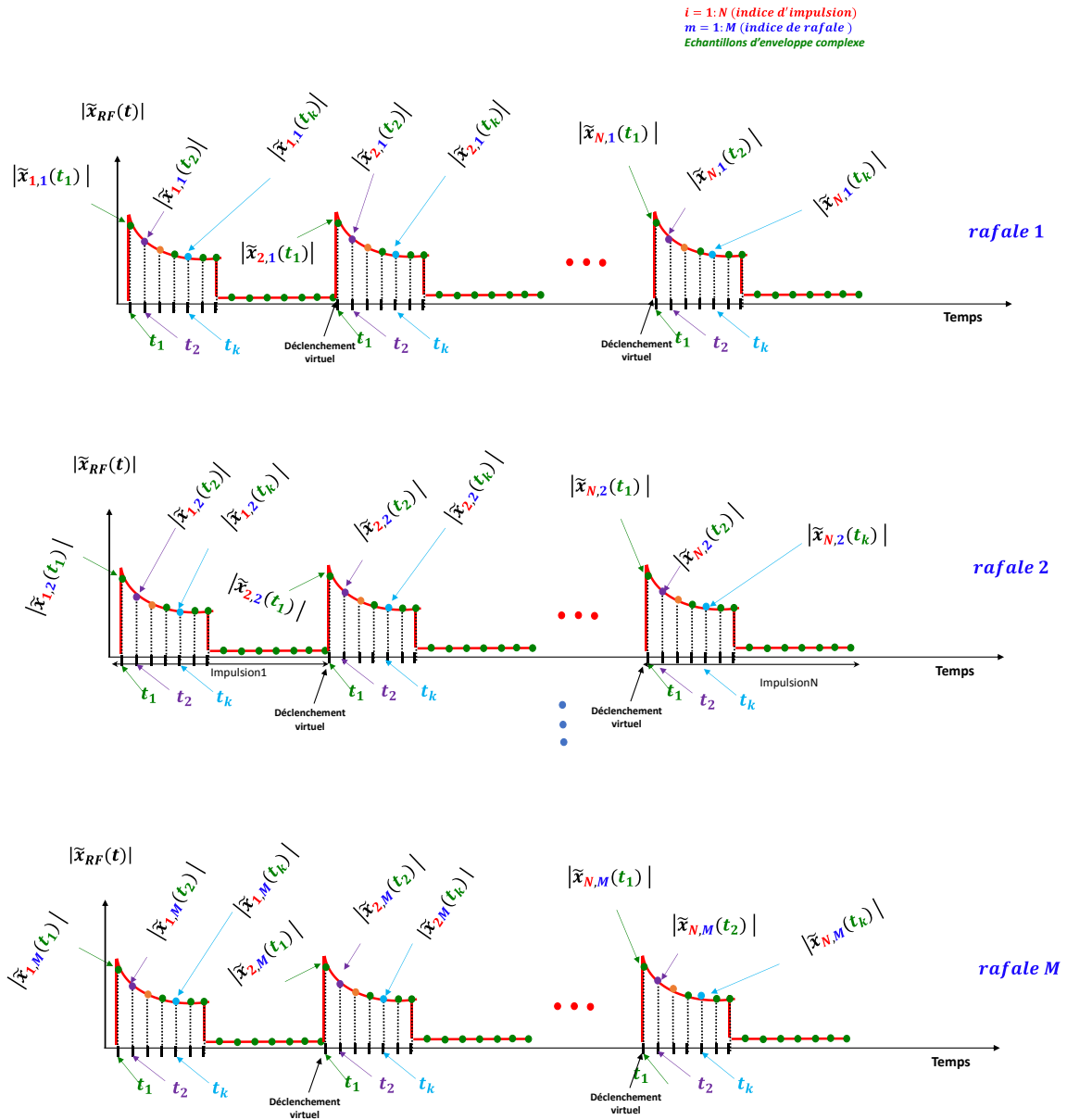


Figure I. 14: Schéma explicatif de l'échantillonnage temporel du module de l'enveloppe complexe et de la dénomination des échantillons numérisés.

La première méthode de calcul de la stabilité P2P [13], [15], [16] est appelée calcul par la méthode quadratique ou RMS. Sa définition générale est fondée sur l'estimation de la valeur moyenne quadratique des échantillons de deux impulsions successives appartenant à l'enveloppe complexe de la $m^{i\grave{e}me}$ rafale radar.

Elle est donc calculée pour chaque instant $t_k \in [1:N]$ et elle s'écrit pour une impulsion selon l'équation I.58.

$$\boxed{
 Stab_{RMS}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (\tilde{x}_{i+1,m}(t_k) - \tilde{x}_{i,m}(t_k))^2}{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}\right)
 } \quad (I.58)$$

avec :

- $\overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2} = \frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N |\tilde{x}_{i,m}(t_k)|^2$
- $\overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}$: permet de réaliser une normalisation de la valeur de la stabilité P2P RMS. C'est la moyenne des valeurs aux carrés des modules des échantillons pris aux instants t_k de toutes les N impulsions de la $m^{i\grave{e}me}$ rafale radar.

La seconde méthode de calcul de la stabilité P2P est appelée calcul par la méthode de l'écart-type ou ET. Il s'agit dans cette méthode de comparer les échantillons d'une rafale radar par rapport aux échantillons d'une rafale moyenne constituée d'impulsions identiques calculées comme la moyenne des N impulsions.

Elle est aussi calculée pour chaque instant $t_k \in [1:N]$ et elle s'écrit pour une durée d'impulsion comme :

$$Stab_{ET}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (\tilde{x}_{i,m}(t_k) - \overline{\tilde{x}_m(t_k)})^2}{\overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}}\right) \quad (1.59)$$

avec :

- $\overline{|\tilde{x}_m(t_k)|} = \frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N |\tilde{x}_{i,m}(t_k)|$
- $\overline{\tilde{x}_m(t_k)}$ est l'impulsion moyenne calculée en réalisant la moyenne des échantillons des N impulsions aux instants t_k .
- $\overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}$ est définie comme précédemment. C'est la même expression que celle de la stabilité RMS donnée par l'équation 1.58 et elle permet de réaliser la même normalisation de la stabilité ET.

Ces stabilités P2P peuvent se calculer directement dès lors que les échantillons de l'enveloppe complexe de la rafale radar sont parfaitement connus.

Toutefois, si les bancs de tests actuels [21] et notamment ceux utilisés dans ce travail de thèse permettent l'accès direct à l'enveloppe complexe de la rafale radar, cela n'a pas toujours été le cas. Certains bancs de tests [1], [20] ne donnent accès qu'à l'amplitude puis la phase ou la partie réelle (I) puis la partie imaginaire (Q) de cette enveloppe complexe.

Des stabilités P2P en amplitude puis en phase ou des stabilités P2P en I et Q étaient alors calculées. Des équations dans le paragraphe précédent ont permis de montrer qu'il existe des relations entre ces expressions qui doivent conduire aux mêmes conclusions et aux mêmes valeurs.

Les expressions 1.58 ET 1.59 se déclinent aussi en module/phase et partie réelle/imaginaire. Elles permettent de compléter les tableaux 1.2 et 1.3 avec des expressions mathématiques des différentes stabilités pour les deux méthodes.

Tableau I. 2: Définitions des stabilités P2P RMS et ET en amplitude/phase.

	$Stab_{amp}$	$Stab_{phase}$
$Stab_{RMS}$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (\tilde{x}_{i+1,m}(t_k) - \tilde{x}_{i,m}(t_k))^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}\right)$	$10 \times \log\left(\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (Arg[\tilde{x}_{i+1,m}(t_k)] - Arg[\tilde{x}_{i,m}(t_k)])^2\right)$
$Stab_{ET}$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (\tilde{x}_{i,m}(t_k) - \overline{ \tilde{x}_m(t_k) })^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}\right)$	$10 \times \log\left(\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (Arg[\tilde{x}_{i,m}(t_k)] - \overline{Arg[\tilde{x}_m(t_k)]})^2\right)$

Il est à noter que les expressions des stabilités ET peuvent aussi s'écrire comme :

$$Stab_{ETamp}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\sigma_{amp}^2(t_k)}{\mu_{amp}^2}\right) \quad (I.60)$$

avec :

- $\sigma_{amp}^2(t_k) = \frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (|\tilde{x}_{i,m}(t_k)| - \overline{|\tilde{x}_m(t_k)|})^2$
- $\mu_{amp}^2 = \overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}$

et

$$Stab_{ETphase}(t_k)(dB) = 10 \times \log(\sigma_{phase}^2(t_k)) \quad (I.61)$$

avec :

- $\sigma_{phase}^2(t_k) = \left(\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (Arg[\tilde{x}_{i,m}(t_k)] - \overline{Arg[\tilde{x}_m(t_k)]})\right)^2$

La stabilité globale s'écrit alors selon l'équation I.62.

$$Stab_{globaleA\emptyset ET}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\sigma_{amp}^2(t_k)}{\mu_{amp}^2} + \sigma_{phase}^2(t_k)\right) \quad (I.62)$$

$$Stab_{globaleA\emptyset ET}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(10^{\frac{Stab_{ETamp}(t_k)(dB)}{10}} + 10^{\frac{Stab_{ETphase}(t_k)(dB)}{10}}\right)$$

Enfin les deux équations de stabilité P2P calculée par la méthode de l'écart-type des équations I.59 et I.62 doivent être égales.

$$Stab_{globaleA\emptyset ET}(t_k)(dB) = Stab_{ET}(t_k)(dB) \quad (I.63)$$

Le principe de ces calculs de stabilité ET en amplitude et phase sont représentés sur les deux figures suivantes (Figure I.15) :

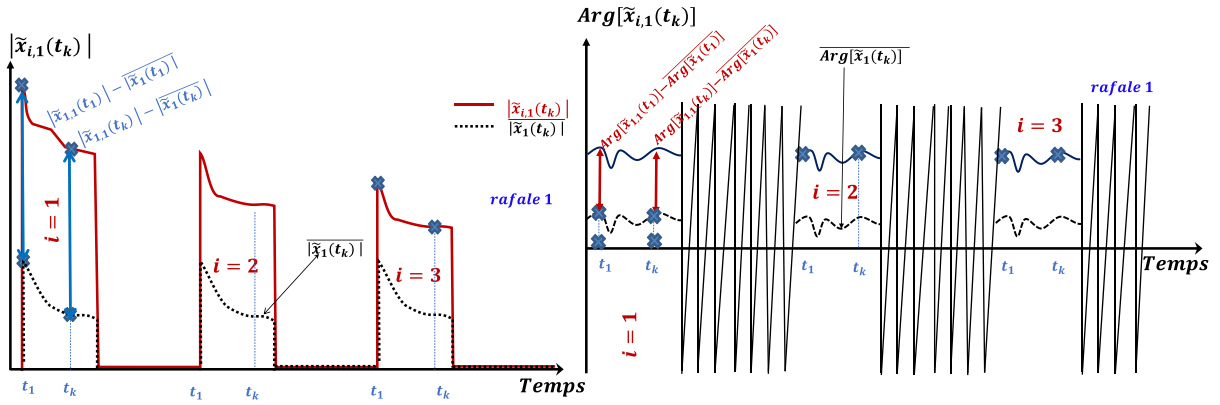


Figure I. 15 : Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode de l'écart-type ET en amplitude/phase.

Les principes de ces calculs de stabilité P2P par la méthode RMS en amplitude et phase sont représentés par les deux figures suivantes (figure I.16).

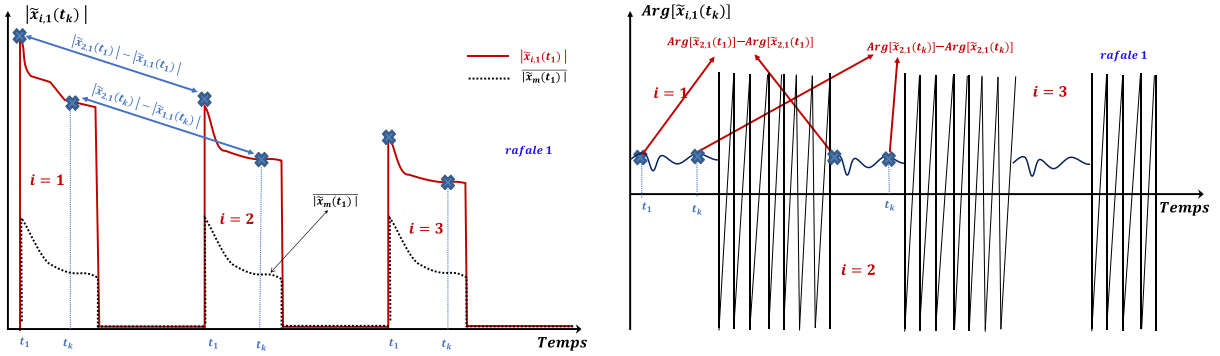


Figure I. 16: Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode RMS en amplitude/phase.

Tableau I. 3: Définitions des stabilités P2P RMS et ET en partie réelle/imaginaire.

	$Stab_I$	$Stab_Q$
$Stab_{RMS}$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (\text{Réel}(\tilde{x}_{i+1,m}(t_k)) - \text{Réel}(\tilde{x}_{i,m}(t_k)))^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}}\right)$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (\text{Im}(\tilde{x}_{i+1,m}(t_k)) - \text{Im}(\tilde{x}_{i,m}(t_k)))^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}}\right)$
$Stab_{ET}$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (\text{Réel}(\tilde{x}_{i,m}(t_k)) - \overline{\text{Réel}(\tilde{x}_m(t_k))})^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}}\right)$	$10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (\text{Im}(\tilde{x}_{i,m}(t_k)) - \overline{\text{Im}(\tilde{x}_m(t_k))})^2}{ \tilde{x}_m(t_k) ^2}}\right)$

Il est à noter que les expressions des stabilités ET peuvent aussi s'écrire comme :

$$Stab_{ET-I}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\sigma_I^2(t_k)}{\mu_I^2 + \mu_Q^2}\right) \quad (I.64)$$

Avec :

- $\sigma_I^2(t_k) = \frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (\text{Réel}(\tilde{x}_{i,m}(t_k)) - \overline{\text{Réel}(\tilde{x}_m(t_k))})^2$
- $\mu_I^2 + \mu_Q^2 = \overline{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}$

et

$$Stab_{ET_Q}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\sigma_Q^2(t_k)}{\mu_I^2 + \mu_Q^2}\right) \quad (I.65)$$

avec :

$$\sigma_Q^2(t_k) = \frac{1}{N} \times \sum_{i=1}^N (Im(\tilde{x}_{i,m}(t_k)) - \overline{Im(\tilde{x}_m(t_k))})^2$$

La stabilité globale ET s'écrit alors selon l'équation I.32.

$$\begin{aligned} Stab_{globaleI\text{Q}ET}(t_k)(dB) &= 10 \times \log\left(\frac{\sigma_I^2(t_k)}{\mu_I^2 + \mu_Q^2} + \frac{\sigma_Q^2(t_k)}{\mu_I^2 + \mu_Q^2}\right) \quad (I.66) \\ &= 10 \times \log\left(\frac{\sigma_I^2(t_k) + \sigma_Q^2(t_k)}{\mu_I^2 + \mu_Q^2}\right) \\ &= 10 \times \log\left(10^{\frac{Stab_{ET_I}(t_k)(dB)}{10}} + 10^{\frac{Stab_{ET_Q}(t_k)(dB)}{10}}\right) \end{aligned}$$

Enfin les deux équations de stabilité P2P calculée par la méthode de l'écart-type des équations I.59 et I.66 doivent être égales.

$$Stab_{ET}(t_k)(dB) = Stab_{globaleI\text{Q}ET}(t_k)(dB) = Stab_{globaleA\text{Q}ET}(t_k)(dB) \quad (I.67)$$

Le principe de ces calculs de stabilité P2P ET à partir des parties réelles et imaginaires sont représentés sur les deux figures suivantes (Figure I.17) :

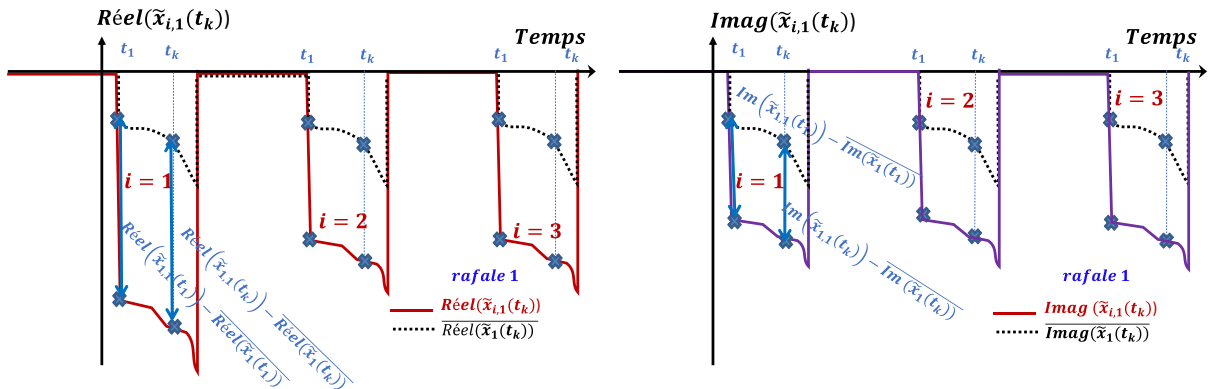


Figure I. 17 : Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode de l'écart-type ET en partie réelle/imaginaire.

Le principe de ces calculs de stabilité P2P par la méthode RMS en partie réelle et imaginaire sont représentés par les deux figures suivantes (figure I.18).

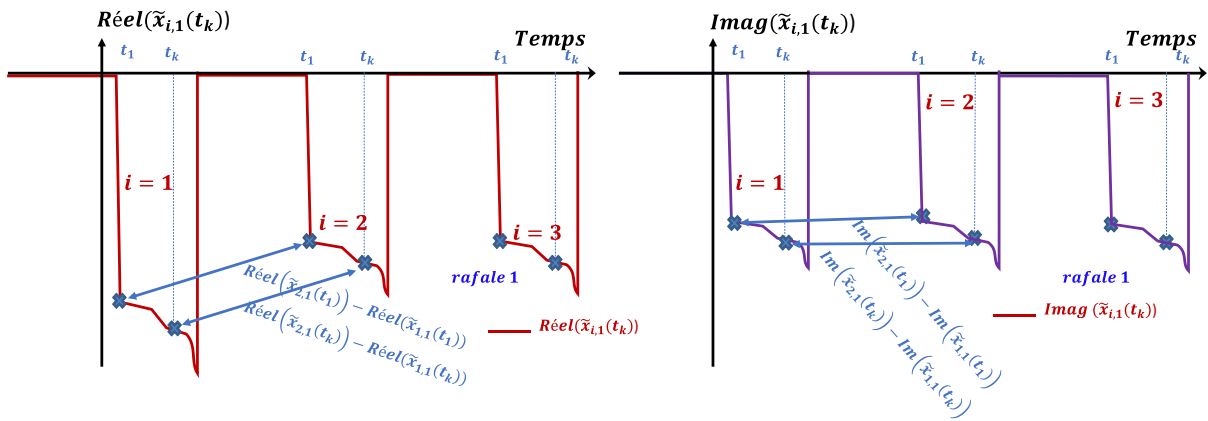


Figure I. 18: Illustration du calcul de la stabilité P2P par la méthode RMS en partie réelle/imaginaire.

Enfin les deux méthodes ET et RMS peuvent se traduire graphiquement avec les diagrammes de Fresnel suivants (Figure 19).

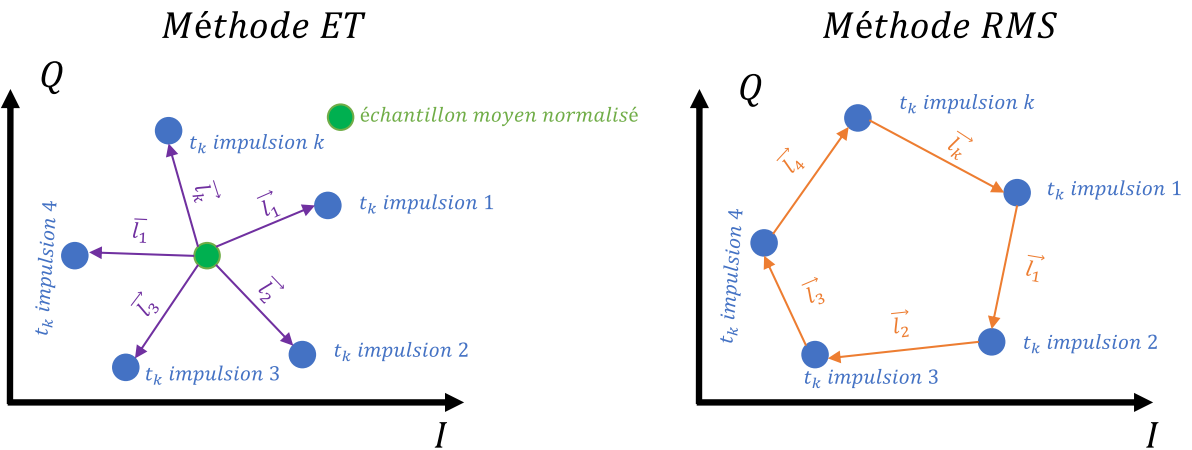


Figure I. 19 : Diagrammes de Fresnel associés aux deux méthodes de calcul de stabilité P2P RMS et ET.

La méthode ET prend en compte les échantillons aléatoires à t_k de toutes les impulsions par rapport à la moyenne des échantillons. Cette méthode est proche de celle utilisée pour le calcul de l'EVM.

La méthode RMS reflète les transitions ou la trajectoire pour passer des échantillons aux instants t_k d'une impulsion à une autre impulsion.

I.5. Phénomènes de Gibbs liés à la génération de signaux périodiques

Il est nécessaire de s'intéresser à ces phénomènes car la génération des signaux impulsionnels dans le banc de test présenté dans le chapitre II est réalisée dans le domaine numérique avec l'aide d'un Arbitrary Waveform Generator. Cette génération est fondée sur une sommation de série de Fourier qui conduit à des phénomènes de Gibbs. L'utilisation de générateurs d'impulsions analogiques limités en bande passante conduit aussi à l'obtention de phénomène de Gibbs.

I.5.1. Introduction

Le phénomène de Gibbs a été nommé ainsi pour la première fois par Bocher en 1906 [6], mais les efforts pour l'éliminer ont commencé il y a plus de 120 ans en 1898 lorsque

Michelson et Stratton ont construit leur analyseur harmonique. C'était d'un dispositif mécanique, faisant appel à la loi de Hooke qui utilisait des ressorts pour stocker les coefficients de Fourier d'une courbe donnée. L'article [22] qu'ils ont publié à ce propos est devenue la référence permettant de définir les phénomènes de Gibbs liés à la construction d'une fonction à ondes carrées.

J. Willard Gibbs a commencé ses premiers écrits sur le sujet dans une lettre au rédacteur en chef de Nature en 29 Décembre 1898 [7].

Lorsqu'on souhaite décomposer une fonction avec un saut de discontinuité (point anguleux) en utilisant sa série de Fourier, une anomalie apparaît près de la discontinuité, les valeurs des sommes partielles dépassent la valeur de la fonction à ce point de discontinuité.

En incorporant de plus en plus de termes dans les sommes partielles, loin de la discontinuité, la reconstruction de la fonction par série de Fourier se rapproche de la fonction d'origine. Cependant, les anomalies près de la discontinuité persistent, et bien qu'ils diminuent en largeur, elles semblent rester à la même hauteur. Cette absence d'amélioration des approximations près de la discontinuité se manifestant par la présence continue d'un dépassement de la valeur de la fonction d'origine est appelé le "phénomène de Gibbs".

Pour mieux comprendre ce phénomène, les définitions des séries de Fourier, des coefficients et des sommes partielles sont rappelées.

Comme il s'agit ici de l'absence de convergence uniforme des sommes de Fourier partielles aux points de discontinuité, quelques théorèmes bien connus concernant la convergence des séries de Fourier sont aussi présentés.

Les convolutions et leur relation avec les méthodes de sommation impliquant des noyaux bien connus sont décrites ci-dessous. Enfin, les méthodes qui permettent de réduire le phénomène Gibbs sont définies.

1.5.2. Phénomènes de Gibbs : Forme d'onde temporelle rectangulaire

Dans la pratique, il peut être impossible d'utiliser l'infinité de tous les termes d'une série de Fourier.

Le phénomène de Gibbs [17] se produit près d'un saut de discontinuité (point anguleux) dans le signal lorsque l'on essaie de la reconstruire en sommant des composantes fréquentielles d'amplitude et de phase différentes et déterminées. Peu importe le nombre de termes inclus dans la série de Fourier pour décomposer le signal, il y aura toujours une erreur sous la forme d'un dépassement près de la discontinuité. Le dépassement est toujours d'environ 9% de la taille du saut au minimum.

La figure 1.21 illustre l'évolution de la série de Fourier en fonction de n , le nombre d'harmoniques introduites, dans la somme de série de Fourier pour n allant de 1 à 500.

La définition de la série de Fourier est la suivante, tout signal $S(t)$ périodique de période T peut s'écrire de la manière suivante :

$$S(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nwt) + b_n \sin(nwt)) \quad (n \text{ entier et } w = \frac{2\pi}{T}) \quad (1.68)$$

Les coefficients a_0, a_n et b_n sont indépendants du temps et sont donnés par les intégrales suivantes :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

a_0 est la valeur moyenne de la fonction $f(t)$: a_0 est donc nul si la fonction $f(t)$ est alternative.

Deux cas particuliers :

- Si la courbe représentative de la fonction $f(t)$ admet un centre de symétrie situé sur l'axe Ox, alors, en choisissant ce point comme origine des temps :

$$f(-t) = -f(t) \text{ (fonction impaire)}$$

La fonction $f(t)$ est une fonction impaire, son développement en séries de Fourier ne comportera que des termes en sinus (les coefficients a_n sont nuls).

- Si la courbe représentative de la fonction $f(t)$ admet l'axe des ordonnées comme axe de symétrie, alors :

$$f(-t) = f(t) \text{ (fonction paire)}$$

Le développement en séries de Fourier ne contient alors que des termes en cosinus ((les coefficients b_n sont nuls).

Une fonction rectangulaire comme décrite sur la figure I.8, et comme celle qui sera utilisée par la suite, est considérée comme une fonction impaire. Par conséquent, les coefficients a_n sont nuls et la décomposition en série de Fourier de l'enveloppe rectangulaire ne contiendra que des termes en sinus.

$$a_0 = 0$$

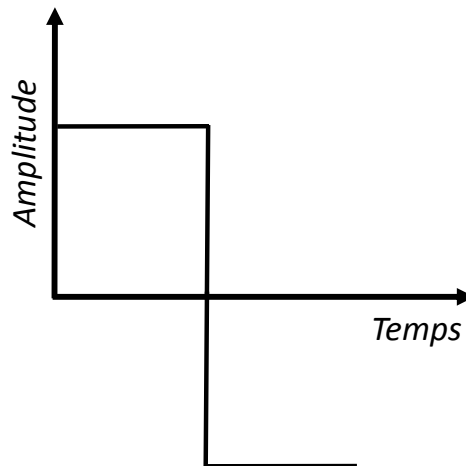


Figure I. 20: Représentation temporelle d'une fonction rectangulaire impaire.

I.5.2.1. Exemple de la décomposition en série de Fourier d'un signal rectangulaire donnée pour n allant de 1 à 500

$$S(t) = \frac{4A}{n\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \sin(2\pi t n) \quad (I.69)$$

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \left(\sin(2\pi t) + \frac{\sin(2\pi t \times 3)}{3} + \frac{\sin(2\pi t \times 5)}{5} + \frac{\sin(2\pi t \times 7)}{7} + \frac{\sin(2\pi t \times 9)}{9} + \frac{\sin(2\pi t \times 11)}{11} + \dots + \frac{\sin(2\pi t \times 500)}{500} \right)$$

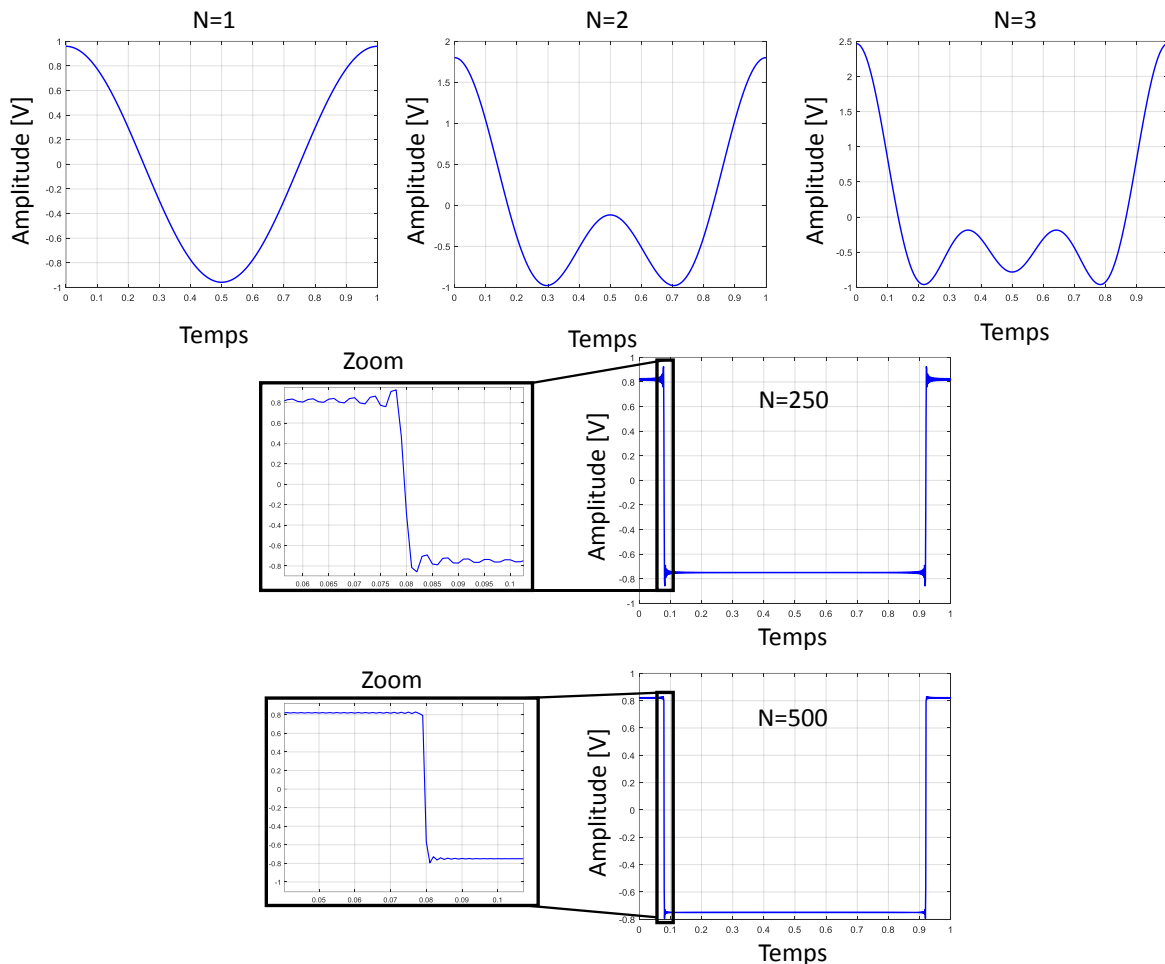


Figure I. 21: Approximations de série de Fourier d'une fonction rectangulaire. Le nombre de termes dans la somme de Fourier est indiqué dans chaque graphique.

Lorsque l'on compare la fonction rectangulaire à sa représentation de série de Fourier au premier graphique de la figure I.21 (approximations de série de Fourier d'une fonction rectangulaire), les deux ne sont clairement pas égales. La série de Fourier de la fonction rectangulaire nécessite plus de termes pour obtenir plus de précision à chaque changement de valeur de n croissant dans la fonction rectangulaire. La série de Fourier présente un pic suivi d'oscillations rapides. Plus on ajoute de termes à la série, plus les oscillations semblent devenir rapides et plus petites, mais les pics ne diminuent pas.

Les pics de la série de Fourier de la fonction rectangulaire ne disparaissent jamais, on les appelle les phénomènes de Gibbs. Ils se produisent chaque fois que le signal est discontinu, et seront toujours présents quand le signal reconstitué à partir d'une série de Fourier présente un saut de discontinuité (point anguleux).

I.5.3. Phénomène de Gibbs : Forme d'onde temporelle d'une rafale radar et limitations en bande passante

Dans ce paragraphe est illustré l'influence d'une limitation en bande passante sur la forme de l'enveloppe d'une rafale radar irrégulière périodique $|\tilde{e}_{R2I2P_13ns}(t)|$.

La figure suivante montre le module de l'enveloppe d'une rafale $|\tilde{e}_{R2I2P_13ns}(t)|$ pour laquelle la phase est considérée comme nulle. Les temps de montée et de descente des impulsions de la rafale sont choisis égaux, dans un premier temps, égaux à 13ns. Cette dernière représente la valeur minimale qui peut être atteinte avec le générateur utilisé dans le banc de test présenté au 2nd chapitre de ce manuscrit.

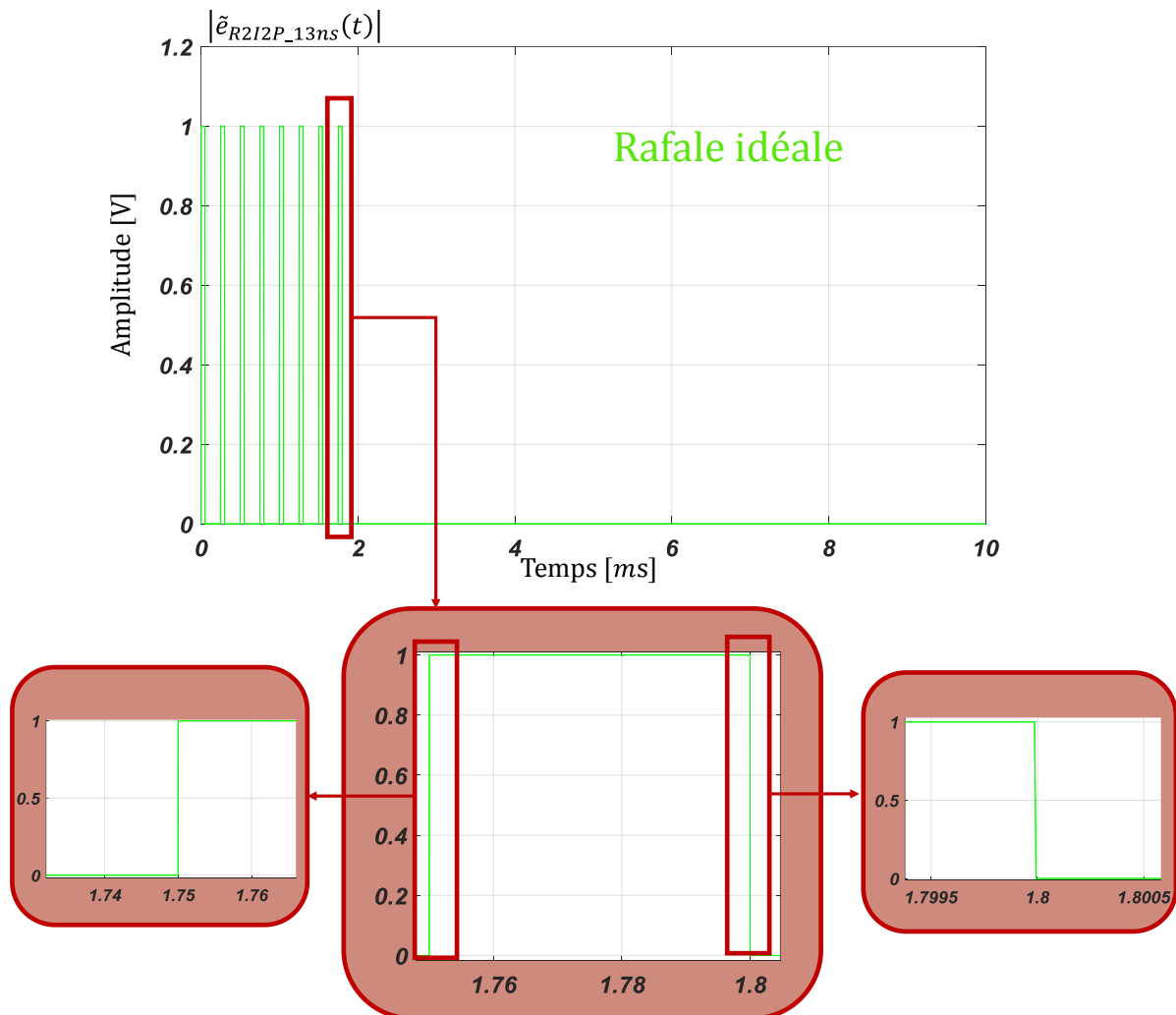


Figure I. 22 : Rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $t_m = t_d = 13ns$.

Le phénomène de Gibbs est observable sur cette enveloppe avec une amplitude toutefois très limitée.

Le spectre "idéal" associé $|\tilde{E}_{R2I2P_13ns}(f)|$ à cette enveloppe est alors le suivant :

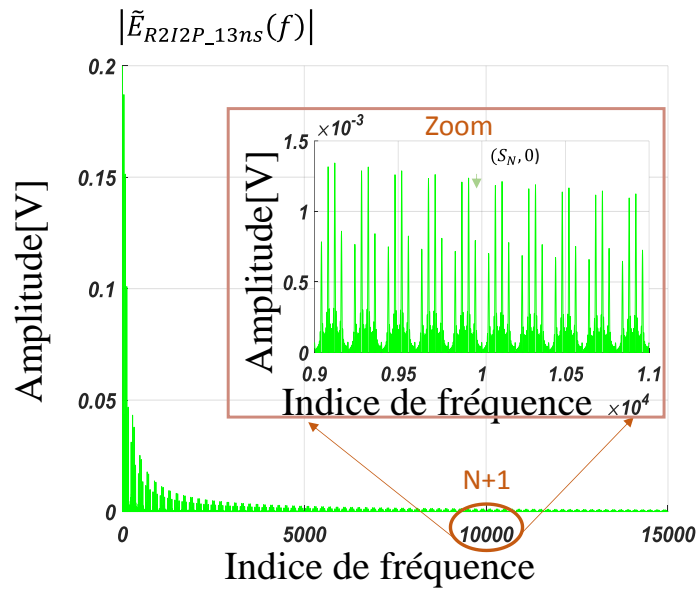


Figure I. 23 : Spectre "idéal" de la rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $tm = td = 13ns$.

Ce spectre "idéal" est alors théoriquement infini d'un point de vue fréquentiel. Le signal de la rafale qui sera réellement généré dans le banc de test et qui sera envoyé à l'entrée du dispositif sous test sera limité en bande passante (limitation de la bande passante du générateur et des différents équipements du banc). Pour illustrer ce principe, une limitation en bande passante est appliquée au spectre "idéal" en ne prenant que les 10000 premières composantes fréquentielles (filtre rectangulaire qui implique une discontinuité fréquentielle). Le spectre limité est décrit sur la figure suivante :

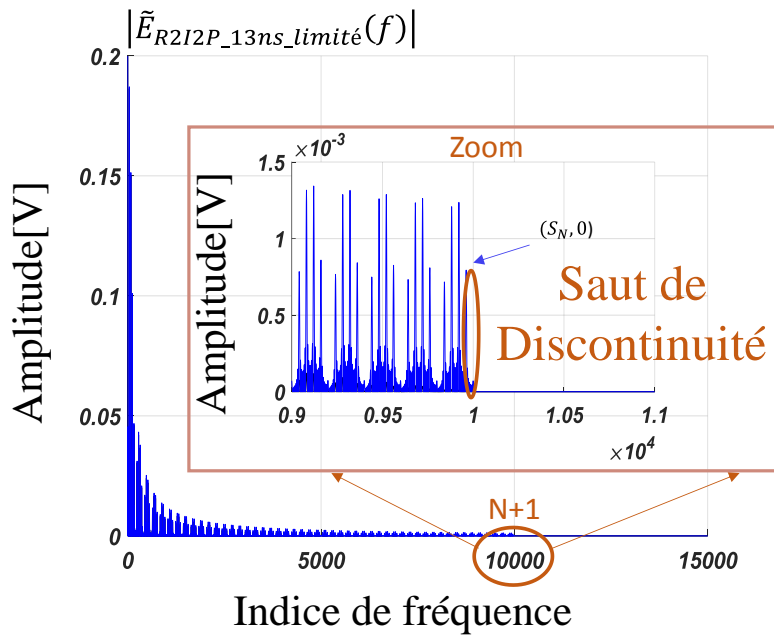


Figure I. 24 : Spectre limité de la rafale radar irrégulière périodique idéale avec cas a : $tm = td = 13ns$.

La décomposition en série de Fourier de ce spectre limité en bande (avec des phases toutes prises égales à zéro pour toutes les composantes fréquentielles) conduit à l'obtention d'un module d'une enveloppe de rafale radar irrégulière périodique qui est représentée sur la figure suivante. Sur cette figure, le module de l'enveloppe de la rafale "idéale" a été conservé pour comparaison.

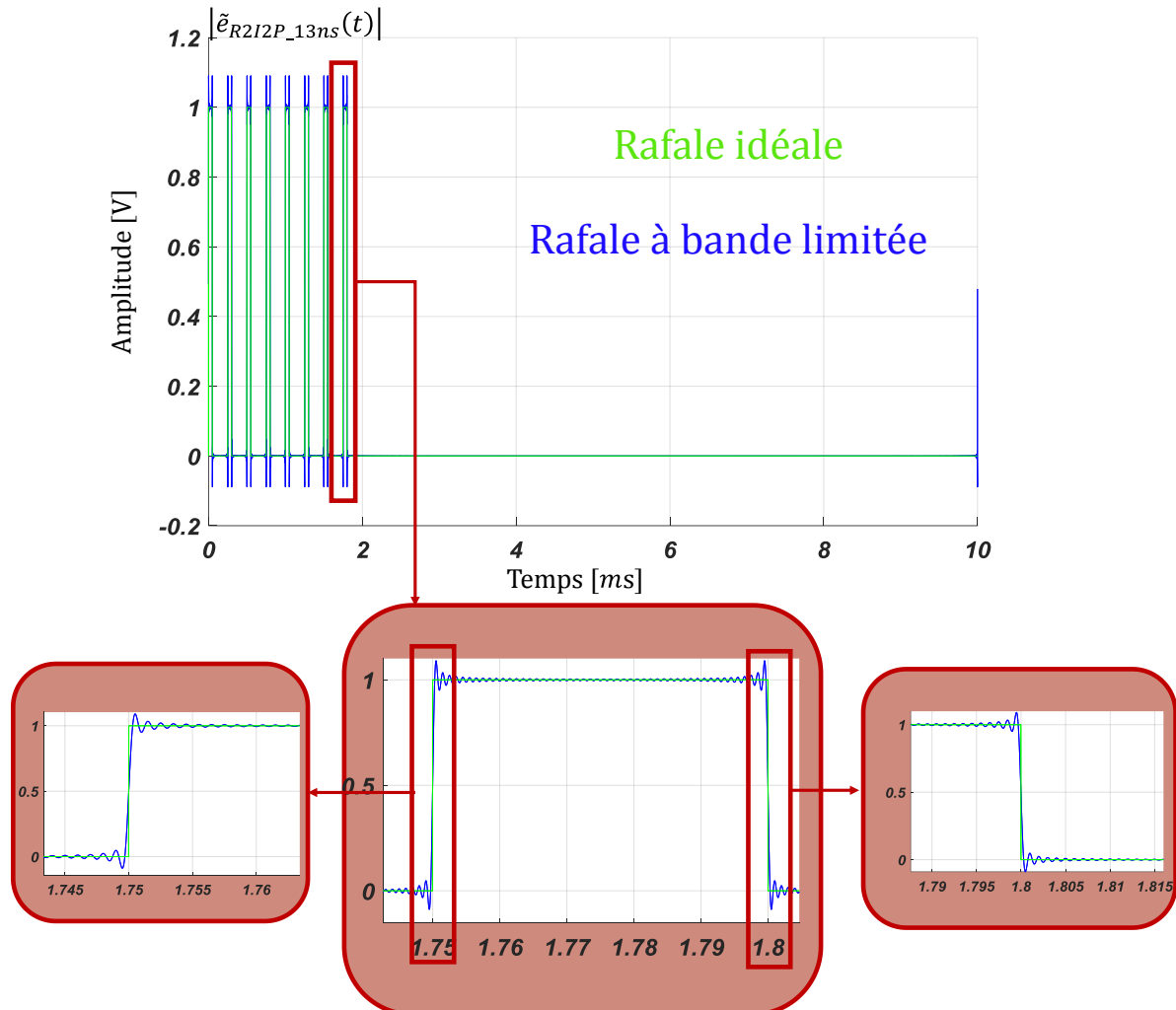


Figure I. 25 : Comparaison de la rafale associée à une spectre limitée avec celle associée à une spectre "idéal" cas a : $tm = td = 13ns$.

Dans les deux cas, les phénomènes de Gibbs existent mais la limitation en bande passante amplifie fortement ces phénomènes de Gibbs.

A titre d'exemple, le même raisonnement a été appliqué à une rafale radar irrégulière périodique dont les temps de montée et de descente ont été augmentés à $1\mu s$. Les phénomènes de Gibbs sont alors naturellement plus faibles puisque la discontinuité temporelle est moins forte. La même limitation en bande passante a été appliquée. La figure I.26 montre la comparaison des deux enveloppes (idéales et à bande limitée) pour ce cas où $tm = td = 1\mu s$.

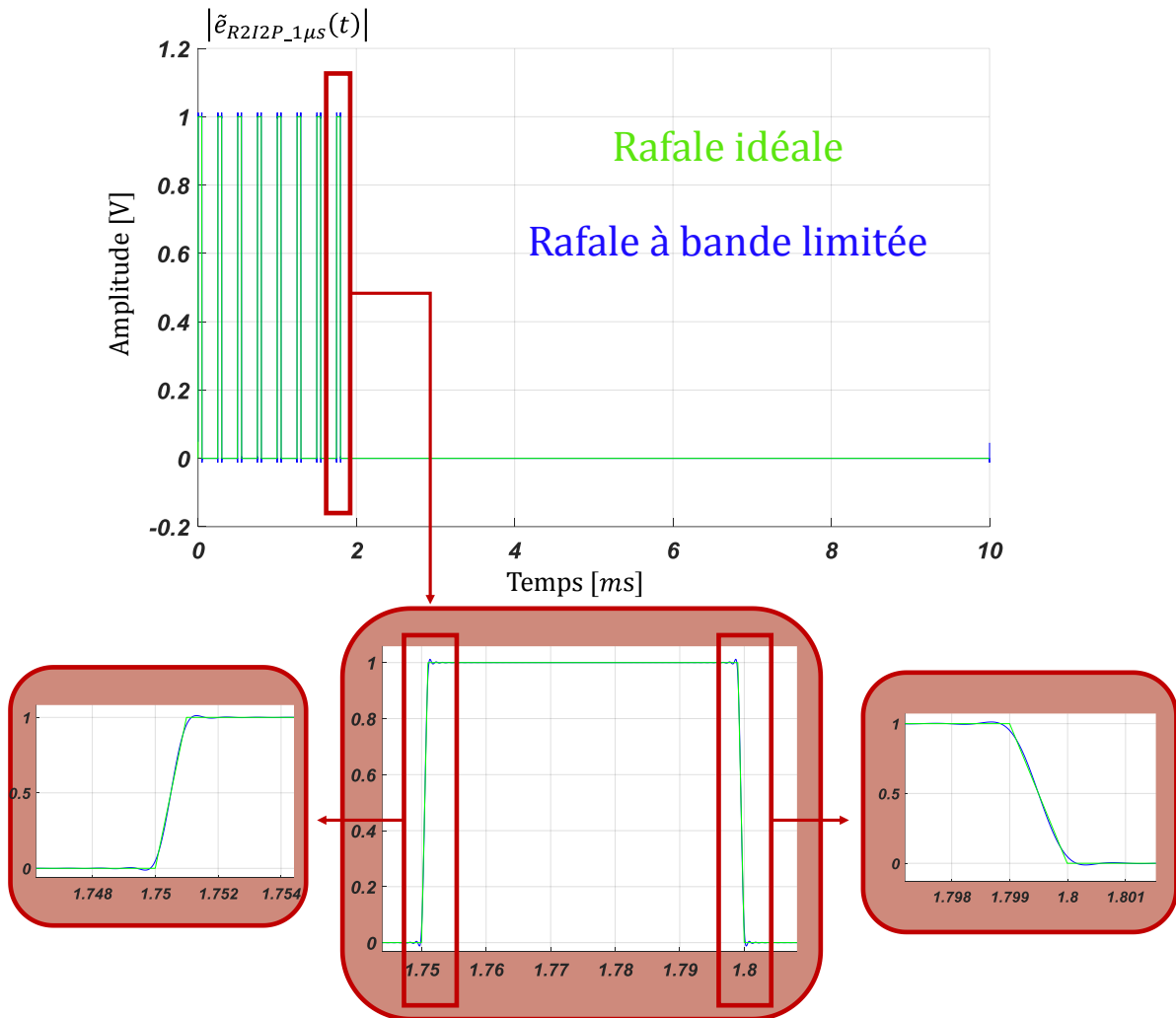


Figure I. 26 : Comparaison de la rafale associée à une spectre limitée avec celle associée à un spectre "idéal" cas b : $t_m = t_d = 1\mu s$.

Il apparaît clairement une diminution des phénomènes de Gibbs. Toutefois, pour que le traitement du signal radar soit plus efficace, il serait nécessaire de pouvoir travailler dès le début de l'impulsion et ne pas attendre que les phénomènes de Gibbs soient négligeables pour commencer le traitement radar.

D'une manière générale, la limitation en bande peut accentuer le phénomène de Gibbs, observable dans le domaine temporel par des oscillations importantes sur le module et la phase des formes temporelles mesurées. L'importance de ces variations est liée à la pente p du filtre appliqué en fréquentiel, et donc à son ordre.

Les appareils de mesure ayant une bande passante limitée déforment donc systématiquement les signaux et font apparaître les oscillations avant et après la discontinuité des signaux réels.

Il faut alors être très vigilant quant à l'interprétation des oscillations qui sont produites (par phénomène de Gibbs) avant que l'échelon ne soit réellement mesuré. La causalité de la mesure pourrait alors être remise en cause [8].

Pour assurer la causalité d'une mesure, il est nécessaire d'utiliser les transformations de Hilbert des signaux pour s'assurer que les relations de Kramers-Kronig sont bien vérifiées [23], [24]. C'est absolument nécessaire dès lors que les traitements des données

temporelles doivent s'effectuer dans le domaine fréquentiel. Le chapitre II de cette thèse décrira des opérations d'étalonnage qui sont réalisées dans le domaine fréquentiel. Il s'agit de vérifier que les parties réelles et imaginaires calculées des transformées de Fourier du signal analytique acquis sont transformées de Hilbert l'une de l'autre.

I.5.4. Limitations des phénomènes de Gibbs : Solutions

Les systèmes de radar actuels utilisent des modulations complexes, telles que les rafales radar irrégulières avec des porteuses modulées en amplitude et en phase dans les impulsions des rafales.

Ces signaux lorsqu'ils sont envoyés dans des dispositifs non-linéaires, comme des amplificateurs de puissance, sont déformés. Ils présentent donc, avant même d'être propagés par les antennes des performances dégradées de stabilité P2P. La spécificité des radars réside dans le fait que les signaux sont aussi modulés par des impulsions qui présentent des discontinuités.

Les signaux reçus par les radars nécessitent des traitements élaborés dans les domaines temporels et fréquentiels pour lesquels les phénomènes de Gibbs apparaissent naturellement et qu'il faut absolument réduire pour que le radar soit le plus opérationnel possible.

Les phénomènes de Gibbs observables sur les formes d'ondes temporelles peuvent être considérablement réduits en appliquant des approximations mathématiques sur le spectre du signal de la rafale radar, notamment celles fondées sur l'utilisation des facteurs de Fejér et de Lanczos.

La génération d'une rafale radar irrégulière périodique avec des temps de montée/descente (τ_m et τ_d) ultra courts peuvent donner naissance à des phénomènes de Gibbs.

Ces travaux de thèse proposent deux solutions mathématiques qui sont les facteurs de pondération de Fejér ainsi que ceux de Lanczos. L'originalité de cette thèse réside dans le fait d'avoir implémenter expérimentalement ces deux facteurs dans un nouveau banc de test.

La résolution partielle [18] du phénomène de Gibbs peut être obtenue par deux méthodes: la première modifie les coefficients d'expansion de l'approximation dans l'espace de Fourier tandis que la seconde traite de l'approximation dans l'espace physique.

Ces deux méthodes de réduction des phénomènes de Gibbs consistent à pondérer dans le domaine fréquentiel les composantes fréquentielles autour de la discontinuité spectrale afin de rendre le spectre continu. L'équation I.70 est fondée sur l'utilisation de la décomposition en série de Fourier des signaux acquis donnée par l'équation I.68.

$$S_{\text{corrigé}}(t) = \sum_{k=0}^N c_k S_k(t) \quad k \in [0: N] \quad (I.70)$$

c_k représentent les facteurs de Fejér et Lanczos et N définit le nombre de composantes spectrales prises en compte.

I.5.4.1. Les facteurs de Fejér [19]

Le mathématicien hongrois Fejér est à l'origine de la première tentative de résolution du phénomène de Gibbs en 1900. Sa méthode équivaut à l'utilisation de ce qu'on appelle un filtre de premier ordre. Des filtrages plus complexes ont ensuite été développés par de nombreux mathématiciens. Les facteurs de Fejér sont donnés par les équations I.71 et I.72.

$$S_{NCFejér}(t) = \sum_{k=0}^{N+1} c_{kFejér} \times S_k(t) \quad (I.71)$$

$$c_{kFejér} = \frac{N+1-k}{N+1} \quad (I.72)$$

La méthode de correction de Fejér consiste à appliquer une pondération linéaire similaire à celle d'un filtre afin de réduire l'amplitude des composantes spectrales autour de la discontinuité (jump discontinuity), c'est-à-dire autour de la $N^{ième}$ composante fréquentielle. Le module du spectre $|S_{NCFejér}(f)|$ limité à la $N^{ième}$ composante fréquentielle corrigé par les facteurs de Fejér est donné par la figure I.27. Il est comparé au spectre $|S_N(f)|$ dont la bande est limitée par un filtre rectangulaire.

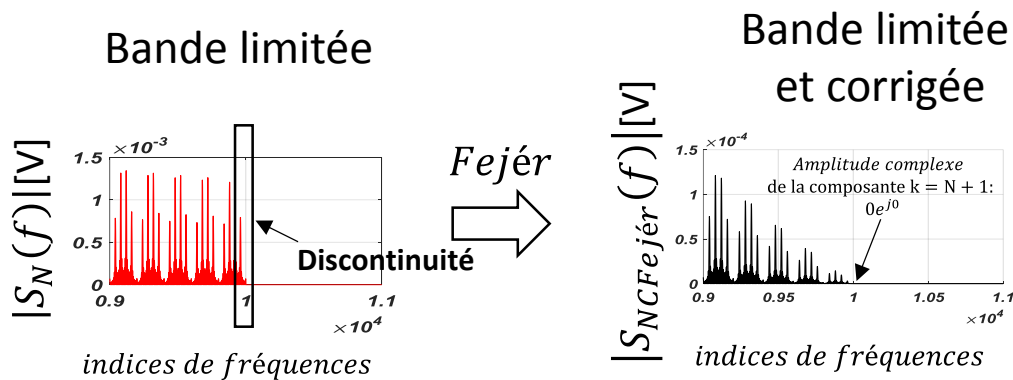


Figure I. 27: Spectres d'un signal rectangulaire limité à la $N^{ième}$ composante et corrigé autour de la $N^{ième}$ composante en utilisant les facteurs de Fejér [19].

La figure I.27 représente dans un premier temps, le module du spectre $|S_N(f)|$ limité à la $N^{ième}$ composante fréquentielle. Le module du spectre devient brusquement nul.

Les facteurs de Fejér donnés par les équations I.71 et I.72 ont pour but d'alléger d'une manière considérable la variation en amplitude du spectre. D'un point de vue temporel, les oscillations dues aux phénomènes de Gibbs sont considérablement réduites grâce à l'application du facteur correctif de Fejér dans le domaine fréquentiel. La figure I.28 montre la comparaison des trois rafales associées aux spectres "idéal", à bande passante limitée et corrigé avec le facteur de Fejér. Cette comparaison a été faite avec des rafales radar de temps de montée et de descente de 13ns.

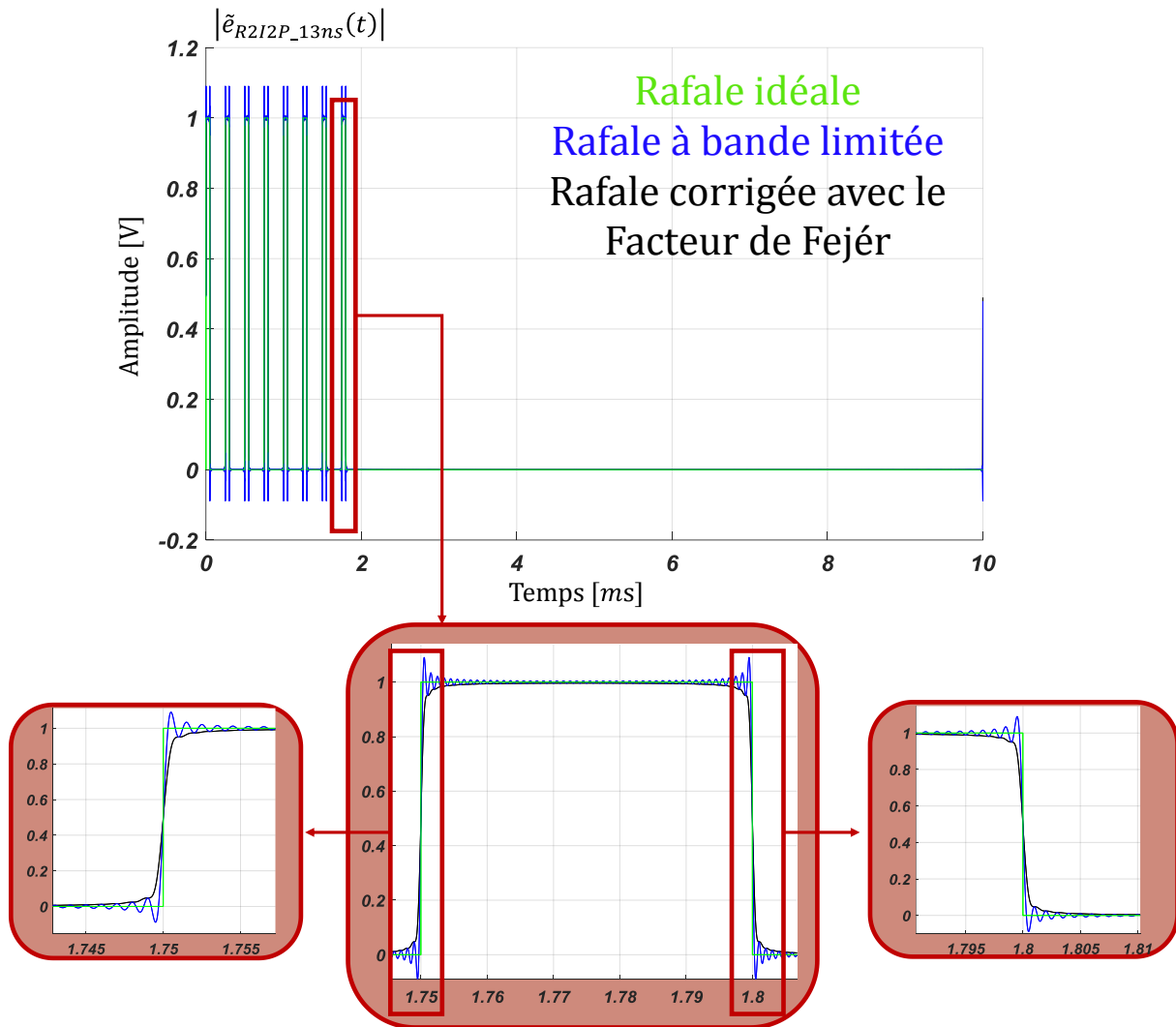


Figure I. 28 : Comparaison des rafales radar : corrigée avec le facteur de Fejér, non corrigée et celle associée à un spectre idéal, cas a : $t_d = t_m = 13\text{ns}$.

Les facteurs de Fejér conduisent à réduire considérablement les oscillations situées d'une manière excessive au début et à la fin de chaque impulsion. Il est à noter que la rafale radar irrégulière corrigée avec les facteurs de Fejér, présente une forme d'onde quasi-idéale, comparée avec la forme d'onde de la rafale radar non-corrigée.

Par ailleurs, en appliquant les facteurs de Fejér, la rafale radar irrégulière devient tangente aux minimas des oscillations dues aux phénomènes de Gibbs.

Les facteurs de Fejér ont été appliqués sur une rafale radar irrégulière de temps de montée de $1\mu\text{s}$. Les phénomènes de Gibbs sont alors naturellement plus faibles puisque la discontinuité temporelle est moins forte. Toutefois, ces oscillations difficilement observables, sont limitées en appliquant le facteur correctif de Fejér. La figure I.29 montre la comparaison des trois rafales radars : idéale, associée à un spectre limité et associée à un spectre corrigé, cas b $t_m = t_d = 1\mu\text{s}$.

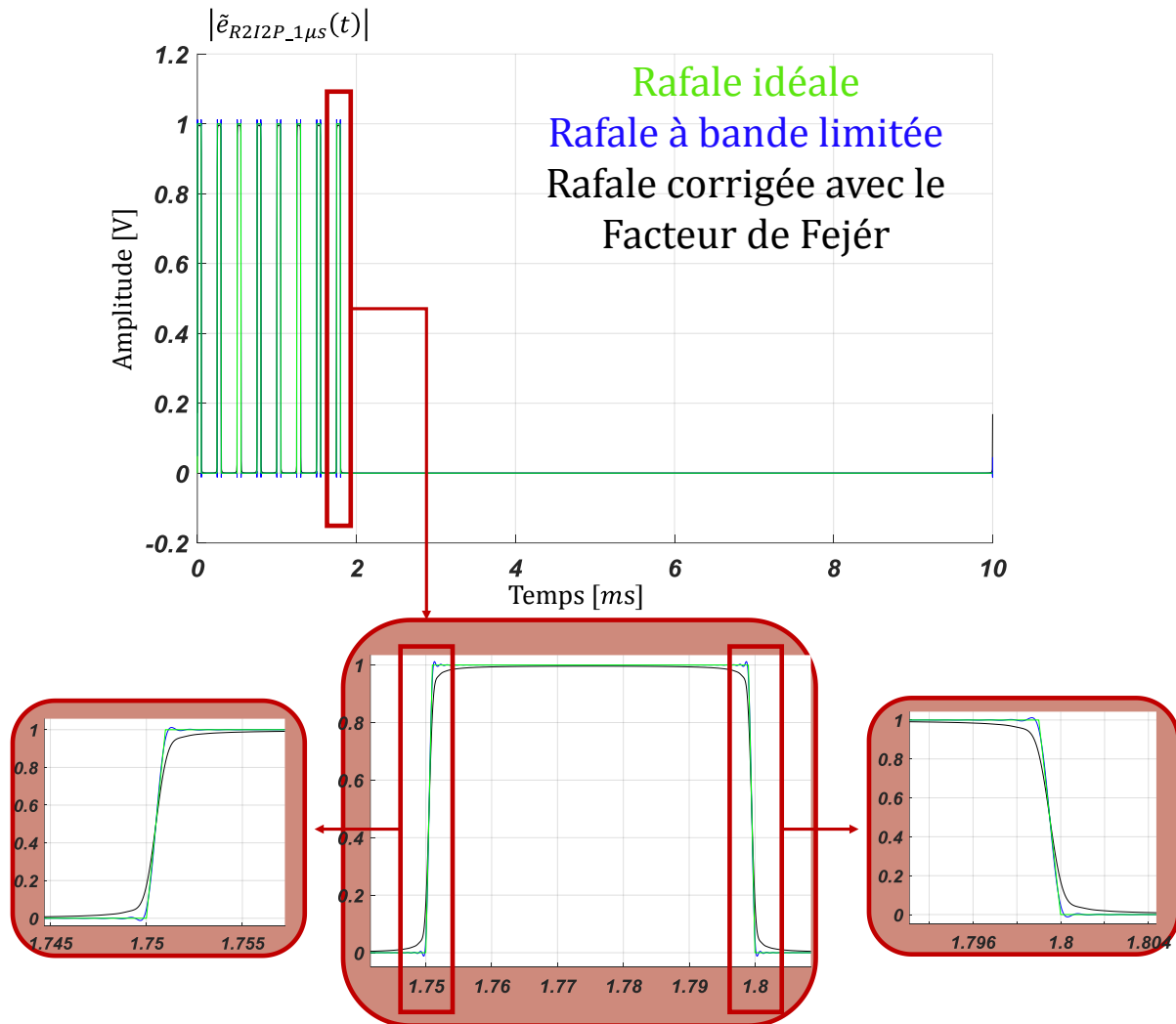


Figure I. 29 : Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Fejér cas b : $t_d = t_m = 1\mu s$.

Les rafales radar (cas b) présentent des phénomènes de Gibbs beaucoup moins importants que celles associées au (cas a).

I.5.4.2. Les facteurs de Lanczos

Cornelius Lanczos, est un mathématicien et physicien hongrois. Sa méthode est appelée l'approximation sigma et elle est fondée sur celle de son professeur Fejér. Cette méthode consiste à réaliser et à appliquer un fenêtrage à un signal décomposé en série de Fourier afin d'éliminer le phénomène de Gibbs qui pourrait survenir aux discontinuités. Le facteur de Lanczos utilise la fonction sinus cardinal (les équations 1.73 et 1.74). Elle est à l'origine de la suppression de la plus grande partie des oscillations supplémentaires dues au phénomène de Gibbs par atténuation des grandes valeurs des coefficients de Fourier associés. La valeur de la puissance n appliqué au sinus cardinal permet des atténuations différentes des phénomènes de Gibbs.

$$S_{\text{Lanczos}}(t) = \sum_{k=0}^{N+1} c_{k\text{Lanczos}} \times S_k(t) \quad (1.73)$$

$$c_{k\text{Lanczos}} = \left[\frac{\sin\left(\frac{k\pi}{N+1}\right)}{\frac{k\pi}{N+1}} \right]^n, n \geq 1 \quad (1.74)$$

L'idée de Lanczos consiste à atténuer les coefficients de Fourier d'ordre élevé qui rendent la série localement divergente. Il étudie ainsi les cas où la dérivée de la série de Fourier peut fortement varier localement.

Son idée est inspirée de celle de Fejér, car les deux méthodes consistent à atténuer les fréquences d'indices élevés. Autrement dit, ils ont les mêmes philosophies mais en utilisant deux facteurs différents, une correction linéaire dans le cas de Fejér contre une correction en sinus cardinal au carrée ($n = 2$) voir au cube ($n = 3$) dans le cas de Lanczos. Sur la figure suivante, la méthode de pondération fréquentielle de Lanczos est schématisée.

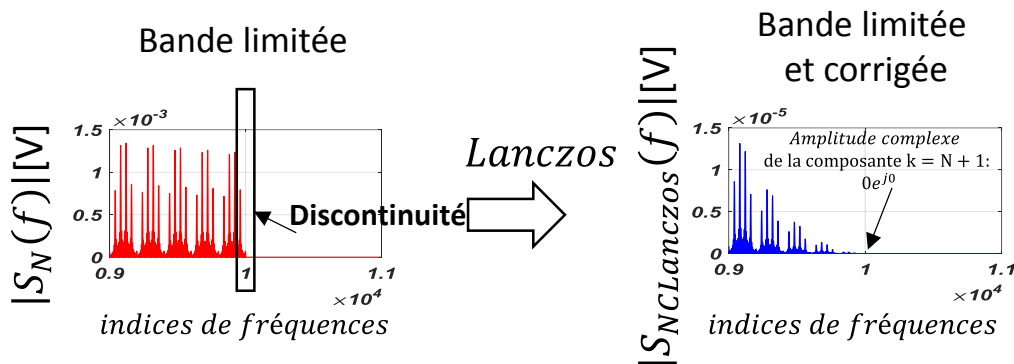


Figure I. 30: Spectres d'un signal rectangulaire limité à la $N^{i\grave{e}me}$ composante et corrigé autour de la $N^{i\grave{e}me}$ composante en utilisant les facteurs de Lanczos [19].

Le module du spectre $|S_N(f)|$ limité à la $N^{i\grave{e}me}$ composante fréquentielle et celui du spectre corrigé avec les facteurs de Lanczos $|S_{N Lanczos}(f)|$ sont illustrés sur la figure I.30.

Les facteurs de Fejér conduisent à alléger la variation en amplitude du spectre en multipliant le module du spectre par un sinus cardinal au carrée ($n = 2$) voir au cube. L'entier n sert à paramétrer le degré de correction du facteur Lanczos.

Cela se traduit d'un point de vue temporel par des oscillations fortement réduites et quasiment éliminées. Les facteurs de Lanczos permettent clairement de réduire les phénomènes de Gibbs.

La figure I.31 montre la comparaison des trois rafales associées aux spectres "idéal", à bande passante limitée et corrigé avec le facteur de Lanczos. Cette comparaison a été faite avec des rafales radar de temps de montée et de descente de 13ns.

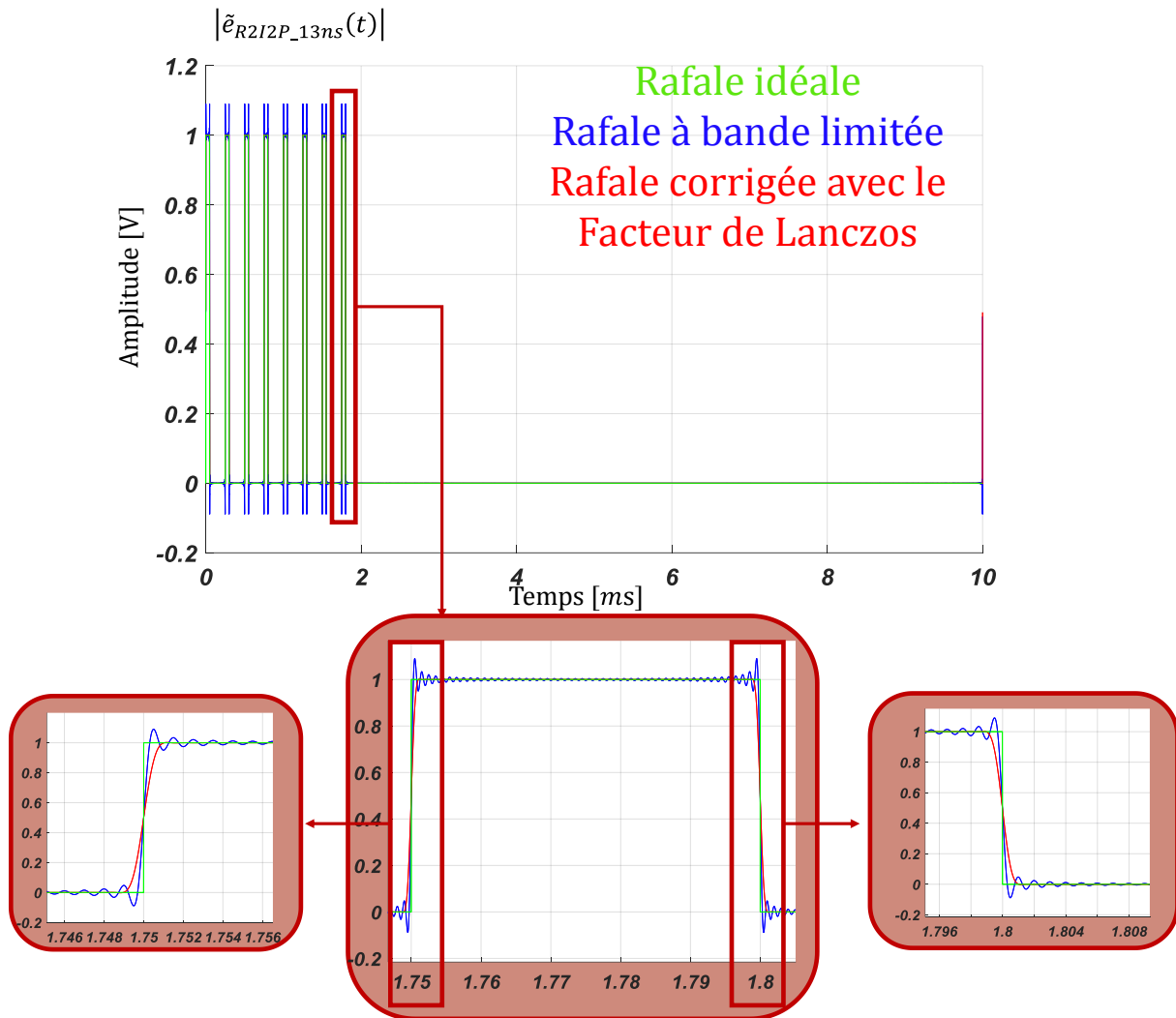


Figure I. 31: Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Lanczos *cas a* : $t_d = t_m = 13\text{ns}$.

Il est à noter que la rafale radar irrégulière corrigée avec les facteurs de Lanczos, présente une forme d'onde très similaire à la rafale idéale. Les impulsions de la rafale radar irrégulière corrigées avec le facteur correctif de Lanczos “traversent” les oscillations contrairement à celles corrigées avec le facteur de Fejér qui passent par les minimas de ces oscillations.

Par ailleurs, en appliquant les facteurs de pondération fréquentielle sur un spectre idéal associé à un signal temporel rectangulaire, les temps de montée/descente fixés numériquement lors de la génération de l'enveloppe temporelle du signal idéal sont modifiés par la correction. Par conséquent, les temps de montée/descente égaux à $t_d = t_m = 13\text{ns}$ augmentent après l'application des pondération de facteurs de Lanczos et de Fejér et deviennent égaux à $t_d = t_m \approx 60\text{ns}$.

Une rafale radar irrégulière de temps de monté de $1\mu\text{s}$ a aussi été corrigée avec les facteurs de Lanczos. Une comparaison des trois rafales radar: idéale, associée à un spectre limité et associée à un spectre corrigé avec les facteurs de Lanczos est montrée sur la figure I.32.

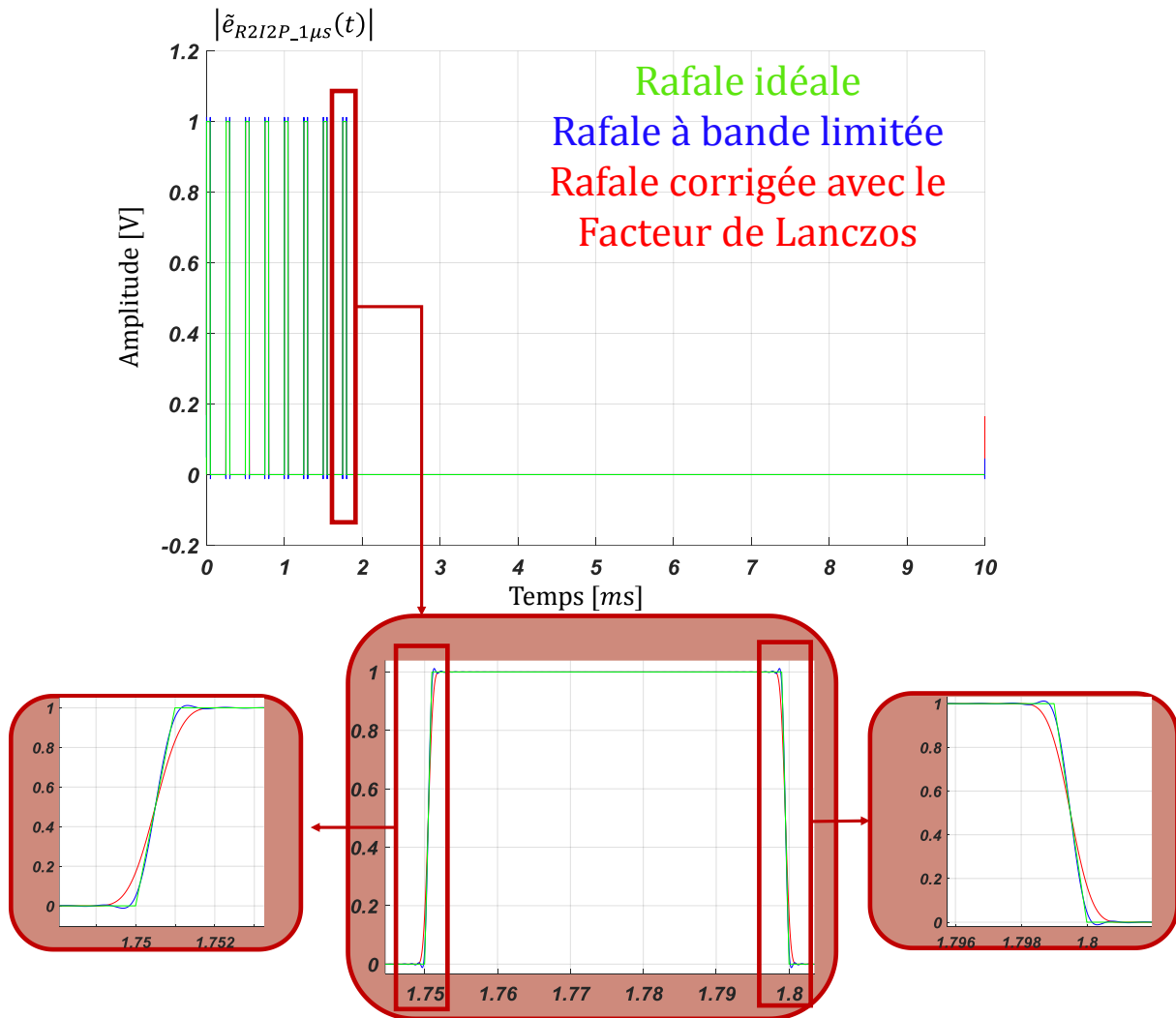


Figure I. 32 : Comparaison des rafales radar avec et sans les corrections de Lanczos *cas b* : $t_d = t_m = 1\mu s$.

Il apparait clairement sur cette figure I.32 que les enveloppes de la rafale données pour $t_d = t_m = 1\mu s$ donnent naissance des phénomènes de Gibbs plus réduits que celles pour lesquelles $t_d = t_m = 13ns$.

Lors de ces travaux de thèse, des mesures d'enveloppe RF et des tensions BF temporelles orientées P2P ont été réalisées avec des rafales radar périodiques et irrégulières corrigées en utilisant ces deux méthodes de pondération. Les simulations associées à ces deux types de pondération vont être présentées dans le troisième chapitre. Les résultats de mesures en utilisant un banc de mesure temporel dans lequel est introduit la mise en œuvre des facteurs de Lanczos et Fejér font aussi l'objet du troisième chapitre.

L'originalité de ce travail réside dans la capacité du banc de mesure réalisé à pouvoir obtenir des enveloppes temporelles calibrées des tensions et courants RF et BF avec des temps de montée/descente ultra courts tout en réduisant considérablement les phénomènes de Gibbs inhérents aux bandes passantes limitées des générateurs

La principale originalité de ce travail n'est pas liée à l'utilisation de ce type de corrections qui sont connues depuis longtemps, mais à leur emploi, pour la première fois, pour préformer les enveloppes temporelles calibrées des tensions et courants RF et BF

utilisées pour exciter expérimentalement des transistors GaN dans un environnement N.L.V.N.A (Non Linear Vector Network Analyser).

I.6. Conclusion

Dans ce premier chapitre, plusieurs notions fondamentales ont été abordées. Dans un premier temps, les principes de base du fonctionnement des systèmes radar ont été succinctement présentés. Les formes d'ondes radar et notamment celle de la rafale radar impulsionnelle irrégulière périodique ont été définies. Cette dernière forme d'onde est en lien avec les signaux qui ont été utilisés dans le banc de test développé pour mesurer la stabilité P2P d'un transistor.

Ce critère de performance de stabilité P2P a ensuite été abordé pour en donner plusieurs définitions associées aux notions de bruits en amplitude et phase ou parties réelles et imaginaires. Il est démontré théoriquement que les expressions issues de l'utilisation des amplitudes/phases ou des parties réelles/imaginaires conduisent aux mêmes résultats. En revanche, deux expressions de stabilités P2P, l'une appelée RMS et l'autre écart type très différentes dans leur principe, sont données et détaillées. Un des objectifs de cette thèse est de comparer ces expressions qu'elles soient issues des calculs utilisant les amplitudes/phases ou les parties réelles/imaginaires des enveloppes des rafales radar impulsionnelles irrégulières périodiques mesurées à l'aide de banc de test présenté au prochain chapitre.

Enfin, une dernière notion concernant la définition des phénomènes de Gibbs est présentée. Elle est liée au fait que la rafale radar impulsionnelle irrégulière qui contient des points anguleux sera créée dans le domaine fréquentiel à partir d'une sommation de type série de Fourier.

Deux facteurs correctifs de ces effets parasites de génération de signal sont finalement introduits pour être utilisés, pour la première fois, dans un banc de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires en termes de puissance et de stabilité P2P. C'est la description de ce banc de caractérisation qui fait l'objet du second chapitre de ce manuscrit.

Chapitre II. Description du système de mesures temporelles et du principe de simulation en HB deux tons équivalent

II.1. Introduction

Le chapitre précédent a présenté en détails les principes fondamentaux des radars utilisant des signaux impulsionnels et le critère d'intégrité du signal émis sous la forme de stabilité P2P.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les améliorations apportées durant la thèse au banc de mesure temporelle développé par mes prédécesseurs à XLIM [57], [4], [25]. Ainsi, une nouvelle procédure d'extraction de l'enveloppe complexe nommée DDC a été implémentée et ajoutée au banc de test existant. De plus, nous préciserons les différentes procédures d'étalonnage RF et BF, avec leurs vérifications respectives. Et enfin, la mise en œuvre d'une simulation HB deux tons permettant de simuler le critère de stabilité P2P, sera détaillé qui permettra par la suite de réaliser des comparaisons entre mesures et simulations.

II.2. Description du système de mesure P2P BF/RF

II.2.1. Description du système de mesure avant 2016

Ces travaux de thèse sont fondés sur l'utilisation d'un système de mesure temporelle développé par mes prédécesseurs, le synoptique du banc à mon arrivée en thèse est représenté par la figure II.1 [25].

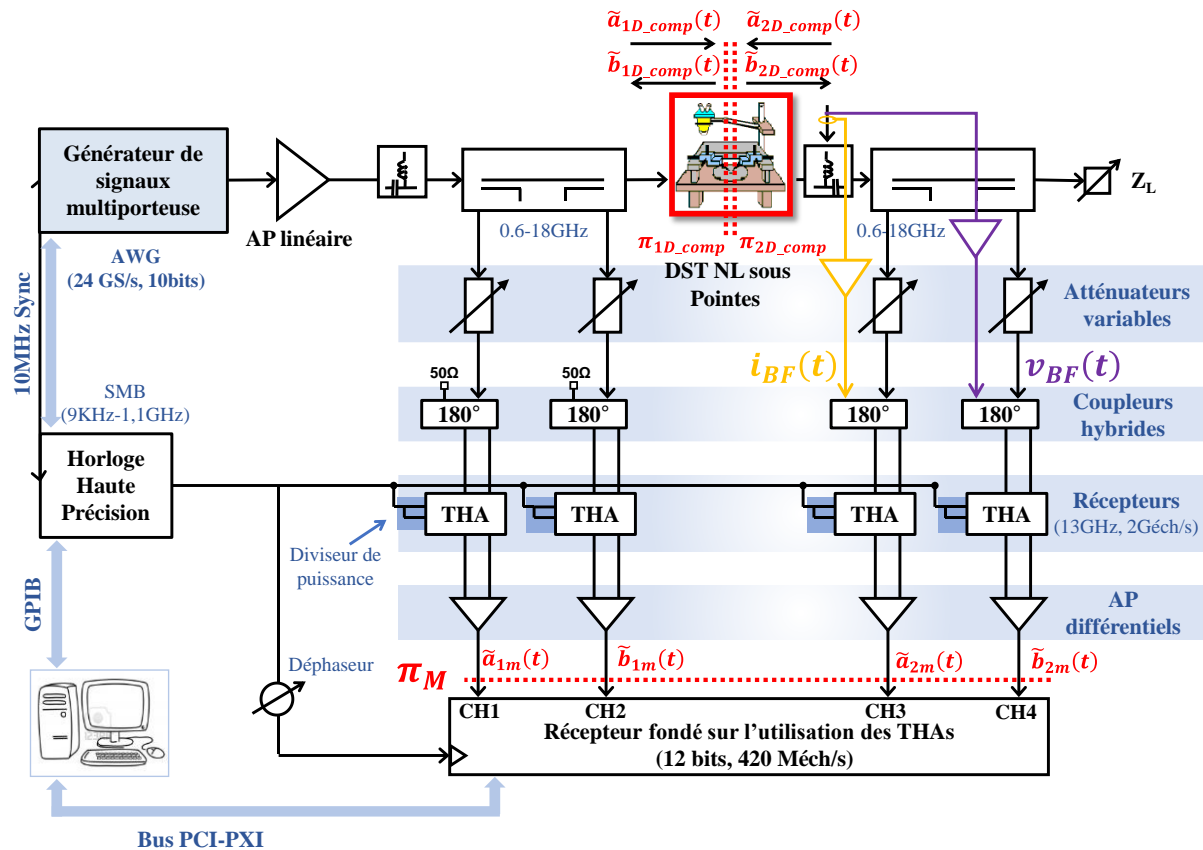


Figure II. 1: Système de mesure temporelle développé à XLIM avant 2016 [25].

XLIM a développé un système de mesure temporelle fondé sur l'utilisation de quatre THAs (Track and Hold Amplifier) qui permet de mesurer simultanément les formes d'ondes temporelles RF des tensions et des courants aux accès d'un DST (Dispositif Sous Test). Ce banc est capable de caractériser les DST connectés ou sous-pointes en utilisant une table sous-pointes. Le banc de mesure temporelle est composé de :

- Un coupleur bidirectionnel large bande [0.6 – 18 GHz] à l'entrée du DST permettant de séparer les signaux incident et réfléchi $\tilde{a}_{1D_comp}(t)$ et $\tilde{b}_{1D_comp}(t)$ ainsi qu'un deuxième coupleur bidirectionnel à la sortie du DST dans le but de séparer les ondes $\tilde{a}_{2D_comp}(t)$ et $\tilde{b}_{1D_comp}(t)$,
- Un atténuateur variable monté sur chacune des voies couplées pour assurer un fonctionnement linéaire des récepteurs notamment dans le cas d'une caractérisation de dispositifs de forte puissance,
- Quatre coupleurs hybrides (180°) utilisés pour attaquer les THAs en mode différentiel,

- Les quatre THAs [26] de 13 GHz de bande passante et 2 GS/s de fréquence d'échantillonnage maximale permettant l'étalonnage/blocage des signaux RF afin que le numériseur puisse quantifier ces signaux,
 - Afin de minimiser le bruit et améliorer la dynamique du banc de mesure, quatre amplificateurs différentiels sont insérés entre les quatre THAs et le numériseur,
 - Un numériseur 4-canaux capable de mesurer les signaux avec une grande vitesse d'échantillonnage de 420 MS/s et une haute résolution de 12 bits,
 - La synchronisation est assurée par un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [27], utilisé pour le numériseur et les THAs afin de simplifier l'architecture du système.
- 1) La génération du signal d'excitation RF pouvait être réalisée avec deux types d'instrument :
 - Un générateur RF de type VSG de R&S (SMBV 100A) composé de deux AWG bande de base (I/Q) et d'un modulateur IQ pouvant transposer le signal modulé jusqu'à 6 GHz, les deux AWG ont une bande passante de 80 MHz avec une résolution de 14 bits.
 - Un AWG RF [28] permettant de générer directement un signal modulé RF dans la bande DC – 9 GHz avec une résolution de 10 bits et une fréquence maximale d'échantillonnage égale à 24 GS/s.
 - 2) Le signal modulé généré était ensuite amplifié linéairement par un amplificateur instrumental afin d'exciter le DST avec un signal modulé ayant de fortes amplitudes.
 - 3) La mesure simultanée des courants et tensions RF et du courant et de la tension BF en sortie du DST, en superposant les composantes BF : $i_{BF}(t)$ et $v_{BF}(t)$, aux signaux micro-ondes par l'intermédiaire des deux coupleurs hybrides en sortie (figure II.1).
 - 4) L'utilisation d'une technique d'échantillonnage nommée CIS permettait d'avoir une image BF d'un signal RF modulé périodique, par un sous-échantillonnage à temps équivalent cohérent entrelacé [25].

II.2.1.1. Principales performances de l'ancien système de mesure

L'ancien système de mesures temporelles correspond au banc réalisé durant la thèse de AYARI Lotfi [25]. Ce banc avait les performances suivantes :

- quatre THAs de bande passante analogique égale à 13 GHz,
- deux coupleurs bidirectionnels pouvant supporter une puissance maximale de 100 W,
- une dynamique de mesure de 70 dB,
- une capacité de numérisation de 4000000 échantillons,
- une procédure d'étalonnage absolu sous-pointes et cohérente par l'utilisation d'un signal d'étalonnage de type multi-tons,
- mesure des formes d'ondes temporelles RF aux accès du DST sous-pointes avec une fréquence d'échantillonnage virtuelle pouvait dépasser 1 TS/s.

- pilotage du banc et post-traitement avec Matlab® [29].

Cependant, ce banc présentait quelques limitations que voici :

- une limitation à quatre canaux du numériseur,
- une bande passante du numériseur limitée à 100 MHz,
- un étalonnage fréquentiel sans prise en compte des problèmes de causalité dans le domaine temporel, inhérents à cette technique fréquentielle.

II.2.1.2. Améliorations apportées durant ces travaux de thèse

Les contributions de cette thèse au banc de mesures temporelles sont les suivantes :

- remplacement de l'ancien numériseur quatre voies par un numériseur huit voies avec une bande passante de 800 MHz, une fréquence maximale d'échantillonnage de 1.6 GHz et 64 millions d'échantillons par voie.
- pilotage du nouveau numériseur avec LabVIEW® et avec Matlab® pour le post-traitement,
- application du principe de démodulation DDC (Digital Down Conversion) qui réalise l'extraction de l'enveloppe complexe des ondes échantillonnées par les THAs,
- prise en compte des problèmes de causalité liés à la correction fréquentielle des ondes, par l'utilisation de fonctions de pondération fréquentielles de type Fejér/Lanczos appliquées au signal radar d'excitation,
- simulation de la stabilité P2P sous ADS par une technique HB deux tons et comparaison mesures/simulations pour affiner le modèle non-linéaire du transistor,
- remplacement des anciens THAs de bande passante égale à 13 GHz, par des THAs HMC 1060, avec une bande analogique de 18 GHz.

Le système de mesure temporelle RF et BF actuel est représenté par la figure II. 2.

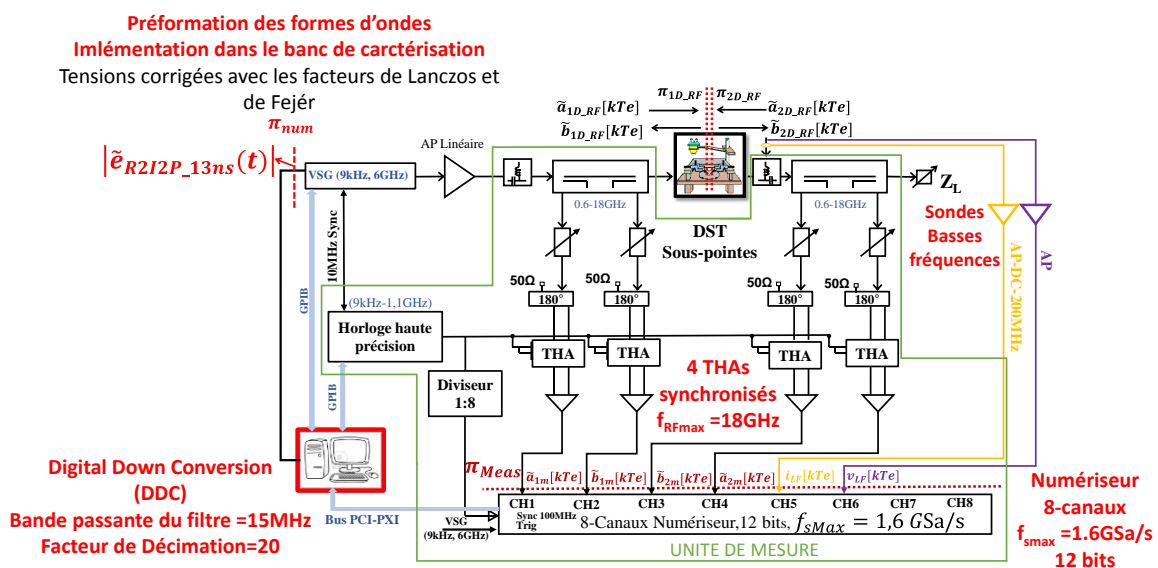


Figure II. 2: Synoptique actuel du système de mesure temporelle RF et BF [30], [31].

II.2.1.3. Digital Down Conversion (DDC)

II.2.1.3.1. Principe

Le bloc de traitement de signal appelé DDC est largement répandu dans les récepteurs radio numériques actuels. Ce bloc permet de faire la dernière étape de conversion de fréquence et l'extraction de l'enveloppe complexe. La figure suivante illustre ce traitement DDC :

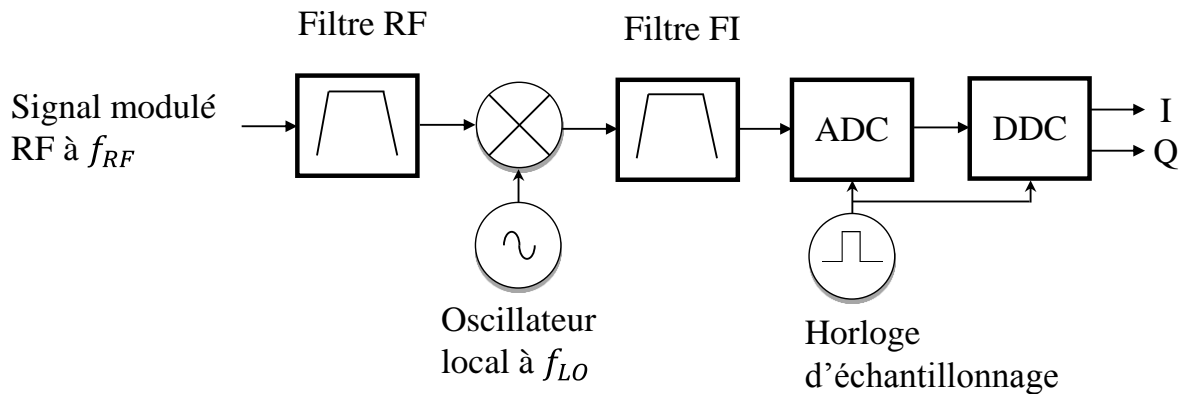


Figure II. 3 : Schéma bloc de la technique DDC.

Dans notre cas, les ondes RF sont échantillonnées et translatées en BF par les THAs, autour d'une fréquence intermédiaire $f_{FI} = 100MHz$ par exemple, puis échantillonnées par le numériseur avec par exemple une fréquence d'échantillonnage de $800MHz$ sur 800 000 échantillons.

Le bloc DDC nous permet de sélectionner la bande et la fréquence centrale, afin de récupérer les composantes $I(t)$ et $Q(t)$ en bande de base avec une fréquence d'échantillonnage réduite.

Le traitement DDC permet donc de réaliser une décimation tout en améliorant le rapport signal sur bruit.

II.2.1.3.2. Architecture du DDC

Dans les systèmes de télécommunication, le traitement DDC effectue le mixage numérique (down conversion) du signal d'entrée, le filtrage passe-bas à bande étroite avec décimation et ajustement du gain du flux d'entrée numérique. C'est un composant essentiel de tout système logiciel basé sur la radio, qui permet de simplifier la conception de l'interface RF, y compris les oscillateurs locaux et les mélangeurs. Puisque le processus de conversion à basses fréquences s'effectue dans le domaine numérique. Les filtres numériques qui suivent les mélangeurs numériques fournissent un filtrage beaucoup plus précis que le filtrage analogique traditionnel.

Le bloc physique du DDC contient typiquement un séparateur I/Q fondé sur un oscillateur à commande numérique (Numerical Controlled Oscillator (NCO)) qui démodule le signal RF issu d'un numériseur à grande vitesse d'échantillonnage. Il est suivi par un filtre en cascade à plusieurs étages ((CIC) cascade-integrate comb) et deux étapes de décimation par deux filtres pour séparer le signal souhaité. Ces deux étapes sont amenées par un filtre de compensation (Compensation FIR (CFIR)) et un filtre ((FIR) Finite Impulse Response) programmable PFIR.

L'architecture du traitement DDC est illustrée sur la figure II.4.

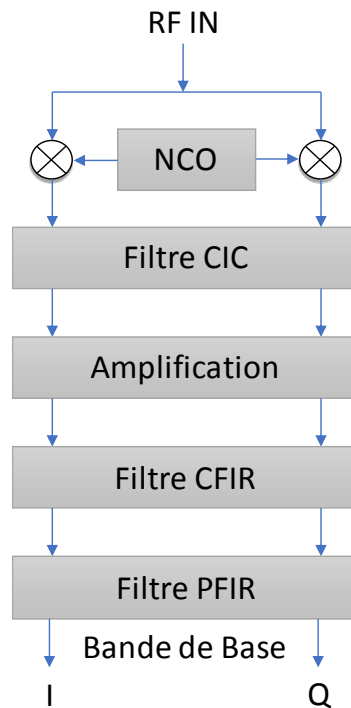


Figure II. 4: Architecture du DDC [32].

- le NCO ou Numerical Controlled Oscillator permet de générer deux porteuses en quadrature à la fréquence intermédiaire et alimente deux mélangeurs : nous avons alors l'équivalent d'un modulateur I/Q. Ensuite, les blocs suivants permettent le filtrage et la décimation des signaux $I(t)$ et $Q(t)$,
- le filtrage CIC ou Cascaded Integrator Comb est un filtre à réponse impulsionnelle fine (RIF) combiné avec un décimateur pour réduire le taux d'échantillonnage,
- le filtrage CFIR ou Compensation FIR est un filtre à RIF égalisant la réponse du CIC,
- le filtrage PFIR ou Programmable FIR permet d'ajuster finement la réponse fréquentielle de la chaîne de filtrage en termes de pilotage de gain et d'ondulation.

Dans le banc de mesure, le bloc DDC a été implémenté sous Matlab avec les différentes configurations comme la suivante par exemple :

- facteur de décimation=20,
- fréquence centrale=100MHz,
- fréquence d'échantillonnage en entrée=800MHz,
- bande passante=15MHz,
- rejection ou stop-band Attenuation=55dB,
- ondulation Ripple=0.2dB.

Ainsi ce traitement DDC peut être appliqué simultanément aux six signaux numérisés, afin d'extraire les quatre enveloppes complexes des quatre ondes RF et les deux signaux bande de base BF avec une fréquence d'échantillonnage réduite d'un facteur de décimation de 20.

Ensuite les six signaux décimés sont appliqués aux traitements de correction fréquentiels permettant d'avoir les signaux RF et BF dans les plans d'accès du DST. La prochaine étape est consacrée à l'étalonnage.

II.3. Étalonnage RF du système de mesure temporelle

II.3.1. Représentation de signaux traités

La configuration du banc de mesures temporelles a été réalisée pour mesurer un signal radar modulé centré sur $f_{port} = 3.3GHz$ avec une période de répétition de l'enveloppe de $10ms$. En référence à la figure II.2, la fréquence d'échantillonnage des THAs est choisie égale à $800MHz$, ce qui permet de translater, par échantillonnage passe-bande le signal modulé radar autour d'une fréquence intermédiaire de $f_{FI} = 100MHz$, selon l'équation suivante :

$$100MHz = 3.3GHz - (4 \times 800MHz) \quad (II.1)$$

Comme le Dispositif Sous Test (DST) est un transistor, les signaux issus des deux coupleurs bidirectionnels peuvent contenir des composantes harmoniques autour de $6.6GHz$, $9.9GHz$ et $13.2GHz$, qui seront ramenées par échantillonnage passe-bande à respectivement $200MHz$, $300MHz$ et $400MHz$. Le traitement DDC, précédemment décrit, isolera le signal autour de $100MHz$ et rejettera ces composantes harmoniques. Afin de mesurer un signal de période $10ms$, le numériseur est cadencé à $800MHz$ (synchrone des THAs), et récupère $8\,000\,000$ échantillons, soit une durée de mesure :

$$NT_e = \frac{N}{f_e} = \frac{8\,000\,000}{800 \cdot 10^6} = 10ms \quad (II.2)$$

Après traitement DDC du signal RF autour de la fréquence porteuse, les $8\,000\,000$ échantillons cadencés à $800MHz$ sont transformés en $4\,000\,000$ échantillons cadencés à $40MHz$, sur une bande passante de $15MHz$. La figure suivante représente alors les $150\,001$ fréquences du spectre calculé de ces échantillons dans la bande de $15MHz$.

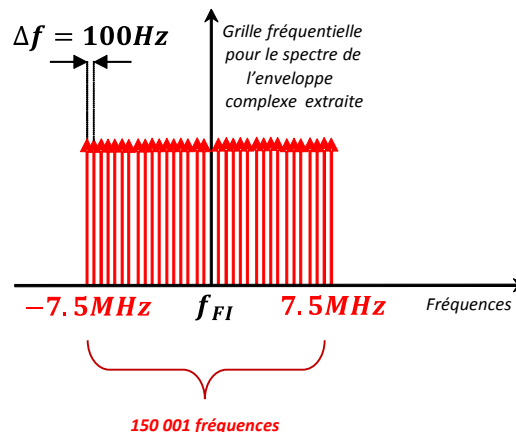


Figure II. 5 : Spectre du signal multitons RF utilisé pour l'étalonnage RF.

Un traitement FFT est appliqué aux quatre signaux issus du traitement DDC afin de représenter les 150 001 composantes fréquentielles des signaux RF autour de 3.3GHz. Ce sont ensuite ces 150 001 composantes fréquentielles qui seront utilisés pour l'étalonnage et la correction des quatre signaux RF afin d'obtenir les enveloppes complexes des quatre ondes $\tilde{a}_{1D_RF}(kt_e)$, $\tilde{b}_{1D_RF}(kt_e)$, $\tilde{a}_{2D_RF}(kt_e)$ et $\tilde{b}_{2D_RF}(kt_e)$ dans les plans d'accès du DST.

De la même façon, les deux signaux BF représentant le courant $i_{DS_BF}(kt_e)$ et la tension $v_{DS_BF}(kt_e)$ du transistor sous test sont directement mesurés à 800 MHz, avec 8 000 000 échantillons, puis traités avec le traitement DDC dont la configuration est la suivante :

- Facteur de décimation=100,
- Échantillonnage entrée=800MHz,
- Bande passante= 3MHz,
- Atténuation stop-bande=55dB,
- Ondulation=0.2dB,
- Fréquence centrale=0Hz.

Nous obtenons en sortie du DDC, deux signaux réels en bande de base cadencé à 8 MHz avec 80 000 échantillons. Ensuite, ces deux signaux sont appliqués à un traitement FFT afin d'extraire les 15001 composantes fréquentielles BF qui sont utilisées dans l'étalonnage BF et permettent d'obtenir $i_{DS_BF}(t)$ et $v_{DS_BF}(t)$ dans les plans d'accès du transistor sous test.

Durant l'étalonnage RF et BF, nous utiliserons :

- Un signal multitons centré sur 3.3GHz, de bande passante égale à 15MHz avec un écart fréquentiel de 100Hz. Chaque composante fréquentielle a une amplitude égale à 1 et les phases ont un profil parabolique suivant une loi de Schroeder [56] pour minimiser le PAPR (étalonnage RF),
- Un signal multitons en bande de base couvrant les fréquences de 0Hz à 1.5MHz, avec un pas fréquentiel de 100Hz. Chaque composante fréquentielle a une amplitude égale à 1 et les phases ont un profil parabolique suivant une loi de Schroeder pour minimiser le PAPR (étalonnage BF),

Après avoir étudié la numérisation des quatre signaux RF issus des deux coupleurs bidirectionnels et deux signaux BF, nous allons introduire la nécessité d'utiliser des procédures d'étalonnage appropriés.

Ainsi les deux coupleurs bidirectionnels nous permettent de séparer les ondes RF incidentes et réfléchies aux accès du DST. Le système de mesures temporelles sera capable de nous donner les amplitudes complexes des ondes de puissances incidentes $\tilde{a}_{iD_RF}(t)$ et réfléchiée $\tilde{b}_{iD_RF}(t)$ dans les plans $\pi_{1D_RF}(i = 1)$ et $\pi_{2D_RF}(i = 2)$ dans le domaine fréquentiel suivant la grille définie précédemment.

Les ondes de puissance sont liées aux tensions et courant présents dans les plans π_{1D_RF} et π_{2D_RF} comme le montre les équations II.3 et II.4.

$$\tilde{A}_i(f_j) = \frac{\tilde{V}_i(f_j) + Z_c \times \tilde{I}_i(f_j)}{2\sqrt{\Re[Z_c]}} \quad (\text{II.3})$$

$$\tilde{B}_i(f_j) = \frac{\tilde{V}_i(f_j) - Z_c \times \tilde{I}_i(f_j)}{2\sqrt{\Re[Z_c]}} \quad (\text{II.4})$$

$\tilde{A}_i(f_j)$ et $\tilde{B}_i(f_j)$ représentent les amplitudes complexes des ondes de puissance $\tilde{a}_{iD_{RF}}(t)$ et $\tilde{b}_{iD_{RF}}(t)$ aux fréquences f_j . Il est alors possible d'en déduire les tensions/courants dans les plans $\pi_{1D_{RF}}$ et $\pi_{2D_{RF}}$ comme suivant :

$$\tilde{V}_i(f_j) = \sqrt{\Re[Z_c]} \times (\tilde{A}_i(f_j) + \tilde{B}_i(f_j)) \quad (\text{II.5})$$

$$\tilde{I}_i(f_j) = \frac{\tilde{A}_i(f_j) - \tilde{B}_i(f_j)}{\sqrt{\Re[Z_c]}} \quad (\text{II.6})$$

Cependant, les ondes $\tilde{a}_{iD_{RF}}(t)$ et $\tilde{b}_{iD_{RF}}(t)$ ne sont pas directement mesurées. Les six signaux mesurés par le numériseur sont distordus par les erreurs apportés par les systèmes de mesure qui peuvent être dissociés en deux classes.

- 1) Erreurs dues aux THAs : des réponses non linéaires en amplitude et en phase des THAs [30] peuvent être évitées à condition le niveau de puissance d'entrée différentielle de chaque THA soit maintenu inférieur à 1V crête à crête ($1V_{pp}$),
- 2) Erreurs dues à l'unité de mesure : Elles proviennent des éléments passifs linéaires (coupleurs, câbles, connecteurs ou pointes) et des éléments actifs du système de mesure. Ces erreurs sont dites systématiques et peuvent être corrigées par un étalonnage complet du système de mesure.

Ainsi, la procédure d'étalonnage "full-spectrum" (signifiant qu'elle couvre les fréquences BF et RF) qui sera décrite ultérieurement, a pour but de déterminer et corriger ces erreurs systématiques. Cette procédure est constituée de :

- Un étalonnage relatif : similaire à celui d'un analyseur de réseau vectoriel. Les paramètres d'erreurs relatifs à la mesure des ondes de puissances sont pris en compte suite à l'application de cette première étape d'étalonnage,
- Un étalonnage absolu en amplitude et phase : deuxième étape, fondée sur l'utilisation d'un oscilloscope pré-calibré à temps équivalent comme standard d'étalonnage.

II.3.2. Procédure d'étalonnage : Description [25]

Le schéma suivant présente les ondes de puissances avec des notations simplifiées dans les plans de référence et dans le plan de mesure :

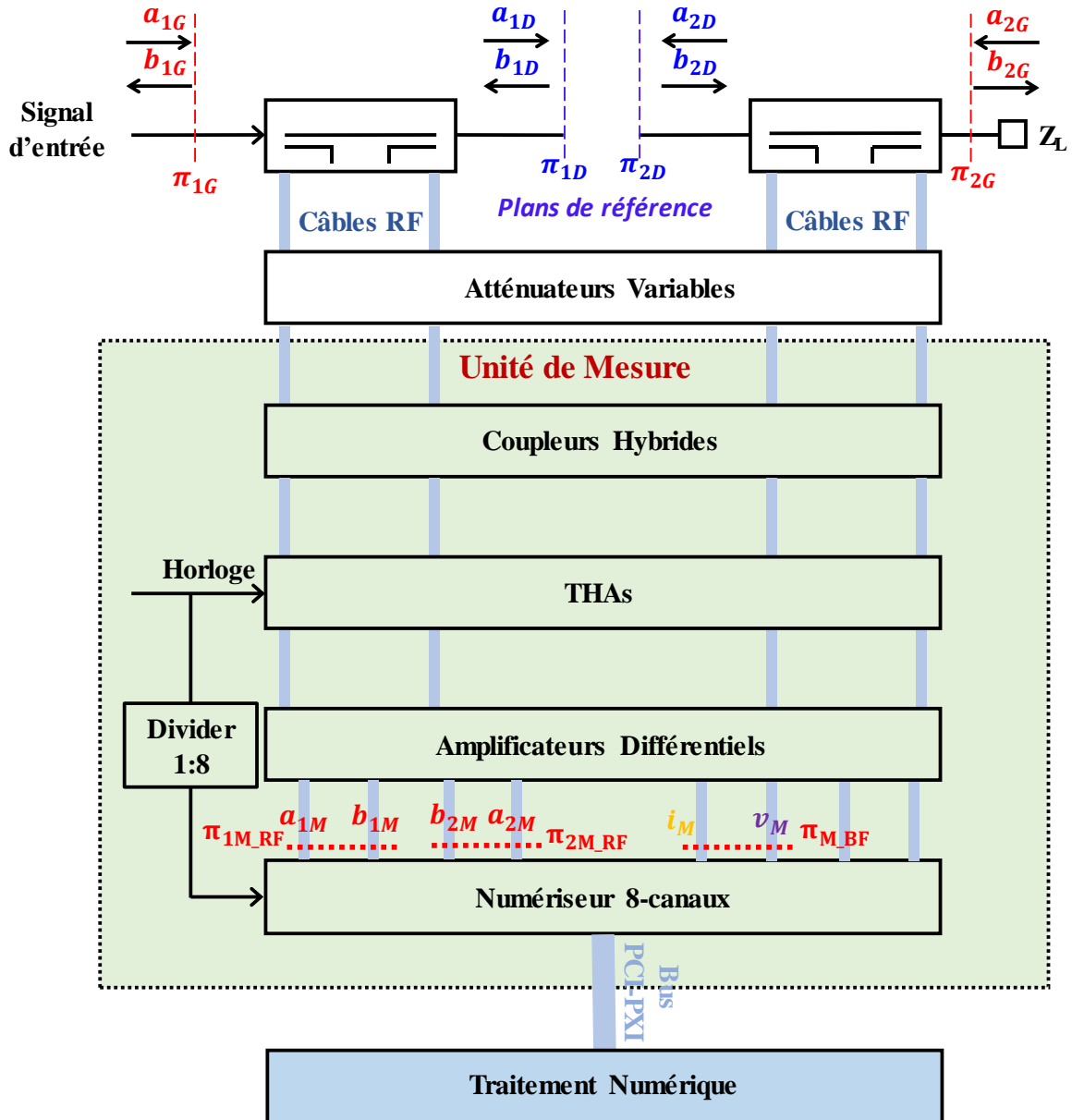


Figure II. 6: Plans principaux du système de mesure.

Nous allons dans une première partie, nous intéresser aux quatre ondes RF. En supposant une bonne isolation au sein du système de mesure entre les ondes a_1/b_1 d'une part, et les ondes a_2/b_2 , d'autre part, nous pouvons définir un modèle d'erreur à 8 termes.

Ainsi, dans le domaine fréquentiel, les relations suivantes relient les ondes de puissances des plans π_{1D} et π_{1M_RF} et celles des plans π_{2D} et π_{2M_RF} pour toute la grille fréquentielle composée de N composantes fréquentielles constituant le signal multitons d'étalonnage RF :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \\ a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \\ a_{2M}^N \\ b_{2M}^N \end{bmatrix} \quad (II.7)$$

Cette relation matricielle est fondée sur l'utilisation de deux vecteurs qui sont :

- $[a_{1D}^N, b_{1D}^N, a_{2D}^N, b_{2D}^N]$ est le vecteur qui représente les ondes de puissances incidentes et réfléchies dans les plans de référence sous-pointes π_{1D} et π_{2D} .
- $[a_{1M}^N, b_{1M}^N, a_{2M}^N, b_{2M}^N]$ est le vecteur qui représente les ondes de puissances incidentes et réfléchies mesurées par le numériseur 8-voies dans les plans π_{1M_RF} et π_{2M_RF} .

L'étalonnage relatif a pour objectif de déterminer, simultanément et pour toutes les N composantes fréquentielles, les coefficients complexes inconnus de la matrice principale de l'équation II.7 ($\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$) et l'étalonnage absolu consiste à déterminer le module et la phase du terme K^N multipliant la matrice.

Dès lors, et en utilisant l'équation II.7 ainsi que le vecteur des ondes de puissances mesurées $[a_{1M}^N, b_{1M}^N, a_{2M}^N, b_{2M}^N]$, peuvent être déterminées toutes les ondes de puissances aux accès du DST $[a_{1D}^N, b_{1D}^N, a_{2D}^N, b_{2D}^N]$.

Afin de ne pas saturer les quatre THAs, il a été choisi une configuration particulière pour les atténuateurs en amont des THAs. Celle-ci est représenté dans le tableau II.1.

Tableau II. 1: Exemple de configuration des atténuateurs.

Voie	a_1	b_1	b_2	a_2
Atténuateurs (dB)	20	11	20	11

La détermination de ces termes d'erreurs a été réalisé en utilisant deux techniques : SOLT et SOLR.

II.3.2.1. Étalonnage relatif RF

La procédure d'étalonnage consiste dans un premier temps à faire un étalonnage relatif utilisant les standards classiques SOL (Short, Open et Load). L'étalonnage relatif est fondé sur l'utilisation de trois étapes successives dans le but d'extraire les coefficients complexes inconnus ($\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$).

L'étalonnage relatif consiste à mesurer les ondes de puissances incidente et réfléchi a_{1M} et b_{1M} dans le plan π_{1M_RF} . Ceci est fait en connectant successivement les standards classiques sur wafer SOL (Short, Open et Load) dans le plan de référence π_{1D} . Le synoptique du banc de mesure durant cette première étape de l'étalonnage relatif qui permet de déterminer les coefficients β_1^N, γ_1^N et δ_1^N est illustré sur la figure II.7.

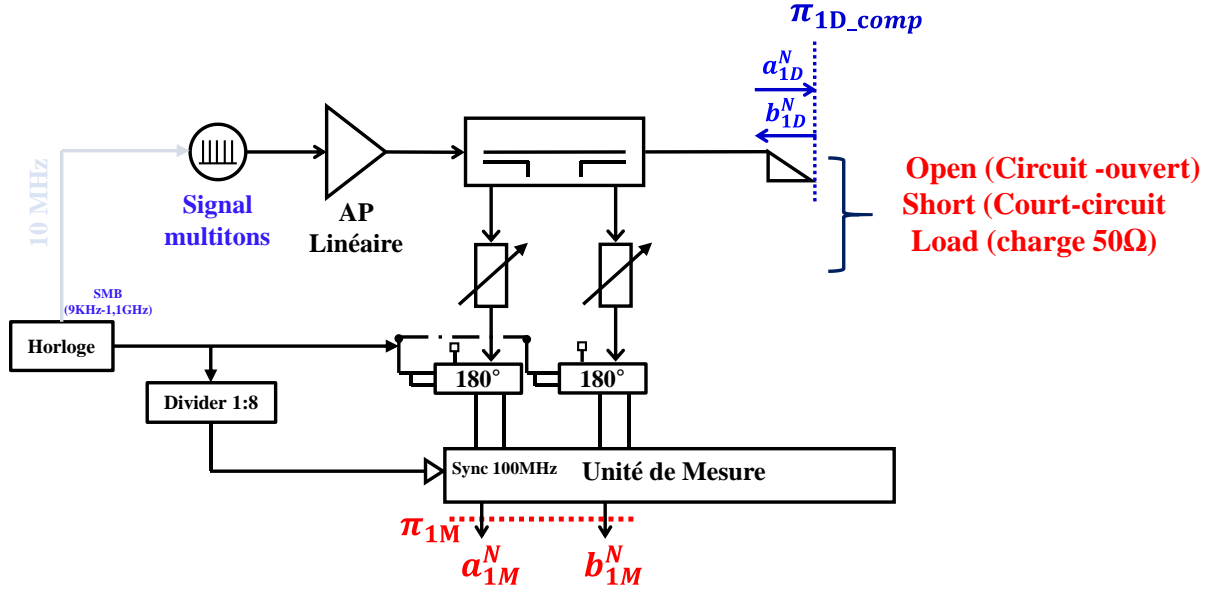


Figure II. 7: Première étape de l'étalonnage relatif sous-pointes dans le plan π_{1D} .

A partir de l'équation II.7, il est possible de noter que :

$$a_{1D(S)(O)(L)}^N = a_{1M(S)(O)(L)}^N + \beta_1^N b_{1M(S)(O)(L)}^N \quad (II.8)$$

$$b_{1D(S)(O)(L)}^N = \gamma_1^N a_{1M(S)(O)(L)}^N + \delta_1^N b_{1M(S)(O)(L)}^N \quad (II.9)$$

Les ondes de puissances incidentes et réfléchies associées à chaque standard (Short, Open et Load) dans le plan de référence sous-pointes π_{1D} sont respectivement $a_{1D(S)}^N, a_{1D(O)}^N, a_{1D(L)}^N, b_{1D(S)}^N, b_{1D(O)}^N$ et $b_{1D(L)}^N$.

La connaissance des trois charges SOL permet d'écrire :

$$\Gamma_{(S)}^N a_{1D(S)}^N = b_{1D(S)}^N \quad (II.10)$$

$$\Gamma_{(O)}^N a_{1D(O)}^N = b_{1D(O)}^N \quad (II.11)$$

$$\Gamma_{(L)}^N a_{1D(L)}^N = b_{1D(L)}^N \quad (II.12)$$

En utilisant les équations II.8 à II.12, nous obtenons :

$$\Gamma_{(S)}^N (a_{1M(S)}^N + \beta_1^N b_{1M(S)}^N) = (\gamma_1^N a_{1M(S)}^N + \delta_1^N b_{1M(S)}^N) \quad (II.13)$$

$$\Gamma_{(O)}^N (a_{1M(O)}^N + \beta_1^N b_{1M(O)}^N) = (\gamma_1^N a_{1M(O)}^N + \delta_1^N b_{1M(O)}^N) \quad (II.14)$$

$$\Gamma_{(L)}^N (a_{1M(L)}^N + \beta_1^N b_{1M(L)}^N) = (\gamma_1^N a_{1M(L)}^N + \delta_1^N b_{1M(L)}^N) \quad (II.15)$$

En développant ce système d'équations, il peut être exprimé par les trois équations suivantes :

$$\Gamma_{(S)}^N \beta_1^N b_{1M(S)}^N - \gamma_1^N a_{1M(S)}^N - \delta_1^N b_{1M(S)}^N = -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \quad (II.16)$$

$$\Gamma_{(O)}^N \beta_1^N b_{1M(O)}^N - \gamma_1^N a_{1M(O)}^N - \delta_1^N b_{1M(O)}^N = -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \quad (II.17)$$

$$\Gamma_{(L)}^N \beta_1^N b_{1M(L)}^N - \gamma_1^N a_{1M(L)}^N - \delta_1^N b_{1M(L)}^N = -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \quad (II.18)$$

Ce système d'équation peut être exprimé par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{1M(S)}^N & -a_{1M(S)}^N & -b_{1M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{1M(O)}^N & -a_{1M(O)}^N & -b_{1M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{1M(L)}^N & -a_{1M(L)}^N & -b_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \beta_1^N \\ \gamma_1^N \\ \delta_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

Avec cette écriture matricielle, le vecteur des coefficients inconnus peut-être calculé :

$$\begin{bmatrix} \beta_1^N \\ \gamma_1^N \\ \delta_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{1M(S)}^N & -a_{1M(S)}^N & -b_{1M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{1M(O)}^N & -a_{1M(O)}^N & -b_{1M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{1M(L)}^N & -a_{1M(L)}^N & -b_{1M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

L'équation II.20 permet donc de déterminer les trois coefficients complexes β_1^N , γ_1^N et δ_1^N à l'entrée du DST simultanément à toutes les fréquences.

Après avoir défini les trois coefficients d'erreurs à l'entrée, avec le même principe nous réalisons la même procédure pour le plan de sortie π_{2D} . La figure II.8 montre cette configuration du banc de mesure.

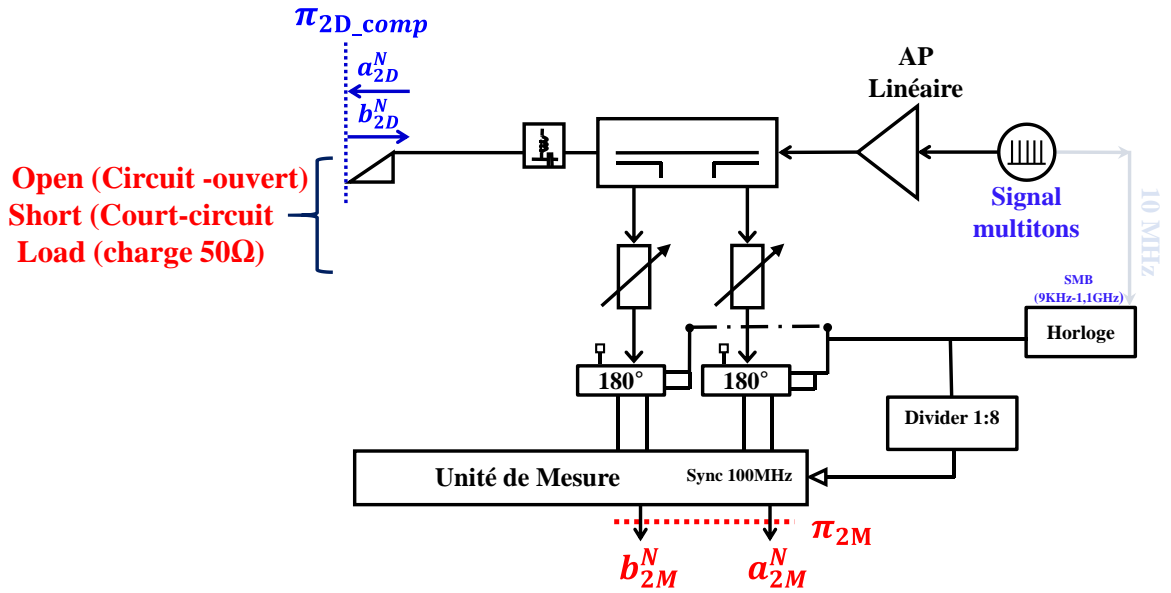


Figure II. 8: Étalonnage relatif sous-pointes dans le plan de référence de sortie π_{2D} .

En utilisant les ondes de puissances à la sortie a_{2D}^N et b_{2D}^N dans l'équation II.7, il est possible d'écrire:

$$a_{2D_{(S)(O)(L)}}^N = a_{2M_{(S)(O)(L)}}^N + \beta_2'^N b_{2M_{(S)(O)(L)}}^N \quad (II.21)$$

$$b_{2D_{(S)(O)(L)}}^N = \gamma_2'^N a_{2M_{(S)(O)(L)}}^N + \delta_2'^N b_{2M_{(S)(O)(L)}}^N \quad (II.22)$$

Nous choisissons de normaliser les trois coefficients de sortie comme suivant :

$$\begin{bmatrix} \beta_2^N \\ \gamma_2^N \\ \delta_2^N \end{bmatrix} = \alpha_2^N \begin{bmatrix} \beta_2'^N \\ \gamma_2'^N \\ \delta_2'^N \end{bmatrix} \quad (II.23)$$

Les ondes de puissances incidentes et réfléchies associées à chaque standard (Short, Open et Load) dans le plan de référence sous-pointes π_{2D} sont respectivement $a_{2D(S)}^N, a_{2D(O)}^N, a_{2D(L)}^N, b_{2D(S)}^N, b_{2D(O)}^N$ et $b_{2D(L)}^N$.

La connaissance des trois charges SOL permet d'écrire :

$$\Gamma_{(S)}^N a_{2D(S)}^N = b_{2D(S)}^N \quad (\text{II.24})$$

$$\Gamma_{(O)}^N a_{2D(O)}^N = b_{2D(O)}^N \quad (\text{II.25})$$

$$\Gamma_{(L)}^N a_{2D(L)}^N = b_{2D(L)}^N \quad (\text{II.26})$$

En utilisant les équations II.21 à II.26, nous obtenons :

$$\Gamma_{(S)}^N (a_{2M(S)}^N + \beta_2'^N b_{2M(S)}^N) = (\gamma_2'^N a_{2M(S)}^N + \delta_2'^N b_{2M(S)}^N) \quad (\text{II.27})$$

$$\Gamma_{(O)}^N (a_{2M(O)}^N + \beta_2'^N b_{2M(O)}^N) = (\gamma_2'^N a_{2M(O)}^N + \delta_2'^N b_{2M(O)}^N) \quad (\text{II.28})$$

$$\Gamma_{(L)}^N (a_{2M(L)}^N + \beta_2'^N b_{2M(L)}^N) = (\gamma_2'^N a_{2M(L)}^N + \delta_2'^N b_{2M(L)}^N) \quad (\text{II.29})$$

En développant ce système d'équations, il peut être exprimé par les trois équations suivantes :

$$\Gamma_{(S)}^N \beta_2'^N b_{2M(S)}^N - \gamma_2'^N a_{2M(S)}^N - \delta_2'^N b_{2M(S)}^N = -\Gamma_{(S)}^N a_{2M(S)}^N \quad (\text{II.30})$$

$$\Gamma_{(O)}^N \beta_2'^N b_{2M(O)}^N - \gamma_2'^N a_{2M(O)}^N - \delta_2'^N b_{2M(O)}^N = -\Gamma_{(O)}^N a_{2M(O)}^N \quad (\text{II.31})$$

$$\Gamma_{(L)}^N \beta_2'^N b_{2M(L)}^N - \gamma_2'^N a_{2M(L)}^N - \delta_2'^N b_{2M(L)}^N = -\Gamma_{(L)}^N a_{2M(L)}^N \quad (\text{II.32})$$

Ce système d'équation peut être exprimé par le système matriciel suivant:

$$\begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{2M(S)}^N & -a_{2M(S)}^N & -b_{2M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{2M(O)}^N & -a_{2M(O)}^N & -b_{2M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{2M(L)}^N & -a_{2M(L)}^N & -b_{2M(L)}^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \beta_2'^N \\ \gamma_2'^N \\ \delta_2'^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{2M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{2M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{2M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Avec cette écriture matricielle, le vecteur des coefficients inconnus peut-être calculé:

$$\begin{bmatrix} \beta_2'^N \\ \gamma_2'^N \\ \delta_2'^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{2M(S)}^N & -a_{2M(S)}^N & -b_{2M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{2M(O)}^N & -a_{2M(O)}^N & -b_{2M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{2M(L)}^N & -a_{2M(L)}^N & -b_{2M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{2M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{2M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{2M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

Par conséquent, les trois coefficients complexes $\beta_2'^N, \gamma_2'^N$ et $\delta_2'^N$ à la sortie du DST simultanément à toutes les fréquences sont déduites par l'équation II.34.

Après avoir réalisé les deux étalonnages relatifs en réflexion, il nous reste à déterminer le coefficient α_2^N qui correspond à l'étalonnage en transmission. Nous allons voir deux techniques de détermination de α_2^N .

- SOLT : la connexion directe ou through est connue,
- SOLR : la connexion directe est une ligne de transmission réciproque inconnue (Reciprocal).

II.3.2.1.1. Détermination de α_2^N par SOLT

La troisième étape consiste dans un premier temps, à injecter le signal multitons à l'entrée du système, à connecter la sortie avec une charge égale à 50Ω , et à connecter les deux pointes à la ligne Through, d'impédance caractéristique égale à 50Ω et de délai connu τ . Cette configuration est illustrée dans la figure II.9.

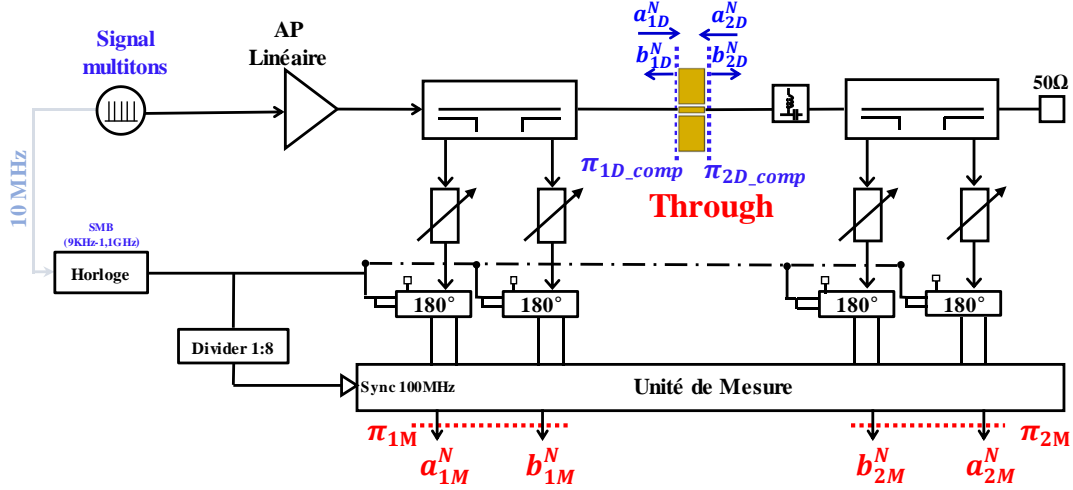


Figure II. 9: Étalonnage relatif SOLT sous-pointes en connexion directe.

Suite à cette étape on peut écrire l'équation suivante II.35 qui relie l'onde de puissance à l'entrée avec celle obtenue à la sortie du DST :

$$a_{1D(T)}^N = b_{2D(T)}^N \times e^{-j\omega^N \tau} \quad (\text{II.35})$$

L'équation II.7 nous donne la possibilité d'écrire :

$$a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N = \alpha_2^N (\gamma_2'^N a_{2M(T)}^N + \delta_2'^N b_{2M(T)}^N) \times e^{-j\omega^N \tau} \quad (\text{II.36})$$

Le coefficient complexe α_2^N de transmission est donné comme suit :

$$\alpha_2^N = \frac{(a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N) \times e^{j\omega^N \tau}}{\gamma_2'^N a_{2M(T)}^N + \delta_2'^N b_{2M(T)}^N} \quad (\text{II.37})$$

En appliquant le coefficient complexe α_2^N de transmission dans l'équation II.23, il est possible d'en déduire le vecteur $[\beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N]$.

Dès lors, les sept coefficients complexes relatifs $(\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N)$ du modèle d'erreur, sont extraits simultanément sur toute la grille fréquentielle.

II.3.2.1.2. Détermination de α_2^N par SOLR

La troisième étape de l'étalonnage relatif associée à la méthode SOLR consiste dans un premier temps, à injecter le signal multitons à l'entrée du système, à connecter la sortie à une charge égale à 50Ω , et à connecter les deux pointes à la ligne Through, d'impédance caractéristique égale à 50Ω et de délai dont la connaissance n'est pas nécessaire. Cette première configuration schématisée sur la figure II.10 est associée au sens direct (Forward).

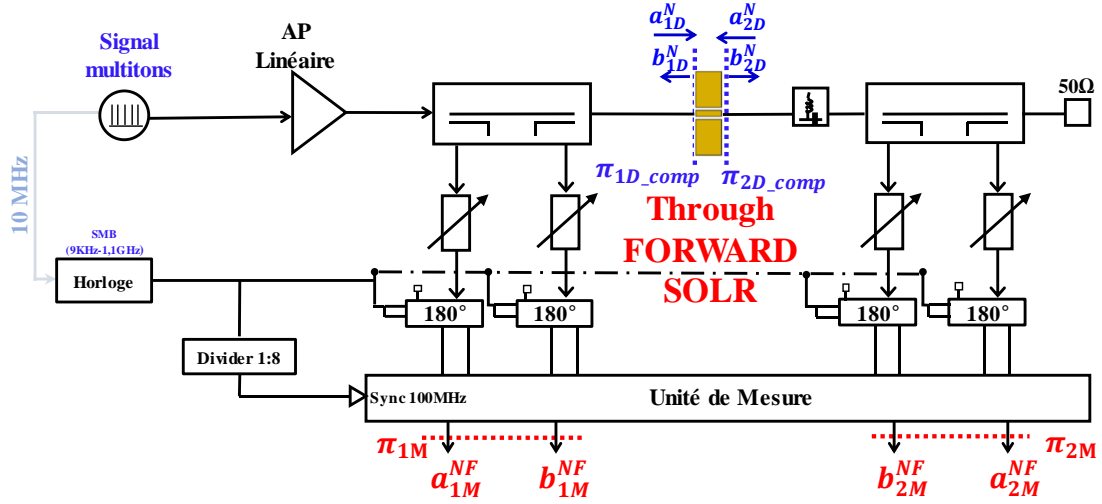


Figure II. 10: Étalonage relatif SOLR (Forward) sous-pointes en connexion directe.

À la suite de cette mesure sous-pointes en connexion (Thru) (Forward), il est possible de mesurer les ondes de puissances $a_{1M(T)}^{NF}$, $b_{1M(T)}^{NF}$, $a_{2M(T)}^{NF}$, $b_{2M(T)}^{NF}$.

La figure II.11 représente la deuxième configuration (Reverse) associée à cette étape, qui consiste dans un premier temps, à injecter le signal multitons à la sortie du système, à connecter l'entrée par une charge égale à 50Ω , à connecter les deux points à la ligne Through, d'impédance caractéristique égale à 50Ω et de délai τ .

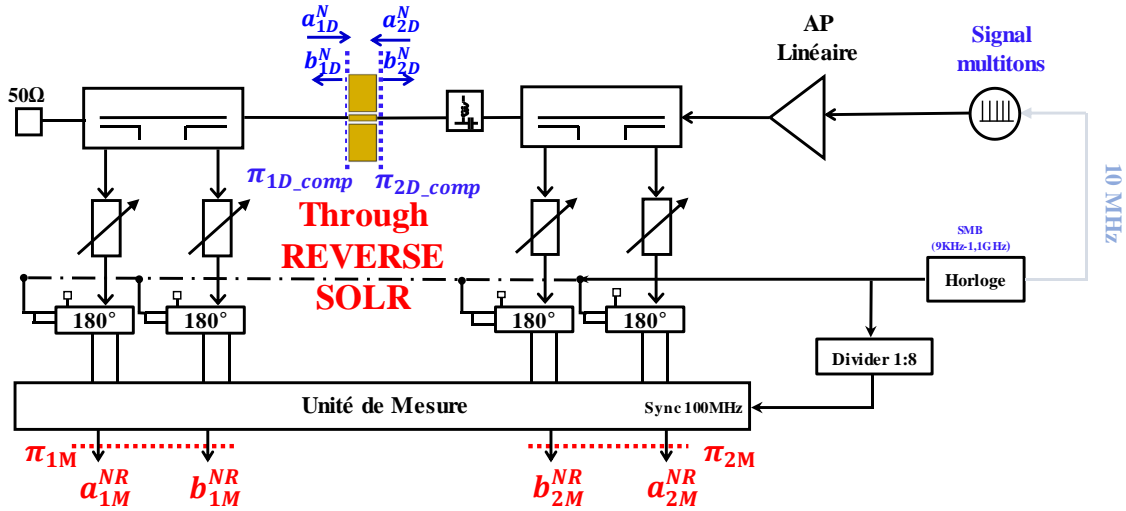


Figure II. 11: Étalonage relatif SOLR (Reverse) sous-pointes en connexion indirecte.

En fin de cette étape, il est possible de mesurer les ondes de puissances $a_{1M(T)}^{NR}$, $b_{1M(T)}^{NR}$, $a_{2M(T)}^{NR}$, $b_{2M(T)}^{NR}$.

La matrice $[S]$ de la correction directe ou Through (T) est supposée inconnue et exprimée par l'équation II.38.

$$\begin{bmatrix} b_{1D} \\ b_{2D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1D} \\ a_{2D} \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Cependant le Through est supposé réciproque, ce qui conduit à :

$$S_{12} = S_{21} \quad (\text{II.39})$$

Les mesures en Forward et Reverse montrées par les figures II.10 et II.11, nous permettent alors d'écrire :

$$\begin{bmatrix} b_{1D}^{NF} & b_{1D}^{NR} \\ b_{2D}^{NF} & b_{2D}^{NR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1D}^{NF} & a_{1D}^{NR} \\ a_{2D}^{NF} & a_{2D}^{NR} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Nous déduisons alors :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1D}^{NF} & b_{1D}^{NR} \\ b_{2D}^{NF} & b_{2D}^{NR} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1D}^{NF} & a_{1D}^{NR} \\ a_{2D}^{NF} & a_{2D}^{NR} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.41})$$

Suite aux deux étalonnages SOL sur les plans π_{1D} et π_{2D} , nous pouvons écrire :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^{NF} \\ b_{1D}^{NF} \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1m}^{NF} \\ b_{1m}^{NF} \end{bmatrix} \quad (\text{II.42})$$

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^{NR} \\ b_{1D}^{NR} \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1m}^{NR} \\ b_{1m}^{NR} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

$$\begin{bmatrix} a_{2D}^{NF} \\ b_{2D}^{NF} \end{bmatrix} = \frac{1}{\alpha_2^N} \times \begin{bmatrix} a_{2D}^{NF} \\ b_{2D}^{NF} \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{2m}^{NF} \\ b_{2m}^{NF} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

$$\begin{bmatrix} a_{2D}^{NR} \\ b_{2D}^{NR} \end{bmatrix} = \frac{1}{\alpha_2^N} \times \begin{bmatrix} a_{2D}^{NR} \\ b_{2D}^{NR} \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{2m}^{NR} \\ b_{2m}^{NR} \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

Il est possible aussi de définir une nouvelle matrice [X] comme suivant :

$$\begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{21} & X_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1D}^{NF} & b_{1D}^{NR} \\ b_{2D}^{NF} & b_{2D}^{NR} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_{1D}^{NF} & a_{1D}^{NR} \\ a_{2D}^{NF} & a_{2D}^{NR} \end{bmatrix}^{-1} \quad (\text{II.46})$$

La différence entre les matrices [S] et [X] est lié à α_2^N , ainsi, la relation entre [S] et [X] est donnée dans l'équation II.47.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12}/\alpha_2^N \\ X_{21} \times \alpha_2^N & X_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

La matrice [S] étant réciproque, nous avons :

$$X_{21} \times \alpha_2^N = X_{12}/\alpha_2^N \quad (\text{II.48})$$

d'où :

$$\alpha_2^N = \pm \sqrt{\frac{X_{12}}{X_{21}}} \quad (\text{II.49})$$

X_{21} et X_{12} sont calculés à partir de II.46 et II.43.

Pour identifier la bonne valeur de α_2 pour les N composantes fréquentielles, on définit $\Phi_{est}(freq)$ qui est la phase estimée dont l'équation est la suivante :

$$\Phi_{est}(freq) = -2\pi \times freq \times \tau \quad (II.50)$$

Le calcul de la phase estimée est fondé sur l'utilisation du retard τ équivalent à la ligne (Thru) associée au kit de cal utilisé lors de l'étalonnage. La figure II.12 illustre la procédure permettant de sélectionner la bonne valeur de α_2 pour chaque fréquence.

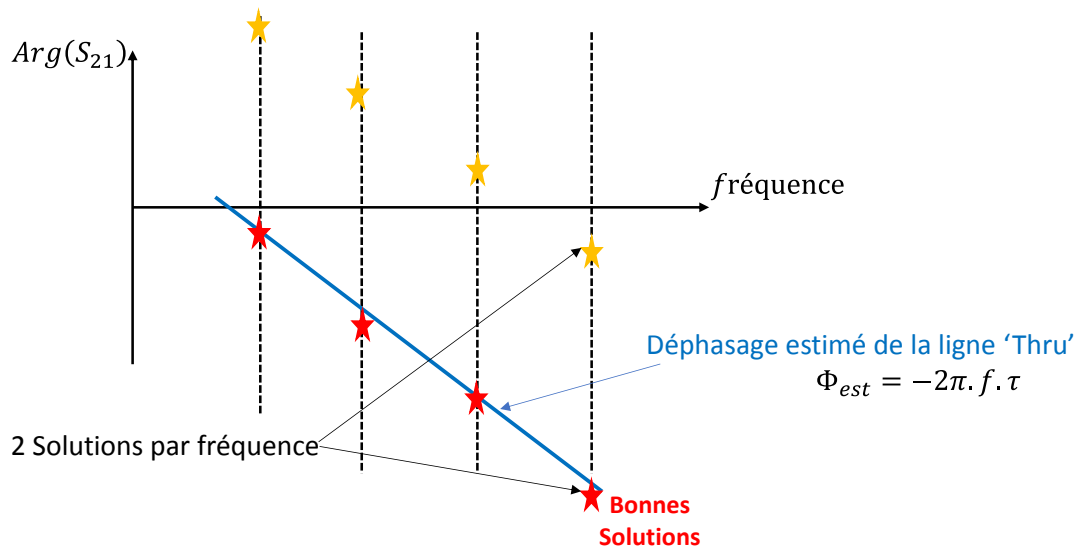


Figure II. 12: Étalonage relatif SOLR : Sélection des bonnes solutions de α_2^N pour les N composantes fréquentielles.

Dès lors, et en utilisant le vecteur α_2^N , on recalcule les ondes de puissances incidente et réfléchie a_{2D}^N et b_{2D}^N situées dans le plan de référence de sortie π_{2D} .

II.3.2.2. Étalonage RF absolu sous-pointes

Après avoir déterminé les sept termes d'erreurs par l'étalonage relatif RF SOLT/SOLR, il reste à déterminer l'amplitude et la phase du terme K^N , nous permettant d'avoir accès aux amplitudes et phases des ondes de puissance dans les deux plans des pointes RF. Ceci correspond à l'étalonage RF dit 'absolu'. Cependant, dans notre cas, les plans π_{1D} et π_{2D} sont sous pointes, et il n'existe pas à l'heure actuelle, de sonde de puissance connectable avec des pointes, afin de réaliser un étalonage absolu en amplitude, par exemple.

II.3.2.2.1. Principe de réciprocité [25]

Afin de résoudre ce problème, nous définissons un nouveau plan de référence π_{1G} , dans lequel il est possible de connecter une sonde de puissance ou un connecteur coaxial d'oscilloscope. Ainsi en réalisant un étalonage SOL dans le plan π_{1G} avec des standards connectés, il est possible de lier le plan π_{1G} au plan π_{1D} en utilisant l'hypothèse de réciprocité du coupleur présent entre π_{1G} et π_{1D} . Nous allons développer ceci dans la suite. Le principe de réciprocité, défini par A. Ferrero [38] [39] [40] apporte une solution à ce problème.

Ce principe permet de relier les ondes de puissances a_{1G}^N et b_{1G}^N dans le plan du générateur connectorisé π_{1G} de la figure II.6 avec celles présentes dans le plan de référence sous-pointes π_{1D} . La relation entre ces deux plans est la suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{e11}^N & t_{e12}^N \\ t_{e21}^N & t_{e22}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Le principe de réciprocité est traduit par l'équation II.52.

$$t_{e11}^N \times t_{e22}^N - t_{e12}^N \times t_{e21}^N = 1 \quad (\text{II.52})$$

II.3.2.2.2. Étalonnage absolu : SOL dans le plan π_{1G}

Le principe de réciprocité nous donne la possibilité de considérer le plan du générateur π_{1G} de la figure II.6 comme un plan d'entrée de référence intermédiaire. Il permet dans un premier temps d'établir une relation matricielle entre les ondes de puissances incidente et réfléchie dans les plans de générateur π_{1G} et le plan mesure π_{1M} :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & \nu_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

L'étalonnage absolu consiste à étalonner avec standard (SOL) dans le plan de générateur π_{1G} . Les deux pointes sont connectées en connexion directe. Le signal d'étalonnage multitons est injecté dans le plan π_{2G} comme le montre la figure II.13.

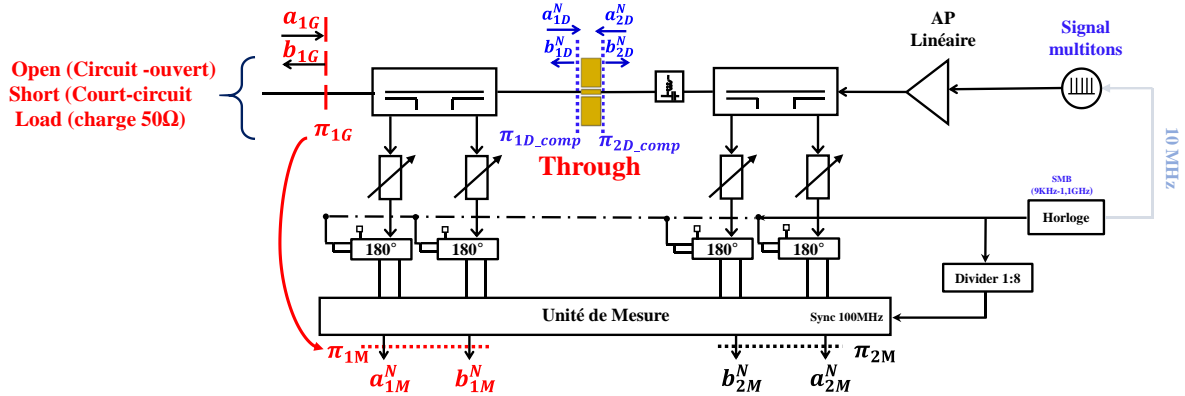


Figure II. 13: Étalonnage relatif en connectorisé dans le plan π_{1G} .

À partir de ces mesures, il est possible de déterminer les coefficients de réflexion des standards connectorisés Short, Open et Load $\Gamma_{G(S)}^N, \Gamma_{G(O)}^N, \Gamma_{G(L)}^N$:

$$a_{1G(S)}^N = \Gamma_{G(S)}^N b_{1G(S)}^N \quad (\text{II.54})$$

$$a_{1G(O)}^N = \Gamma_{G(O)}^N b_{1G(O)}^N \quad (\text{II.55})$$

$$a_{1G(L)}^N = \Gamma_{G(L)}^N b_{1G(L)}^N \quad (\text{II.56})$$

$a_{1G(S)}^N, a_{1G(O)}^N, a_{1G(L)}^N, b_{1G(S)}^N, b_{1G(O)}^N, b_{1G(L)}^N$ sont respectivement les ondes de puissances incidentes et réfléchies associées à chaque standard Short, Open et Load dans le plan du générateur π_{1G} .

En considérant les équations des ondes de puissances incidente et réfléchie associée à chaque standard Short, Open et Load définies dans l'équation II.53, nous avons :

$$(a_{1M(S)}^N + \lambda_1^N b_{1M(S)}^N) = \Gamma_{G(S)}^N (\mu_1^N a_{1M(S)}^N + \nu_1^N b_{1M(S)}^N) \quad (II.57)$$

$$(a_{1M(O)}^N + \lambda_1^N b_{1M(O)}^N) = \Gamma_{G(O)}^N (\mu_1^N a_{1M(O)}^N + \nu_1^N b_{1M(O)}^N) \quad (II.58)$$

$$(a_{1M(L)}^N + \lambda_1^N b_{1M(L)}^N) = \Gamma_{G(L)}^N (\mu_1^N a_{1M(L)}^N + \nu_1^N b_{1M(L)}^N) \quad (II.59)$$

En développant ce système d'équations, il peut être exprimé comme suit :

$$\lambda_1^N b_{1M(S)}^N - \Gamma_{G(S)}^N \mu_1^N a_{1M(S)}^N - \Gamma_{G(S)}^N \nu_1^N b_{1M(S)}^N = -a_{1M(S)}^N \quad (II.60)$$

$$\lambda_1^N b_{1M(O)}^N - \Gamma_{G(O)}^N \mu_1^N a_{1M(O)}^N - \Gamma_{G(O)}^N \nu_1^N b_{1M(O)}^N = -a_{1M(O)}^N \quad (II.61)$$

$$\lambda_1^N b_{1M(L)}^N - \Gamma_{G(L)}^N \mu_1^N a_{1M(L)}^N - \Gamma_{G(L)}^N \nu_1^N b_{1M(L)}^N = -a_{1M(L)}^N \quad (II.62)$$

Le vecteur des coefficients inconnus que l'on veut déterminer peut être représenté sous forme matricielle de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^N \\ \mu_1^N \\ \nu_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1M(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N a_{1M(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N b_{1M(S)}^N \\ b_{1M(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N a_{1M(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N b_{1M(O)}^N \\ b_{1M(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N a_{1M(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N b_{1M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_{1M(S)}^N \\ -a_{1M(O)}^N \\ -a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (II.63)$$

Cette relation permet donc d'extraire les trois coefficients complexes λ_1^N , μ_1^N et ν_1^N simultanément à toutes les fréquences. Par conséquent, elle permet d'établir une relation entre les plans, du générateur π_{1G} et π_{1M} .

II.3.2.2.3. Étalonnage absolu : Oscilloscope LECROY pré-étalonné en amplitude et phase

L'oscilloscope LECROY SDA 100G pré-étalonné en amplitude et phase est connecté dans le plan π_{1G} . Il permet de mesurer b_{REF}^N comme le montre la figure suivante :

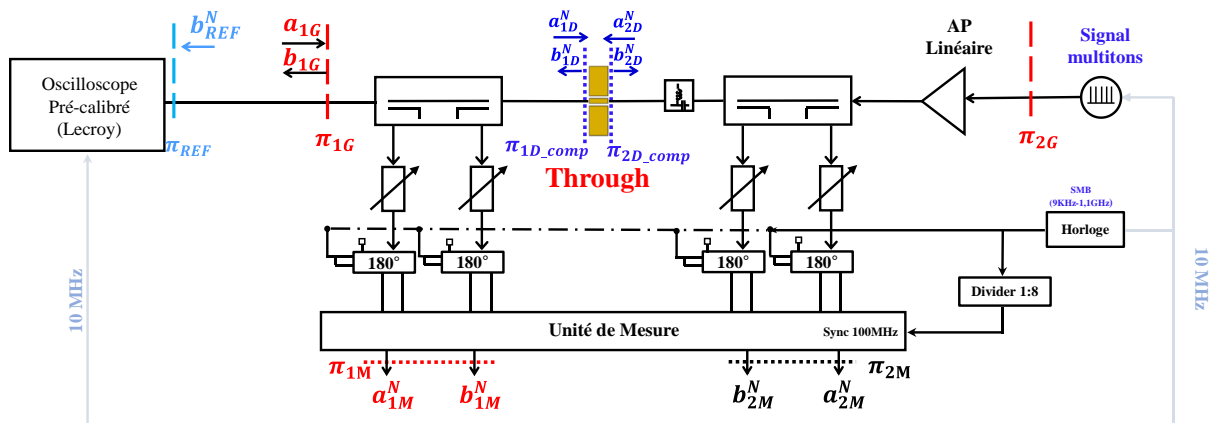


Figure II. 14 : Étalonnage absolu en utilisant le Lecroy dans le plan π_{1G} .

L'oscilloscope mesure simultanément pour toutes les fréquences considérées l'amplitude complexe suivante : V_{REF}^N , qui est liée à b_{REF}^N par l'équation suivante :

$$b_{REF}^N = \frac{v_{REF}^N}{\sqrt{50}} \quad (II.64)$$

Comme $b_{1G}^N = b_{REF}^N$, avec l'équation II.53, il est possible d'avoir :

$$L_1^N = \frac{b_{REF}^N}{(\mu_1^N a_{1M}^N + v_1^N b_{1M}^N)} \quad (II.65)$$

Les ondes a_{1M}^N et b_{1M}^N sont mesurées en présence de l'oscilloscope connecté en π_{1G} . Connaissant L_1^N , il est alors possible d'obtenir K^N par la méthode de réciprocité décrit précédemment. Nous allons détailler ceci.

Nous avons :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & v_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \end{bmatrix}$$

et

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \end{bmatrix}$$

d'où

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = \frac{L_1^N}{K^N} \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & v_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} \quad (II.66)$$

En appliquant l'équation II.51, nous avons :

$$\begin{bmatrix} t_{e11}^N & t_{e12}^N \\ t_{e21}^N & t_{e22}^N \end{bmatrix} = \frac{L_1^N}{K^N} \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & v_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix}^{-1}$$

Par le principe de réciprocité, nous avons :

$$\det \left\{ \begin{bmatrix} t_{e11}^N & t_{e12}^N \\ t_{e21}^N & t_{e22}^N \end{bmatrix} \right\} = 1 \quad (II.67)$$

d'où

$$\det \left\{ \frac{L_1^N}{K^N} \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & v_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix}^{-1} \right\} = 1$$

Nous déduisons :

$$\left(\frac{L_1^N}{K^N} \right)^2 \times \frac{v_1^N - \lambda_1^N \mu_1^N}{\delta_1^N - \beta_1^N \gamma_1^N} = 1$$

Nous définissons $Q^N = (K^N)^2$

$$Q^N = (L_1^N)^2 \times \frac{v_1^N - \lambda_1^N \mu_1^N}{\delta_1^N - \beta_1^N \gamma_1^N}$$

et donc :

$$|K^N| = \sqrt{|Q^N|}, \quad \varphi(K^N) = \frac{1}{2} \varphi(Q^N)$$

Le coefficient complexe K^N est alors déterminé pour toutes les fréquences contenues dans le signal d'étalonnage.

II.4. Étalonnage BF du système de mesure temporelle

Afin d'étudier le comportement le transistor en basses fréquences, une architecture appropriée du système de mesure a été mise en place permettant de mesurer la tension et le courant BF du drain en utilisant deux sondes de courant et de tension. Par la suite, les signaux BF seront injectés aux entrées 5 et 6 du numériseur 8-canaux.

Comme nous l'avons dit précédemment, durant l'étalonnage complet, deux générateurs sont connectés au banc de mesure afin d'avoir une superposition dans le plan π_{2D} d'un signal multitons BF et d'un signal multitons RF. Tout ceci est illustré dans la figure II.15.

La procédure d'étalonnage BF permet d'établir une relation matricielle entre les vecteurs, $[a_{2D_BF}^N, b_{2D_BF}^N]$ qui correspond aux ondes de puissances incidentes et réfléchies du signal multitons BF dans le plan de référence sous pointes π_{2D} et le vecteur $[a_{2M_BF}^N, b_{2M_BF}^N]$ qui définit les ondes de puissances incidentes et réfléchies du signal multitons BF mesurées en sortie dans le plan π_{2M_BF} . Les plans π_{2D} et π_{2M_BF} sont illustrés sur le synoptique de l'unité de mesure (la figure II.15).

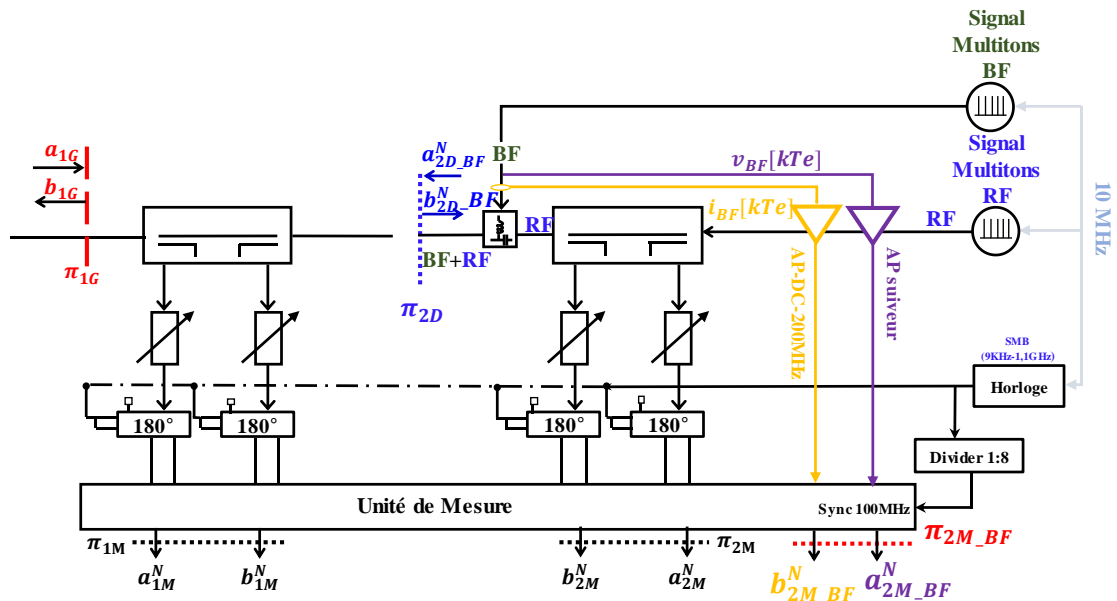


Figure II. 15: Synoptique du banc de test utilisé durant l'étalonnage BF.

La relation que l'on a défini est la suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{2D_BF}^N \\ b_{2D_BF}^N \end{bmatrix} = K_{BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (II.68)$$

II.4.1. Étalonnage relatif BF

Le synoptique associé à l'étalonnage relatif BF sous-pointes est représenté sur la figure II.16. Cette étape consiste à mesurer les ondes de puissances incidente et réfléchie

dans le plan π_{2M_BF} en connectant successivement les standards classiques sous-pointes SOL dans le plan π_{2D} .

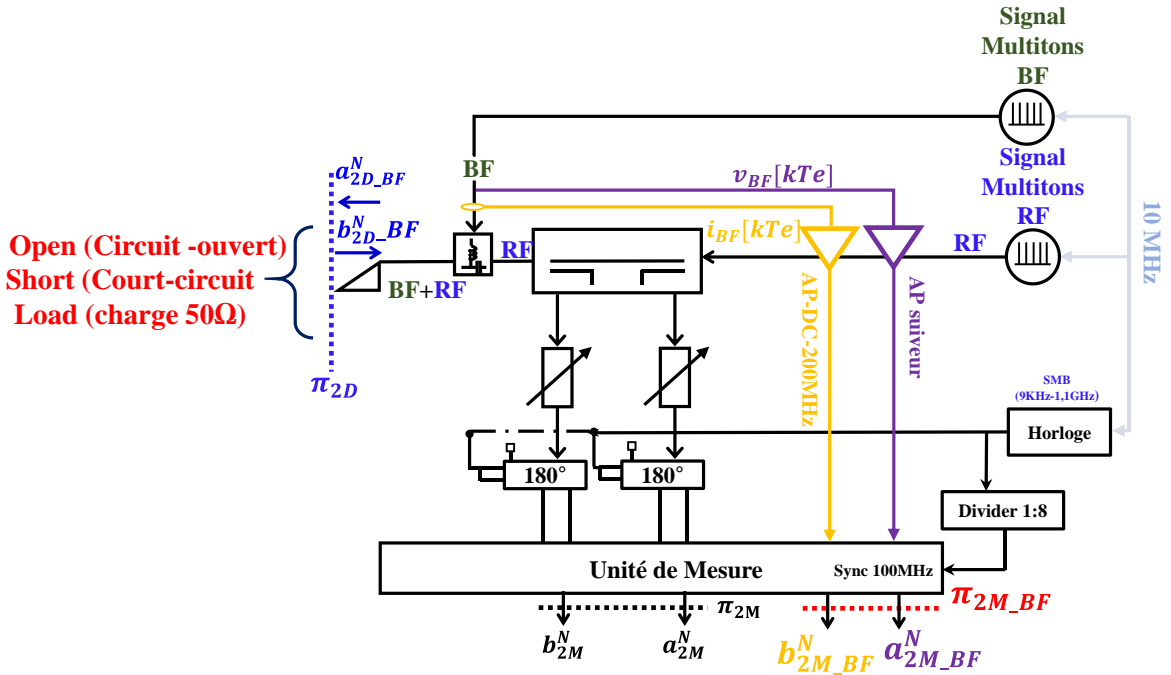


Figure II. 16: Étalonage relatif BF sous-pointes.

En considérant le même principe que pour l'étalonnage relatif RF sous-pointes, ceci conduit à l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N \\ \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{(S)}^N a_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{(S)}^N b_{2M_BF(S)}^N \\ b_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{(O)}^N a_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{(O)}^N b_{2M_BF(O)}^N \\ b_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{(L)}^N a_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{(L)}^N b_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_{2M_BF(S)}^N \\ -a_{2M_BF(O)}^N \\ -a_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix} \quad (II.69)$$

Il est ainsi possible d'obtenir les coefficients $\beta_{2_BF}^N$, $\gamma_{2_BF}^N$ et $\delta_{2_BF}^N$.

II.4.2. Étalonage absolu BF sous-pointes

II.4.2.1. Étalonage absolu BF : SOL dans le plan π_{1G}

Le principe de réciprocité défini précédemment pour l'étalonnage RF sous-pointes est à nouveau appliqué à cette procédure d'étalonnage BF sous-pointes entre le plans π_{1G} et π_{2D} . Ce principe permet d'établir l'équation II.70 entre les ondes de puissances incidente et réfléchie des plans π_{1G} et π_{2M_BF} :

$$\begin{bmatrix} a_{1G_BF}^N \\ b_{1G_BF}^N \end{bmatrix} = L_{1_BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{1_BF}^N \\ \mu_{1_BF}^N & \nu_{1_BF}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (II.70)$$

En injectant le signal multitons d'étalonnage BF à l'entrée BF du té de polarisation, l'étalonnage absolu BF consiste à connecter les deux pointes à la ligne Thru, et à connecter successivement les standards classiques SOL connectés dans le plan du générateur π_{1G} . Ainsi il ne reste qu'à mesurer les ondes de puissances incidente et réfléchie injectées directement dans les voies 5 et 6 dans le plan π_{2M_BF} . La schématisation du synoptique du banc durant cette première étape d'étalonnage est donnée sur la figure II.17.

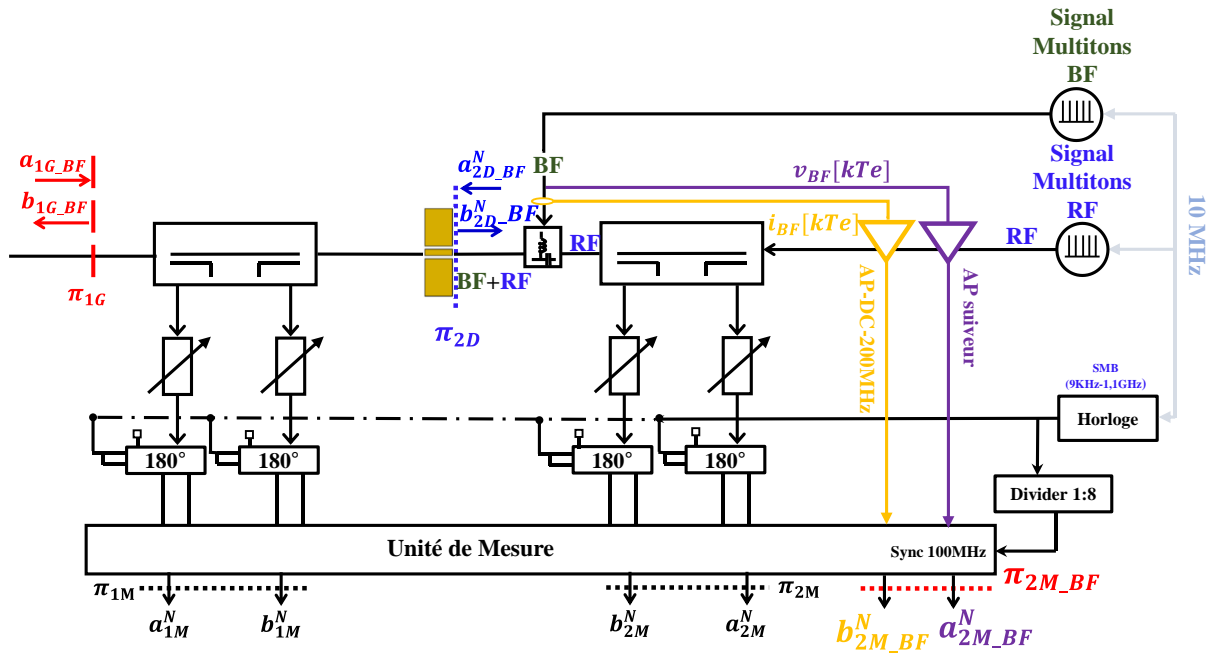


Figure II. 17: Étalonage relatif BF SOL dans le plan du générateur π_{1G} .

En appliquant le même raisonnement que celui employé pour l'étalonnage RF, les trois coefficients complexes BF $\lambda_{1_BF}^N$, $\mu_{1_BF}^N$ et $v_{1_BF}^N$ peuvent être extraits en utilisant l'équation II.71 :

$$\begin{bmatrix} \lambda_{1_BF}^N \\ \mu_{1_BF}^N \\ v_{1_BF}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N a_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N b_{2M_BF(S)}^N \\ b_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N a_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N b_{2M_BF(O)}^N \\ b_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N a_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N b_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_{2M_BF(S)}^N \\ -a_{2M_BF(O)}^N \\ -a_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix} \quad (II.71)$$

Avec la connaissance de $\lambda_{1_BF}^N$, $\mu_{1_BF}^N$ et $v_{1_BF}^N$, il est alors possible de connaître $L_{1_BF}^N$ en connectant l'oscilloscope pré-étalonné dans le plan π_{1G} en présence du signal multitons BF. La configuration associée à cette étape de l'étalonnage BF sous-pointes est illustrée sur la figure II.18.

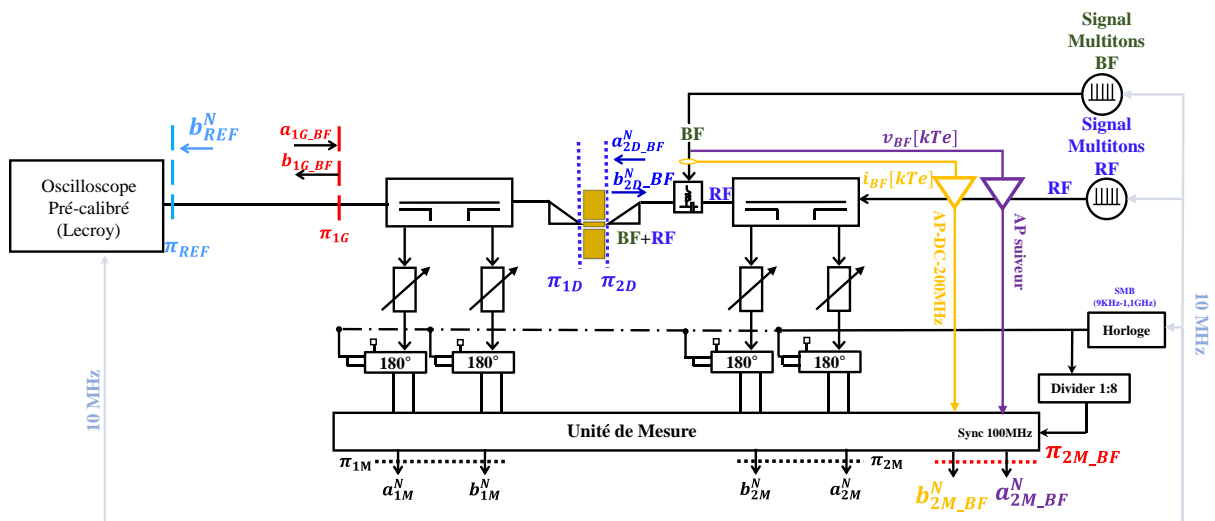


Figure II. 18: Étalonage absolu BF en utilisant le Lecroy dans le plan du générateur π_{1G} .

Sachant que l'on peut écrire $b_{1G_BF}^N = b_{REF}^N$, le coefficient complexe $L_{1_BF}^N$ peut être déduit en amplitude et en phase pour toutes les composantes fréquentielles du signal multitons BF comme suit :

$$L_{1_BF}^N = \frac{b_{REF}^N}{(\mu_{1_BF}^N \alpha_{2M_BF}^N + \nu_{1_BF}^N b_{2M_BF}^N)} \quad (II.72)$$

II.4.2.2. Étalonnage absolu BF : Standard pré-étalonné LECROY

Comme pour l'étalonnage RF, le principe de réciprocité traduit par l'équation II.52 doit être appliqué. Cette condition de réciprocité est définie par cette équation II.73 :

$$\det \left\{ L_{1_BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{1_BF}^N \\ \mu_{1_BF}^N & \nu_{1_BF}^N \end{bmatrix} \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \right\} = 1 \quad (II.73)$$

Nous en déduisons :

$$\left(\frac{L_{1_BF}^N}{K_{BF}^N} \right)^2 \times \frac{\nu_{1_BF}^N - \lambda_{1_BF}^N \mu_{1_BF}^N}{\delta_{2_BF}^N - \beta_{2_BF}^N \gamma_{2_BF}^N} = 1$$

Nous définissons : $Q_{BF}^N = (K_{BF}^N)^2$

$$Q_{BF}^N = (L_{1_BF}^N)^2 \times \frac{\nu_{1_BF}^N - \lambda_{1_BF}^N \mu_{1_BF}^N}{\delta_{2_BF}^N - \beta_{2_BF}^N \gamma_{2_BF}^N}$$

et donc :

$$|K_{BF}^N| = \sqrt{|Q_{BF}^N|}, \quad \varphi(K_{BF}^N) = \frac{1}{2} \varphi(Q_{BF}^N)$$

Le coefficient K_{BF}^N est alors déterminé pour toutes les fréquences BF contenues dans le signal d'étalonnage BF.

II.5. Vérification d'étalonnage RF du système de mesures temporelles

Le signal de test est une rafale radar irrégulière périodique comportant huit impulsions de période impulsionnelle $T_{pulse} = 250 \mu s$ et un temps de silence $T_{rafale_off} = 8 ms$ et de période totale $T_{rafale} = 10 ms$. Chaque impulsion possède une largeur égale à $\tau = 50 \mu s$.

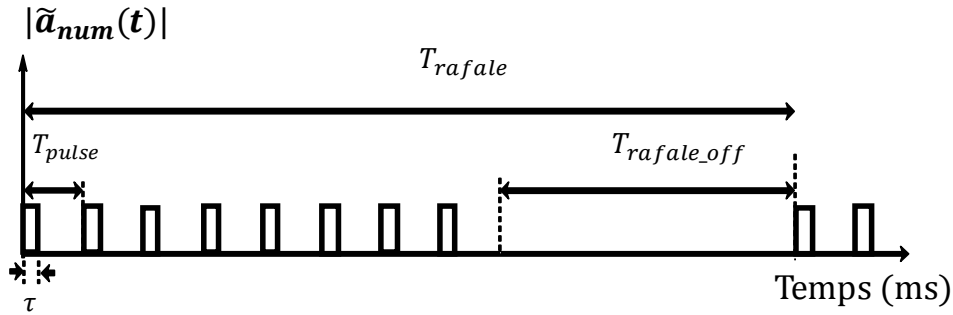


Figure II. 19: Enveloppe de la rafale radar irrégulière périodique utilisé pour valider l'étalonnage sous-points.

La validation de l'étalonnage RF consiste donc principalement à injecter le signal de test illustré sur la figure II.19 à l'entrée du système de mesure, en connectant les deux points avec une ligne directe Thru ainsi qu'une charge $Z_{charge} = 50 \Omega$. Le synoptique du banc pour cette étape de vérification est donné par la figure II.20.

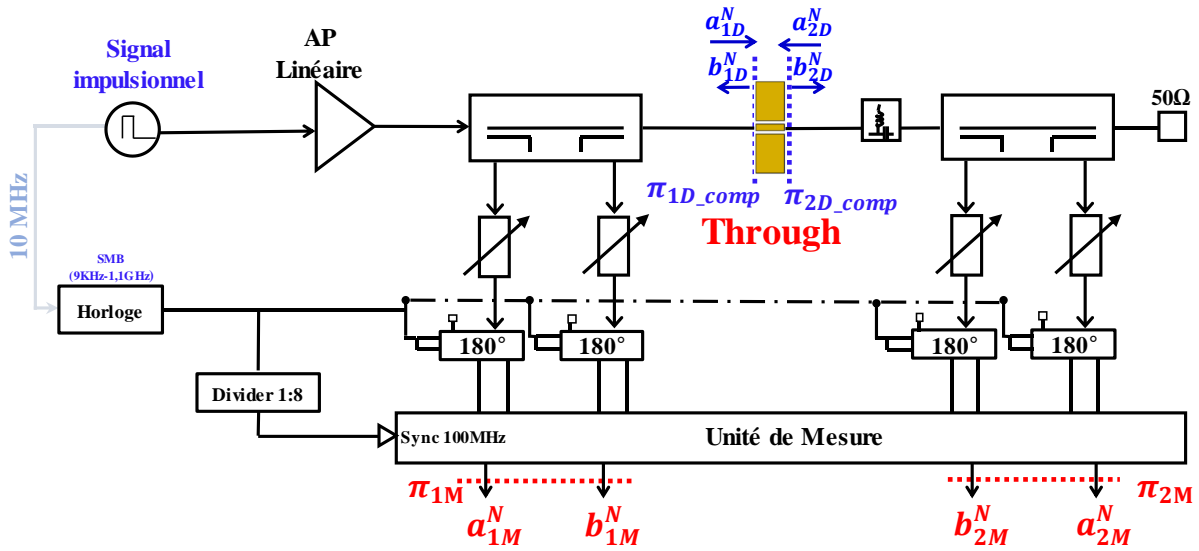


Figure II. 20: L'architecture du système de mesure associée à l'étape de validation de l'étalonnage RF.

A partir du moment où les coefficients complexes sont déterminés, et en utilisant l'équation II.7 reliant les ondes de puissances mesurées et celles aux accès du DST, il est possible de corriger les ondes de puissances incidentes et réfléchies mesurées avec le banc de mesures temporelles.

Une fois qu'on a mesuré les ondes de puissances $a_{1M}^N, b_{1M}^N, b_{2M}^N, a_{2M}^N$ dans les plans de mesure π_{1M}, π_{2M} , on vient les corriger en utilisant l'équation II.12. Ainsi il est possible de calculer les ondes de puissances aux accès de la ligne directe Thru $a_{1D}^N, b_{1D}^N, b_{2D}^N, a_{2D}^N$.

La validation de la procédure d'étalonnage RF consiste à comparer les ondes de puissances, incidente a_{1D}^N dans le plan d'entrée de référence sous-points π_{1D} et transmise b_{2D}^N dans le plan de sortie de référence sous-points π_{2D} et ceci dans les domaines temporel et fréquentiel.

La figure suivante montre la comparaison des modules et phases des ondes de puissances a_{1D}^N et b_{2D}^N dans le domaine fréquentiel :

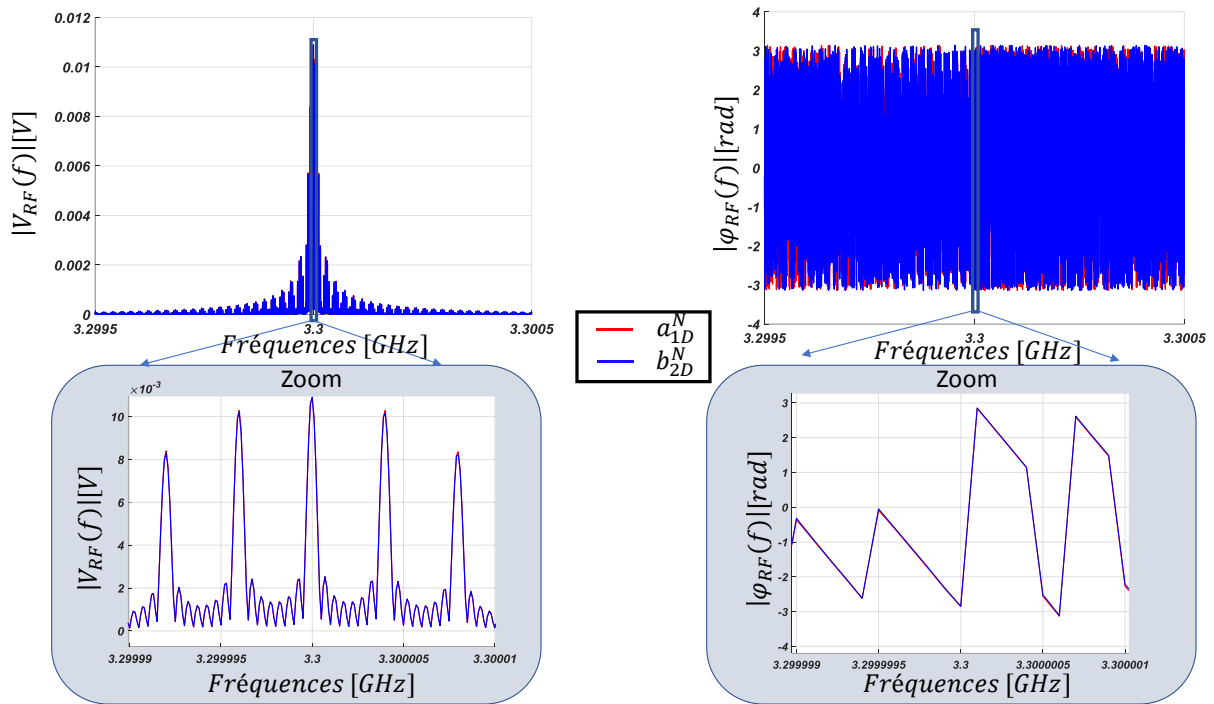


Figure II. 21: Superposition dans le domaine fréquentiel des modules et phases des ondes de puissances a_{1D}^N et b_{2D}^N .

Nous observons une très bonne concordance entre les modules et les phases a_{1D}^N et b_{2D}^N dans le domaine fréquentiel, ce qui permet de valider la procédure d'étalonnage sous-pointes RF. La figure suivante montre la comparaison des modules et phases des enveloppes complexes des ondes de puissances a_{1D}^N et b_{2D}^N dans le domaine temporel :

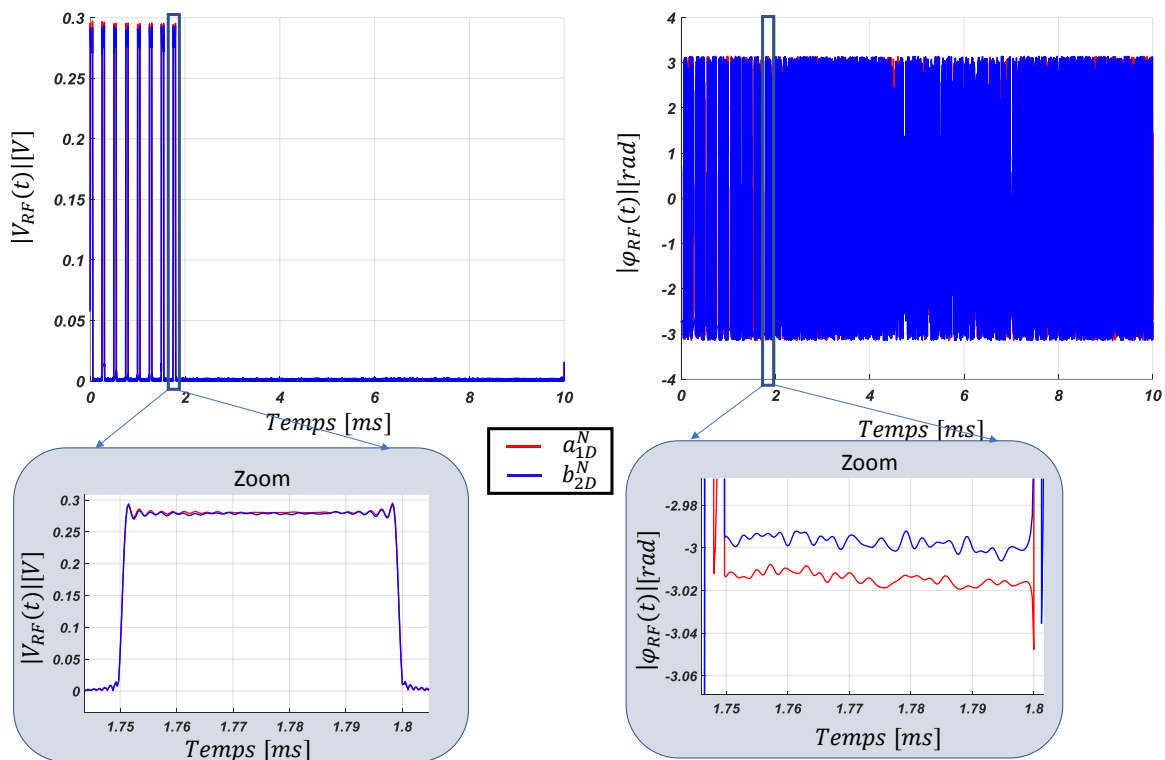


Figure II. 22: Superposition dans le domaine temporel des modules et phases des ondes de puissances a_{1D}^N et b_{2D}^N .

Nous observons une très bonne concordance entre $|\tilde{a}_{1D}^N(t)|$ et $|\tilde{b}_{2D}^N(t)|$ dans le domaine temporel ainsi qu'entre $\varphi(\tilde{a}_{1D}^N(t))$ et $\varphi(\tilde{b}_{2D}^N(t))$ ce qui permet de valider la procédure d'étalonnage sous-pointes RF.

En revanche, les phases des enveloppes des ondes de puissances $\varphi(\tilde{a}_{1D}^N(t))$ et $\varphi(\tilde{b}_{2D}^N(t))$ ne sont pas en parfaite concordance à cause du retard de la ligne directe Thru qui est de $\tau = 1ps$, ce retard correspond à déphasage égale à $\varphi(\tilde{b}_{2D}^N(t)) - \varphi(\tilde{a}_{1D}^N(t)) = 0.02rd$ à 3.3GHz.

Suite aux vérifications dans le domaine fréquentiel et le domaine temporel, on peut dire que notre étalonnage sous-pointes RF est validé et précis.

II.6. Vérification d'étalonnage BF du système de mesures temporelles

Comme nous ne disposons pas de charge arbitraire sous-pointes/sur wafer, différente de Short, Open ou Load, nous ne pouvons pas directement vérifier l'étalonnage BF sous-pointes. Nous avons donc décidé de fabriquer à l'aide d'éléments discrets, une charge arbitraire BF composée d'une capacité en parallèle avec une résistance. La figure II.23 représente le schéma de cette charge.

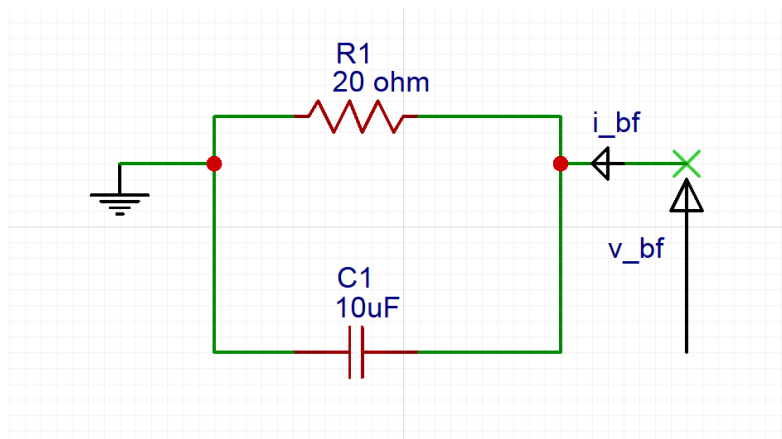


Figure II. 23: Circuit de vérification de l'étalonnage connecté BF.

L'équation donnant l'impédance de cette charge est la suivante :

$$Z_{charge} = \left[\frac{R_1}{1+(R_1 C_1 W)^2} \right] - j \times \left[\frac{R_1^2 C_1 W}{1+(R_1 C_1 W)^2} \right] \quad (II.74)$$

avec :

$$R_1 = 20 \Omega, C_1 = 10 \mu F \text{ et } W = 2\pi f.$$

Cette charge a été placée entre le plan π_{1D} et le té de polarisation lorsque le câble coaxial relié aux pointes en sortie du DST est déconnecté. Le schéma du montage permettant la vérification de l'étalonnage est donné sur la figure II.24.

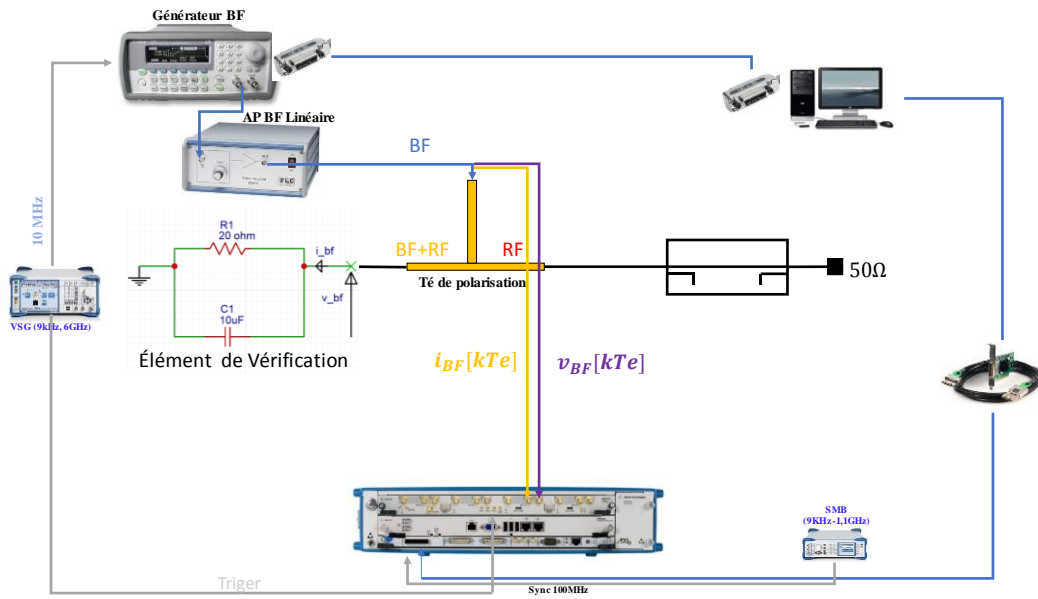


Figure II. 24: Synoptique du système afin pour la vérification de l'étalonnage BF.

Un signal composé de dix raies fréquentielles allant de 100Hz à 1kHz, a été généré par le GBF (figure II.24). En utilisant l'étalonnage BF réalisé, il est alors possible de mesurer l'impédance BF de charge de test, et de comparer la mesure avec la théorie (équation II.74). Les figures suivantes présentent la comparaison des parties réelles et imaginaires des impédances mesurée et théorique.

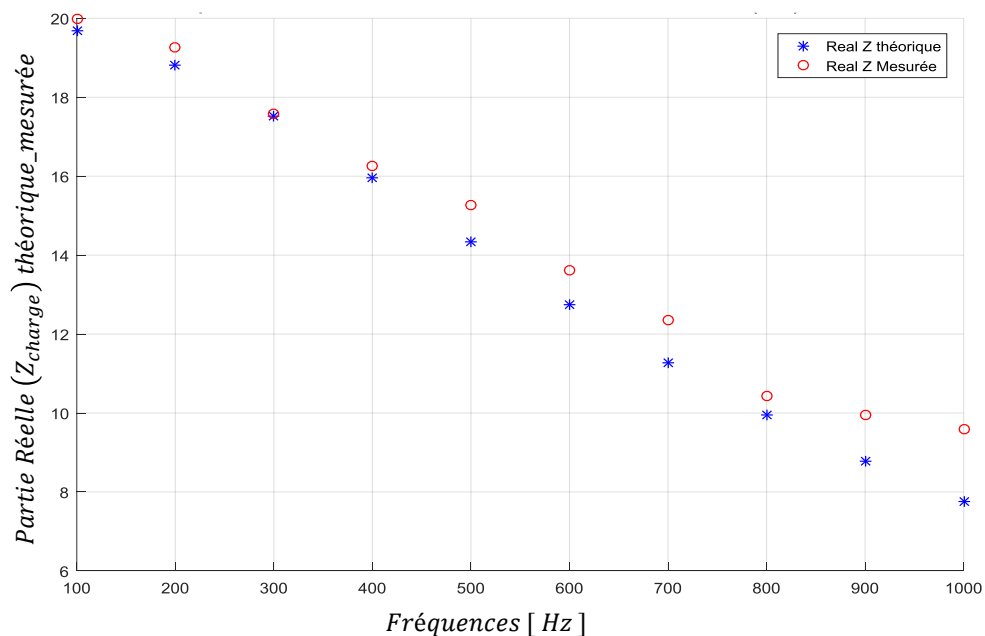


Figure II. 25: Comparaison des parties réelles théoriques et mesurées à $f \in [100\text{Hz} - 1\text{kHz}]$.

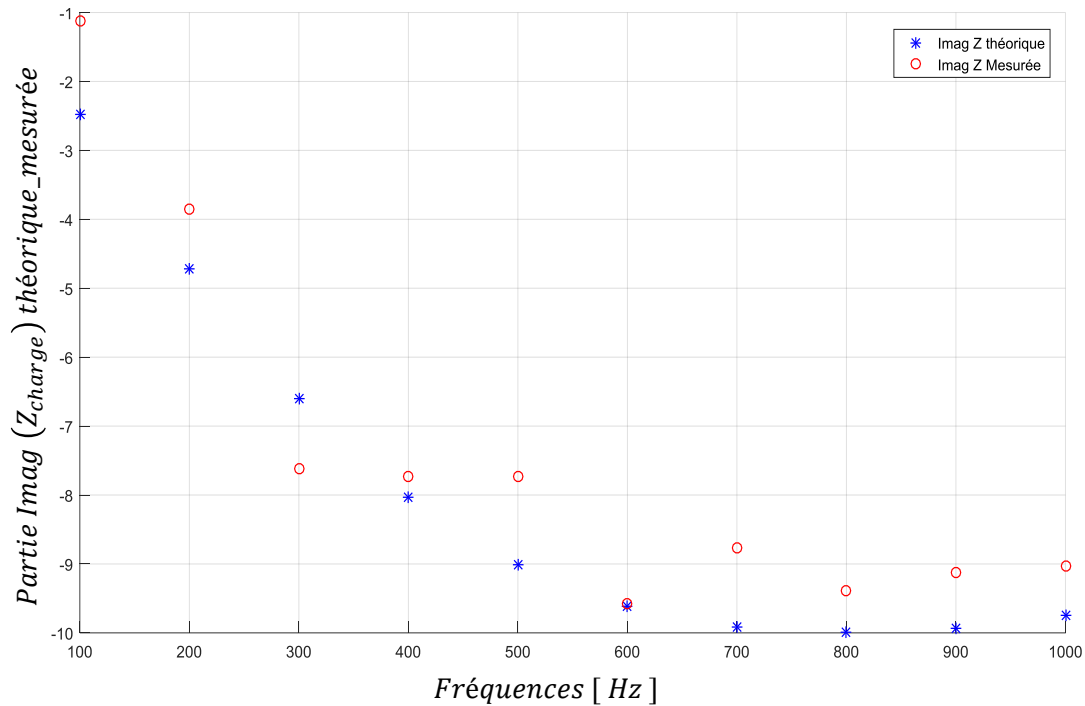


Figure II. 26: Comparaison des parties imaginaires théoriques et mesurées à $f \in [100\text{Hz} - 1\text{KHz}]$.

Une bonne concordance entre mesure et théorie, compte tenu du bruit associé aux nombres de fréquences prises en compte (voit ci-après), est montrée par ces deux figures. Ceci permet de valider l'étalonnage BF relatif. Afin de vérifier la cohérence entre les étalonnages RF et BF, il serait nécessaire de disposer d'un dispositif de référence réalisant une conversion de fréquence RF vers BF, parfaitement connue et maîtrisée. Par exemple, un détecteur de puissance avec une bande vidéo large de plusieurs MHz pourrait être utilisé. Dans le cas de thèse, nous n'avons pu mettre en œuvre cette vérification, par manque de temps. De plus, la vérification de l'étalonnage BF décrit précédemment n'a été réalisée que pour dix composantes fréquentielles. L'étalonnage BF, quant à lui, a été réalisé sur 15 000 raies fréquentielles allant de 100Hz à 1.5MHz. Nous n'avons donc pas vérifié l'étalonnage BF de 1KHz à 1.5MHz. Durant cette thèse, nous avons observé un bruit important en BF. Lors de l'étalonnage BF, le signal multitons composé de 15000 raies a une puissance par raie fréquentielle, très faible, ce qui conduit à quelques imprécisions durant l'étalonnage. Il pourrait être envisagé à l'avenir de réaliser un étalonnage BF avec moins de raies fréquentielles et ensuite d'appliquer une procédure d'interpolation et d'extrapolation vers la composante DC, afin de balayer finement la bande fréquentielle voulue. Cette procédure devra alors respecter les conditions de causalité données par les relations de Kramers-Kronig [8], [23] afin d'éviter d'avoir des effets de Gibbs comme nous l'avons montré dans le premier chapitre. Par la suite, dans le chapitre III, les résultats BF seront montrés sans correction.

II.7. Mesure de la stabilité P2P @ vide

La caractérisation temporelle calibrée sous pointes utilisant la technique de DDC [21] a été réalisée en tenant compte des durées de la rafale irrégulière et périodique. Ainsi la procédure d'étalonnage sous-pointes RF a été réalisée en tenant compte de la période totale d'enveloppe de la rafale irrégulière et périodique utilisée en mesure, qui est égale à 10ms.

Cette caractérisation est fondée sur la technique DDC [21] qui est capable dans un premier temps d'extraire l'enveloppe complexe et de translater la bande autour d'une fréquence basse de 100MHz. Les caractéristiques fondamentales de cette technique de démodulation sont les suivantes :

- $BW = 15MHz$,
- *Facteur de décimation* = 20.

La fréquence d'échantillonnage du numériseur est de $800 MHz$, avec le traitement DDC, la fréquence d'échantillonnage devient $f_{e_DDC} = \frac{800}{20} MHz = 40 MHz$. La fréquence porteuse RF est égale à $f_{port} = 3.3 GHz$. Le nombre d'échantillons acquis durant cette caractérisation est égal à 8000 000 échantillons.

Le système de mesure utilisé pour la caractérisation temporelle sous-pointes en utilisant une ligne Through est montré sur la figure II.27.

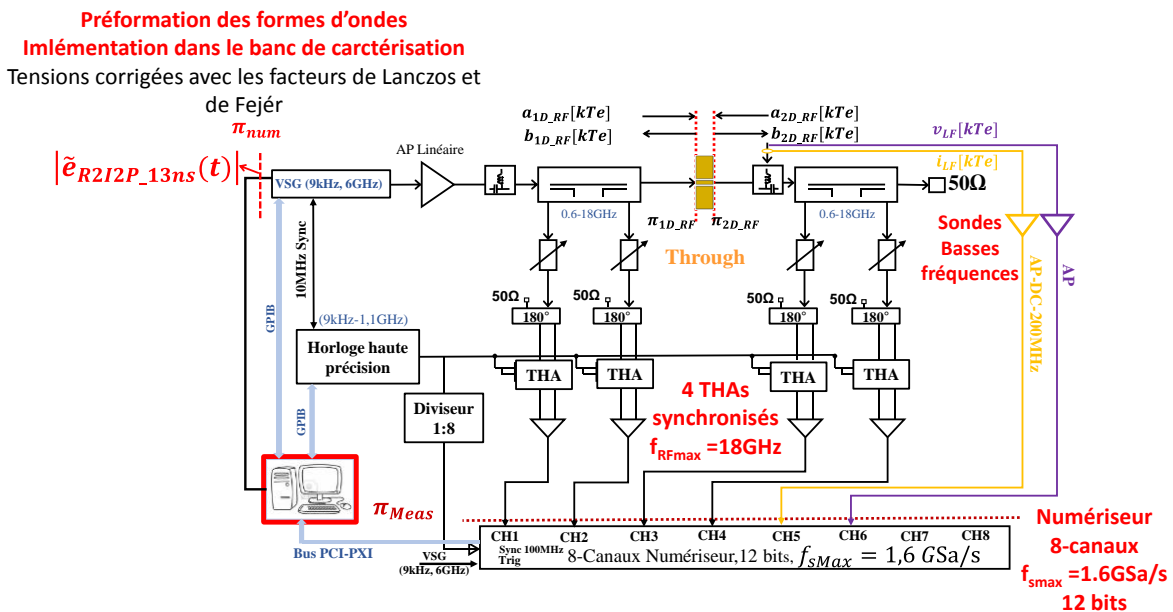


Figure II. 27: Système de mesure temporelle des enveloppes complexes des ondes RF avec une ligne Through.

La procédure d'étalonnage sous-pointes du système de mesure présentée dans le paragraphe II.3, a été utilisée.

Les quatre enveloppes complexes des quatre ondes de puissance sont définies avec accès de la ligne Through. Les coefficients de réflexions à l'entrée et à la sortie mesurés à vide sont représentés sur la figure II.28, ($|S_{11_Thru}| = |S_{22_Thru}| = 0$, $S_{12_Thru} = S_{21_Thru}$).

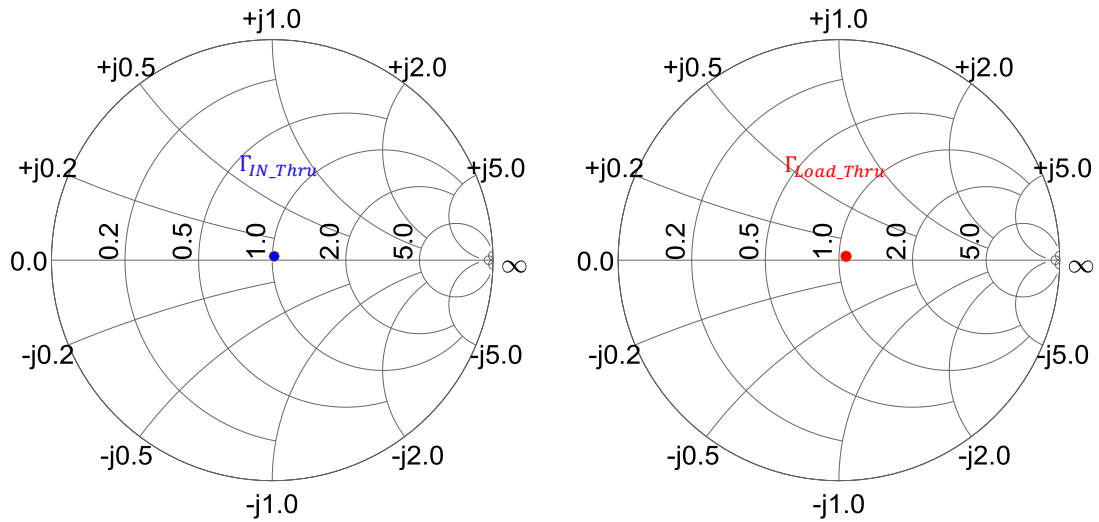


Figure II. 28: Les coefficients de réflexion mesurés à l'entrée et à la sortie @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$.

Les modules des enveloppes complexes des ondes de puissance temporelles à l'entrée et à la sortie a_{1D}^N et b_{2D}^N mesurés en présence d'une ligne Through, sont représentés sur la figure II.29 lorsque l'impédance de charge égale à $Z_{Load} = 50\Omega$.

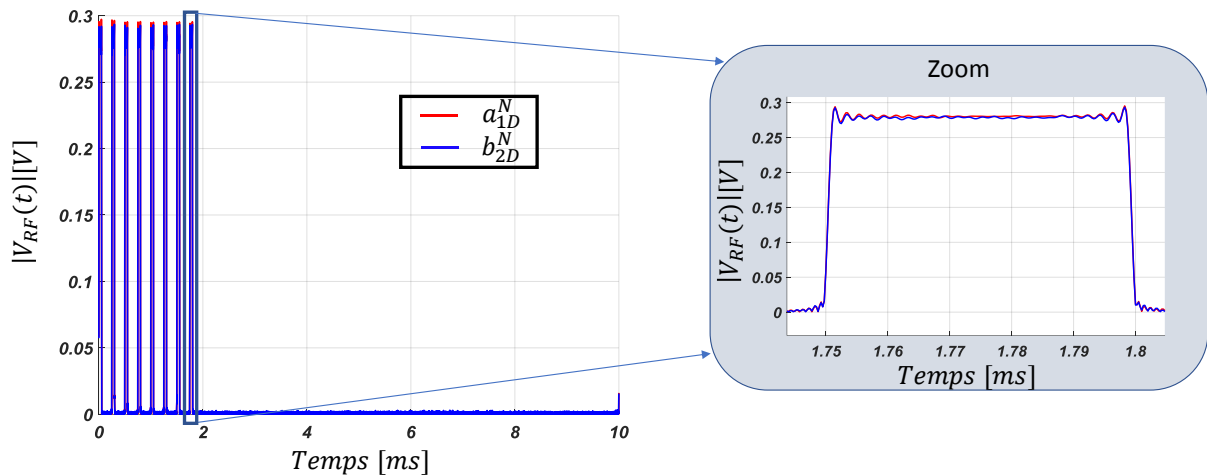


Figure II. 29: Les enveloppes des ondes de puissances à l'entrée et à la sortie mesurées @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$.

Une bonne concordance entre les deux ondes de puissance a_{1D}^N et b_{2D}^N mesurées, est montrée sur cette figure. Ceci permet de valider l'étalonnage RF.

Il est possible d'observer que les enveloppes complexes des ondes de puissance à l'entrée et à la sortie a_{1D}^N et b_{2D}^N mesurées à vide sont quasiment identiques. En revanche, Il apparait clairement sur cette figure II.29 que l'enveloppe de la rafale mesuré donné pour $t_d = t_m = 13ns$ donne naissance aux phénomènes de Gibbs à l'entrée ainsi qu'à la sortie du banc de test.

Suivant la méthode de calcul de la stabilité P2P (RMS A/\emptyset) définie précédemment dans le premier chapitre, décrite par les deux équations II.75 et II.76, on définit les deux

stabilités en amplitude et en phase. Cette mesure a été faite sur une ligne Thru. Le signal d'excitation utilisé pour cette mesure est une rafale radar constituée de 8 impulsions présenté dans la figure II.19. La figure II.30 montre les deux stabilités P2P en amplitude et en phase.

$$Stab_{ampl}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (|\tilde{x}_{i+1,m}(t_k)| - |\tilde{x}_{i,m}(t_k)|)^2}{|\tilde{x}_m(t_k)|^2}\right) \quad (II.75)$$

$$Stab_{phase}(t_k)(dB) = 10 \times \log\left(\frac{1}{N-1} \times \sum_{i=1}^{N-1} (Arg[\tilde{x}_{i+1,m}(t_k)] - Arg[\tilde{x}_{i,m}(t_k)])^2\right) \quad (II.76)$$

Les résultats de calcul des stabilités P2P RMS @ vide sont représentés sur la figure III.30.

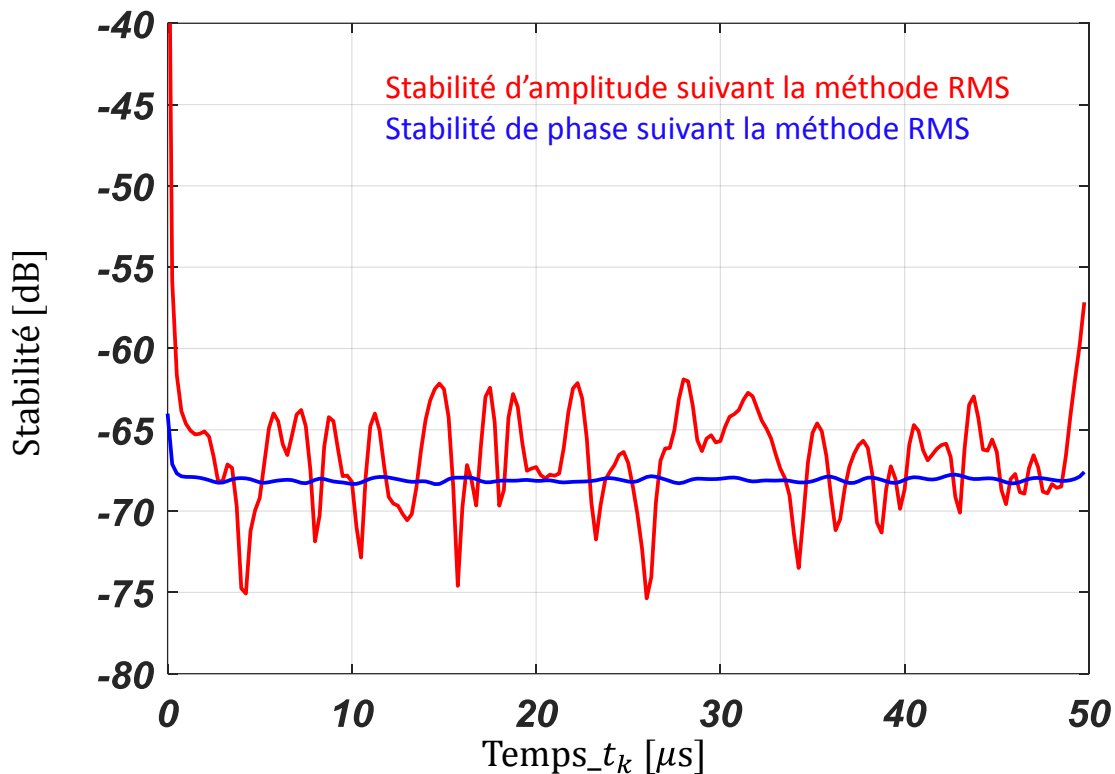


Figure II. 30: Stabilités P2P d'amplitude et de phase mesurées et calculées suivant la méthode RMS @ vide @ $f_{port} = 3.3GHz$.

Ces résultats permettent de connaître la stabilité P2P du banc de mesure sans transistors.

II.8. Description de la configuration de mise en œuvre de la simulation Harmonic Balance deux tons orientée stabilité P2P [19]

Pour la première fois à notre connaissance, une comparaison des performances impulsion à impulsion (P2P) d'un AlGaIn/GaN HEMT obtenues soit expérimentalement d'une part grâce à un système de caractérisation entièrement calibré sur wafer soit d'autre part, grâce à une simulation Harmonic Balance (HB) d'un modèle du transistor a été réalisée au cours de cette thèse.

L'originalité de ces travaux réside dans le fait que les formes d'onde RF générées dans le domaine temporel utilisées pour l'excitation des transistors ont été corrigées pour réduire fortement le phénomène Gibbs en mesure comme en simulation.

C'est la première fois que les facteurs de Fejér et Lanczos sont directement utilisés pour générer un signal d'excitation utile dans un système de caractérisation micro-ondes et dans une simulation HB 2tons.

Des simulations d'enveloppe de circuit ont déjà été réalisées pour de tels transistors [54] mais observer avec finesse des transitoires très rapides nécessite de travailler avec des durées de pas très faibles et donc de très longues durées de simulation proches de celles nécessaires aux simulations transitoires.

Les résultats de simulation sont obtenus dans le domaine fréquentiel et sont ensuite traités pour effectuer les comparaisons dans le domaine temporel.

La figure II.31 décrit la configuration proposée de la simulation HB réalisée avec le logiciel Keysight® ADS.

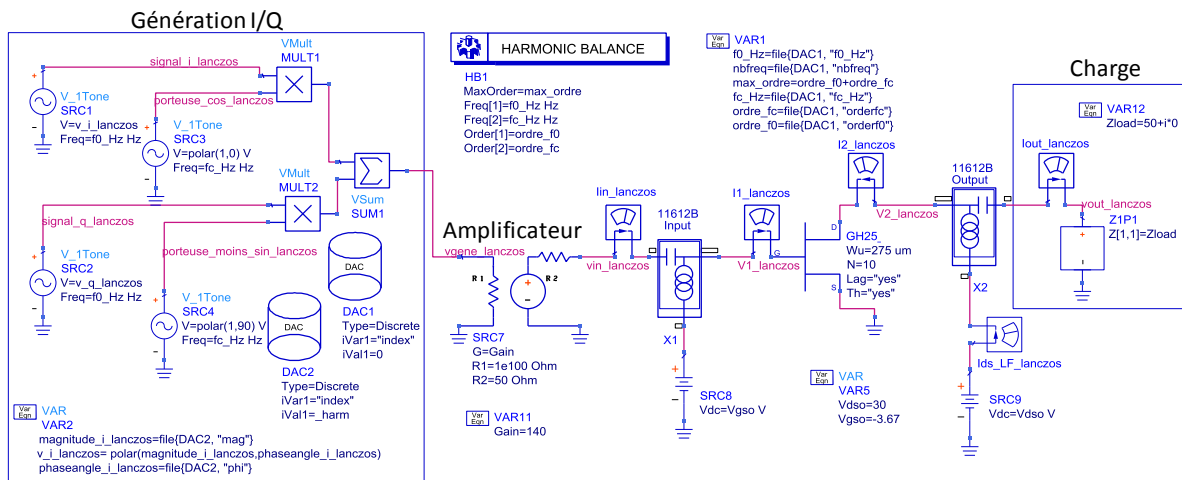


Figure II. 31: Schématique ADS® (HB) pour la simulation du GaN HEMT en P2P [41] [19].

La rafale radar irrégulière périodique a été générée dans le domaine temporel à l'aide du logiciel Python® utilisant la complémentarité entre les deux logiciels ADS® et Python®. La figure II.32 schématise ce principe.

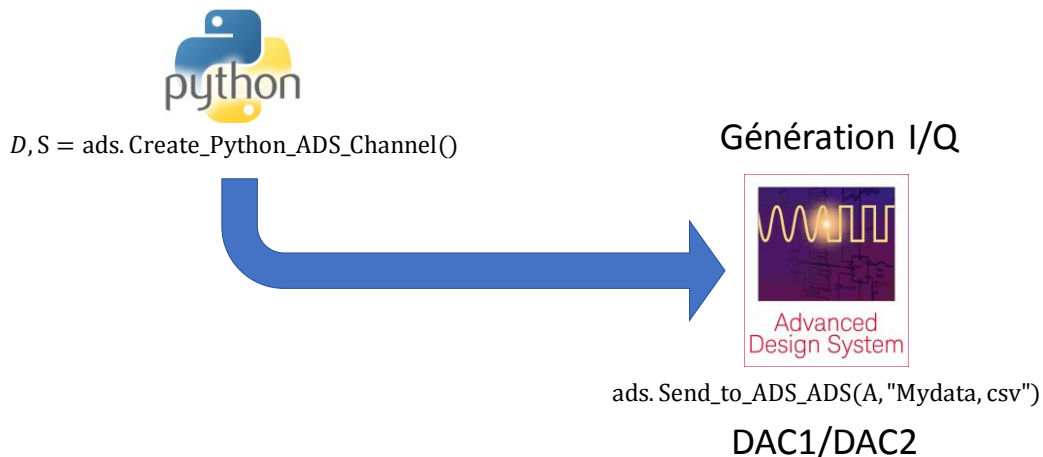


Figure II. 32: Complémentarité entre Python® et ADS®.

Une transformation FFT a été appliquée à cette forme d'onde temporelle pour définir le spectre du signal généré requis dans la description du générateur HB pour le schéma ADS®. La grille de fréquence du signal généré correspond alors à celle du spectre associé à

la rafale radar périodique irrégulière. Ce signal généré dans le domaine fréquentiel est composé d'une basse fréquence fondamentale f_0 égale à Δf ($\Delta f = 1/T_{rafale}$) et de N_{harm} harmoniques de f_0 où N_{harm} dépend de la fréquence d'échantillonnage choisie (f_s) de l'impulsion radar irrégulière périodique :

$$N_{harm} = \left\lfloor \frac{N_{pulse} \cdot (T_{pulse}) + T_{rafale_{off}}}{2} \times f_s + 1 \right\rfloor \quad (II.77)$$

f_s est égal à 1MHz. N_{harm} est alors égal à 5001 fréquences.

Ce spectre basse fréquence défini dans le domaine fréquentiel est ensuite corrigé successivement avec des facteurs de Lanczos et des facteurs de Fejér.

La fréquence de la porteuse est représentée par f_c avec N_c harmoniques.

La configuration de la simulation HB est alors fondée sur deux fréquences :

- la fréquence fondamentale f_0 et son nombre d'harmoniques N_{harm} associé,
- la fréquence porteuse micro-ondes f_c et son nombre d'harmoniques N_c associé.

L'ordre maximal d'intermodulation entre les deux fréquences de base est donné par : $N_{harm} + N_c$, ceci conduit à une simulation HB-2tons avec un nombre fréquence N_{f_tot} :

$$N_{f_tot} = (1 + 2(N_{harm} - 1)) \cdot (1 + N_c) - (N_{harm} - 1) \quad (II.78)$$

Avec $N_{harm} = 5001$ et $N_c = 5$, la simulation HB non linéaire est réalisée avec $N_{f_tot} = 55006$ fréquences.

Après la simulation de la schématique ADS montré par la figure III.31, les différentes variables issues de la simulation et enregistrées dans le fichier dataset, sont traitées afin d'extraire les enveloppes complexes, de calculer les différentes puissances et de calculer le critère de stabilité P2P. Ensuite, les résultats sont affichés dans la fenêtre Data-display de ADS. Tout ceci est permis par la complémentarité entre ADS et Python comme le montre la figure suivante.

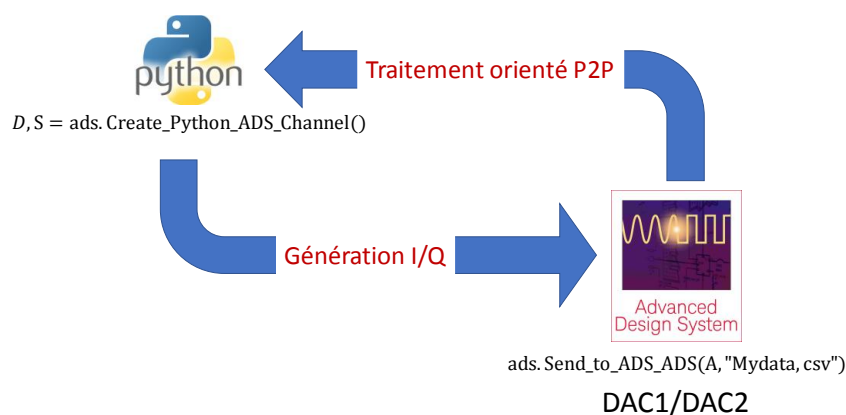


Figure II. 33: Principe du simulateur ADS-Python® [41].

Pour la première fois à notre connaissance, les fonctions de pondération de Lanczos et de Féjer ont été introduites de manière identique dans une génération de rafales radar, tant pour les mesures que pour les simulations HB. Les performances mesurées et simulées avec HB-2tons de la stabilité P2P seront ensuite comparées pour un HEMT AlGaIn/GaN.

Les phénomènes de Gibbs générés par une excitation périodique irrégulière d'une rafale radar composée d'impulsions transitoires ultra-courtes sont alors réduits lorsque la rafale générée est corrigée par des facteurs de Lanczos ou Fejér.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, le banc de mesure temporelle développé à XLIM et fondé sur l'utilisation des quatre THAs, a été décrit ainsi que la procédure d'étalonnage associée. Ce banc de test est capable de caractériser temporellement les composants sous-pointes en termes de puissance, rendement, gain et surtout stabilité P2P à partir des mesures directes des signaux RF.

La première partie de ce deuxième chapitre a été consacrée à la description détaillée du système de mesure temporelle sous-pointes.

La deuxième partie de ce deuxième chapitre est dédiée à la description de la procédure d'étalonnage sous-pointes qui permet de mesurer les signaux RF dans les plans d'entrée et de sortie du DST.

Finalement, la troisième partie a décrit la mise en œuvre d'une simulation HB-2tons permettant d'extraire le critère de stabilité P2P en simulation pour le comparer à celui obtenu en mesure. Cette comparaison fait l'objet du chapitre III.

Chapitre III. Comparaison des résultats de mesures et de simulations HB deux tons des performances en stabilité P2P de transistors GaN

III.1. Introduction

Ce troisième chapitre présente les caractérisations temporelles sous-pointes orientées stabilité P2P, en utilisant des rafales radar irrégulières périodiques préformées (avec correction par les facteurs de Fejér et de Lanczos). Ces préformations des rafales sont réalisées pour limiter les effets parasites de Gibbs.

Ces caractérisations ont pour but de mettre en évidence les capacités du système de mesure temporelle calibré. Elles ont été effectuées sur un transistor HEMT de type AlGaIn/GaN GH25 avec un développement de grille de $10 \times 275 \mu m$, issu de la fonderie UMS¹. Elles sont ensuite comparées à des simulations en équilibrage harmonique "Harmonic Balance" présentées dans le chapitre précédent.

Les deux méthodes de calculs de la stabilité P2P présentées dans le premier chapitre sont utilisées à partir des données issues du banc de mesure. Les tensions, courants mesurés aux bornes du transistor et les stabilités P2P extraites à partir de ces mesures sont ensuite comparées avec celles obtenues à l'aide d'un simulateur Harmonic Balance tel que présenté dans le paragraphe II.8. Le modèle électrothermique [42] et associé à un modèle des effets de piège [45], [46], [47] du transistor utilisé est fourni par la société UMS

III.2. Mesure de la stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN

III.2.1. Présentation des configurations de mesure

Le transistor HEMT AlGaIn/GaN GH25 $10 \times 275 \mu m$ (dont les caractéristiques I/V et paramètres [S] sont données en annexes) est polarisé en classe AB profonde de la manière suivante :

- $V_{gsq} = -3.66 V$,
- $V_{dsq} = 30 V$,
- $I_{dsq} = 50 mA$.

La fréquence porteuse de travail est égale à $f_{port} = 3.3 GHz$.

L'architecture du banc de mesure temporelle sous-pointes fondé sur l'utilisation de la technique DDC et la préformation des rafales radar est montrée dans la figure III.1. Le critère de la stabilité P2P calculé en utilisant les deux méthodes RMS/ET est fondé sur l'utilisation du banc de mesure temporelle et du simulateur HB deux tons.

¹ United Monolithic Semiconductors

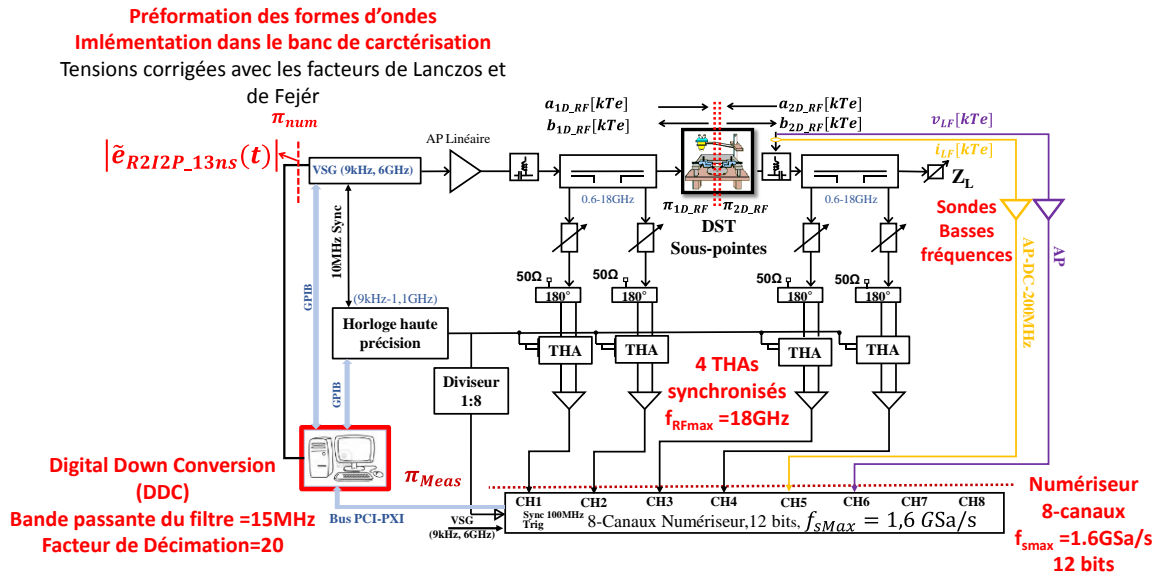


Figure III. 1: Architecture du banc de test pour la caractérisation temporelle d'enveloppe en réduisant les phénomènes de Gibbs. Configuration pour extraire le critère de stabilité P2P.

Plusieurs rafales radar irrégulières périodiques ont été choisies pour ces caractérisations en faisant varier les temps de montée et de descente et les largeurs d'impulsion. Les caractérisations ont permis de mesurer les enveloppes de signaux RF excités autour de la fréquence porteuse ainsi que les composantes basses fréquences aux accès du transistor sous pointes.

Dans ce paragraphe, plusieurs résultats de mesure avec les trois types de rafale radar, non-corrigée, corrigée avec le facteur de Fejér et corrigée avec le facteur de Lanczos, sont présentés:

- la tension et le courant RF (étalonnés) de drain
- la puissance instantanée à l'entrée du transistor,
- la puissance instantanée à la sortie du transistor,
- le courant de drain basse fréquence,
- la stabilité globale P2P : suivant les méthodes RMS/ET en utilisant les amplitudes et les phases des enveloppes temporelles complexes,
- la stabilité globale P2P : suivant les méthodes RMS/ET en utilisant les parties réelles et imaginaires des enveloppes temporelles complexes,
- la valeur moyenne de la stabilité globale P2P utilisée pour pouvoir avoir un critère de comparaison entre les méthodes de calcul RMS/ET (Amplitude/Phase ou Réel/Imaginaire) et les différents types de rafales.

La même période d'enveloppe $T_{rafale} = 10ms$ est utilisée dans les résultats présentés dans ce chapitre afin de travailler avec la même grille fréquentielle lors de la procédure d'étalonnage $\Delta f = 100Hz$ ou lors de la mesure. De même, dans cette étude, le temps de silence T_{rafale_OFF} est resté constant et égal à $8ms$.

Le tableau III.1 synthétise les différents types de rafales radar irrégulières périodiques utilisées ainsi que les différents types de calculs de stabilités P2P réalisés. Les cases du tableau sont complétées dans la suite du chapitre.

Tableau III. 1 : Tableau de synthèse des différents types de rafales radar irrégulières périodiques utilisées, des différentes corrections appliquées et des différents types de calcul de stabilité P2P réalisés

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique				Sans correction				Avec correction de Lanczos				Avec correction de Fejér			
N	τ	t_m/t_d	τ_{visu}	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q
8	50 μ s	13ns	50 μ s												
8	50 μ s	13ns	48 μ s												
8	50 μ s	1 μ s	50 μ s												
8	50 μ s	1 μ s	48 μ s												
8	10 μ s	13ns	10 μ s												
8	10 μ s	13ns	8 μ s												
7= 8-1 ^{ère}	50 μ s	13ns	50 μ s												
7= 8-1 ^{ère}	50 μ s	13ns	48 μ s												
6= 8-(1 ^{ère} +2 ^{ème})	50 μ s	13ns	50 μ s												
6= 8-(1 ^{ère} +2 ^{ème})	50 μ s	13ns	48 μ s												

Dans ce tableau, la valeur de τ_{visu} correspond :

- soit à la valeur de τ où les temps de montée et de descente sont pris en compte pour le calcul de la stabilité P2P,
- soit à une valeur de τ sans prendre en compte empiriquement les temps de montée et de descente dans le calcul de la stabilité P2P.

Dans le paragraphe (I.4.4), les deux méthodes de calcul de la stabilité P2P RMS/ET ont été définies. Les deux méthodes de pondérations suivant les facteurs de Fejér et de Lanczos ont été présentées dans le premier chapitre. Le paragraphe suivant présente les résultats de mesure pour une rafale radar irrégulière périodique constituée de de 8 impulsions.

III.2.2. Rafale radar irrégulière périodique constituée de huit impulsions $N = 8$

III.2.2.1. Rafale radar irrégulière périodique constituée de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$

La première rafale radar irrégulière périodique utilisée dans ce chapitre est la même que celle utilisée pour valider la procédure d'étalonnage RF (II.7). Cette rafale contient $N = 8$ impulsions, une largeur d'impulsion $\tau = 50\mu s$ et des temps de montée et de descente égaux à $13ns$ (cas a). La figure III.2 montre le signal radar de type rafale irrégulière périodique avec des temps de montée/descente de $13ns$.

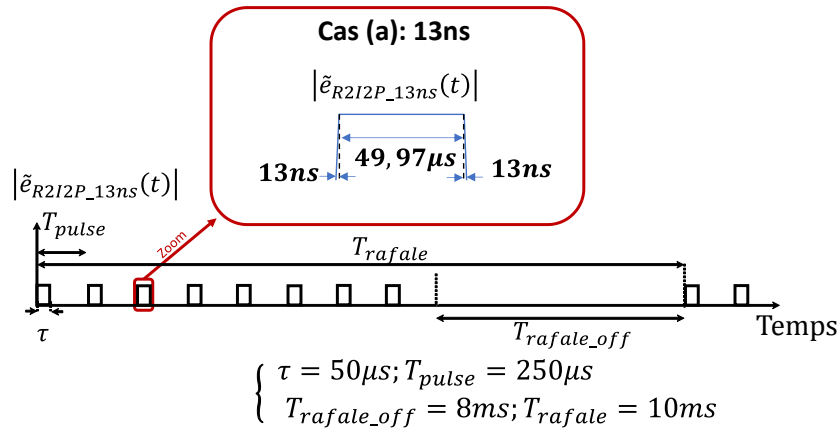


Figure III. 2: Définition de la rafale radar avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

Elle est alors appliquée au transistor HEMT GaN [42]. Le niveau de puissance moyenne du générateur a été choisi pour que le transistor travaille, par la suite, à 1dB de compression soit :

- 29 dBm de puissance moyenne d'entrée dans l'impulsion,
- 40 dBm de puissance moyenne de sortie dans l'impulsion,
- 11 dB de Gain en puissance dans l'impulsion.

Les caractéristiques en puissance instantanée durant la première impulsion et associée au transistor HEMT GaN chargé par une impédance de charge $Z_L = 50 \Omega$ sont présentées dans la figure III.3.

- (a) : $P_{\tilde{e}_{R2I2P}}(t)$ en dBm,
- (b) : $P_{\tilde{s}_{R2I2P}}(t)$ en dBm.

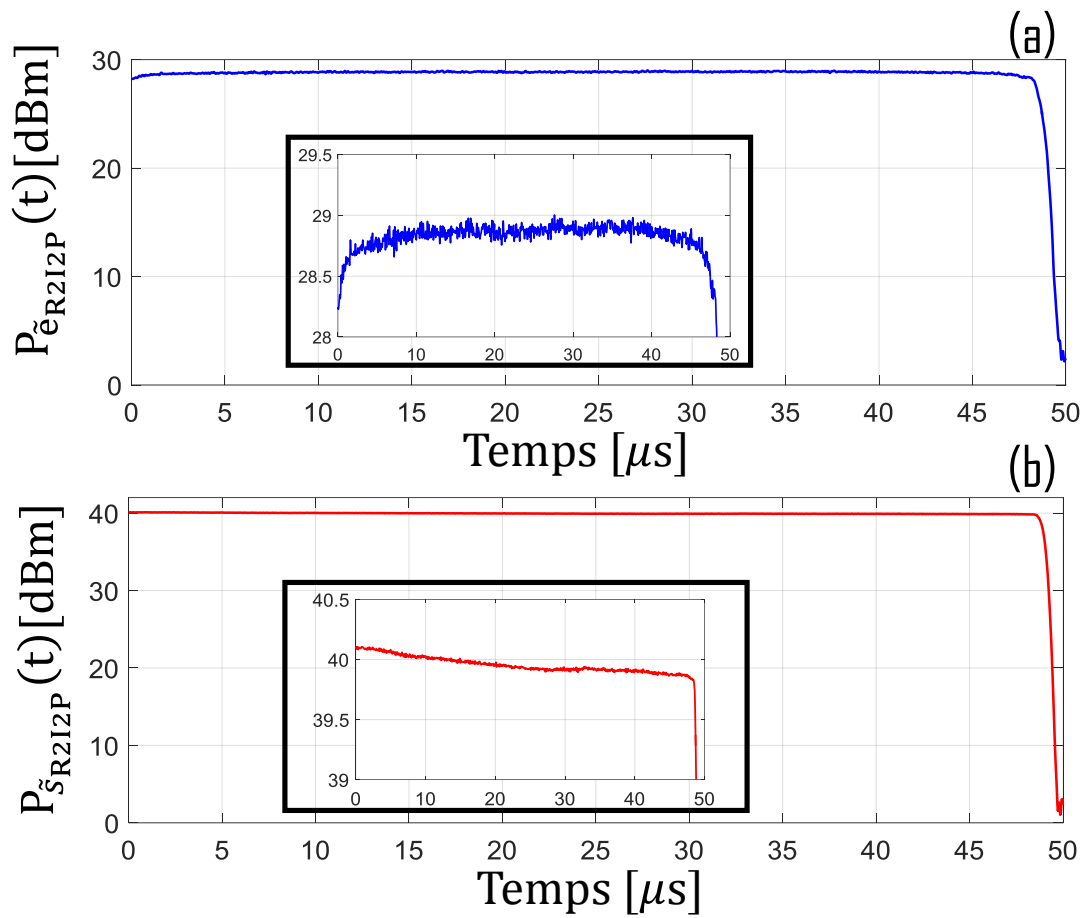


Figure III. 3: Caractéristiques en puissance instantanées dans la 1^{ère} impulsion, (a) : la puissance moyenne à l'entrée, (b) : la puissance moyenne à la sortie.

La figure suivante montre une comparaison des enveloppes des tensions étalonnées RF de drain extrinsèques à la sortie du transistor pour les trois types de correction (sans, avec le facteur de Fejér et avec le facteur de Lanczos). L'amplitude de l'enveloppe temporelle complexe de la tension $|\tilde{v}_{DS_RF}(t)|$ à la sortie du transistor est présenté sans correction, avec le facteur de Fejér et avec le facteur de Lanczos.

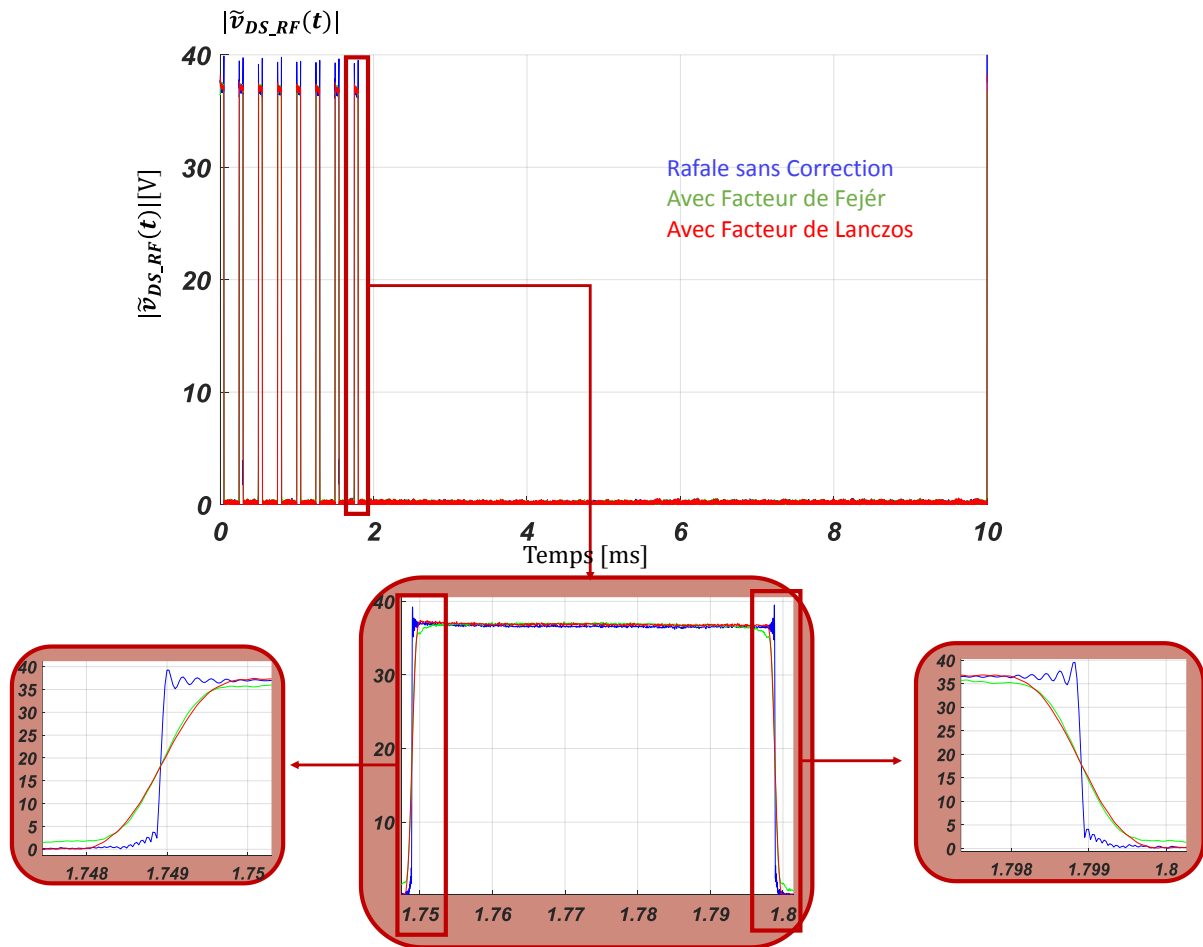


Figure III. 4: Comparaison des tensions étalonées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

Comme attendu, les variations de l'amplitude de l'enveloppe temporelle de la tension étalonée RF de drain (présentée en bleu) sont très importantes dans les impulsions. Avec une rafale avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$, les phénomènes de Gibbs ont un impact important sur la tension RF du transistor non linéaire.

Les deux méthodes de corrections par les facteurs de Fejér ou de Lanczos montrent leur efficacité pour réduire les phénomènes de Gibbs. La correction par le facteur de Lanczos présente visuellement une correction plus propre que celle obtenue avec le facteur de Fejér.

Ces mesures temporelles étalonées synchrones des tensions et courants aux bornes du composant permettent d'obtenir plus d'informations pour aider à la modélisation des effets de piège et/ou des effets thermiques.

Une comparaison des enveloppes des courants étalonés RF de drain mesurés dans le plan de sortie de l'alimentation pour la même impédance de charge $Z_L = 50 \Omega$ est montrée sur la figure III.5. L'amplitude de l'enveloppe temporelle complexe du courant $|\tilde{i}_{DS,RF}(t)|$ à la sortie du transistor est présentée sans correction, avec les corrections par le facteur de Fejér et par le facteur de Lanczos.

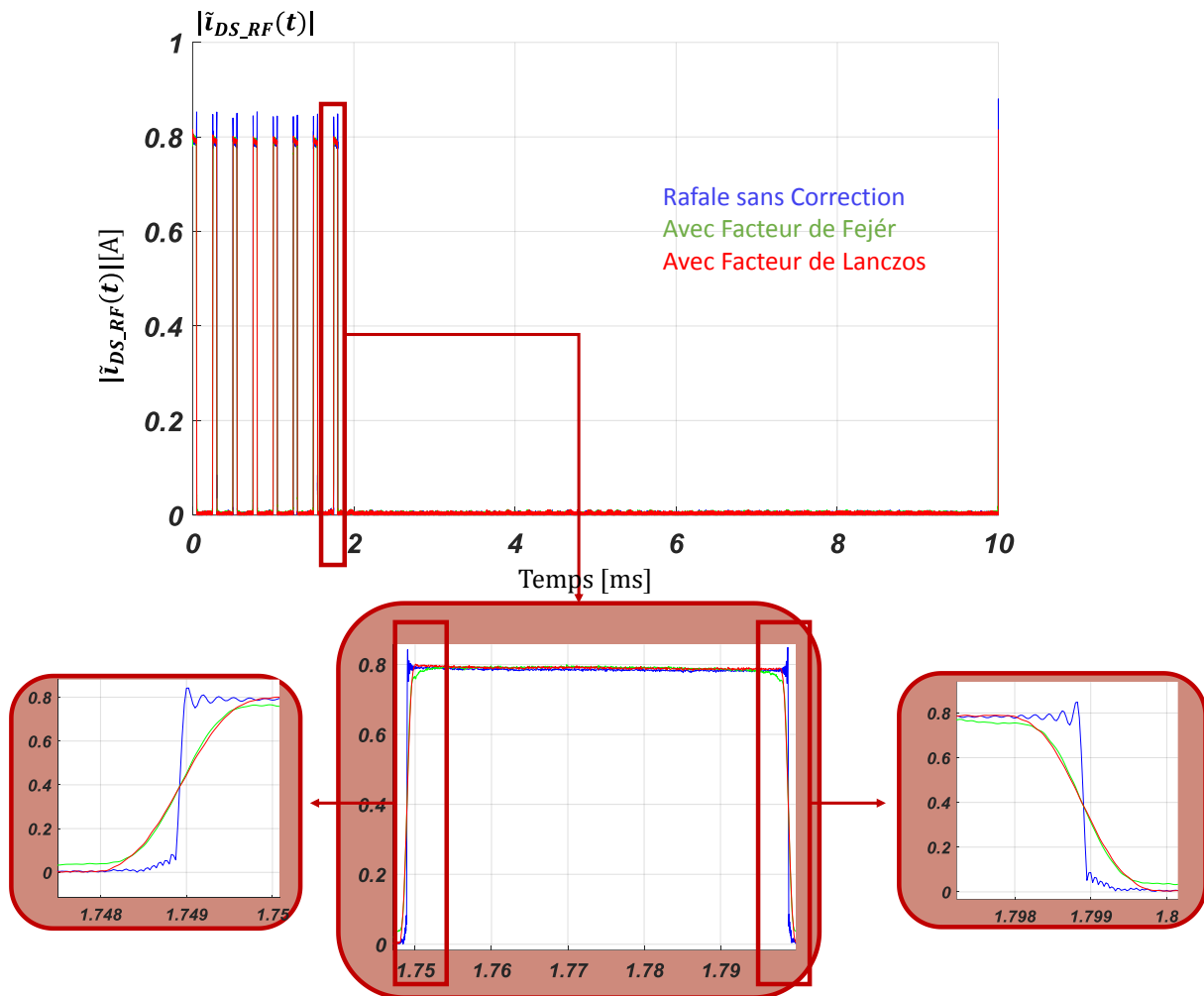


Figure III. 5: Comparaison des courants étalonés RF de drain mesurés avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

Les allures de ce courant de sortie sont comparables à celle de la tension de drain car le transistor est chargé sur 50Ω . Les commentaires pour le courant sont identiques à ceux pour la tension.

Le courant brut basses fréquences consommé par le transistor est également mesuré de manière simultanée avec le courant de drain RF. A la différence du courant de drain RF qui est corrigé par la matrice d'étalonnage, le courant basse fréquence est brut et donc mesuré en sortie de l'alimentation de drain. Comme cela a été décrit dans le chapitre précédent, l'étalonnage BF souffre d'un problème de bruit basse fréquence ($\Delta f = 100Hz$) et d'un manque d'étalon ultra-large ("Full spectrum") de 100Hz à 3.3 GHz par pas de 100Hz.

La figure III.6 illustre le courant $i_{DS,BF}(t)$ BF pour les trois types de rafale non-corrigée, corrigée avec le facteur de Lanczos et corrigée avec le facteur de Fejér.

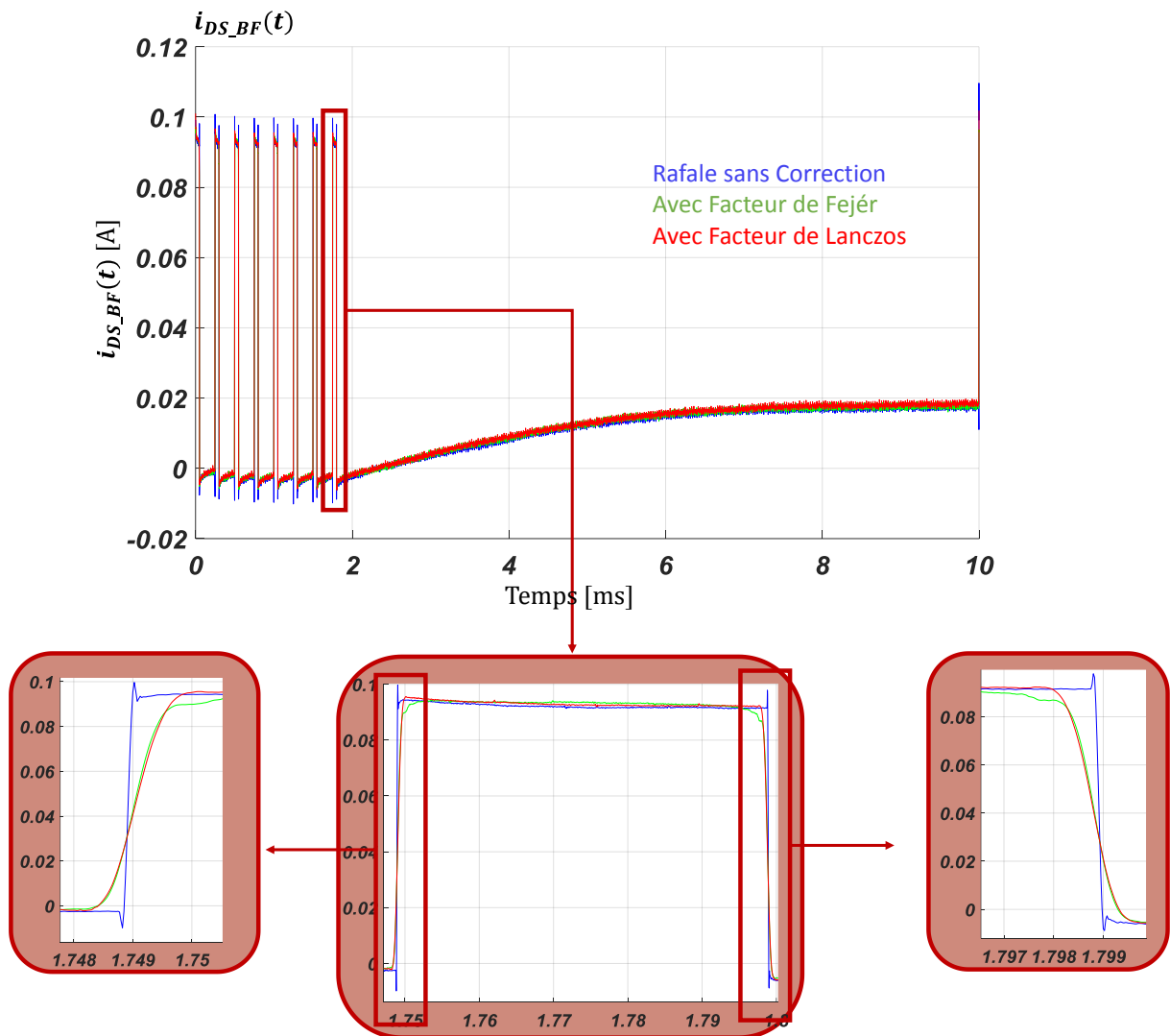


Figure III. 6: Comparaison du courant BF de drain mesuré à la sortie de l'alimentation avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

Les variations du courant brut BF de drain (présenté en bleu) sont aussi très importantes dans les impulsions. Il est aussi possible d'observer les variations du courant $i_{DS_BF}(t)$ le long de la rafale telle qu'elles sont décrites dans la thèse de S. Fakhfakh. Une différence essentielle avec ce qui est écrit dans cette thèse concerne les variations en début et fin d'impulsion. S. Fakhfakh explique ces variations par les effets conjugués de "clipping" et des effets de pièges. Dans le cas où les corrections par les facteurs de Lanczos et Fejér sont appliquées, les variations en début et fin d'impulsions n'apparaissent plus.

Il est donc possible de penser que les mesures et les simulations réalisées dans la thèse de S. Fakhfakh étaient entachées d'erreurs liées aux phénomènes de Gibbs. Les nouvelles mesures réalisées dans ce travail de thèse apportent donc une importante avancée sur la qualité des résultats qui sont obtenus.

Comme cela a été expliqué dans le premier chapitre, la stabilité P2P peut alors être extraite de l'enveloppe de tension étalonnée de drain $\tilde{v}_{DS_RF}(t)$ dans laquelle un "trigger" (déclenchement) virtuel serait appliqué tous les T_{pulse} . Le traitement revient à supposer les $N=8$ impulsions "virtuellement triguées". Les $\tilde{x}_{i,m}(t_k)$ deviennent maintenant les $\tilde{v}_{DS_RF,i,m}(t_k)$.

La figure III.7 montre la superposition des modules des enveloppes complexes des huit impulsions normalisées de la tension de drain $\tilde{v}_{DS_RF,i,m}(t_k)$ lorsque le transistor est chargé par $50\ \Omega$ et excité par les rafales utilisées précédemment.

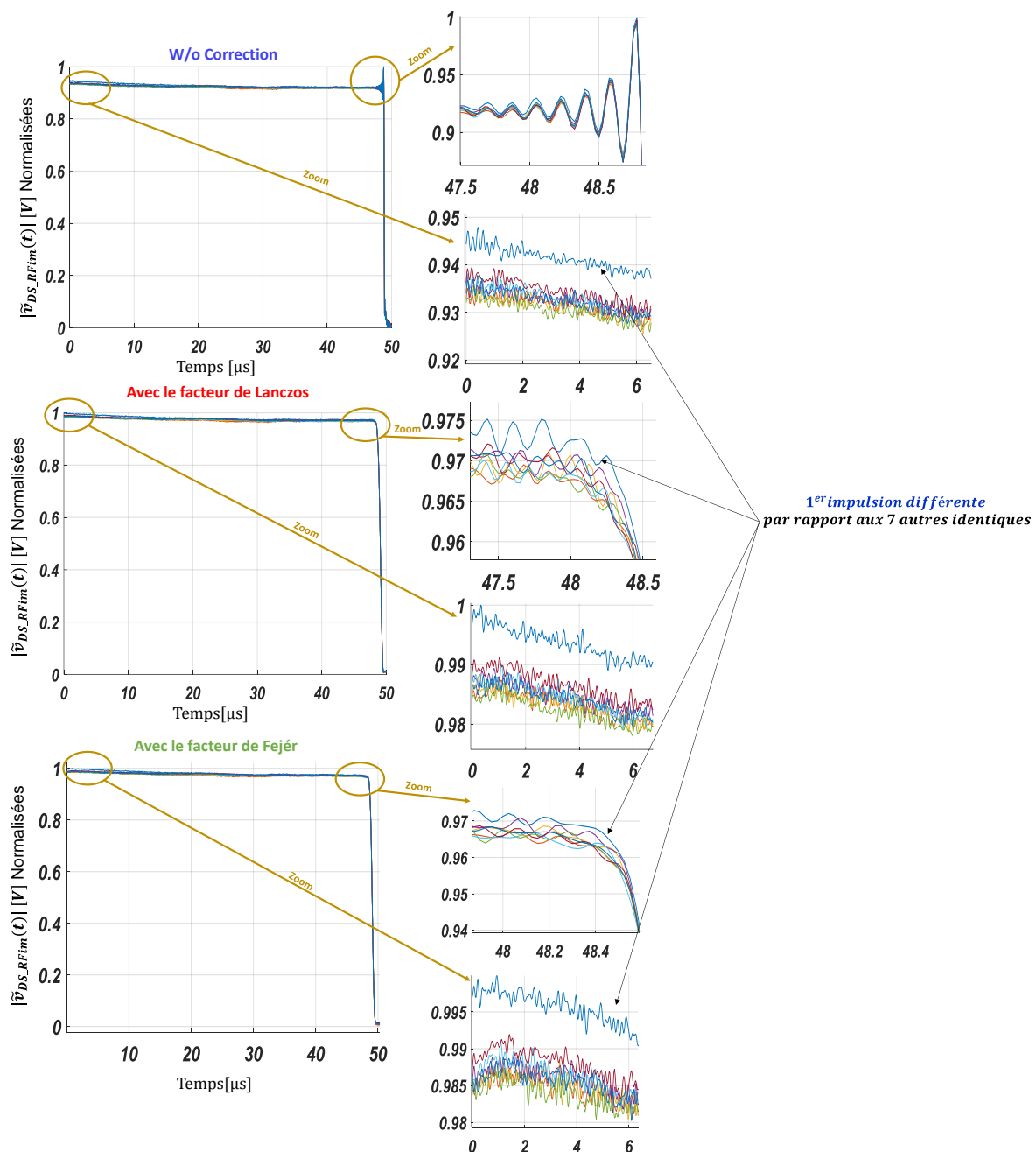


Figure III. 7: Superposition des amplitudes des enveloppes des tensions RF de drain mesurées et calibrées en sortie du transistor @ $f_{port} = 3.3\text{GHz}$.

L'intérêt de superposer les amplitudes des enveloppes temporelles des tensions de drain est de visualiser le comportement des impulsions les unes par rapport aux autres. Il apparaît clairement que pour les trois cas, la première impulsion est différente par rapport aux sept autres impulsions.

Cela vient confirmer les résultats publiés dans les thèses précédentes [1], [54] que la première impulsion va dégrader la stabilité P2P.

La dégradation de cette stabilité P2P associée au premier pulse sera traitée plus loin.

Les deux stabilités P2P en amplitude pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques et suivant les deux calculs RMS/ET définies dans le premier chapitre sont présentées dans la figure suivante :

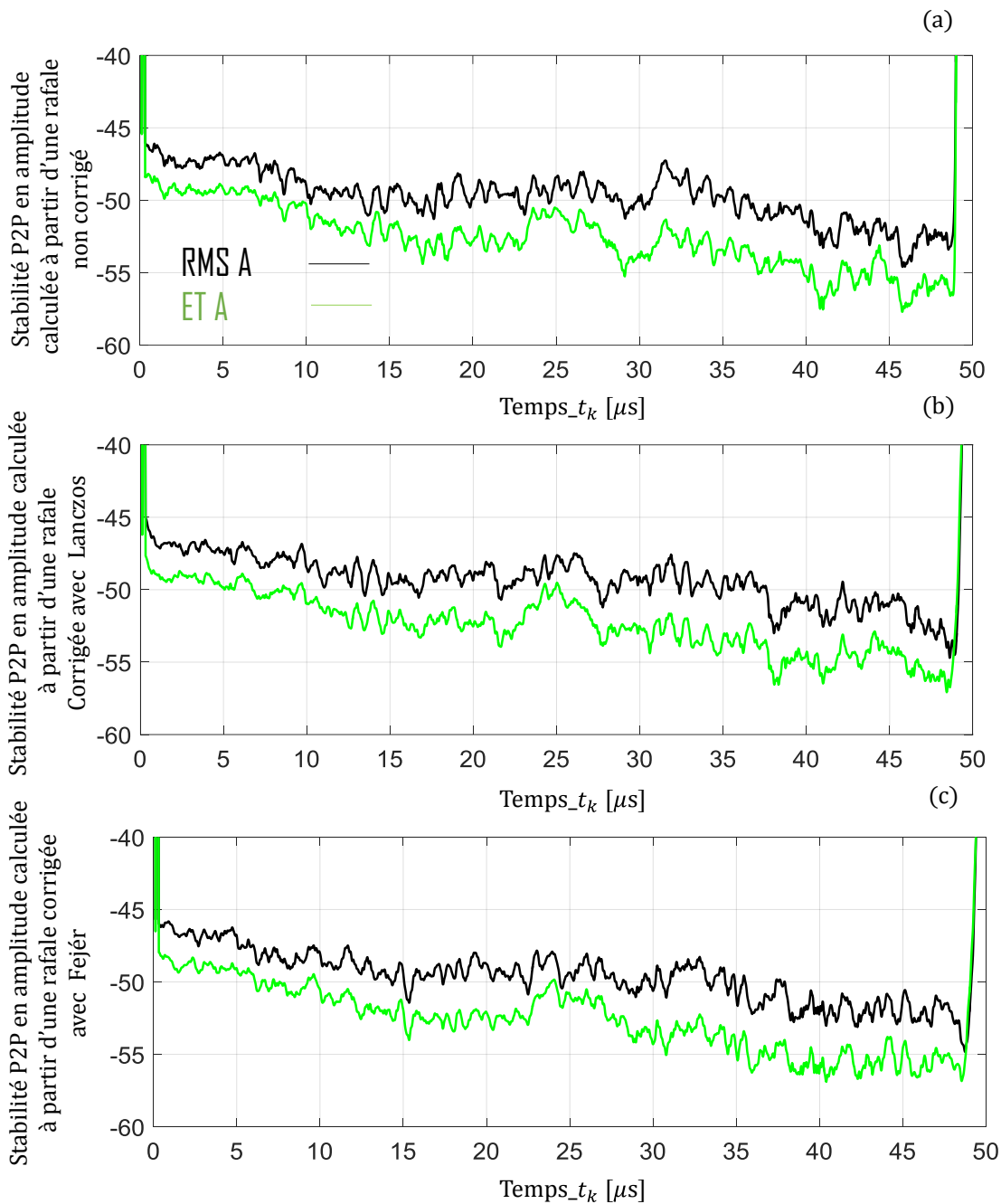


Figure III. 8 : Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér.

Les deux stabilités P2P en phase pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques et suivant les deux calculs RMS/ET définies dans le premier chapitre sont présentées dans la figure III.9.

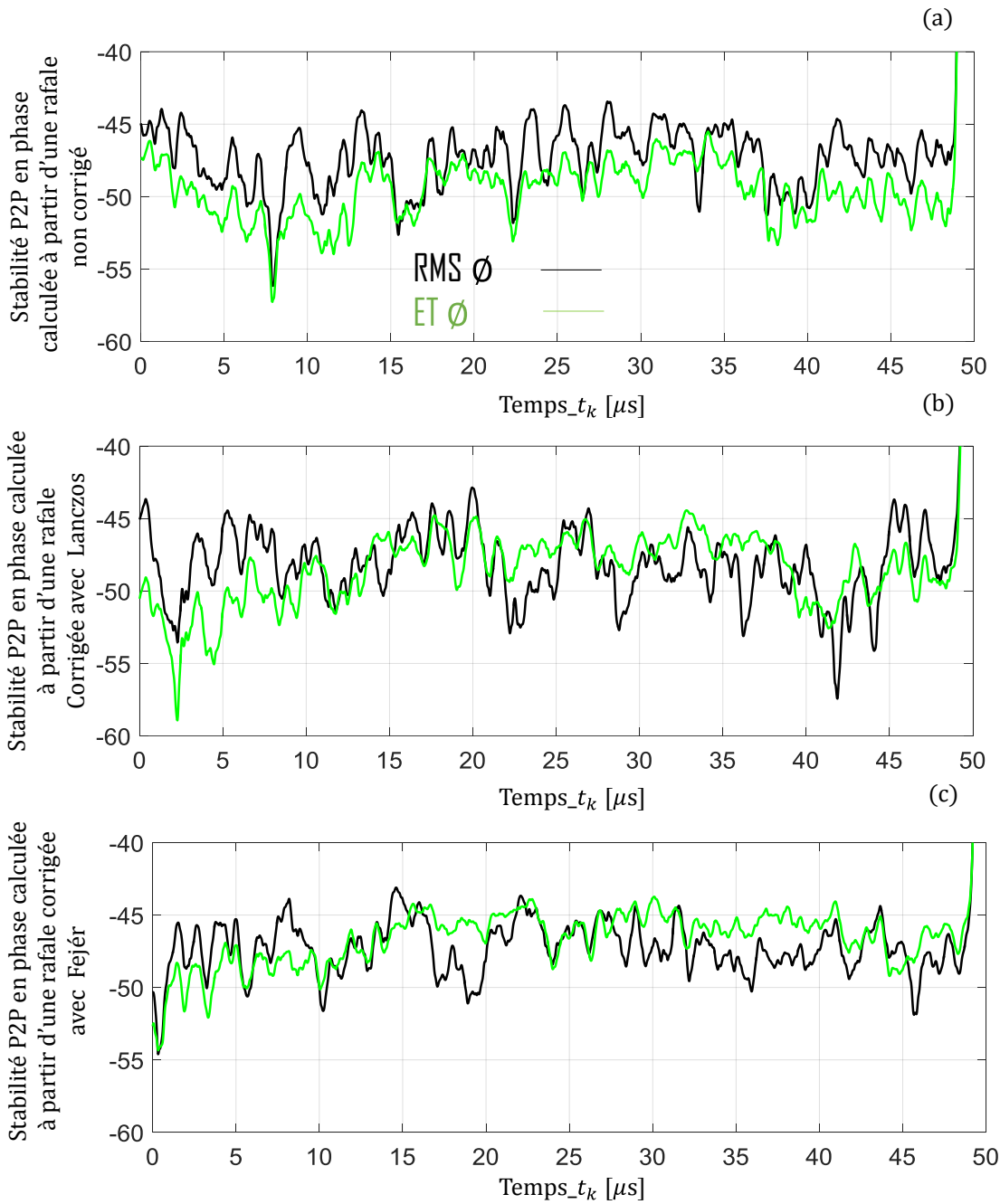


Figure III. 9: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér.

La figure III.10 représente une comparaison des résultats de stabilité P2P globale RMS/ET traitée soit en amplitude/phase, soit en réel/imaginaire pour les trois types de rafale (non-corrigée, corrigée avec le facteur de Lanczos et corrigée avec le facteur de Fejér).

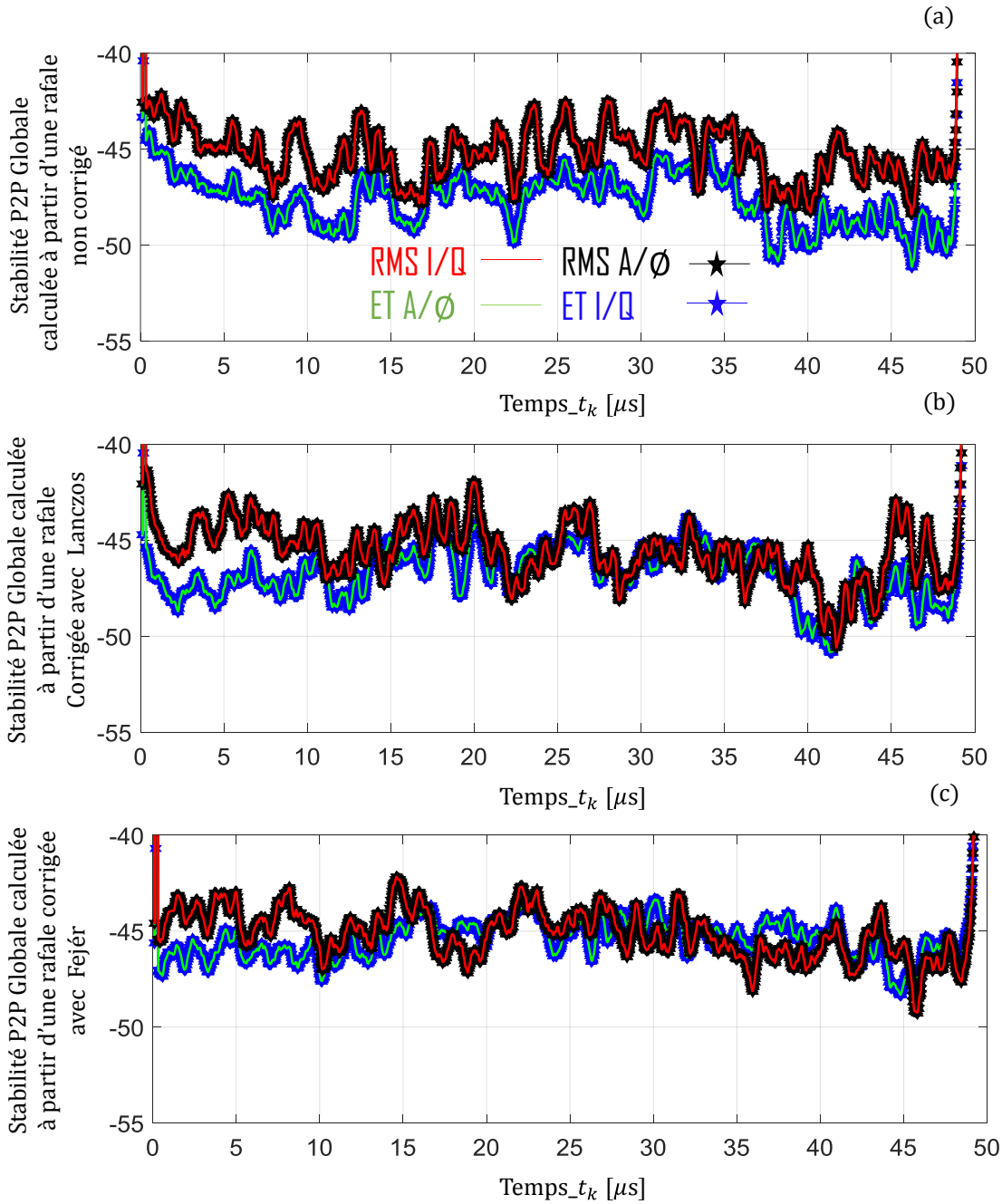


Figure III. 10: Superposition des deux stabilités P2P (RMS/ET) en amplitude/phase et en partie réelle/imaginaire pour les trois types de rafales : (a) : non- corrigée, (b) : corrigée avec le facteur de Lanczos et (c) : corrigée avec le facteur de Fejér.

Les deux méthodes de calculs RMS I/Q et RMS A/φ (stabilités P2P Rouge et Noire) conduisent aux mêmes résultats, ce qui confirme la démonstration mathématique présentée dans le premier chapitre.

Les deux méthodes de calculs ET I/Q et ET A/φ (stabilités P2P Bleue et Verte) conduisent aux mêmes résultats, ce qui confirme là aussi la démonstration mathématique présentée dans le premier chapitre.

Ces figures de stabilités P2P sont très bruitées. Cela s'explique par le fait qu'une seule rafale a été acquise lors de ces mesures : $m=1$. Pour diminuer ce bruit de mesure, plusieurs solutions sont possibles mais plus complexes à mettre en œuvre comme l'utilisation de fréquences d'horloges différentes mais commensurables entre les THAs et le numériseur ou l'acquisition de plusieurs rafales avec synchronisation logicielle post-mesure. Dans le cadre de cette thèse, le calcul d'une valeur moyenne de la stabilité a été réalisé à partir des courbes précédentes. Cette valeur moyenne de stabilité P2P permet de compléter le tableau suivant :

Tableau III. 2 : Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique				Sans correction				Avec correction de Lanczos				Avec correction de Fejér			
N	τ	t_m/t_d	τ_{visu}	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q
8	$50\mu s$	$13ns$	$50\mu s$	-46.8	-46.8	-44.5	-44.5	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	$50\mu s$	$13ns$	$48\mu s$	-47.6	-47.6	-45.2	-45.2	-46.7	-46.7	-45.5	-45.5	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2

On peut constater que les stabilités P2P dans le cas de la rafale radar irrégulière périodique avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$ sont du même ordre de grandeur. Toutefois, la différence entre les stabilités ET et RMS est plus marquée (2dB) lorsqu'aucune correction n'est appliquée. Cela signifie donc qu'il est absolument indispensable de s'affranchir des phénomènes de Gibbs pour avoir une qualité correcte de stabilité P2P. Les deux premières lignes du tableau complété montrent aussi que la correction par le facteur de Fejér conduit à des stabilités P2P RMS/ET plus proches comme il est visuellement possible de constater sur la figure III.10. (c). La différence entre les deux lignes du tableau réside dans les échantillons des enveloppes pris en considération : pour la première ligne tous les échantillons entre $0\mu s$ et $50\mu s$ (impulsion complète) sont utilisés. Dans la seconde ligne, seul les échantillons entre $1\mu s$ et $49\mu s$ (cœur de l'impulsion) sont employés, permettant ainsi de s'affranchir de temps de montée et de descente. Dans le tableau précédent, les stabilités P2P dans le cœur de l'impulsion sont plus faibles que les stabilités P2P dans l'impulsion complètes. Cela signifie que les transitions rapides liées aux impulsions ne sont pas systématiquement reproductibles d'une impulsion à une autre, ce qui n'est le cas dans le cœur de l'impulsion. Les transistors semblaient donc plus "sensibles" aux variations rapides d'amplitudes qu'aux variations lentes. Dans ces conditions, de futures études sur les impédances des circuits de polarisation (Load-pull basses fréquences) doivent être menées vis-à-vis de la stabilité P2P. Ces deux stabilités P2P seront donc systématiquement calculées par la suite.

III.2.2.2. Rafale radar irrégulière périodique de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$

Le même protocole de mesure et de traitement a été appliqué à une rafale radar irrégulière périodique pour lesquels les temps de montée et de descente ont été augmentés à la valeur de $1\mu s$ tel qu'illustré sur la figure III.11.

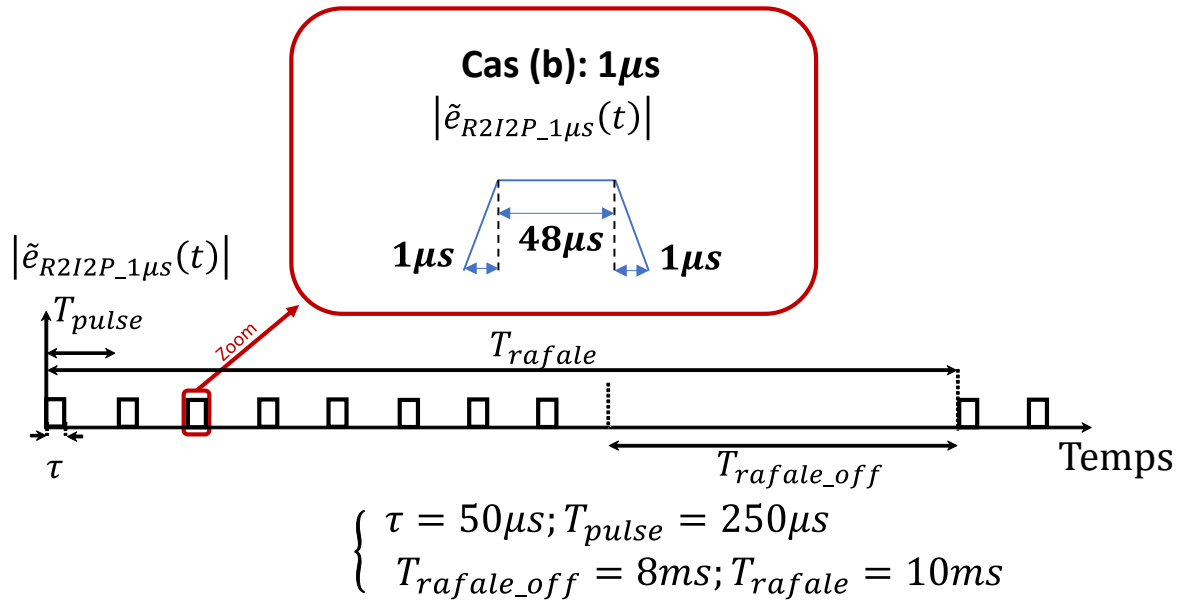


Figure III. 11: Définition de la rafale radar avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.

Il a été vu que les phénomènes de Gibbs avec de tels t_m/t_d sont plus réduits, comme cela a été démontré en simulation dans les deux paragraphes I.5.4.1 et I.5.4.2.

Le module de l'enveloppe complexe de la tension étalonée RF de drain courant $|\tilde{v}_{DSRF,1}(t)|$ présente à la sortie du transistor pour une impédance de charge $Z_L = 50\Omega$ est illustré sur la figure III.12. Ces résultats de mesure sont associés aux caractéristiques en puissance présentées dans le paragraphe précédent.

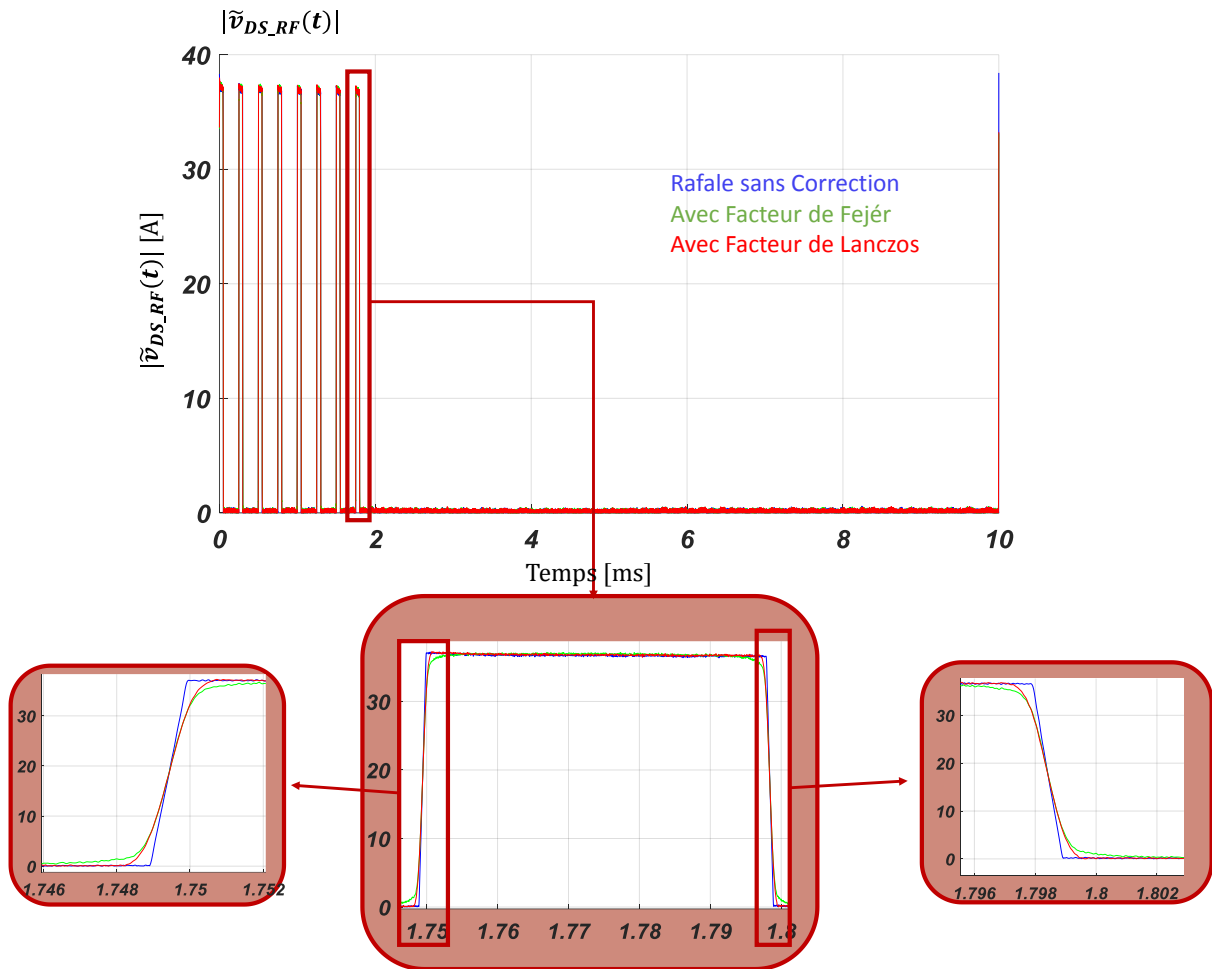


Figure III. 12: Comparaison des tensions étalonnées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.

Comme prévu théoriquement les oscillations dues aux phénomènes de Gibbs sont plus faibles que précédemment. Malgré l'application des deux facteurs de correction, il est toutefois possible d'observer des phénomènes de Gibbs résiduels qui sont considérés comme négligeables. Il apparaît aussi clairement que l'application des deux facteurs de corrections Fejér/Lanczos conduisent à des temps de montée et de descente plus grands.

La figure III. 13 représente une comparaison des modules d'enveloppes complexes des courants RF de drain extrinsèques à la sortie du transistor.

L'amplitude de l'enveloppe complexe temporelle du courant $|\tilde{i}_{DSRFi,1}(t)|$ à la sortie du transistor est présentée sans correction, avec le facteur de Fejér et avec le facteur de Lanczos pour une rafale à l'entrée du système de mesure avec les caractéristiques suivantes ($N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = 1\mu s$).

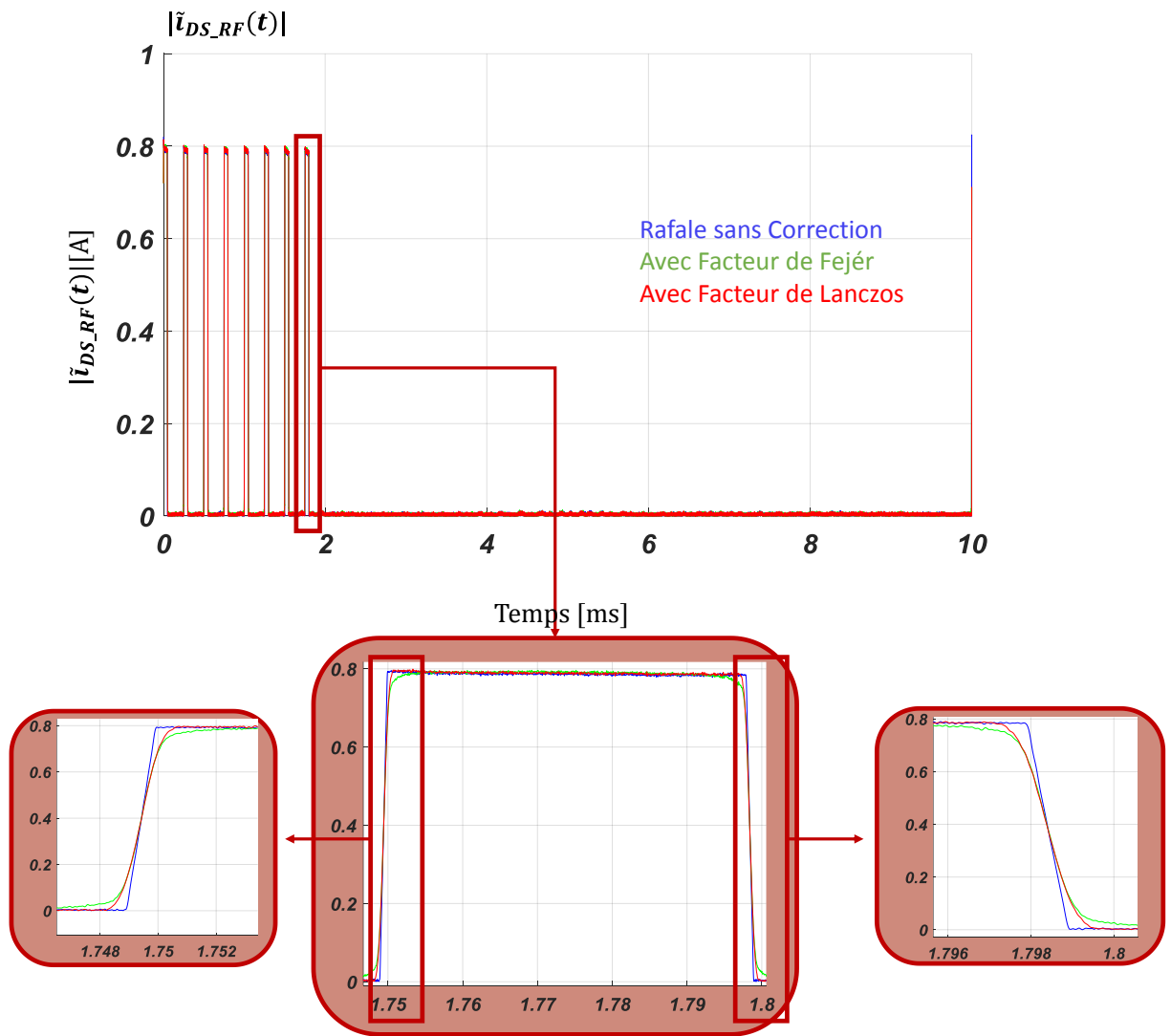


Figure III. 13: Comparaison des courants étalonnés RF de drain mesurés avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.

Avec une charge de 50Ω , les conclusions sur le courant $\tilde{i}_{DS_RF}(t)$ sont les mêmes que pour la tension $\tilde{v}_{DS_RF}(t)$.

La figure III.14 présente les variations du courant brut BF de drain consommé par le transistor HEMT GaN.

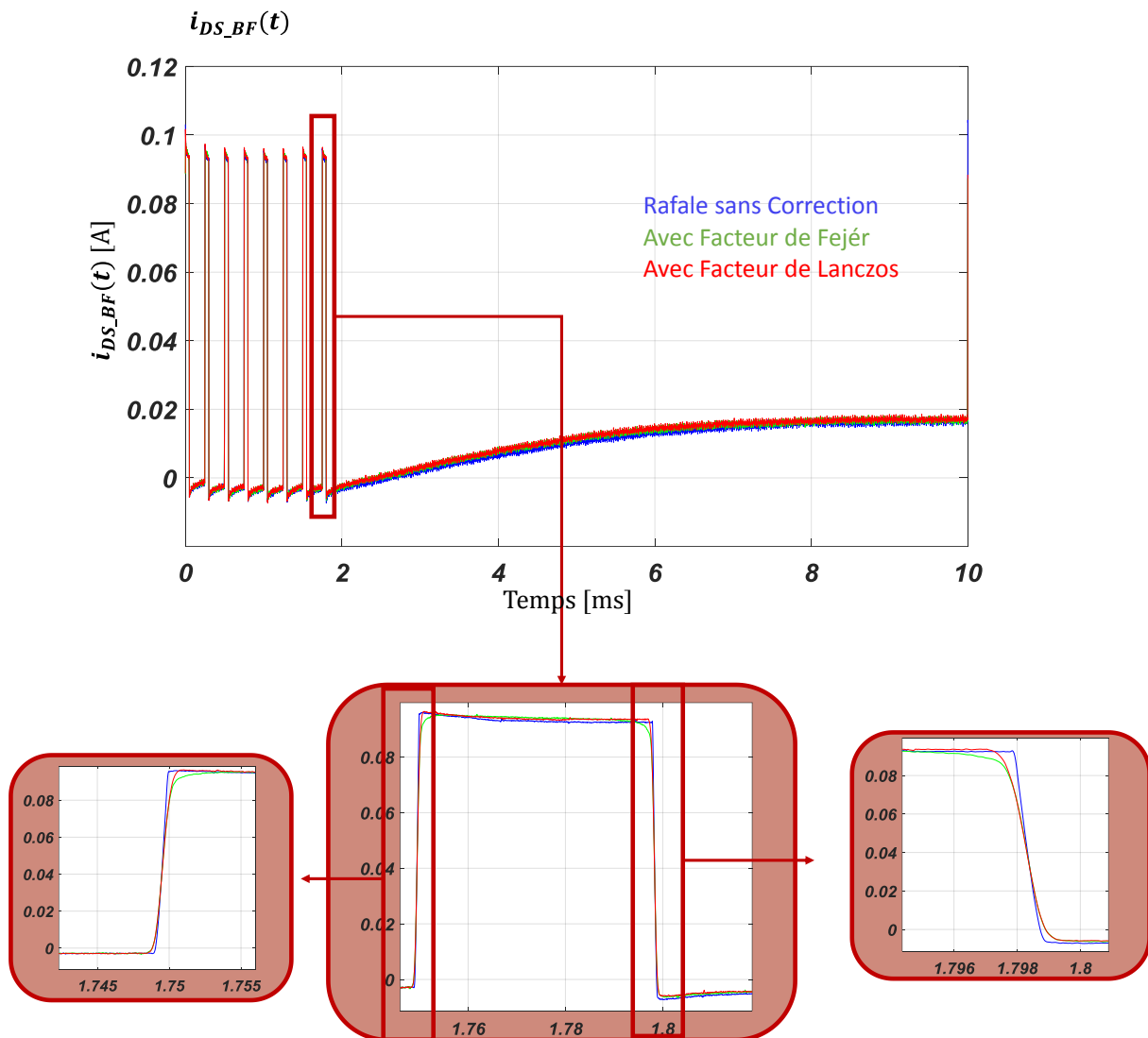


Figure III. 14: Comparaison du courant brut BF de drain brute mesuré avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ et $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.

La figure III.14 est cohérente avec les interprétations précédentes données pour les mesures RF. La mesure de ces courants avec une rafale corrigée par les facteurs de Fejér ou de Lanczos permet d'accéder à l'extraction plus propre des différents temps de recouvrement ainsi qu'aux différentes pentes de décroissance dans les impulsions.

Les deux stabilités P2P en amplitude pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques (cas b) et suivant les deux calculs RMS/ET définies dans le premier chapitre sont présentées dans la figure suivante II.15.

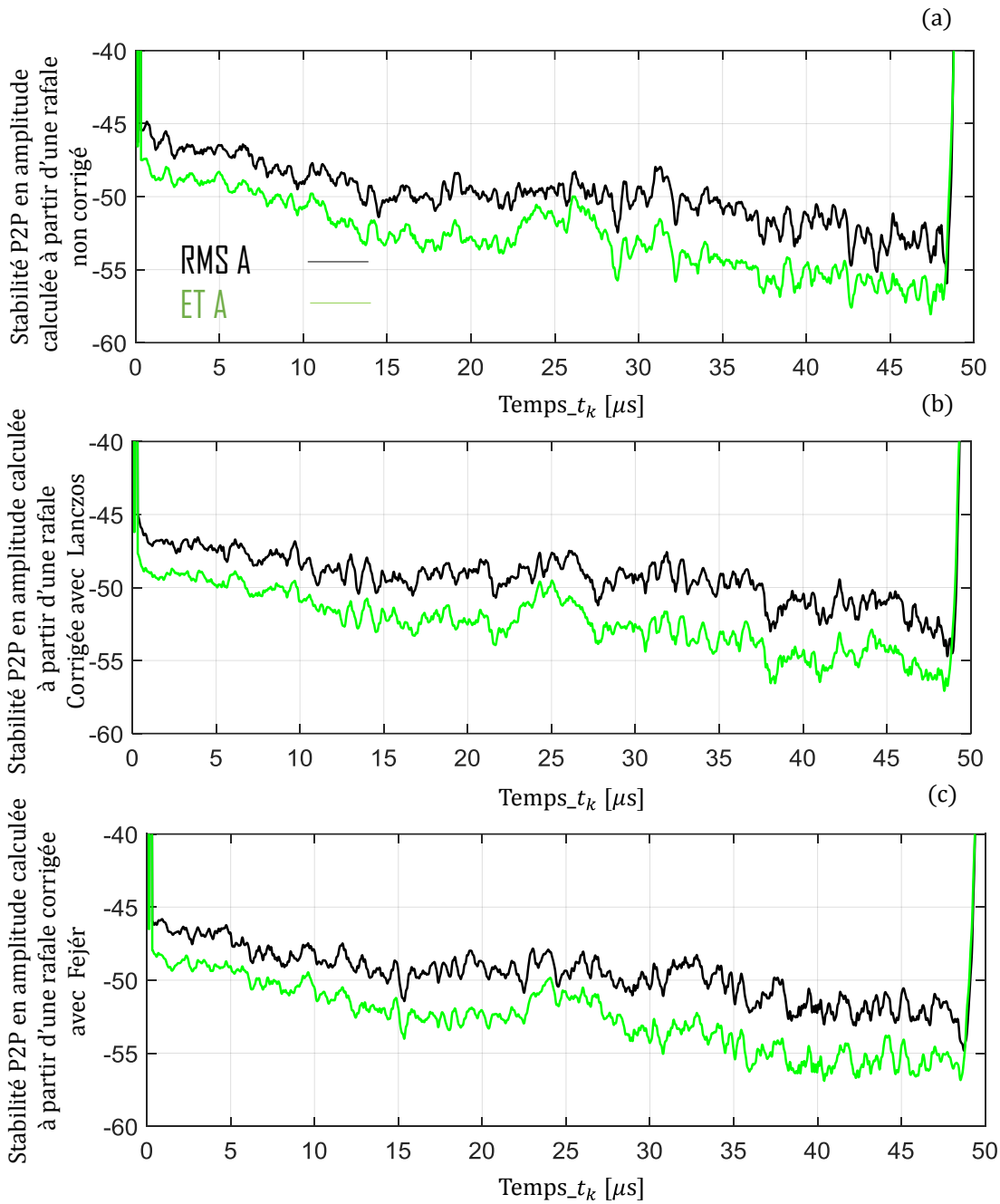


Figure III. 15: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér pour $tm = td = 1\mu s$.

Les deux stabilités P2P en phase pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques (cas b) et suivant les deux calculs RMS/ET définis dans le premier chapitre sont présentées dans la figure suivante II.16.

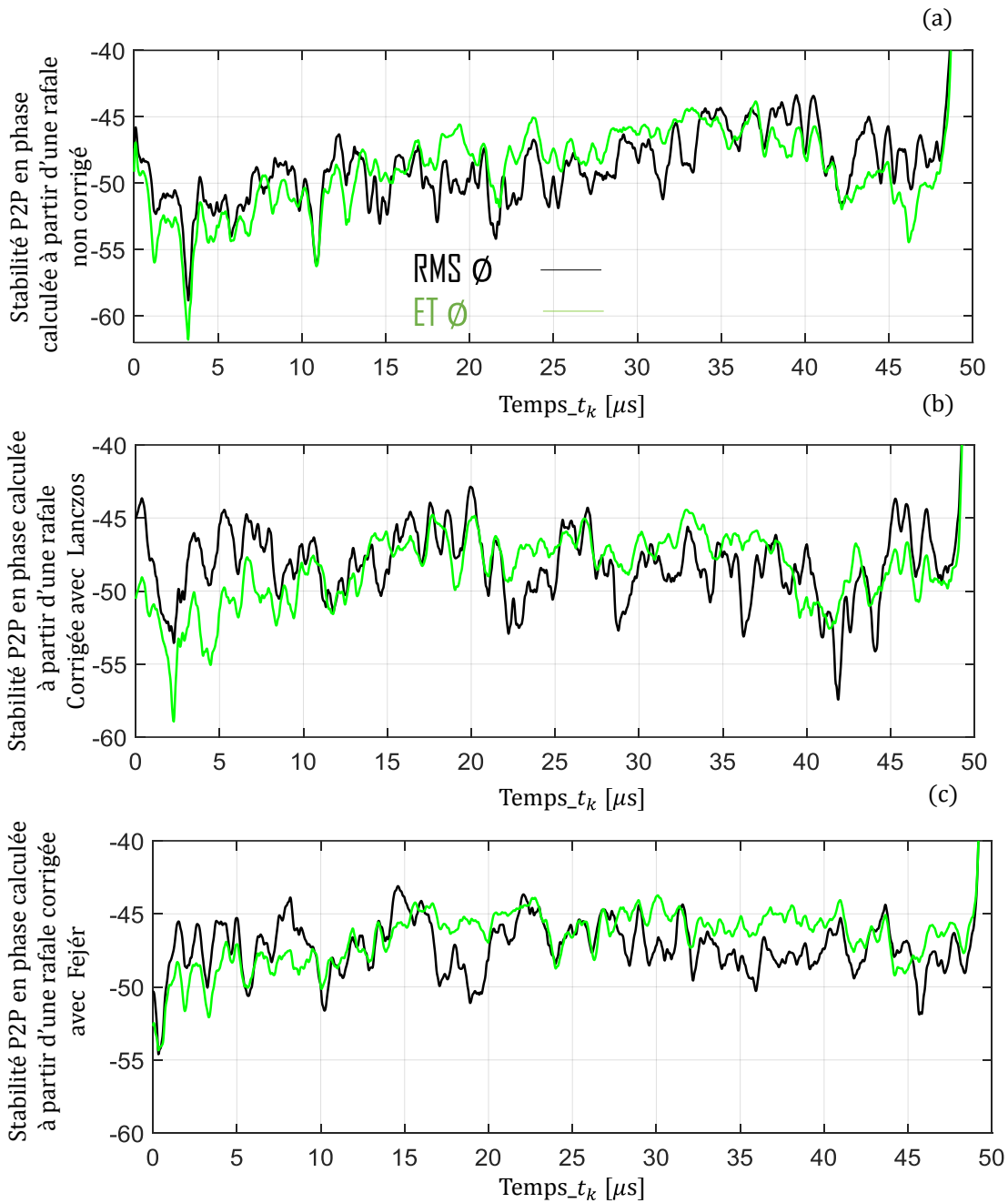


Figure III. 16: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér pour $tm = td = 1\mu s$.

Les quatre stabilités P2P globales RMS/ET fondées sur les amplitudes et les phases ou aussi sur les parties réelles et imaginaires, sont illustrées dans la figure suivante.

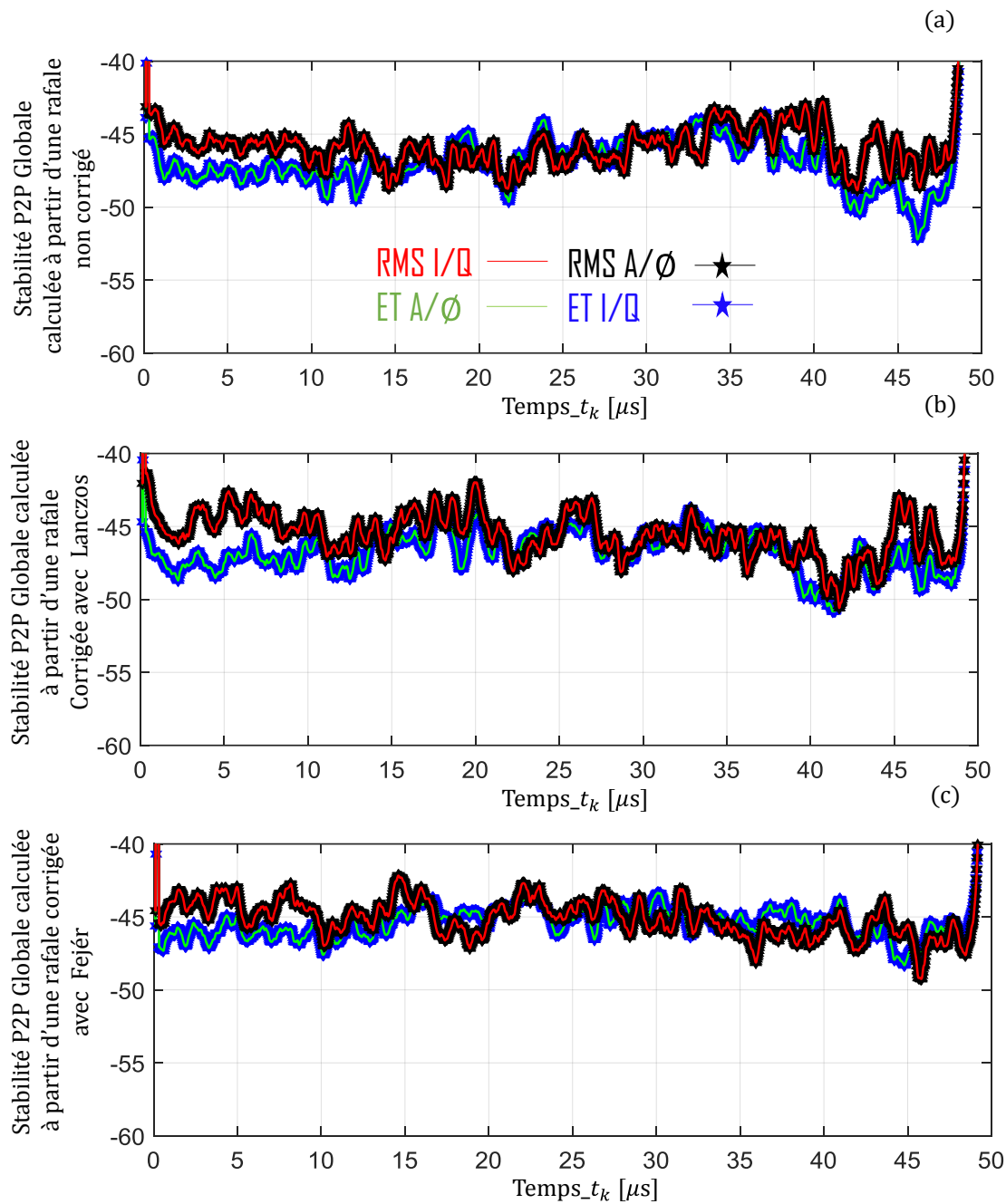


Figure III. 17: Superposition des quatre stabilités P2P en amplitude/phase et en partie réelle/imaginaire calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér pour $t_m = t_d = 1\mu s$.

Le calcul des valeurs moyennes des stabilités P2P permettent de compléter le tableau suivant :

Tableau III. 3: Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ et $t_m = t_d = 1\mu s$.

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique				Sans correction				Avec correction de Lanczos				Avec correction de Fejér			
N	τ	t_m/t_d	τ_{visu}	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q	ET A/Ø	ET I/Q	RMS A/Ø	RMS I/Q
8	$50\mu s$	$13ns$	$50\mu s$	-46.8	-46.8	-44.5	-44.5	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	$50\mu s$	$13ns$	$48\mu s$	-47.6	-47.6	-45.2	-45.2	-46.7	-46.7	-45.5	-45.5	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2
8	$50\mu s$	$1\mu s$	$50\mu s$	-46	-46	-45	-45	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	$50\mu s$	$1\mu s$	$48\mu s$	-46.8	-46.8	-45.8	-45.8	-46.7	-46.7	-45.6	-45.6	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2

Il ressort du tableau qu'il existe toujours un écart entre les stabilités P2P ET et RMS pour la rafale sans correction même lorsque les temps de montée et de descente augmentent. Les phénomènes de Gibbs existent donc toujours dans ce cas de rafale sans correction mais de manière réduite par rapport au cas où $t_m/t_d=13ns$. En revanche, dès lors que les rafales radar sont corrigées par les facteurs de Lanczos ou de Fejér, les phénomènes de Gibbs n'ont plus d'influence et les stabilités P2P sont identiques quels que soient les temps de montée ou de descente. Il est à noter que les stabilités P2P sont du même d'ordre de grandeur pour les trois types de rafales (non-corrigées ou corrigées avec les facteurs de Lanczos ou de Fejér) et pour les deux temps de visualisation τ_{visu} . Là encore les stabilités P2P cœur d'impulsion sont plus faibles que les stabilités des impulsions complètes.

III.2.2.3. Rafale radar irrégulière périodique de huit impulsions $N = 8$ et $\tau = 10\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$

Avec correction par les facteurs de Lanczos ou de Fejér, les temps de montée et de descente ont peu d'influence. Dans ce paragraphe, il est question de voir alors l'influence de la réduction de la durée de l'impulsion τ alors que les autres paramètres de la rafale irrégulière périodique ne varient pas.

La figure III.18 illustre une rafale radar de N impulsions $N = 8$, d'une largeur d'impulsion plus courte $\tau = 10\mu s$ et des temps de montée et de descente $t_m = t_d = 13ns$.

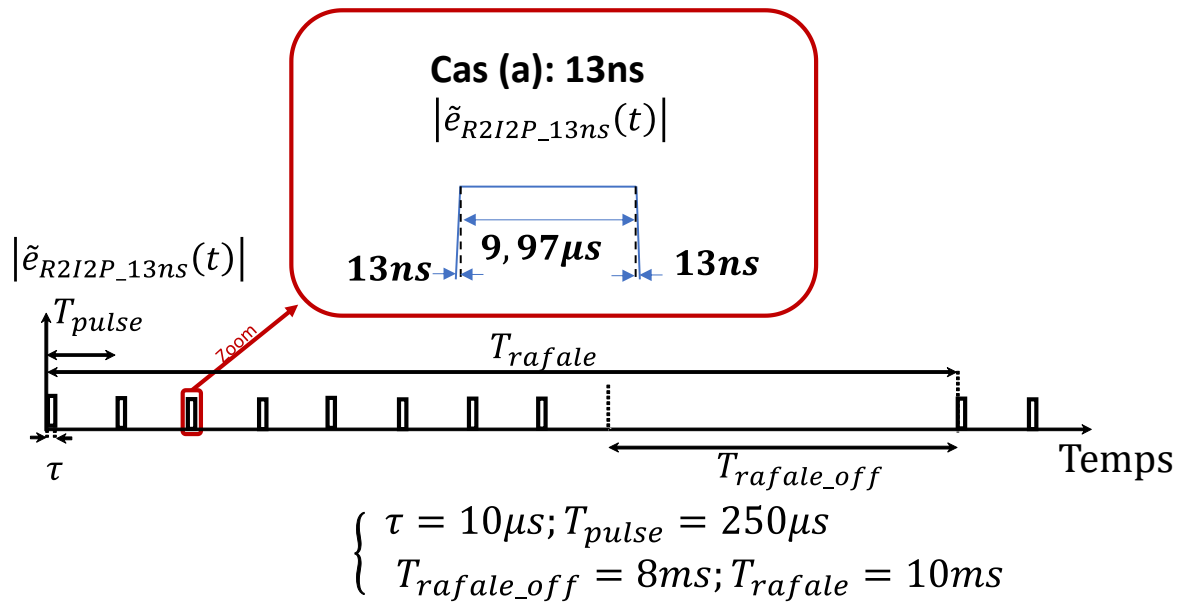


Figure III. 18: Définition de la rafale radar avec $N = 8 \tau = 10\mu s$ $tm = td = 13ns$.

Il est intéressant de caractériser le DST avec une rafale radar de largeur d'impulsion faible afin de visualiser les oscillations dues aux phénomènes de Gibbs lorsque on diminue la largeur d'impulsion. Ceci correspond à un zoom sur l'axe du temps sur une impulsion de largeur $50\mu s$.

Les protocoles de mesure et de traitement restent identiques et la figure suivante montre une comparaison des enveloppes temporelles complexes des tensions étalonnées RF de drain mesurées à la sortie du transistor HEMT GaN.

La même nomenclature utilisée dans les figures précédentes a été employée pour la figure III.19.

Par ailleurs, par la suite, comme la charge de 50Ω ne varie pas en sortie du transistor, les tensions et courants de drain étalonnés ont les mêmes allures. Seules seront donc représentées les variations en tension de drain.

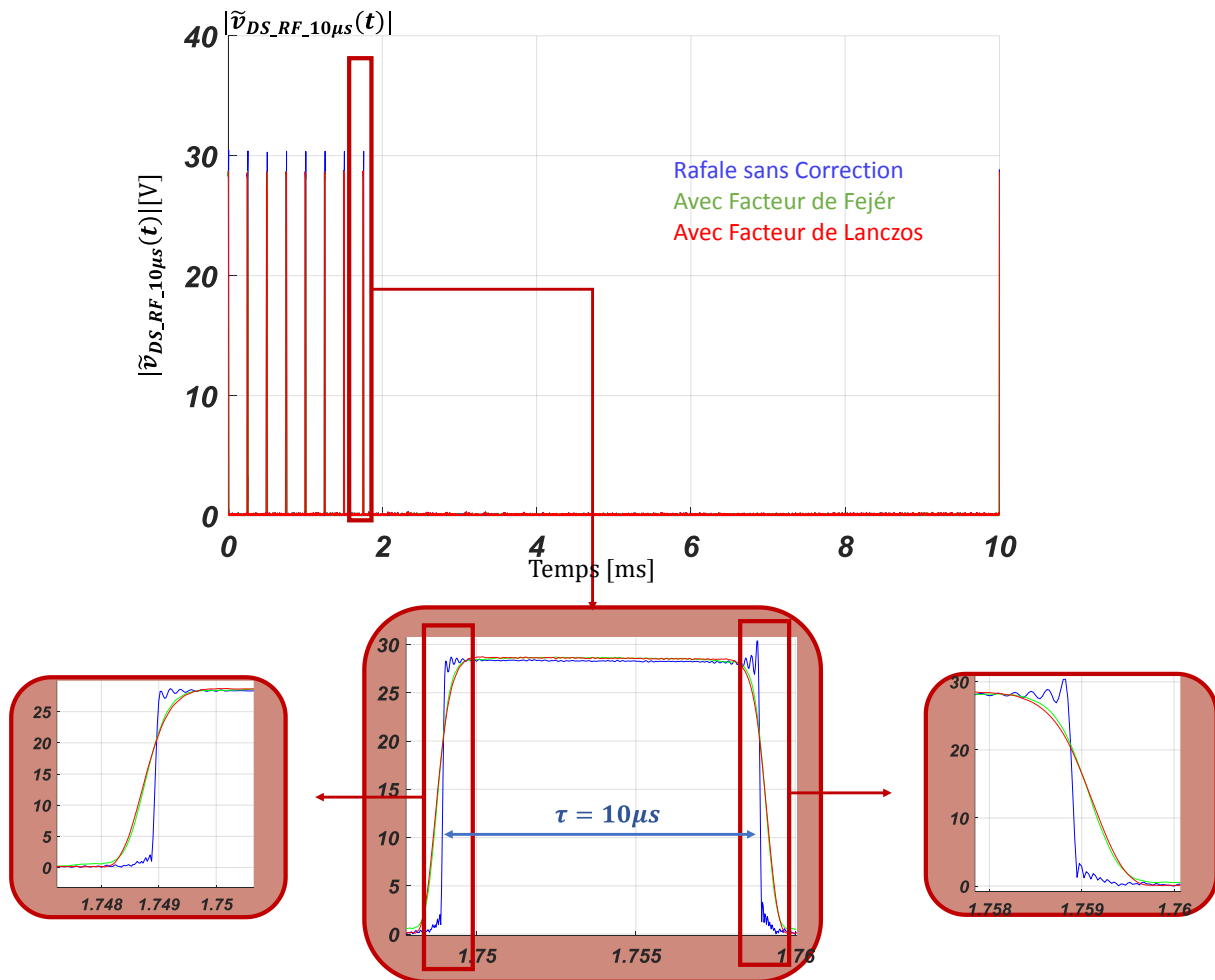


Figure III. 19: Comparaison des tensions étalonnées RF de drain mesurées avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$.

Les conclusions sur la rafale radar irrégulière périodique de largeur d'impulsion plus courte sont identiques à celles obtenues pour les deux autres rafaes précédemment utilisées.

La figure III.20 illustre le module de l'enveloppe complexe de courant BF de drain consommé par le transistor HEMT GaN qui a été excité avec un train d'impulsions de $N = 8$, $\tau = 10\mu s$ et $t_m = t_d = 13ns$.

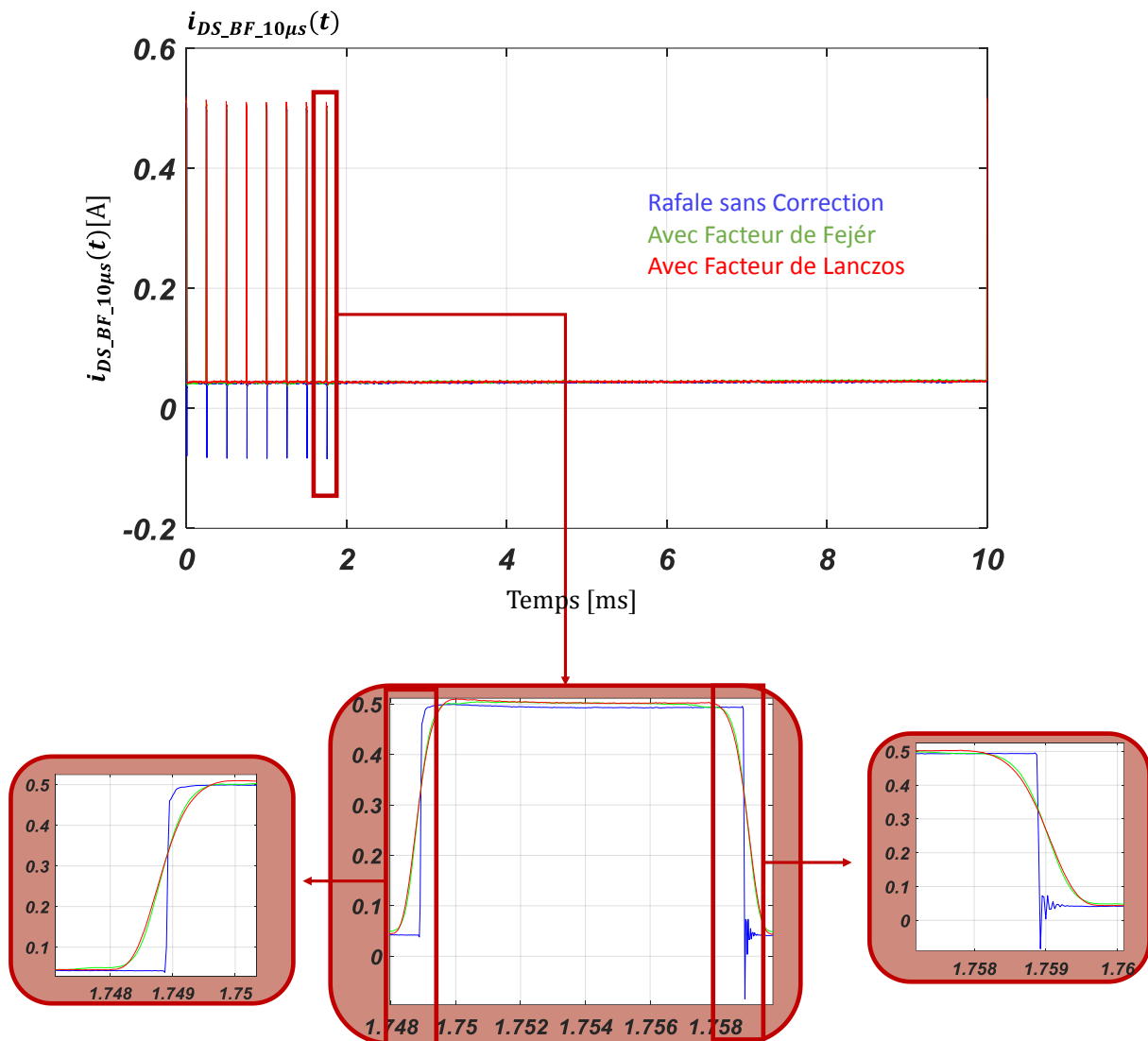


Figure III. 20: Comparaison du courant brut BF de drain mesuré avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$.

Les phénomènes de Gibbs sont observables surtout à la fin des impulsions courtes. Les corrections apportées sur les rafales réduisent les effets de Gibbs. Par ailleurs, les temps de recouvrement, dans cette configuration d'impulsions courtes et de période T_{pulse} et T_{rafale_OFF} très longues par rapport à τ , sont extraiant faibles. Il est toutefois difficile de conclure sur l'absence de variation thermique ou l'absence de variation due aux effets de piège. Les causes de la stabilité P2P ne sont pas, pour le moment, déterminées pour les mesures réalisées jusqu'à présent.

Les deux stabilités P2P en amplitude pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques (cas b) et suivant les deux calculs RMS/ET définies dans le premier chapitre sont présentées dans la figure suivante II.21.

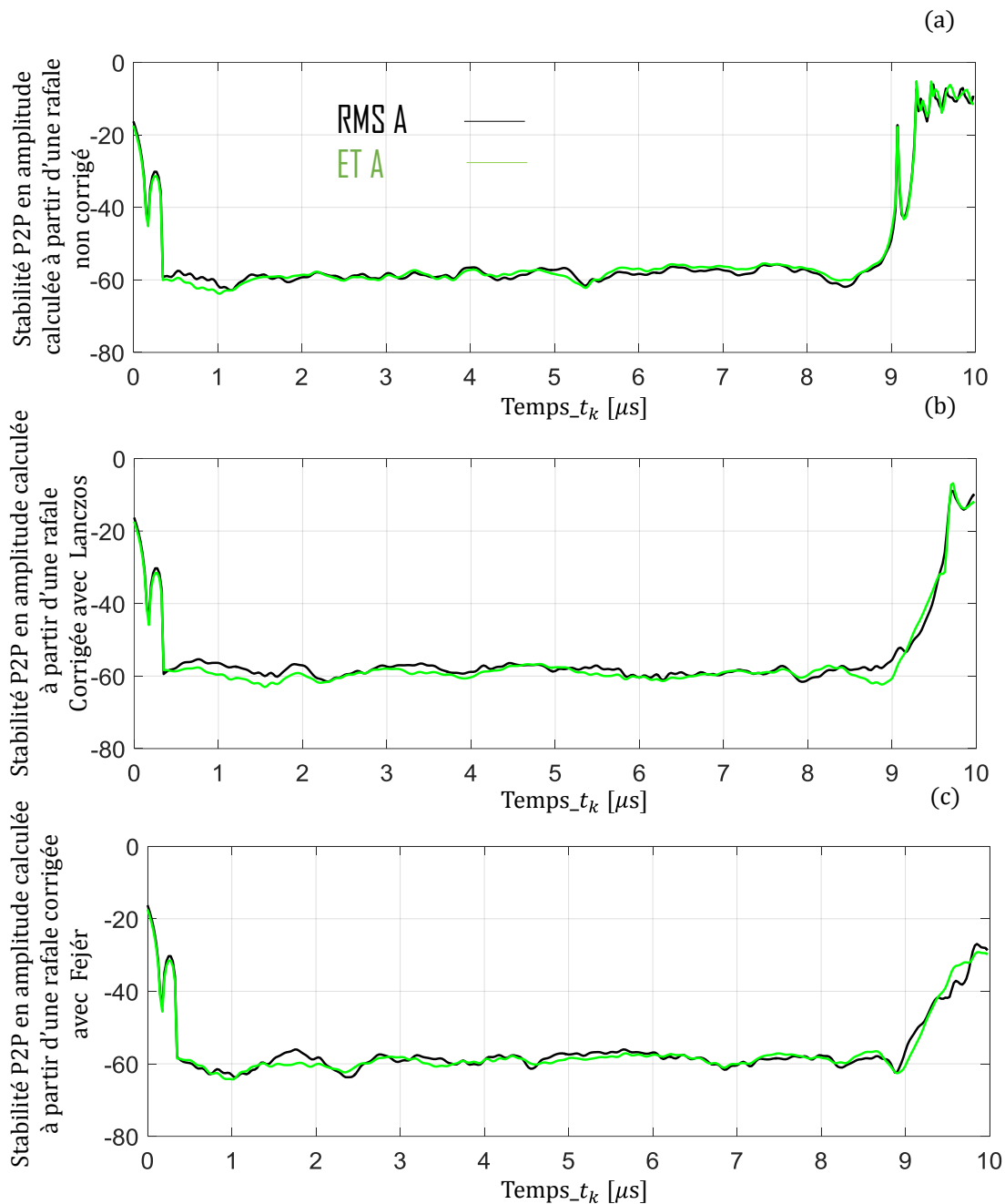


Figure III. 21: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér pour des impulsions plus courtes ($10\mu s$).

Contrairement aux deux cas précédents, les stabilités en amplitude calculées avec les deux méthodes RMS/ET présentent des valeurs et des allures très similaires. En revanche, ces courbes présentent des fortes variations suivant l'axe vertical notamment en tout début et toute fin d'impulsion.

Les deux stabilités P2P en phase pour chacune des rafales radar irrégulières périodiques (cas b) et suivant les deux calculs RMS/ET définies dans le premier chapitre sont présentées dans la figure suivante II.22.

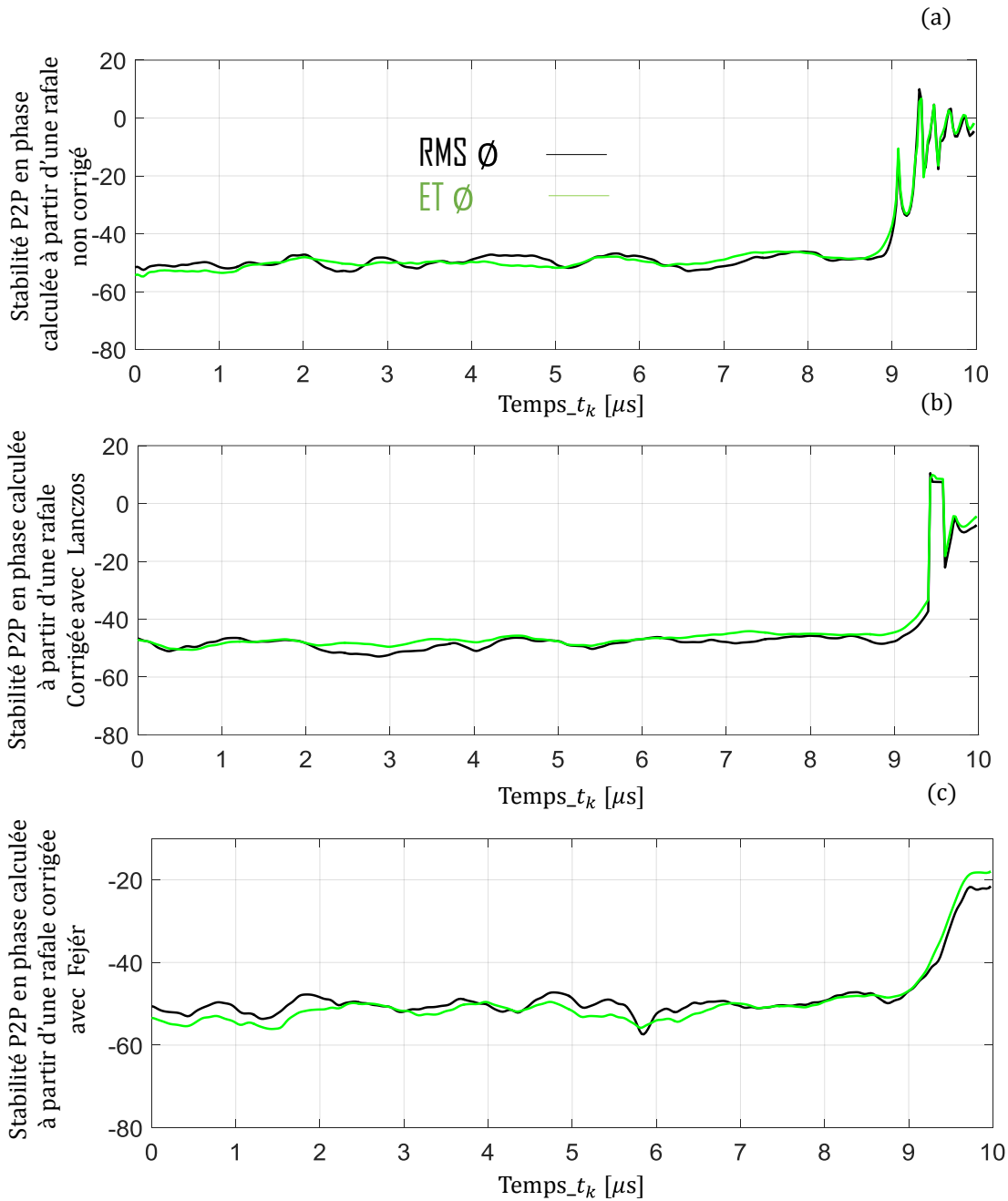


Figure III. 22: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) :corrignée avec Lanczos et (c) :corrignée avec Fejér pour des impulsions plus courtes ($10\mu s$)..

La figure III.23 présente les quatre stabilités P2P globales RMS/ET fondées sur les amplitudes et les phases ou aussi sur les parties réelles et imaginaires, sont illustrées sur la figure suivante.

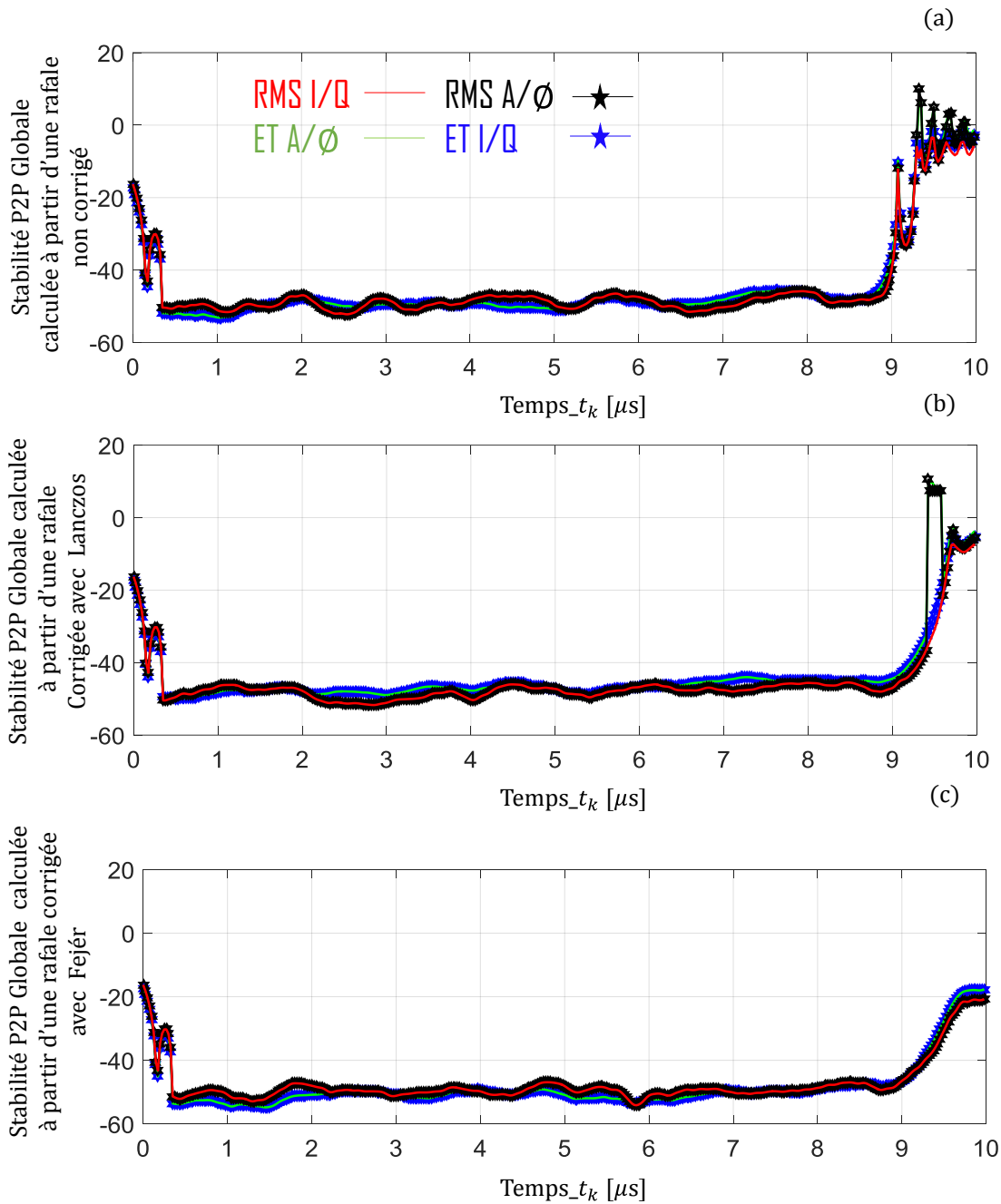


Figure III. 23: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 10\mu s$ $tm = td = 13ns$.

Les stabilités P2P globales présentent de plus fortes variations à l'intérieur des impulsions que dans les deux cas précédents. Les valeurs moyennes des différents critères de la stabilité P2P globale sont calculées entre $0\mu s$ et $10\mu s$, puis entre $1\mu s$ et $9\mu s$. Elles sont montrées dans le tableau suivant.

Tableau III. 4: Tableau de synthèse compété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $t_m = td = 13ns$ et τ réduit à $10\mu s$.

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique				Sans correction				Avec correction de Lanczos				Avec correction de Fejér			
N	τ	t_m/t_d	τ_{visu}	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q
8	$50\mu s$	$13ns$	$50\mu s$	-46.8	-46.8	-44.5	-44.5	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	$50\mu s$	$13ns$	$48\mu s$	-47.6	-47.6	-45.2	-45.2	-46.7	-46.7	-45.5	-45.5	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2
8	$50\mu s$	$1\mu s$	$50\mu s$	-46	-46	-45	-45	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	$50\mu s$	$1\mu s$	$48\mu s$	-46.8	-46.8	-45.8	-45.8	-46.7	-46.7	-45.6	-45.6	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2
8	$10\mu s$	$13ns$	$10\mu s$	-44.7	-44.7	-44.4	-44.4	-44	-44	-44.5	-44.5	-48	-48	-47.2	-47.2
8	$10\mu s$	$13ns$	$8\mu s$	-48.8	-48.8	-48.8	-48.8	-46.6	-46.6	-47.9	-47.9	-50.7	-50.7	-49.6	-49.6

Il est clair que cette configuration de rafale radar pour laquelle la durée des impulsions est réduite conduit à un comportement très différent du transistor en termes de stabilité P2P. Dans ce cas les fortes variations de stabilité P2P en début et en fin d'impulsion modifient considérablement les valeurs moyennes de stabilités P2P notamment lorsque $\tau_{visu} = 8\mu s$ puisque dans ce cas les stabilités P2P sont fortement améliorées. La stabilité P2P moyenne est détériorée sans correction et avec la correction par le facteur de Lanczos alors qu'elle est améliorée avec la correction par le facteur de Fejér.

L'interprétation de ces différences de comportement est très difficile. Elles mettent en exergue le fait que les causes de la stabilité P2P dans un transistor GaN HEMT sont pour le moment très mal connues.

III.2.3. Stabilité P2P lorsque la 1^{ère} impulsion sur les huit est supprimée du calcul.

Afin d'évaluer l'influence de la première impulsion sur les résultats de stabilité P2P, de nouveaux calculs de stabilité P2P ont été réalisés sans prendre en compte cette première impulsion.

Les deux stabilités P2P RMS/ET en amplitude pour les rafales radar irrégulières périodiques ayant les caractéristiques suivantes $\tau = 50\mu s, N = 8, tm = td = 13ns$ sont calculées à partir des sept dernières impulsions des rafales radar non corrigées et corrigées par les facteurs de Fejér et Lanczos sont présentées dans la figure suivante III.24.

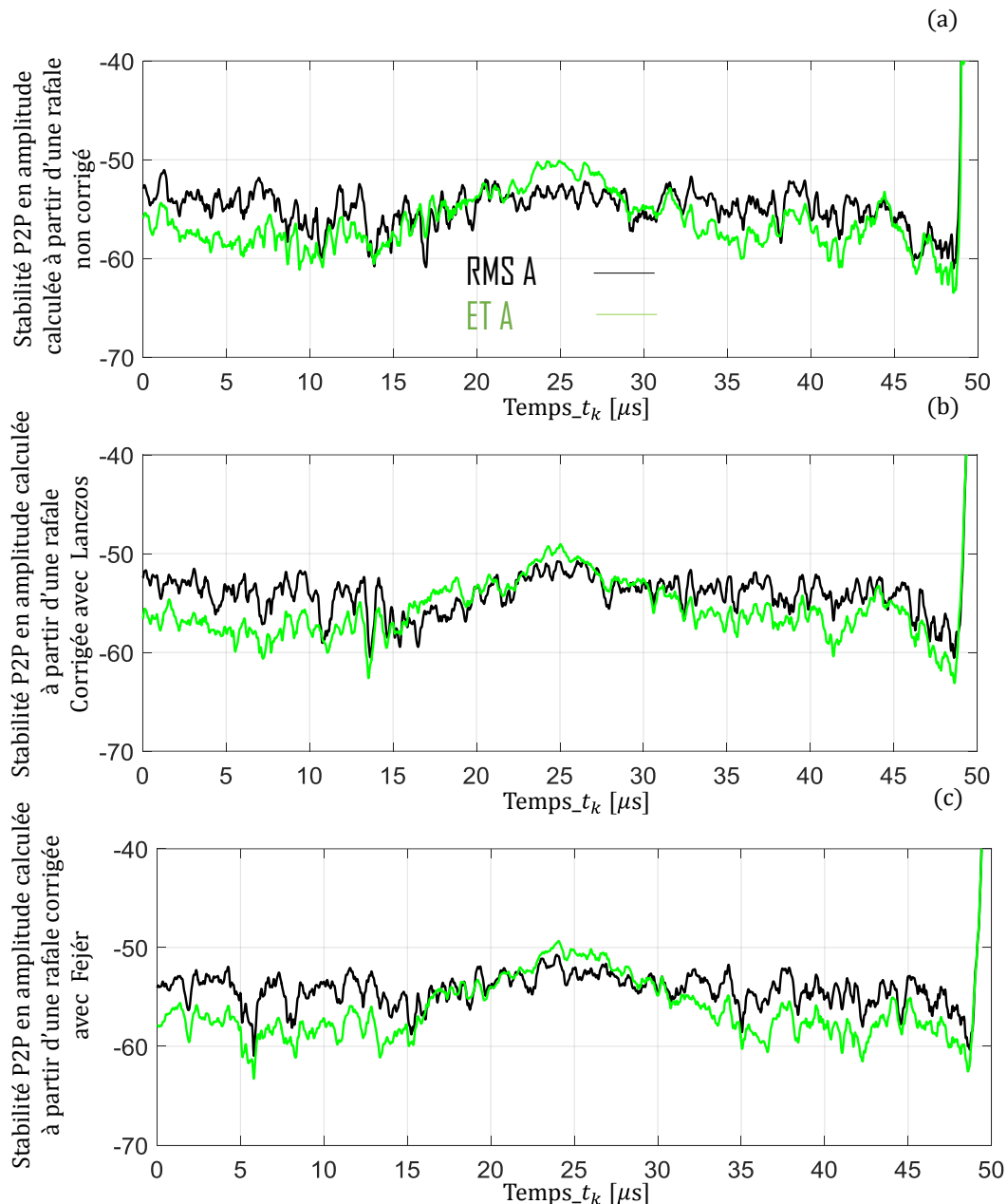


Figure III. 24: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées sur les sept dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s, N = 8, tm = td = 13ns$.

Dans ce cas, la stabilité P2P d'amplitude calculée avec les deux méthodes RMS ou ET, varie autour de -55dB alors qu'en prenant en compte les huit impulsions dans le calcul elle variait autour de -50dB.

Il est à noter que la suppression de la première impulsion améliore la stabilité P2P d'amplitude.

Les deux stabilités P2P en phase pour les rafales radar irrégulières périodiques calculées avec les deux calculs RMS/ET et les sept dernières impulsions sont présentées dans la figure suivante II.25.

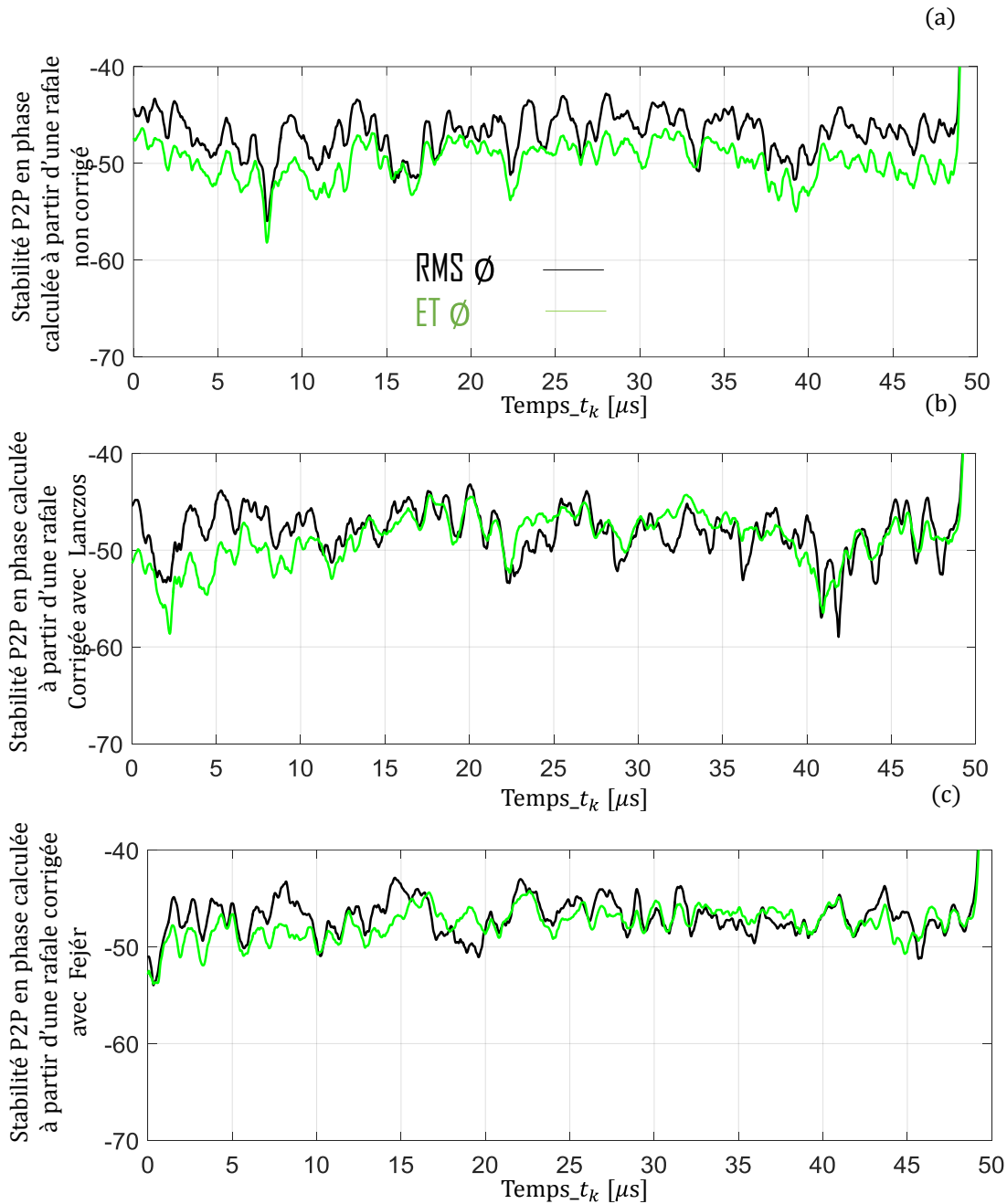


Figure III. 25: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées sur les sept dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu$ s, $N = 8$, $t_m = t_d = 13$ ns.

Les deux stabilités P2P globales RMS/ET calculées pour les sept dernières impulsions, sont illustrées sur la figure III.26.

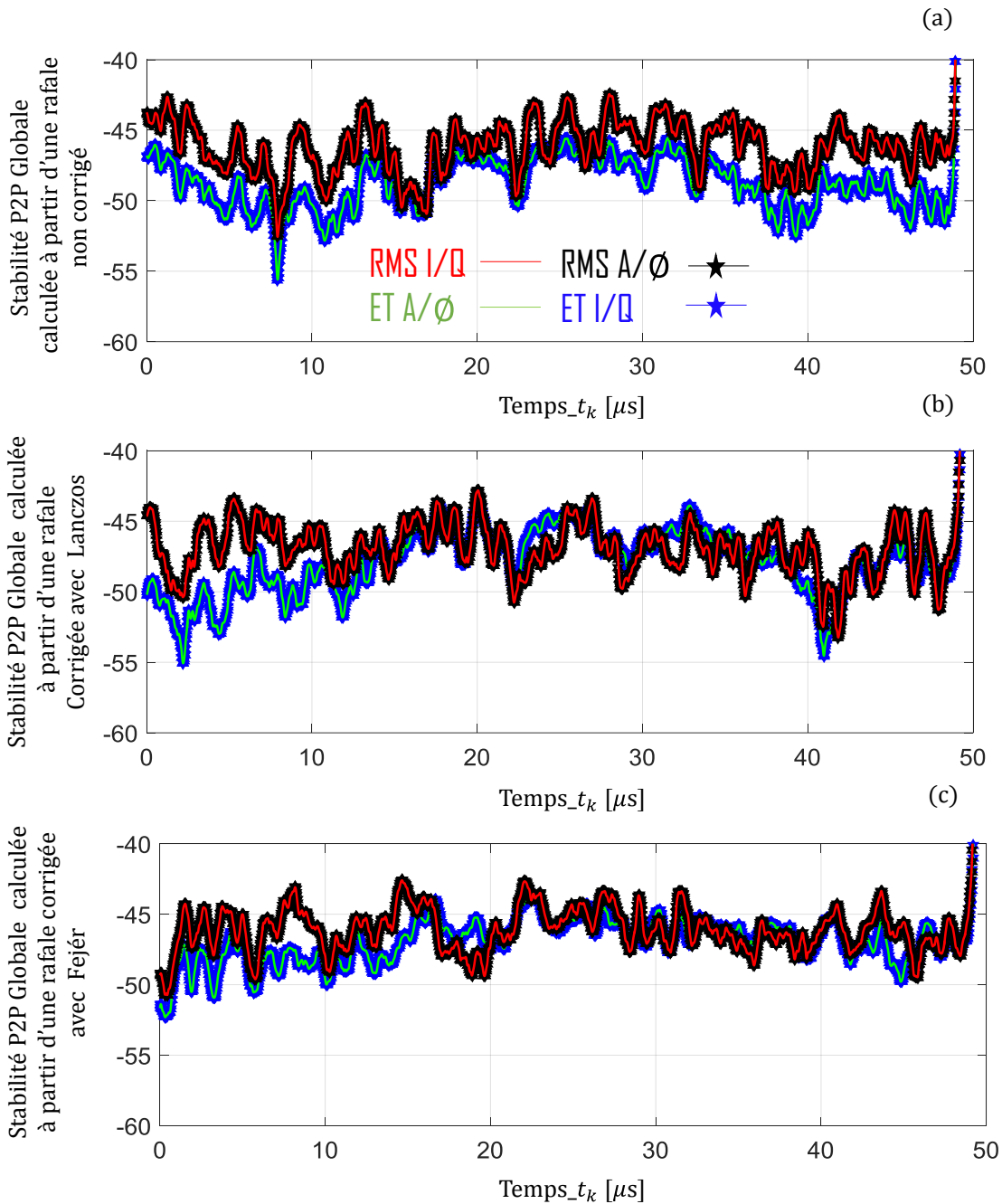


Figure III. 26: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos calculées sur les sept dernières impulsions avec $N = 7$ $\tau = 50\mu s$ $tm = 13ns$.

Le calcul de la stabilité P2P avec uniquement les sept dernières impulsions conduit généralement à une amélioration du critère de la stabilité. La figure III.26 confirme cette constatation. Cette amélioration est observable sur le tableau suivant qui illustre les valeurs moyennes pour les stabilités P2P globales.

Dans ce tableau, ont aussi été ajoutées les valeurs moyennes des stabilités P2P globales calculées pour les six dernières (en ne prenant pas en compte, dans les calculs, les deux premières impulsions sur les huit mesurées).

Tableau III. 5: Tableau de synthèse complété pour la rafale radar irrégulière périodique $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ $t_m = t_d = 13ns$ et pris en compte des sept ou des six dernières impulsions.

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique				Sans correction				Avec correction de Lanczos				Avec correction de Fejér			
N	τ	t_m/t_d	τ_{visu}	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q	ET A/ \emptyset	ET I/Q	RMS A/ \emptyset	RMS I/Q
8	50 μs	13ns	50 μs	-46.8	-46.8	-44.5	-44.5	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	50 μs	13ns	48 μs	-47.6	-47.6	-45.2	-45.2	-46.7	-46.7	-45.5	-45.5	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2
8	50 μs	1 μs	50 μs	-46	-46	-45	-45	-46.2	-46.2	-45	-45	-44.9	-44.9	-44.5	-44.5
8	50 μs	1 μs	48 μs	-46.8	-46.8	-45.8	-45.8	-46.7	-46.7	-45.6	-45.6	-45.4	-45.4	-45.2	-45.2
8	10 μs	13ns	10 μs	-44.7	-44.7	-44.4	-44.4	-44	-44	-44.5	-44.5	-48	-48	-47.2	-47.2
8	10 μs	13ns	8 μs	-48.8	-48.8	-48.8	-48.8	-46.6	-46.6	-47.9	-47.9	-50.7	-50.7	-49.6	-49.6
7	50 μs	13ns	50 μs	-48.2	-48.2	-45.5	-45.5	-47.5	-47.5	-46.5	-46.5	-46.5	-46.5	-45.7	-45.7
7	50 μs	13ns	48 μs	-48.8	-48.8	-46.2	-46.2	-47.9	-47.9	-47	-47	-46.8	-46.8	-46	-46
6	50 μs	13ns	50 μs	-48.7	-48.7	-45.5	-45.5	-49.5	-49.5	-47.2	-47.2	-48.2	-48.2	-45.7	-45.7
6	50 μs	13ns	48 μs	-49.3	-49.3	-46.2	-46.2	-50	-50	-47.7	-47.7	-48.5	-48.5	-46	-46

Le fait de ne plus prendre en compte la première ou les deux premières impulsions dans le calcul de la stabilité P2P conduit à une amélioration systématique de la stabilité P2P par rapport au calcul avec les 8 impulsions. Cette amélioration est de 1 à 4dB selon les méthodes de calcul et selon si les corrections par les facteurs de Lanczos ou Fejér sont appliquées.

Dans tous les cas, l'application des corrections réduit les écarts entre les résultats de stabilité P2P calculées par la méthode ET ou RMS. C'est pourquoi, il est fondamental de travailler avec des rafales radar les plus propres possibles avant de les envoyer à l'entrée des dispositifs sous test (transistors sous pointes ou amplificateurs).

Les deux stabilités P2P en amplitude calculées avec les méthodes RMS/ET et avec les six dernières impulsions uniquement, sont présentées dans la figure suivante III.27.

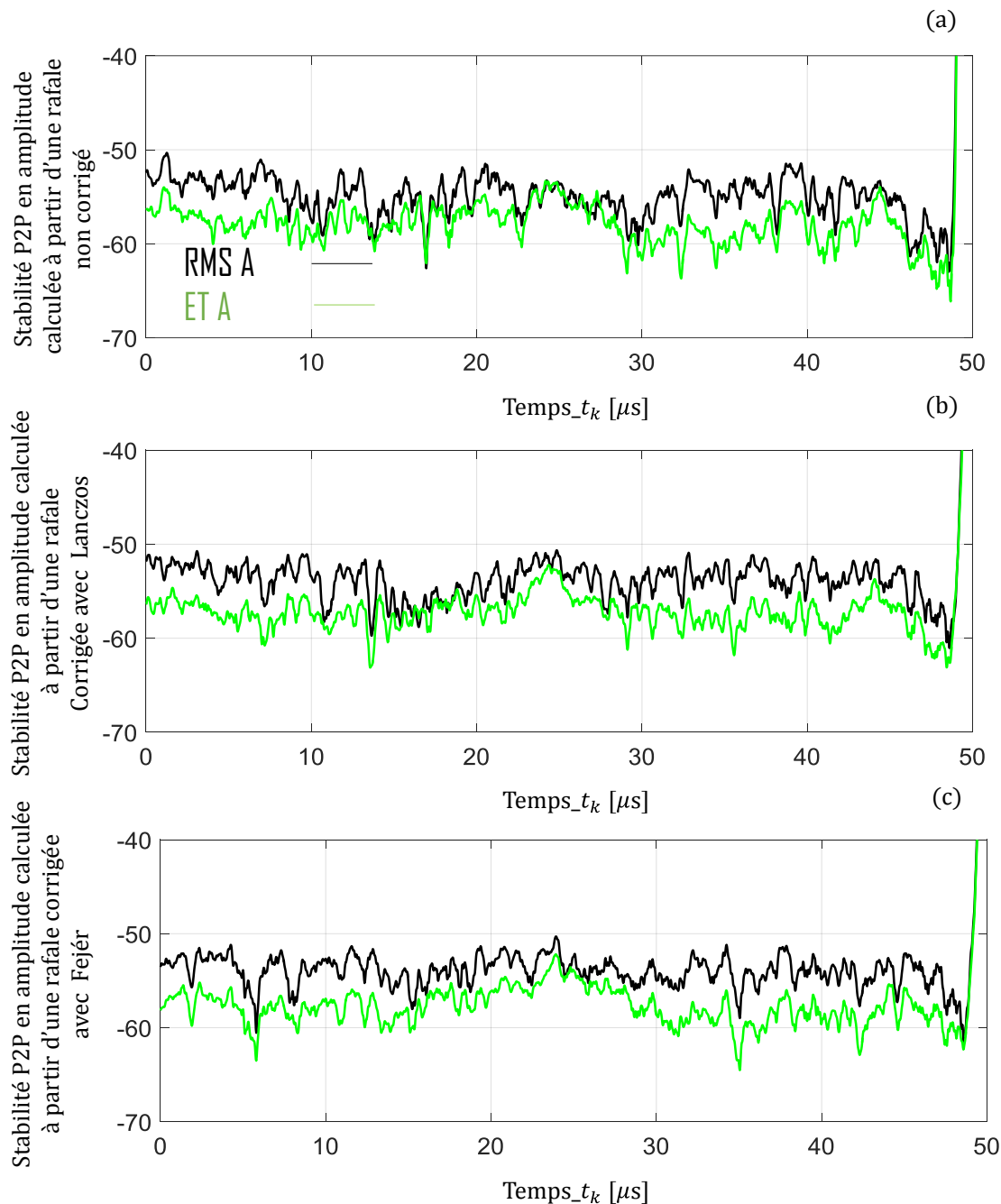


Figure III. 27: Superposition des deux stabilités P2P en amplitude calculées sur les six dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s, N = 8, tm = td = 13ns$.

Les deux stabilités P2P en phase, sont fondées sur l'utilisation des différents types de rafale (non-corrigée, corrigée avec les facteurs de Fejér et corrigée avec les facteurs de Lanczos), quantifiées avec les deux méthodes RMS/ET et les six dernières impulsions uniquement sont présentées dans la figure suivante II.28.

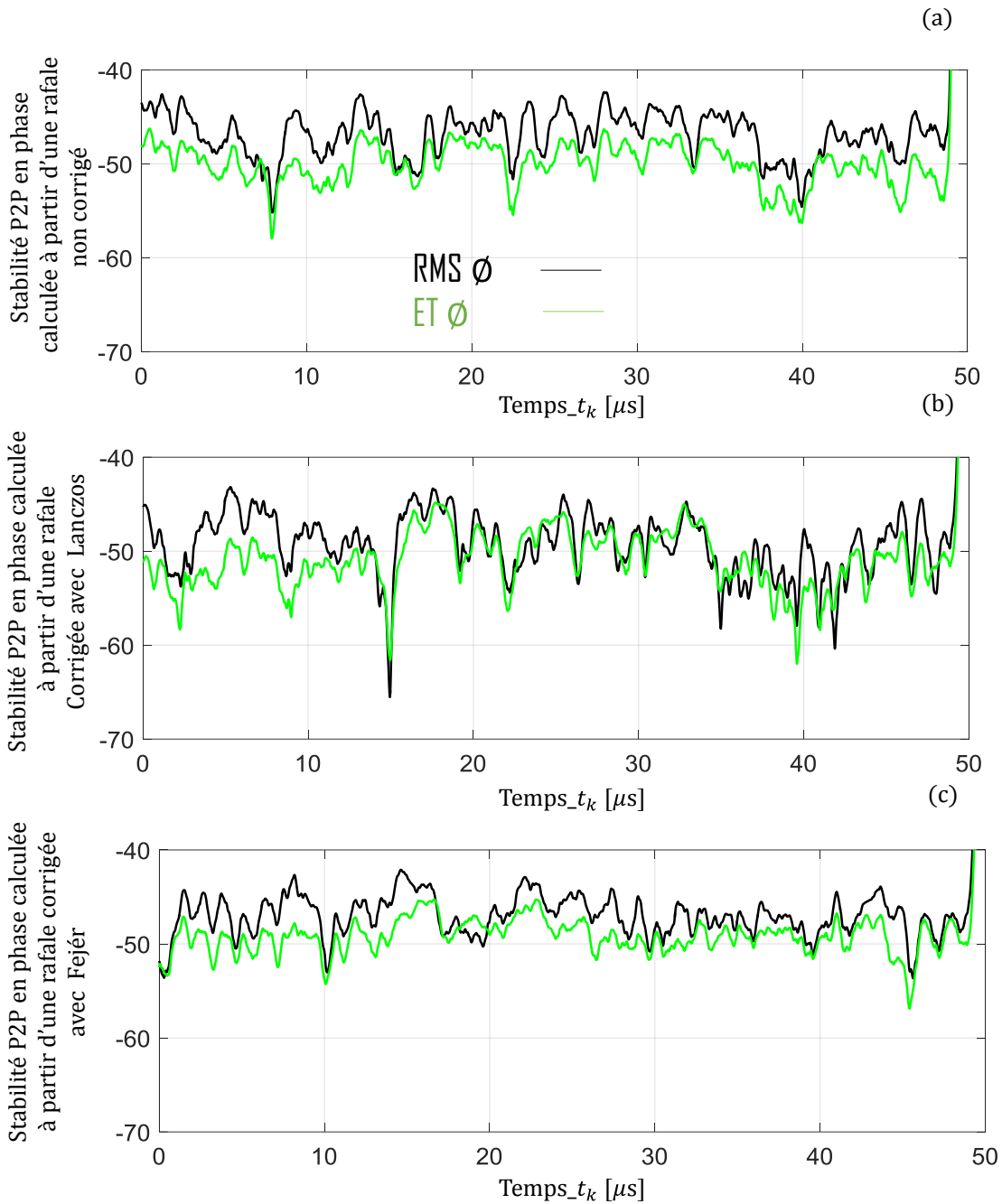


Figure III. 28: Superposition des deux stabilités P2P en phase calculées sur les six dernières impulsions avec les méthodes RMS/ET pour les trois types de rafales : (a) : non-corrigée, (b) : corrigée avec Lanczos et (c) : corrigée avec Fejér avec $\tau = 50\mu s, N = 8, tm = td = 13ns$.

La figure suivante illustre les deux stabilités P2P globales calculées avec les six dernières impulsions et avec les méthodes RMS/ET.

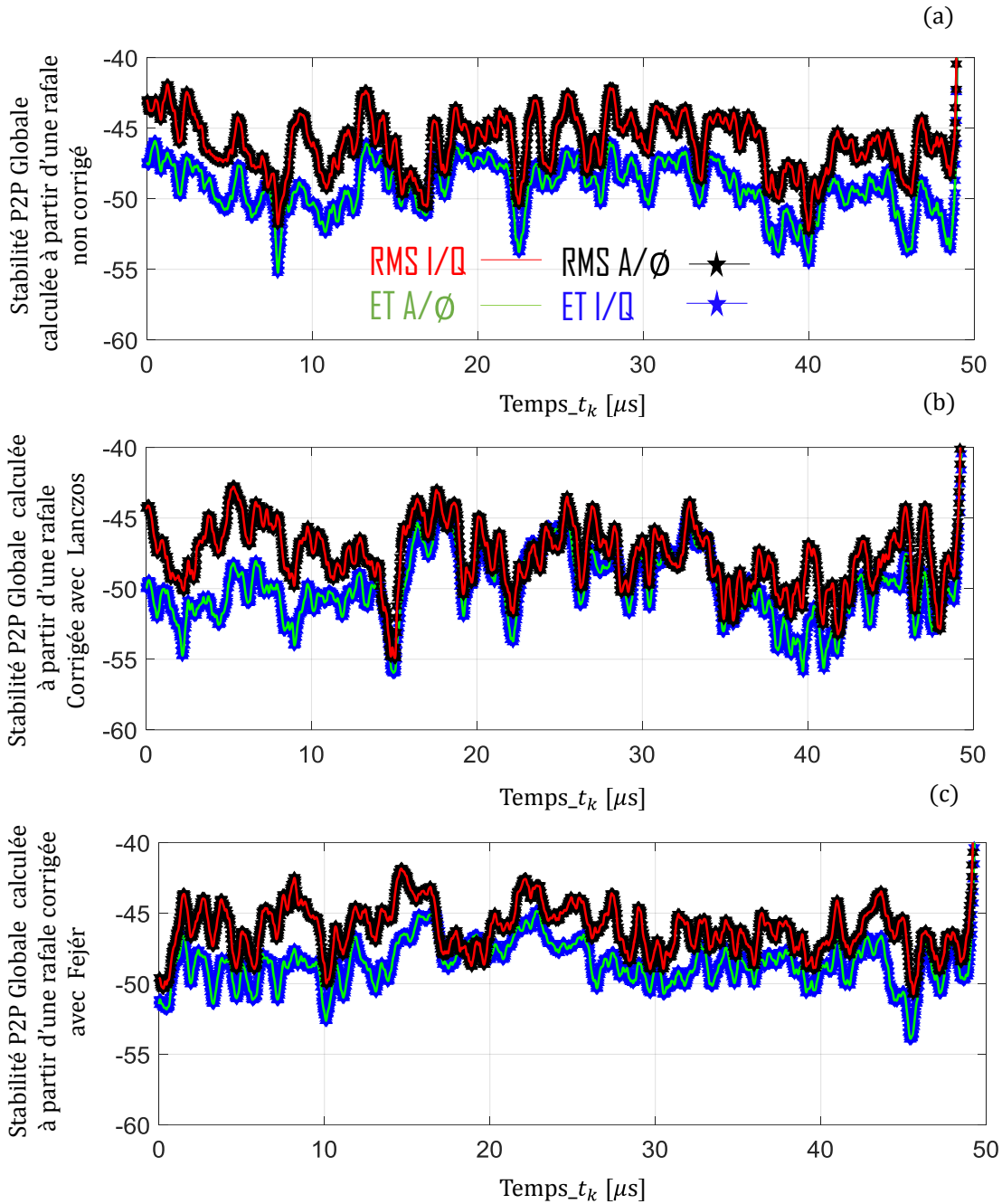


Figure III. 29: Stabilité P2P globale du transistor mesurée @ $f_{port} = 3.3GHz$ calculées avec les six dernières impulsions et avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos avec $N = 8$ $\tau = 50\mu s$ $tm = 13ns$.

III.3. Comparaison des résultats de stabilités P2P issus de la mesure avec les résultats obtenus en simulation Harmonic Balance deux tons

Dans le deuxième chapitre, a été introduit, une nouvelle simulation en équilibrage harmonique fondée sur l'utilisation d'une grille fréquentielle définie par deux fréquences et deux ordres d'harmoniques associés à ces deux fréquences. Cette simulation appelée Harmonic Balance bi-tons permet d'obtenir des formes d'ondes simulées de la rafale radar irrégulière périodique qui peuvent être comparées avec celles mesurées.

En utilisant une rafale radar irrégulière périodique avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$, $tm = td = 13ns$, une simulation HB deux tons a été réalisée sous ADS avec le modèle électrothermique de la fonderie UMS. Ce modèle électrothermique comporte aussi un modèle d'effets de pièges.

La configuration de la simulation HB deux tons est fondée sur l'utilisation de deux fréquences, qui sont la fréquence fondamentale f_0 ainsi que le nombre d'harmoniques N_{harm} . La deuxième fréquence fondamentale utilisée pour cette simulation, est la fréquence microonde porteuse f_c et le nombre d'harmoniques N_c associé. Le nombre total de fréquences N_{f_tot} est donné par l'équation III.1, cette simulation a été détaillée dans le paragraphe II.8 [48], [49], [50].

$$N_{f_tot} = (1 + 2(N_{harm} - 1)) \cdot (1 + N_c) - (N_{harm} - 1) \quad (III.1)$$

Les nombres d'harmoniques utilisés dans cette simulation, sont les suivantes :

- $N_c = 5$,
- $N_{harm} = 5001$,
- $N_{f_tot} = 55006$.

Le modèle de fonderie électrothermique non linéaire $10 \times 275\mu m$ AlGaIn/GaN HEMT [51], [52], [53] avec $0,25 \mu m$ de développement de grille a été mesuré avec 3 types de rafale radar irrégulière :

- 1) Rafale non-corrigée,
- 2) Rafale corrigée avec les facteurs de Fejér,
- 3) Rafale corrigée avec le facteur de Lanczos.

Les facteurs de Fejér et de Lanczos ont été utilisés dans les programmes Python développés à XLIM pour générer les rafales radar.

La polarisation du transistor est identique en simulation et en mesure. Le générateur utilisé en simulation est configuré pour obtenir les mêmes puissances dans les impulsions en entrée du transistor.

La fréquence de base de la grille fréquentielle est choisie égale à 1MHz avec un nombre d'harmoniques associé égal à 5001. La fréquence porteuse, comme en mesure est égale à 3.3GHz avec un nombre d'harmoniques associé $N_c=5$.

En appliquant l'équation III.1, le nombre de fréquences utilisées dans cette simulation est égal à 55006 fréquences. Cette simulation réalisée avec ce nombre important de fréquences et avec un ordinateur 64bit possédant un processeur (x64-based) INTEL CORE

i7 CPU @1.10GHz, une mémoire vive de 8GB nécessite un temps de simulation d'environ 2h,30 par point de puissance.

La figure III. 30 présente la schématique ADS utilisée pour réaliser la simulation HB 2tons du transistor GaN.

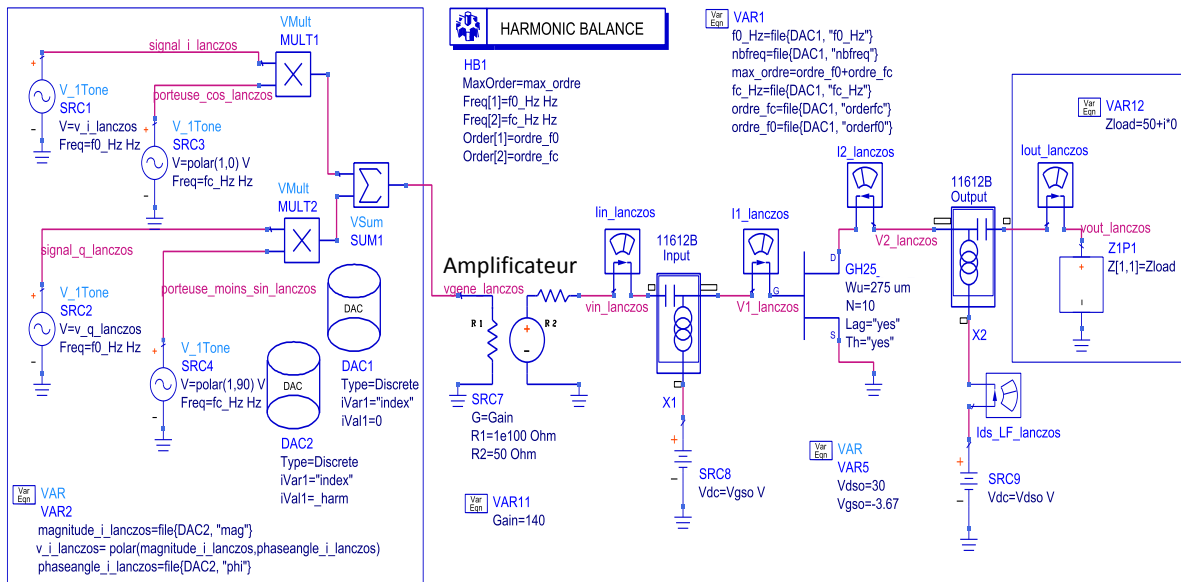


Figure III. 30 : Schématique ADS de la simulation HB 2tons

La figure suivante illustre une comparaison des enveloppes complexes mesurées des tensions RF de drain à la sortie du transistor pour une impédance de charge $Z_L = 50 \Omega$ données en trait pointillé avec les enveloppes complexes simulées sous ADS tracées en trait plein.

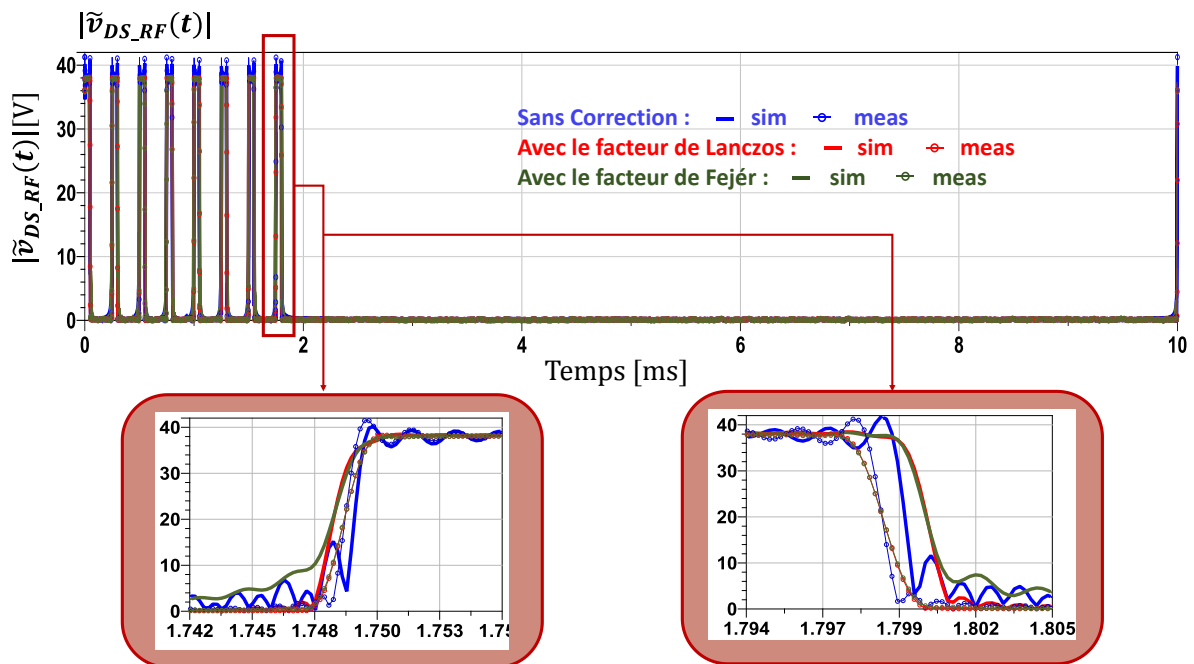


Figure III. 31: Comparaison des tensions RF de drain mesurées et simulées avec HB 2tons avec et sans les corrections par les facteurs de Fejér et Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50 \mu s$, $t_m = 13 ns$.

Il est à noter qu'une bonne concordance entre les formes d'ondes mesurées et simulées est observée.

Il apparait clairement que les oscillations dues aux phénomènes de Gibbs sont aussi présentes sur les modules des enveloppes complexes des tensions RF simulées. Les conclusions sur les capacités des facteurs de correction de Lanczos et de Fejér à réduire les phénomènes de Gibbs sont identiques en simulation à celles présentées pour la mesure.

De la même manière que la mesure, les phénomènes parasites de Gibbs ont affecté les enveloppes temporelles des tensions RF de drain simulées en utilisant le simulateur ADS-Python® [41] réalisé dans cette thèse et détaillé précédemment dans le paragraphe II.7.

Les variations des amplitudes des enveloppes temporelles des tensions RF de drain sans correction (en bleu sur la figure III.31) sont très importantes dans les impulsions que ce soit en mesure ou en simulation. Le modèle de fonderie utilisé dans la simulation n'a pas été conçu pour répondre à une simulation HB 2tons. C'est pourquoi, une légère différence de réponse existe entre la mesure et la simulation. Ce modèle a été validé uniquement pour des simulations statiques et non pour des simulations dynamiques (fondées sur l'utilisation de signaux modulés).

Il est à noter, qu'à notre connaissance, c'est la première fois, qu'une telle simulation HB 2tons est réalisée pour observer le comportement d'un transistor non linéaire [55].

La figure III.32 décrit les enveloppes complexes de la tension RF de drain simulée et mesurée pour les trois rafales radar irrégulières périodiques (non corrigées, corrigées par le facteur de Fejér et corrigées par le facteur de Lanczos) pour la dernière impulsion de la rafale.

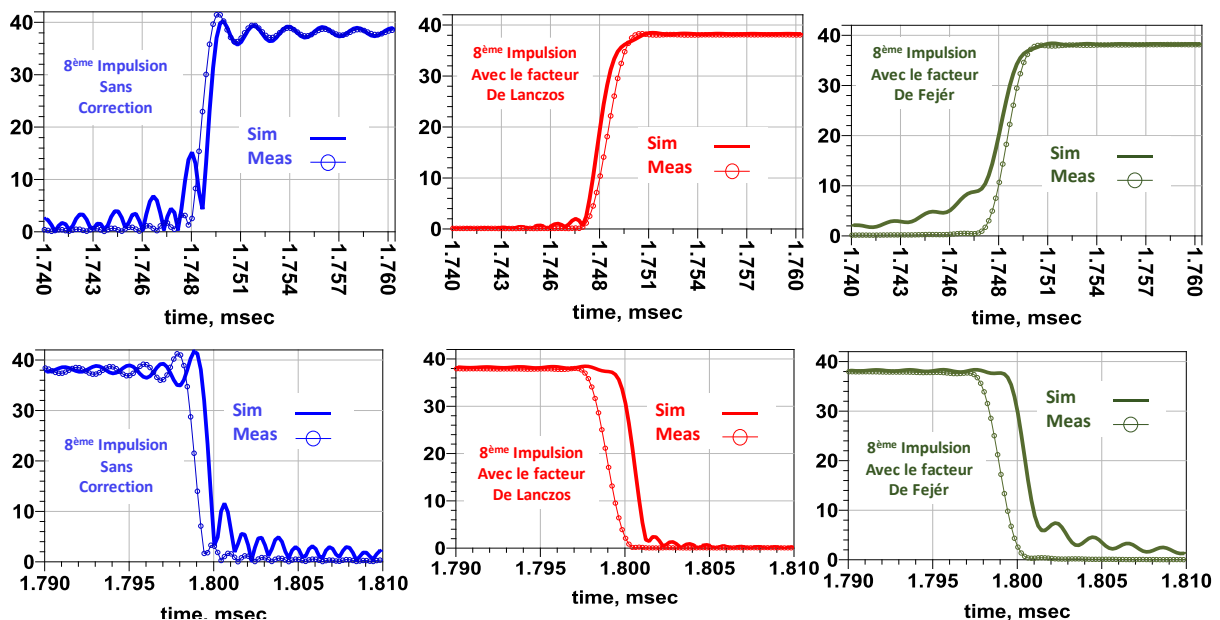


Figure III. 32: Comparaison de la tension RF de drain mesurée et simulée (8^{ème} impulsion) avec HB 2tons avec et sans les corrections de Fejér et Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$, $tm = 13ns$.

Comme en mesure, l'application des deux facteurs de correction conduisent à légèrement augmenter les temps de montée et de descente.

En simulation comme en mesure, les phénomènes de Gibbs sont fortement réduits par l'utilisation des facteurs de correction, que ce soit celui de Fejér ou celui de Lanczos.

La figure III.33 représente la superposition des modules des enveloppes complexes de la tension $\tilde{v}_{DS_{RF}}(t)$ simulées et mesurées pour les trois rafales radar (non-corrigée, corrigée avec les facteurs de Lanczos et corrigée avec les facteurs de Fejér).

Cette figure illustre la superposition des 8 impulsions des rafales qui auraient été déclenchées ("triguées") virtuellement à chaque période T_{pulse} .

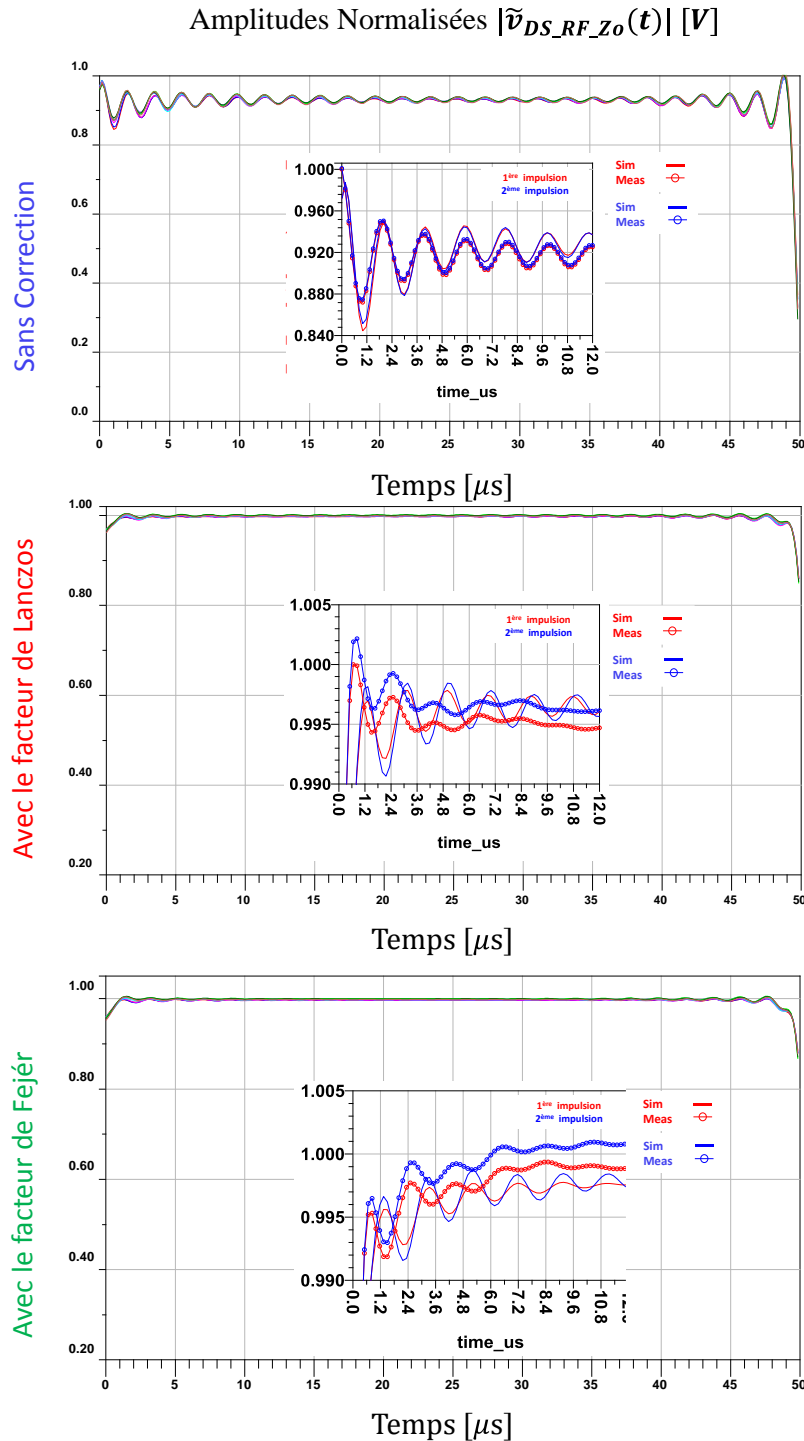


Figure III. 33: Superposition des amplitudes des enveloppes des tensions RF de drain des 8 impulsions de la rafale simulées et mesurées en sortie du transistor @ $f_{port} = 3.3GHz$.

Les variations des amplitudes des enveloppes temporelles dues aux phénomènes de Gibbs pour les huit impulsions de la rafale non corrigée sont aussi importantes en simulation qu'en mesure.

Les allures des impulsions mesurées ou simulées sont très proches les unes des autres, ce qui est remarquable pour un modèle de transistor qui n'a pas été validé expérimentalement pour ce type de simulation.

Le critère de stabilité P2P est alors calculé à partir des superpositions des courbes de la figure précédente.

Les stabilités P2P globales ont été extraites en utilisant uniquement la méthode RMS.

Les stabilités globales P2P fondées sur des mesures sont en pointillé et celles fondées sur des simulations sont présentées en trait continu sur la figure III.34.

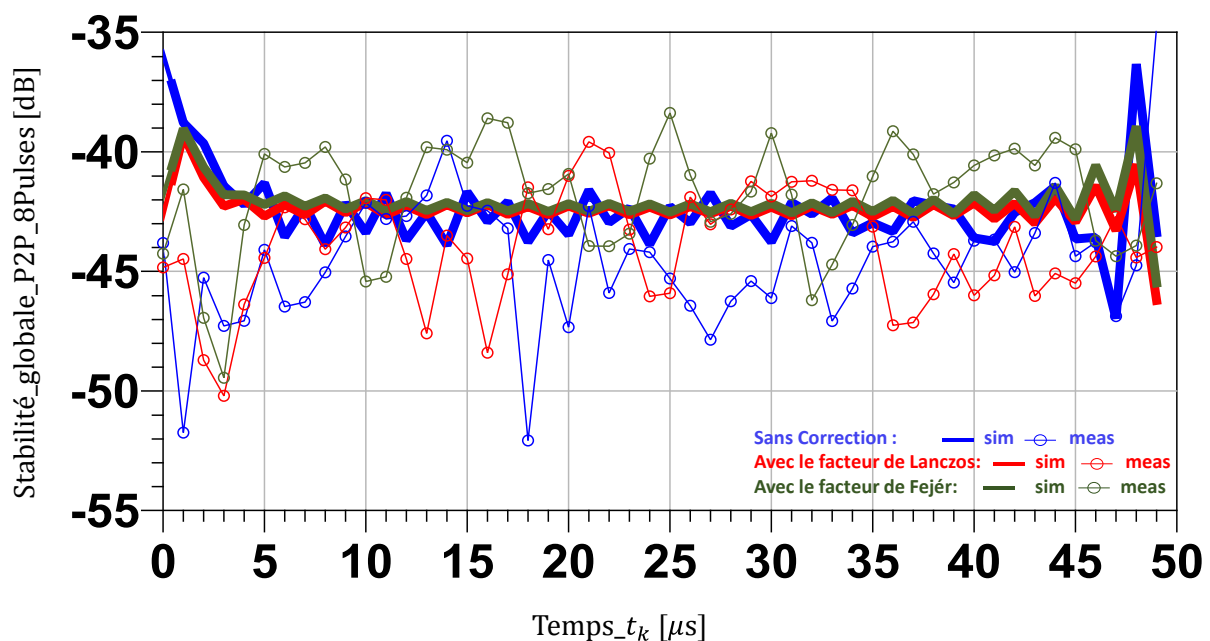


Figure III. 34: Comparaison des Stabilités P2P globales mesurées et simulées @ $f_{port} = 3.3GHz$ avec et sans les corrections de Fejér/Lanczos avec $N = 8$, $\tau = 50\mu s$ $t_m = 13ns$.

Les simulations ADS-Python® permettent une première validation du modèle car les résultats obtenus restent très proches des résultats de "mesure orientée stabilité P2P" obtenus avec le système de mesure temporelle étalonnée.

Les courbes simulées de la stabilité P2P pour les 3 rafales radar sont moins bruitées que celles obtenues en mesure car le bruit basse fréquence des équipements du banc de mesure n'est pas pris en compte dans la simulation. Pour mieux comparer les résultats, un calcul de la moyenne des stabilités P2P a aussi été conduit pour les 3 rafales. Il est présenté dans le tableau suivant :

Tableau III. 6: Tableau comparatif entre les résultats de stabilité P2P issus des enveloppes complexes mesurées et simulées.

Définition de la rafale radar impulsionnelle périodique			sans correction	Avec correction de Lanczos	Avec correction de Fejér
N	τ	t_m/t_d	RMS A/ϕ	RMS A/ϕ	RMS A/ϕ
Valeurs moyennes de la stabilité P2P calculée à partir des enveloppes complexes mesurées					
8	$50\mu s$	$13ns$	-44.5	-45	-44.5
Valeurs moyennes de la stabilité P2P calculée à partir des enveloppes complexes simulées					
8	$50\mu s$	$13ns$	-42	-43.6	-42

Ces premières simulations montrent des différences entre les stabilités P2P calculées à partir des enveloppes mesurées et simulées. Ces différences peuvent provenir du bruit basse fréquence non pris en compte dans les simulations et/ou du modèle qui n'est pas encore suffisamment précis pour rendre compte des phénomènes non linéaires très complexes qui se produisent au sein du transistor lorsqu'il est soumis à des signaux modulés à son entrée. Ces premières simulations réalisées avec l'outil développé à XLIM qui devrait permettre dans le futur de pallier ces défauts liés à la modélisation du transistor.

III.4. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, des mesures temporelles des enveloppes complexes des signaux de type rafale radar irrégulière périodique, en utilisant le système de mesure temporelle calibré, ont été présentées et comparées avec des simulations en équilibrage harmonique deux tons des enveloppes complexes de la même rafale radar.

Trois configurations de rafale ont été utilisées en simulation comme en mesure.

En revanche, pour les mesures, deux paramètres de rafale ont été modifiés :

- les temps de montée et de descente t_m/t_d ,
- la largeur de l'impulsion τ .

Des mesures ont été faites pour différentes valeurs de ces paramètres pour connaître leurs influences sur les résultats de calcul de stabilité P2P. Plusieurs calculs de stabilité P2P ont été réalisés. Les calculs ont été fondés sur deux méthodes : la méthode RMS et la méthode ET. Pour chaque méthode, les calculs de stabilité ont été fait en utilisant soit les amplitudes/phases, soit les parties réelles/imaginaires des enveloppes de tensions de drain mesurées en sortie du transistor HEMT GaN chargé sur 50Ω .

Les conclusions qui peuvent en être tirées sont les suivantes :

- Les conclusions sont identiques si les stabilités P2P sont calculées en amplitudes/phases ou en parties réelles/imaginaires,
- Les stabilités P2P extraites des mesures, quelles que soient les rafales ou les méthodes de calcul utilisées, sont du même ordre de grandeur (de 1 à 3dB de différence pour les comparaisons des moyennes de stabilités P2P globale),
- Les stabilités P2P extraites à partir des mesures de rafales corrigées par les facteurs de Fejér et Lanczos conduisent à des résultats plus proches lorsque les deux méthodes RMS et ET sont utilisées,
- Les corrections par les facteurs de Lanczos et Fejér permettent de diminuer les phénomènes de Gibbs comme prévu théoriquement et sont donc absolument nécessaire pour une évaluation plus précise et plus réaliste des stabilités P2P,
- L'utilisation des temps de montée et de descente plus long permet de réduire les phénomènes de Gibbs. Les facteurs de corrections améliorent alors encore plus la "propreté" des impulsions utilisées dans la rafale radar,
- Les variations sur les durées τ d'impulsion conduisent à des résultats dont l'interprétation est compliquée à donner. L'aide d'experts en traitement de signal radar est nécessaire à ce stade pour mieux comprendre les résultats.

En fin, la fin du chapitre est consacrée à une première comparaison entre les résultats des simulations du modèle du transistor utilisé en mesure, en équilibrage harmonique 2tons avec des sources de signaux modulés et les résultats de mesures réalisés dans les mêmes conditions que la simulation. Les résultats obtenus en simulation concernant les enveloppes des tensions de drain extrinsèques et ceux concernant les mesures de tensions étalonnées dans le plan du drain du transistor sont très proches les uns des autres. Ces résultats très similaires ont été obtenus sans aucune modification du modèle issu de la fonderie. Cette comparaison permet donc de montrer l'intérêt des deux nouveaux principaux outils mis en œuvre au cours de cette thèse, à savoir :

- Le banc de caractérisation temporelle orienté mesure de stabilité P2P avec réduction des phénomènes de Gibbs pour une détermination plus précise des formes d'ondes de rafales radar irrégulières périodiques présentes aux accès d'un dispositif sous test non linéaires dans un environnement "load-pull", ce banc de caractérisation a été associé à des procédures spécifiques permettant de vérifier et d'assurer la causalité des mesures réalisées,
- La simulation en équilibrage harmonique de dispositifs non linéaires soumis à des générateurs de signaux modulés et dans un environnement "load-pull".

Conclusion Générale

Ces travaux de thèse ont permis de présenter deux outils différents pour caractériser en termes de stabilité P2P les composants radiofréquences et microondes non linéaires utilisés pour des applications civiles ou militaires. Le premier un outil expérimental permettant la mesure des tensions/courants aux bornes de dispositifs non linéaires sous pointes (ou connectés) et soumis à des excitations de type rafale radar irrégulière périodique parfaitement définies et contrôlées avec phénomènes de Gibbs réduits. Le deuxième outil est l'équivalent en simulation. Il est fondé sur l'utilisation de l'équilibrage harmonique 2tons associé à la génération de signaux modulés. Cet outil logiciel est une 1^{ère} version fondée sur un lien informatique entre ADS et Python.

Dans le premier chapitre, les notions fondamentales d'un système radar ont été succinctement abordées. Ensuite, une définition de la rafale radar irrégulière périodique est présentée. Les phénomènes parasites de Gibbs et les deux facteurs correctifs de Fejér et de Lanczos sont aussi présentés. À la fin de ce chapitre, deux expressions issues des calculs utilisant les amplitudes/phases ou les parties réelles/imaginaires des enveloppes des rafales radar impulsives irrégulières périodiques, ont été définies et comparées :

- Méthode des moyennes quadratiques (RMS) calculée à partir des modules/phases des enveloppes complexes de la rafale radar irrégulière périodique,
- Méthode des moyennes quadratiques (RMS) calculée à partir des parties réelles/imaginaires des enveloppes complexes de la rafale radar irrégulière périodique,
- Méthode de l'Écart-type (ET) calculée à partir des modules/phases des enveloppes complexes de la rafale radar irrégulière périodique,
- Méthode de l'Écart-type (ET) calculée à partir des parties réelles/imaginaires des enveloppes complexes de la rafale radar irrégulière périodique.

Il a été aussi démontré théoriquement, dans le premier chapitre, que les deux stabilités P2P en utilisant les amplitudes/phases et les parties réelles /imaginaires, sont égales que ce soit avec la méthode RMS ou la méthode ET. La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la démonstration théorique de l'intérêt des facteurs de correction de Fejér et de Lanczos pour réduire les phénomènes de Gibbs associés à la génération dans le domaine fréquentiel de signaux temporels présentant des points anguleux.

Le deuxième chapitre a présenté une description détaillée du système de mesure temporelle sous-pointes qui permet de réaliser des caractérisations temporelles sur des composants sous-pointes orientées stabilité P2P. Les principales améliorations apportées sur le banc de mesure temporelles durant ces travaux de thèse sont la mise en œuvre d'une procédure d'étalonnage microonde de type SOLR et d'une procédure SOL Basse fréquence. Cette dernière procédure n'a toutefois pas été utilisée pour pouvoir réaliser un étalonnage dit "Full-spectrum" avec une grille d'étalonnage très fine et s'étalant du DC à des fréquences très élevées (fréquence porteuse ou harmoniques de cette fréquence) comme requis pour la mesure de stabilité P2P sur des rafales longues de 10ms. L'étude et la mise en œuvre d'un étalon palliant ce problème constitue une perspective à donner à ce travail de thèse.

Finalement, la description de la configuration de mise en œuvre de la simulation en équilibrage harmonique orientée impulsion à impulsion P2P, est détaillée à la fin de ce second chapitre.

Il constitue, à notre avis, une des avancées majeures dans le domaine de la simulation "circuit" de dispositifs non linéaires soumis à des signaux modulés. Dans le cadre de cette thèse, cette simulation est associée uniquement à une modulation d'amplitude inhérente à la rafale radar irrégulière périodique mais son principe est tout à fait applicable à des modulations utilisées dans les radiocommunications. Elle ouvre donc un champ important de nouvelles études sur la préformation de signaux temporels permettant, par exemple, de linéariser des transistors ou des amplificateurs, ou de mieux optimiser la gestion thermique de ces dispositifs.

Le troisième chapitre a présenté des mesures calibrées temporelles des enveloppes complexes des rafales radar. La rafale radar irrégulière périodique typique et ses dérivées utilisées en mesure/simulation, ont la même période d'enveloppe 10 ms. En revanche, plusieurs mesures ont été réalisées en faisant varier la largeur d'impulsion τ et les temps de montée et de descente tm/td . Trois types de rafale radar ont été utilisés : sans correction et avec correction par les facteurs de Fejér et de Lanczos. Des comparaisons pour les trois types de rafales, pour les variations de τ et de tm/td , pour les différentes méthodes de calcul de la stabilité P2P ont été menées.

Elles conduisent aux conclusions suivantes :

- Les mesures sont réalisées sur une seule rafale et sont entachées de bruit de mesure parfois trop important et qui ont conduit à la nécessité de calculer des valeurs moyennes de stabilité P2P pour pouvoir faire des comparaisons plus simples entre les différents résultats obtenus,
- La difficulté d'interprétation des résultats ne permet pas de définir pour le moment, les causes ou les sources réelles d'instabilité P2P dans les transistor HEMT GaN,
- L'application des facteurs de corrections dans le banc de caractérisation temporelle orienté stabilité P2P permet d'améliorer la qualité des mesures réalisées tout en assurant les conditions des allers-retours entre les domaines temporels et fréquentiels.

Des résultats de simulations en équilibrage harmonique 2tons orientés stabilité P2P ont aussi été présentés dans ce chapitre. Ces résultats de simulation sont fondés sur un simulateur HB ADS associé au langage de programmation Python® et sur l'utilisation des rafales radar d'excitation préformées avec les deux facteurs de Fejér et de Lanczos. Les premières simulations en équilibrage harmonique du modèle électrothermique avec effets de piège du transistor HEMT GaN fourni par UMS ont été réalisées avec une rafale radar irrégulière périodique et les résultats sont prometteurs car ils sont très proches de ceux obtenus en mesure. Ces simulations devraient à l'avenir permettre de mieux comprendre les sources d'instabilité P2P au sein des modèles de transistors ouverts dans lesquels des modifications associées à des phénomènes physiques pourraient être ajoutées.

Plusieurs perspectives peuvent être envisagées à ce travail pour améliorer le système de mesure temporelle ou celui de simulation HB deux tons développé durant cette thèse :

- 1) Une perspective majeure de ces travaux de thèse consiste à finaliser la mise en œuvre d'un étalonnage du système de mesure pour calculer les coefficients d'erreurs BF et RF dans le domaine temporel, en utilisant les mêmes relations qui relient les ondes de puissances des plans π_{1D} et π_{1M_RF} et celles des plans π_{2D} et π_{2M_RF} mais en utilisant des produits de convolution :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \\ a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K^N * \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \\ a_{2M}^N \\ b_{2M}^N \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Domaine temporel

$$\begin{bmatrix} a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K_{BF}^N * \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (II.75)$$

Domaine temporel

Cette perspective donne la possibilité d'éviter l'utilisation des transformées de Fourier et les transformées de Fourier inverse. Cela pourrait éviter les phénomènes parasites de Gibbs qui sont générés suite aux "allers-retours" entre les domaines temporel et fréquentiel.

- 2) Une autre perspective concernant le banc de mesure consisterait à étudier, développer et mettre en œuvre un nouvel étalon "Full-spectrum" qui permettrait de réaliser un étalonnage avec une grille fine allant du DC à de très hautes fréquences microondes. Cet étalon pourrait alors avoir des composantes fréquentielles similaires à celles utilisées dans la simulation HB 2tons avec des amplitudes et des phases maîtrisées et contrôlées. L'intérêt d'avoir un tel étalonnage résiderait dans le fait d'obtenir des tensions et des courants RF et BF dans les mêmes plans d'accès des dispositifs sous tests de manière synchrone.
- 3) La perspective la plus importante associée à ce travail de thèse réside dans le champ ouvert des possibles avec des outils de caractérisation et de simulation qui sont développés en parallèle et se nourrissent des connaissances acquises l'un de l'autre. Ainsi, par exemple, la mise en œuvre de techniques de pré-distorsion numériques optimisées selon plusieurs critères simultanés devient envisageable. Il est aussi envisageable d'avoir des interactions plus fortes entre outil de mesure et outil de simulation par échanges d'informations entre eux pour définir des signaux dans les simulations qui pourraient être envoyés vers les sources RF et BF du banc après analyse des mesures obtenues sur récepteurs de ce même banc. Certains traitements spécifiques pourraient être envisagés pendant une mesure par rapport à des critères d'optimisation entrés par l'utilisateur : cela constituerait aussi un premier pas vers une intégration d'intelligence artificielle dans des outils de simulation et de caractérisation de manière simultanée. Un premier exemple consisterait à mettre en œuvre des techniques d'"Iterative Learning Control" (ILC) ou de contrôle par apprentissage itératif.

Références bibliographiques

- [1] J. Delprato, "Analyse de la stabilité d'impulsion à impulsion des amplificateurs de puissance HEMT GaN pour applications radar en bande S," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2016.
- [2] www.radartutorial.eu.
- [3] J. Darricau, *Physique et Théorie du Radar*. 1993.
- [4] K. E. Akhdar, "Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2013.
- [5] "Target and Clutter Scattering and their Effects on Military Radar Performance," NATO, 1991.
- [6] "Introduction to the theory of Fourier's series", *Ann. Math.*, vol.7, 1906, p. 81-152.
- [7] "J. W. Gibbs, "Fourier Series", *Nature*, vol. 59 1898, p. 200 et 1899, p. 606.
- [8] N.G. van Kampen, François Lurçat. Causalité et relations de Kramers-Kroning. *J. Phys. Radium*, 1961, 22 (3), pp. 179-191. 10.1051/jphysard:01961002203017900. Jpa-00236433.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] C. Salmer, "Contribution à l'étude de la stabilité d'impulsion à impulsion d'un émetteur état solide pour radar," Ph.D. dissertation, Université de Lille, Mai 1999.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] D. McCann, C. Zhu, "Improving upon Pulse-to-Pulse stability in GaN RADAR amplifiers compromised by the presence of GaN trapping effects." 978-2-87487-039-2 © 2015 EuMA, 7-10 Sept 2015, Paris, France.

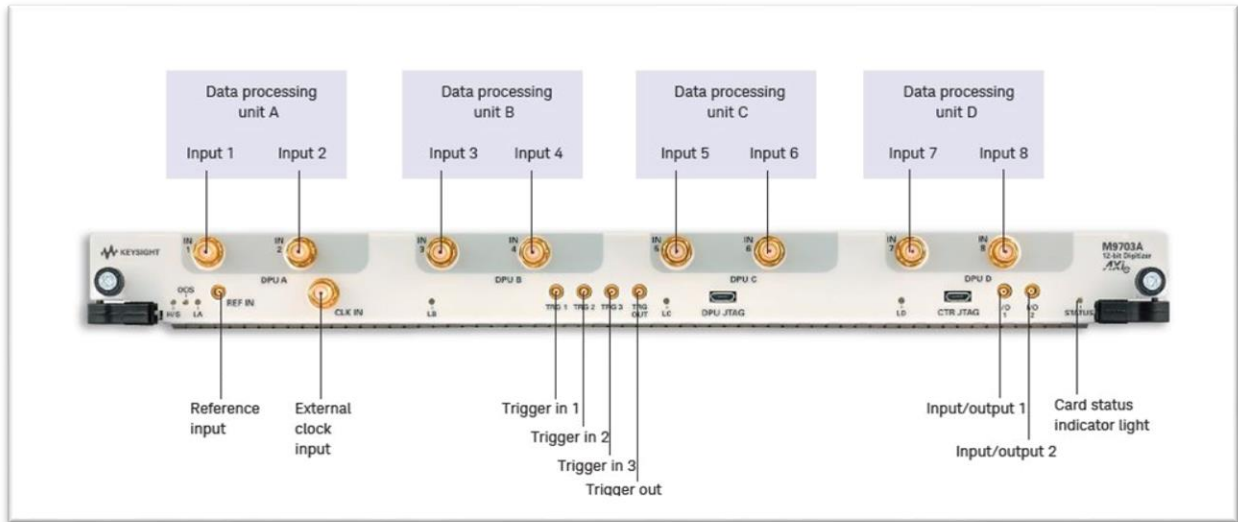
- [17] H.Zhu, et al., "Gibbs phenomenon for fractional Fourier series", IET Signal Processing, December 2011, pp 728-738.
- [18] M. Ben-Sassi, G. Neveux, D. Barataud. "Ultra-Fast (13ns) Low Frequency/Microwave Transient Measurements, Application to GaN Transistors Characterization of Pulse to Pulse Stability", IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 2019.
- [19] M. Ben-Sassi, G. Neveux, D. Barataud. "Comparison of Harmonic Balance Simulated and Measured Ultra-short Low Frequency/Microwave Transients in Pulse to Pulse Characterization on GaN transistors", in European Microwave Conference, Paris, France 2019.
- [20] PN9002, System Tests Radar Pulse Stability.
- [21] PXI Vector Signal Transceivers, National Instruments.
- [22] "Introduction to the Theory of Fourier's Series and Integrals". By Prof. H. S. Carslaw. Third edition, revised and enlarged. Pp. xiii+ 368. (London: Macmillan and Co., Ltd., 1930.) 20s. net.
- [23] John S. Toll (1956). "Causality and the Dispersion Relation: Logical Foundations". Physical Review. 104 (6): 1760-1770.
- [24] R. de L. Kronig (1926). "On the theory of the dispersion of X-rays". J. Opt. Soc. Am. 12 (6): 547-557. doi : 10. 1364/JOSA.12.000547.
- [25] L. Ayari, "Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, Décembre 2016.
- [26] INPHI, "1321TH data sheet," Available: <http://www.inphi.com>.
- [27] Rohde Schwarz, <http://www.rohde-schwarz.com/>.
- [28] Tektronix, "AWG7000 Arbitrary Waveform Generator". Available: <http://www.tek.com/signal-generator/awg7000-arbitrary-waveform-generator>.
- [29] MathWorks France, "MATLAB - Le langage du calcul scientifique,". Available: <http://www.mathworks.fr/products/matlab/>.
- [30] Hittite's 18 GHz Ultra Wideband Track-and-Hold Amplifier Enhances High Speed ADC Performance by Hittite Microwave.
- [31] Keysight M9703A, "AXIe High-Speed Digitizer/ Wideband Digital Receiver", 8channels, 12-bit, up to 3.2GS/s, Dc up to 2GHz input frequency range.
- [32] V. Obradović, P. Okiljević, N. Kozić, d. Ivković, "Practical Implementation of Digital Down Conversion for Wideband Direction Finder on FPGA", Scientific Technical Review, 2016, Vol.66, No.4, pp.40-46.
- [33] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 194-202, 1965.
- [34] K. EL-Akhdar, S. Ahmed, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud et J.M. Nebus, "High resolution wideband calibration procedure for RF time-domain measurement of non-linear devices," chez 81st Microwave Measurement Conference (ARFTG), IMS2013, Seattle, WA, 2013.

- [35] J. Verspecht, P. Debie, A. Barel et L. Martens, "Accurate on wafer measurement of phase and amplitude of the spectral components of incidents and scattered voltages waves at the signal ports of a non linear microwave device," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, pp. 1029-1032, 1995.
- [36] J. Verspecht, "Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices," Doctoral Dissertation, Vrije Universiteit Brussel, 1995.
- [37] Agilent Microwave Corporation, "Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers," Application Note 1287-11, 2009.
- [38] D. Barataud, "Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 1998.
- [39] A. Ferrero et U. Pisani, "An improve calibration technique for on wafer large signal transistor characterization," *IEEE transactions on microwave Instrumentation and Measurement*, vol. 42, pp. 360-364, 1993.
- [40] U. Pisani et A. Ferrero, "A unified Calibration Algorithm for scattering and load-pull measurement," chez *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Brussels, Belgium, 1996.
- [41] ADS-Python, ©KeysightTechnologies, 2017 <http://www.keysight.com/find/mytrial.rfmw.wc>.
- [42] A. Denis, "Elaboration, cristallogenese et caracterisations physico-chimique des nitrures des elements de la colonne IIIA et en particulier de GaN," 2003.
- [43] Bahat-Treidel, "GaN-Based HEMTs for High Voltage Operation: Design, Technology and Characterization," Technischen Universität, 2012.
- [44] 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.
- [45] 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–GaIn HEMTs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, no. 10, pp. 1554–1561, Oct. 2004.
- [46] 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.
- [47] 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.
- [48] R. Wang, G. Li, G. Karbasian, J. Guo, B. Song, Y. Yue, Z. Hu, O. Laboutin, Y. Cao, W. Johnson, G. Snider, P. Fay, D. Jena, and H. G. Xing, "Quaternary Barrier InAlGaIn HEMTs With f_T / f_{max} of 230/300 GHz," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 34, no. 3, pp. 378–380, March 2013.
- [49] N. Ketteniss, L. R. Khoshroo, M. Eickelkamp¹, M. Heuken, H. Kalisch¹, R. H. Jansen, and A. Vescan, "Study on quaternary AlInGaIn/GaN HFETs grown on sapphire substrates," *Semicond. Sci. Technol.*, vol. 25, no. 7, p. 075013, Jun 2010.

- [50] E. Dogmus, R. Kabouche, S. Lepilliet, A. Linge, M. Zegaoui, H. B. Ammar, M. P. Chauvat, P. Ruterana, P. Gamarra, C. Lacam, M. Tordjman, and F. Medjdoub, "InAlGaN/GaN HEMTs at cryogenic temperatures," *Electronics*, vol. 5, no. 2, p. 31, 2016.
- [51] Y. Niida, Y. Kamada, T. Ohki, S. Ozaki, K. Makiyama, Y. Minoura, N. Okamoto, M. Sato, K. Joshin, and K. Watanabe, "3.6 W/mm high power density W-band InAlGaN/GaN HEMT MMIC power amplifier," in *2016 IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications (PAWR)*, Jan 2016, pp. 24–26.
- [52] C. Potier, S. Piotrowicz, O. Patard, P. Gamarra, P. Altuntas, E. Chartier, C. Dua, J. C. Jacquet, C. Lacam, N. Michel, M. Oualli, S. L. Delage, C. Chang, and J. Gruenenpuett, "First results on Ka band MMIC power amplifiers based on InAlGaN/GaN HEMT technology," in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC)*, July 2018, pp. 1–3.
- [53] S. L. Delage, S. Piotrowicz, O. Patard, J. Jacquet, P. Gamarra, C. Dua, P. Altuntas, N. Michel, E. Charier, C. Potier, M. Oualli, C. Lacam, C. Chang, H. Blanck, P. Fellon, and D. Floriot, "InAlGaN/GaN HEMT technology for Ka band applications," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, May 2018, pp. 234–237.
- [54] S. Fakhfakh, "Nouvelles méthodes de caractérisation et de modélisation non-linéaire électrothermique des effets de piège dans la technologie HEMT GaN pour l'étude de la stabilité pulse à pulse dans les applications radar," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2018.
- [55] V. RIZZOLI, A. LIPPARINI, P. GHIGI, C. CECCHETTI, "PULSED-RF AND TRANSIENT ANALYSIS OF NONLINEAR MICROWAVE CIRCUITS BY HARMONIC-BALANCE TECHNIQUES," 1991 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest 10-14 July 1991, Boston, MA, USA, USA.
- [56] M. R. Schroeder, "Synthesis of low peak-factor signals and binary sequences of low auto-correlation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 85-89, 1970.
- [57] 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," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2012.

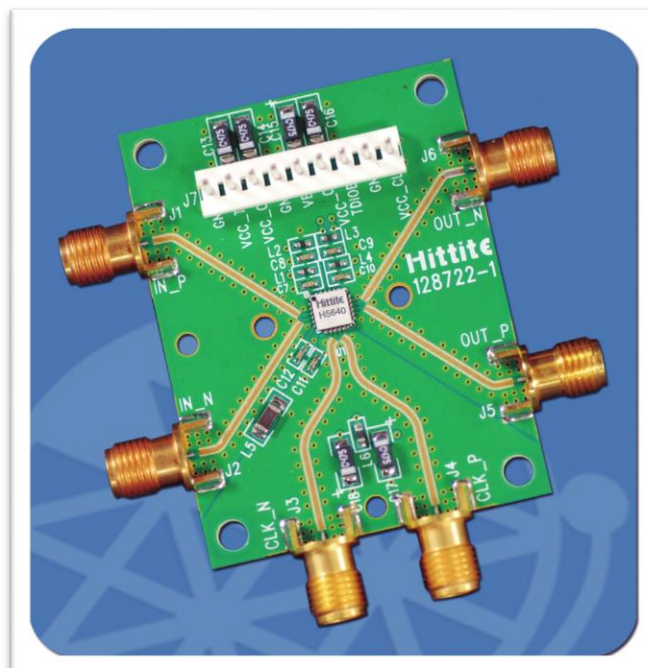
Annexes

Annexe 1. Photographie du numériseur 8-voies



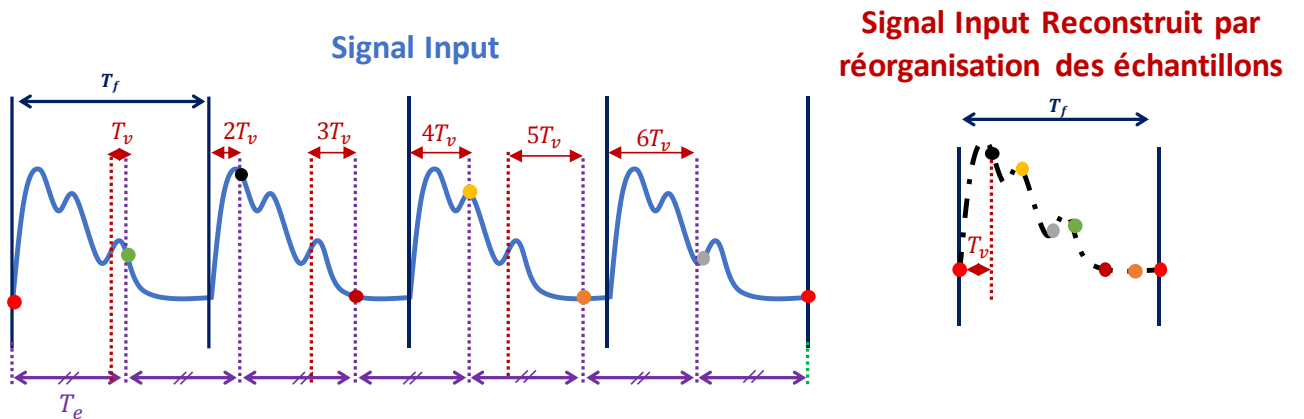
Annexe 2. Photographie du THA

Hittite's 18 GHz Ultra Wideband Track-and-Hold Amplifier Enhances High Speed ADC Performance [23]





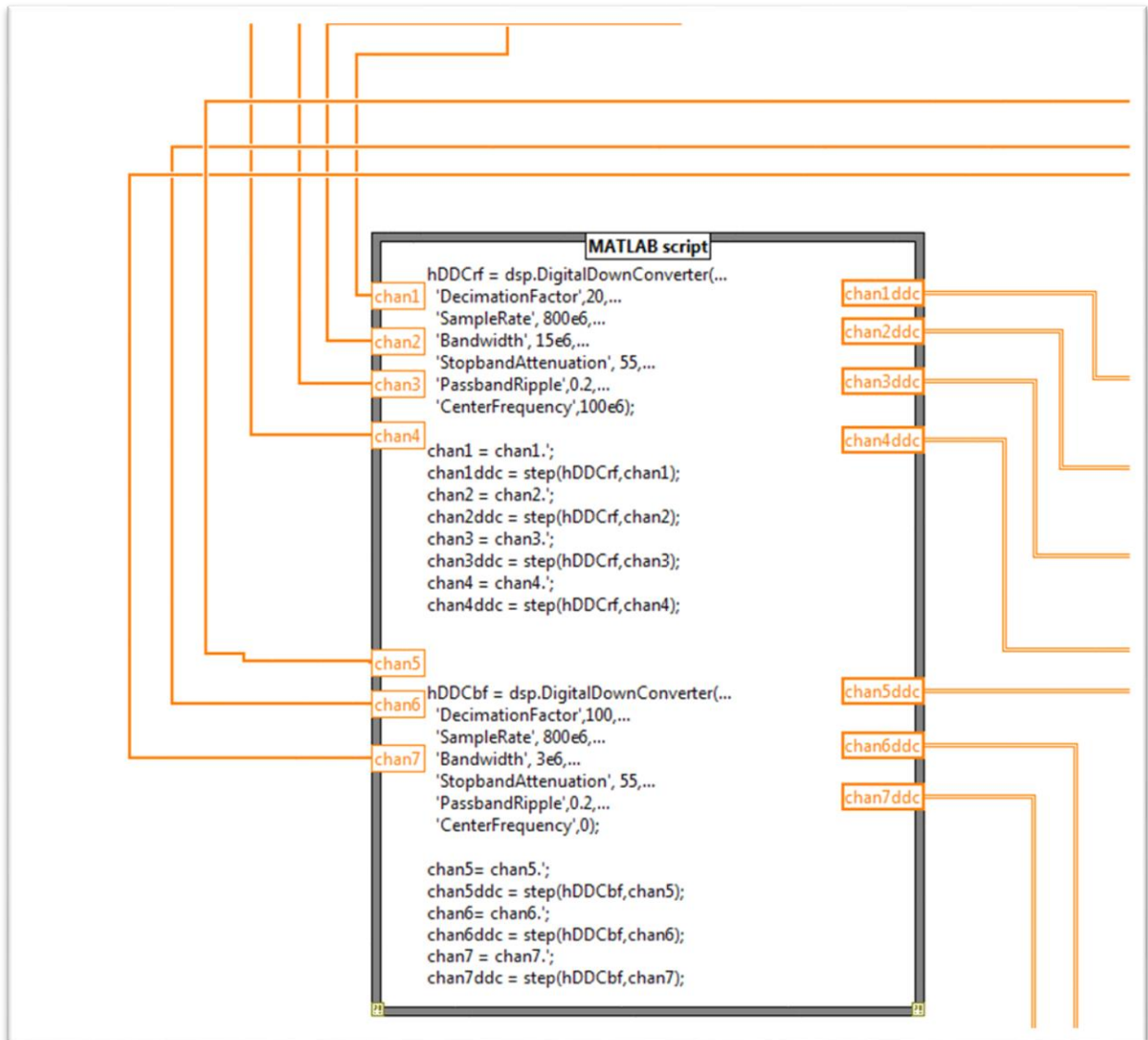
HMC5640BLC4B offre une large bande passante du signal, une linéarité à large bande et taux d'échantillonnage [23]



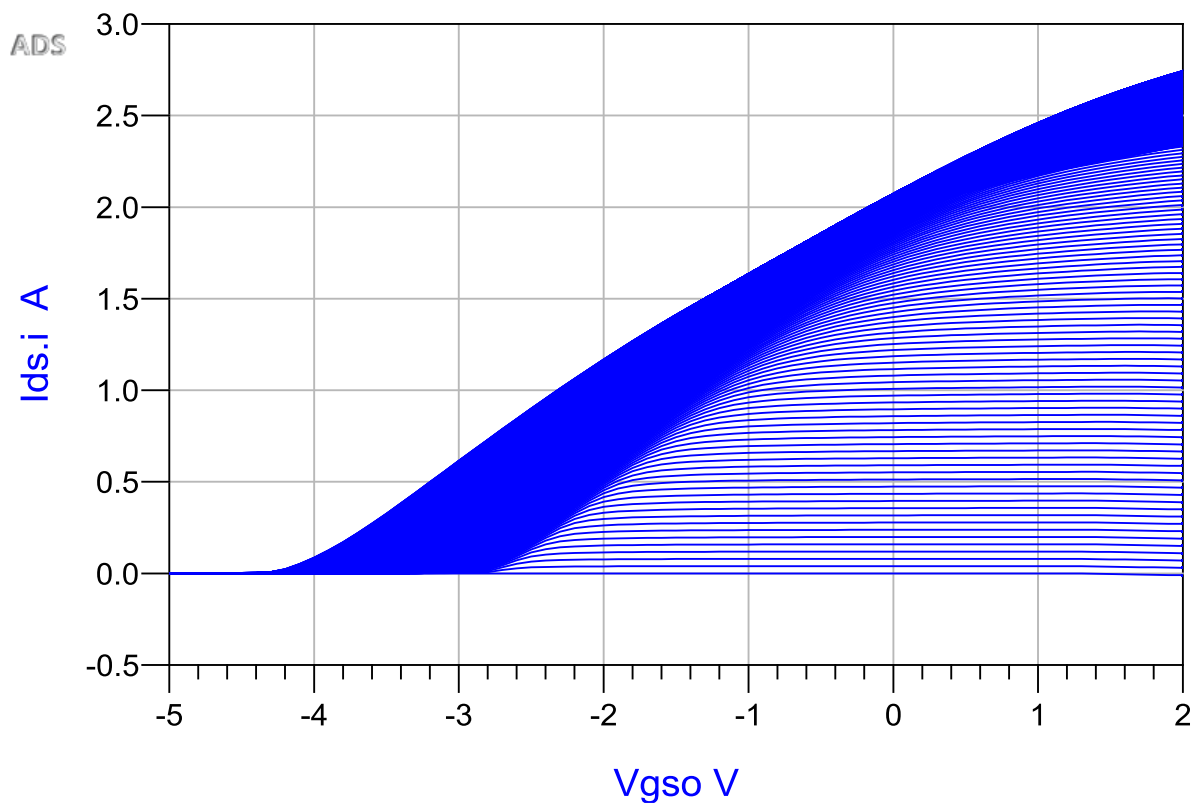
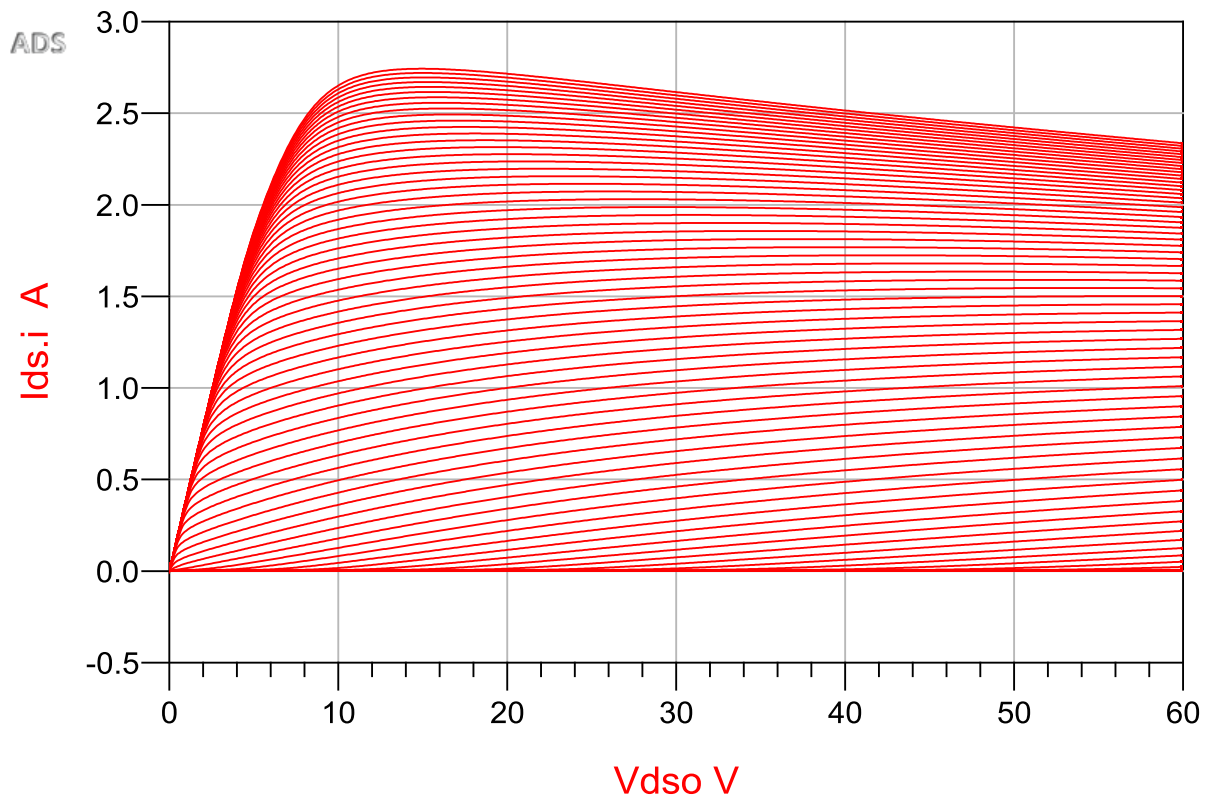
Annexe 3: Mode de fonctionnement de la technique d'échantillonnage CIS [25].

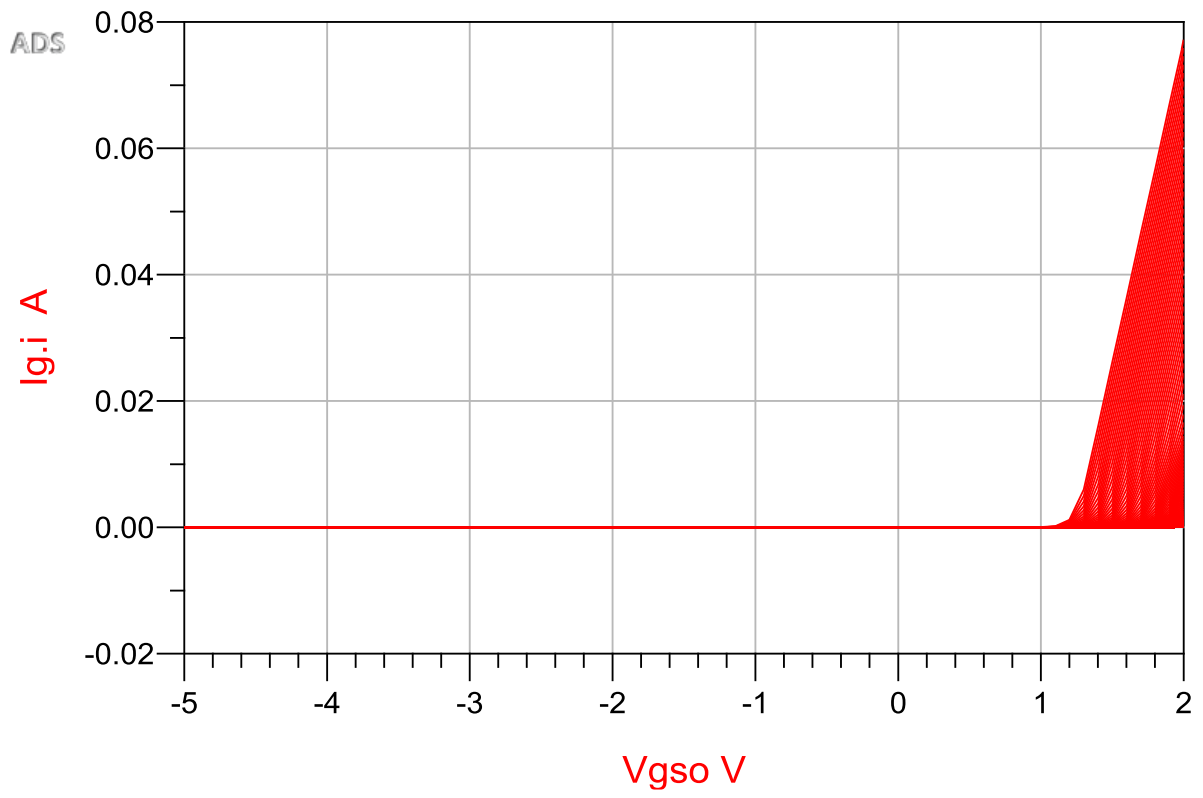
Paramètres	Typique	Unités
Input Sampling BW (T-H Mode)	18	GHz
Gain	1	V / V
Maximum Sampling Rate	4	GS / s
Full Scale Differential Input Level	1	Vp-p
Single Tone SFDR (Fin = 1 GHz)	56/57	dB
Single Tone SFDR (Fin = 2 GHz)	56/65	dB
Single Tone SFDR (Fin = 4 GHz)	57/68	dB
Single Tone SFDR (Fin = 8 GHz)	43/55	dB
Sampling Aperture Jitter	<70	fs
Hold-mode Sample Output Noise	1.05	mVms
DC Power Dissipation	1.59	W

Annexe 3. Script Matlab de la fonction Digital Down conversion appellée par Labview

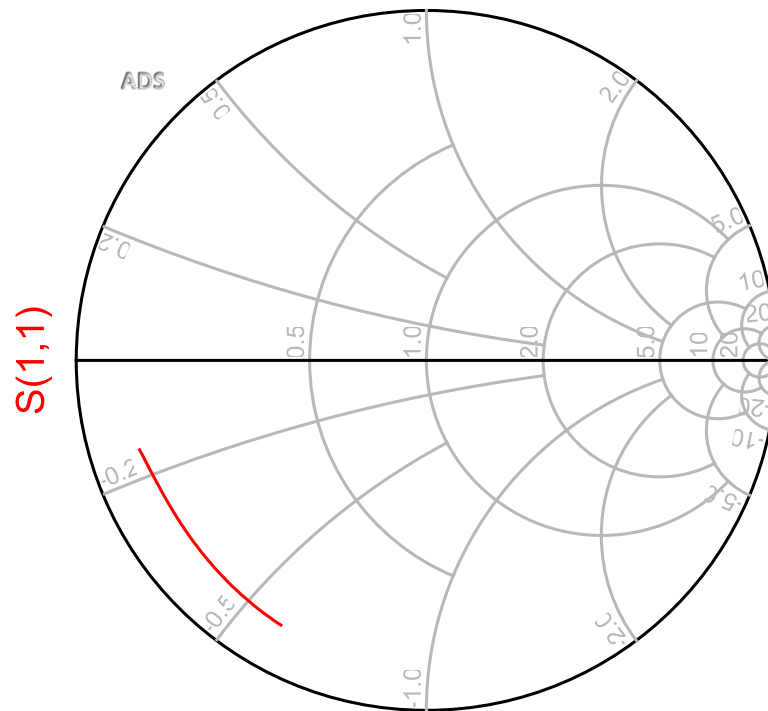


Annexe 4. Simulation I(V) sous ADS du modèle électrothermique



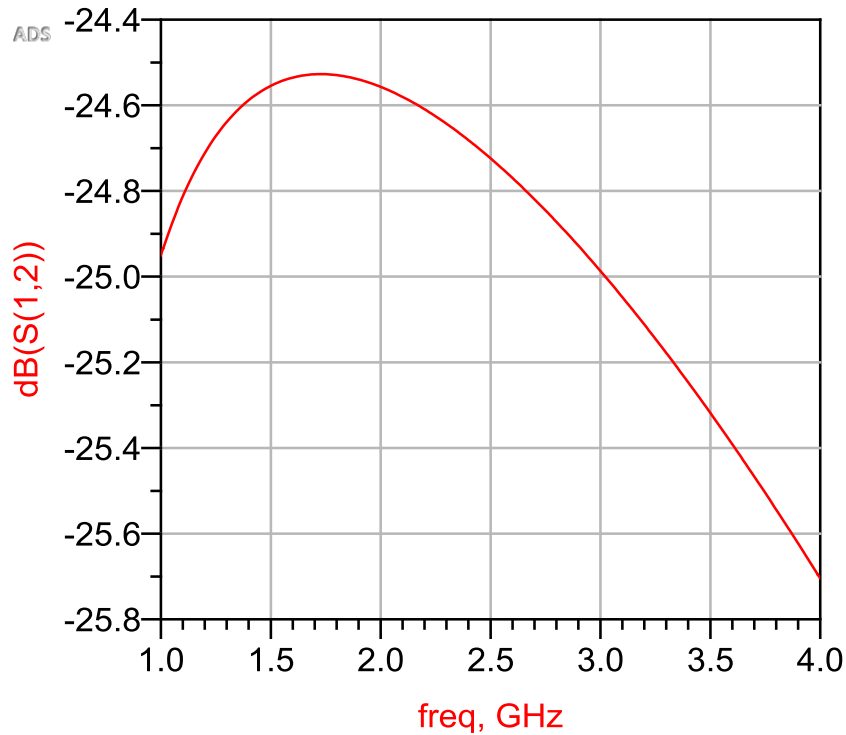


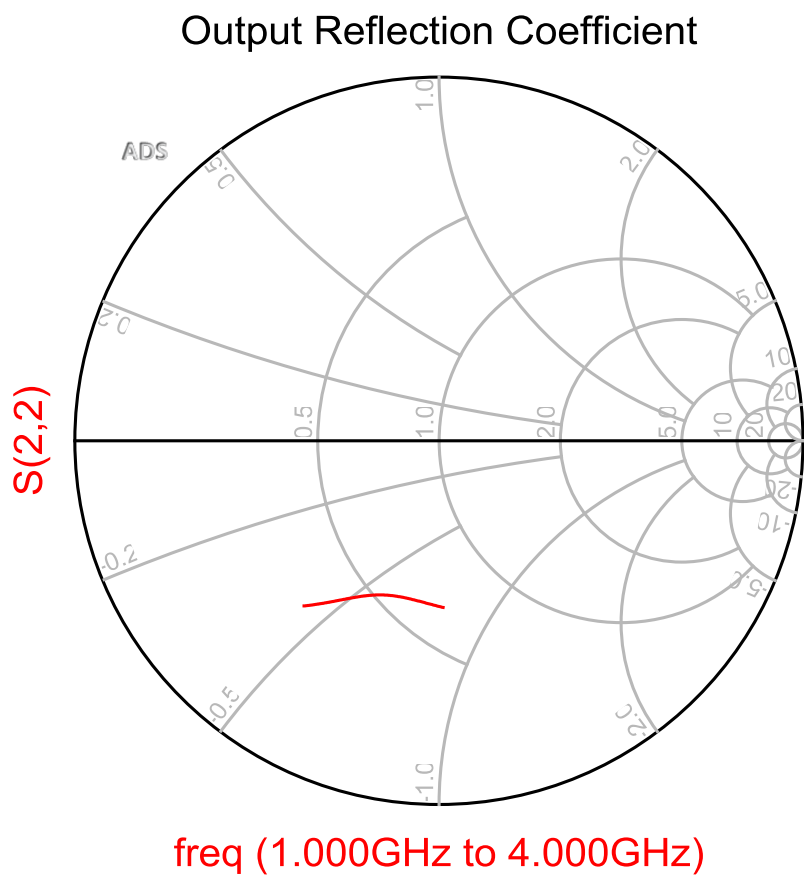
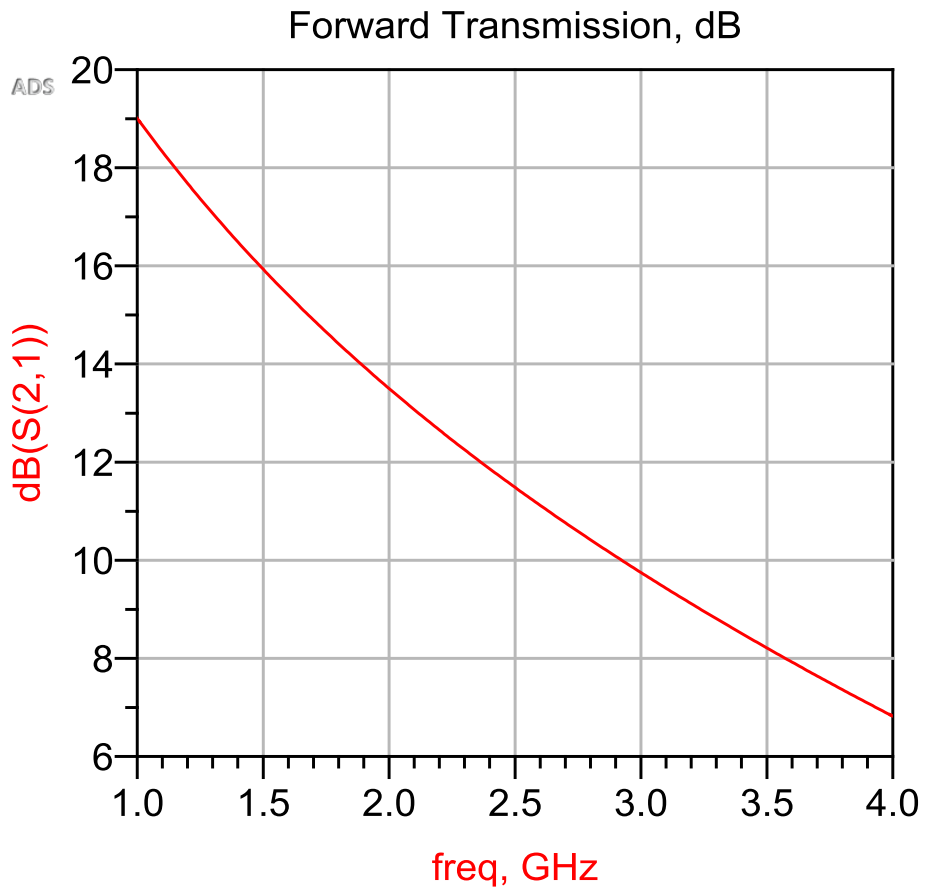
Input Reflection Coefficient



freq (1.000GHz to 4.000GHz)

Reverse Transmission, dB





Publications et communications relatives à ce travail

- ❖ *Ultra-Fast (13ns) Low Frequency/Microwave Transient Measurements, Application to GaN Transistors Characterization of Pulse to Pulse Stability. M. Ben-Sassi, G. Neveux, D. Barataud. IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Boston, USA (2019).*
- ❖ *Comparison of Harmonic Balance Simulated and Measured Ultra-short Low Frequency/Microwave Transients in Pulse to Pulse Characterization of GaN transistors. M. Ben-Sassi, G. Neveux, D. Barataud. European Microwave Week (EuMIC 2019), Paris, France (2019).*
- ❖ *Système de caractérisation calibré de dispositifs non linéaires pour l'extraction cohérente des enveloppes temporelles RF et des composantes BF associées. M. Ben-Sassi, L. Ayari, S. Fakhfakh, a. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux, D. Barataud. XX^{èmes} Journées Nationales Microondes, 16-19 Mai 2017 – Saint-Malo.*
- ❖ *Mesures de Transitoires BF/RF Ultra Rapides (13ns). Application à la Caractérisation de Transistors GaN en Stabilité Pulse à Pulse. M. Ben-Sassi, G. Neveux, D. Barataud. XXI^{èmes} Journées Nationales Microondes, 14-17 Mai 2019 – Caen.*
- ❖ *On-wafer time-domain characterization of power GaN HEMTs for accurate nonlinear modelling of thermal and trapping effects and their impacts on pulse to pulse reliability”, in Workshop Microwave & RF “Reliability of microwave components and electronic systems”. S. Fakhfakh, M. Ben-Sassi, A. Martin, G. Neveux, D. Barataud, M. Campovecchio. XXI^{èmes} Journées Nationales Microondes, 14-17 Mai 2017 – Caen.*

Contribution à la mesure temporelle et à la simulation en équilibrage harmonique de la stabilité d'impulsion à impulsion de transistors en technologie GaN

Ce travail de thèse a permis de décrire, pour la première fois à notre connaissance, une comparaison des performances Pulse à Pulse (P2P) d'un HEMT AlGaIn/GaN obtenue, expérimentalement d'une part grâce à un système de caractérisation entièrement étalonné et d'autre part, grâce à une simulation Harmonic Balance (HB) 2tons d'un modèle fonderie du transistor. Les mesures et les simulations HB permettent l'extraction simultanée et cohérente, d'une part, des enveloppes complexes des tensions et courants hyperfréquences (RF) et, d'autre part, du courant de drain Basse Fréquence (BF) généré par les non-linéarités des composants mesurés ou de leurs modèles électrothermiques simulés. Les enveloppes complexes de tension et de courant aux deux ports des dispositifs sous test (DST) et de la tension et du courant (BF) de drain ont été simultanément mesurées/simulées avec une rafale radar irrégulière périodique composée d'impulsions transitoires ultra courtes et en utilisant les mêmes rafales radar dont, la largeur d'impulsion τ et les temps de montée/descente ont été modifiés. L'originalité majeure de ce travail réside dans le fait que les formes d'onde RF générées dans le domaine temporel utilisées par les sources du banc de test ou celles des simulations ont été corrigées pour réduire considérablement les phénomènes de Gibbs. Les facteurs de Lanczos/Fejér ont été implémentés dans des simulateurs. En revanche, à notre connaissance, c'est la première fois qu'ils sont directement utilisés pour générer un signal utile dans un système de caractérisation micro-ondes et dans une simulation HB 2tons.

Mots-clés: Phénomène de Gibbs, temps de montée/descente, Lanczos/Fejér, Pulse to Pulse, Applications Radar, GaN, 2-tons Harmonic Balance Simulation.

Measurements and 2-tone Harmonic Balance Simulations of P2P Performance of HEMT GaN Transistors

This work describes, for the first time to our knowledge, a comparison of Pulse to Pulse (P2P) stabilities of an AlGaIn/GaN HEMT experimentally extracted thanks to an on-wafer fully calibrated characterization system and on the other hand, from a Harmonic Balance (HB) two-tone simulation of a foundry-based model of the transistor. For the first time, Lanczos and Fejér factors are experimentally implemented in the time-domain characterization system in order to reduce the Gibbs phenomenon effects and to perform causal measurements. Thanks to these two tools, the complex envelopes of the microwave (RF) voltages and currents and the Low-Frequency (LF) drain current have been measured/simulated. The complex RF voltage/current envelopes at both ports of the DUT and the LF drain voltage/current have been simultaneously measured/simulated using a periodic irregular radar burst. The P2P stability criterion has been calculated, in this work, using two mathematical expressions (RMS/ET). These two methods are based on the use of the amplitude/phase or the real/imaginary of the measured/simulated (HB 2tone) complex envelopes of the RF output voltage. Ultra-short transient pulses (13ns) have been used. Simulation preliminary results are processing. They will constitute a solid preparation for the future work.

Keywords : Rise/Fall times, Radar burst, Lanczos/Fejér, P2P, 2-tone HB simulations.

