



Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires

Lotfi Ayari

► To cite this version:

Lotfi 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. Electronique. Université de Limoges, 2016. Français. NNT : 2016LIMO0117 . tel-01958199

HAL Id: tel-01958199

<https://theses.hal.science/tel-01958199>

Submitted on 17 Dec 2018

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

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

Université de Limoges

**École Doctorale Sciences et Ingénierie pour l'Information,
Mathématiques (ED 521)**

XLIM-SYSTEMES RF

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Électronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

Présentée et soutenue par

Lotfi AYARI

Le 12 décembre 2016

Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires

Thèse confidentielle

Thèse dirigée par Denis BARATAUD et Guillaume NEVEUX

JURY :

Président du jury

M. Michel PRIGENT

Professeur,

Université de Limoges, XLIM

Rapporteurs

M. Christophe GAQUIERE

Professeur,

IEMN

M. Bernard HUYART

Professeur,

Telecom paris Tech

Examineurs

M. Marc CAMIADE

Ingénieur,

UMS, Villebon-sur-Yvette

M. Tony GASSELING

Directeur général,

AMCAD Engineering, Limoges

M. Cyril DECROZE

Maitre de Conférences, HDR,

Université de Limoges, XLIM

M. Guillaume NEVEUX

Maitre de Conférences,

Université de Limoges, XLIM

M. Denis BARATAUD

Professeur,

Université de Limoges, XLIM

Invités

M. Pierre MEDREL

Maitre de Conférences,

Université de Limoges, XLIM





À mon père et ma mère,

À mes frères et mes sœurs,

À Irma...



Remerciements

Ces travaux de thèse ont été effectués au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges, unité mixte de recherche CNRS n°7252, dirigé par Monsieur le Professeur Dominique BAILLARGEAT. Ma profonde gratitude lui est adressée.

Je remercie Monsieur Bernard JARRY, Professeur à l'Université de Limoges et directeur du département C2S2 « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes-Fréquences », pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur Michel PRIGENT, Professeur à l'Université de Limoges, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens tout particulièrement à adresser mes remerciements à Monsieur Denis BARATAUD, Professeur à l'Université de Limoges et à Monsieur Guillaume NEVEUX, Maître de conférences à l'université de Limoges, pour avoir suivi mes travaux de thèse, pour leur soutien permanent, l'efficacité de leurs aides, la qualité de ses conseils et pour la grande disponibilité dont ils ont toujours fait preuve à mon égard. Je tiens à leurs exprimer ma profonde gratitude en leurs dédiant cette thèse, concrétisation de notre collaboration qui fut toujours agréable et très enrichissante.

J'adresse toute ma gratitude à Monsieur Christophe GAQUIERE, Professeur à l'université de Lille (IEMN), et à Monsieur Bernard HUYART, Professeur à Télécom Paris Tech, pour l'intérêt qu'ils ont portés à ces travaux en acceptant de les rapporter.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Marc CAMIADE, Ingénieur à la société UMS, pour les échanges nombreux et enrichissants que nous avons eus durant ces trois dernières années, et pour sa collaboration au jury.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Tony GASSELING, Directeur général à la société AMCAD Engineering et à Monsieur Cyril DECROZE, Maître de conférences, HDR à l'université de Limoges, pour prendre part au jury en qualité d'examineur. J'adresse également toute ma gratitude à Monsieur Pierre MEDREL, Maître de conférences à l'université



de Limoges, pour les échanges nombreux et enrichissants que nous avons eus et pour avoir accepté de participer à ce jury.

Je remercie aussi Messieurs Ludovic GROSSARD et Julien LINTIGNAT, Maîtres de conférences à l'université de Limoges, pour m'avoir accompagné et permis d'effectuer les enseignements dans des bonnes conditions à l'IUT du Limousin. C'était une expérience exceptionnelle qui m'a aidé à mieux choisir mon futur.

Mes chaleureux remerciements vont à Madame Marie-Claude LEROUGE, secrétaire du département, pour sa disponibilité et son efficacité, et pour sa grande gentillesse.

Je ne saurais oublier dans ces remerciements tous les membres de l'équipe Load-Pull, anciens et nouveaux thésards (Kassem, Julien, Said, Arnaud, Agostino, Karthik ...), pour les discussions et les moments que nous avons.

Mes pensées se tournent vers mes amis de l'extérieur qui ont contribué directement ou indirectement à soutenir mes activités de recherche : Khalil El-Bokh, Oussama Boudrya, Adnan Chikh, Wafa Khelifi, Yasser Laguech, Aymen Djoun, Lotfi Hezzi, Amel Maati, Clovis Man, Aymen Bruce, Marouen chan-Rouge, Seif Lavaza, Marwen L'albanais-51, Oussama Benzema, Hamza Passe-aveugle Ramzi Bouden. La liste des remerciements est encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils le méritent tous.

A Irma, pour partager mon quotidien, pour ton soutien de tous les instants, à supporter mon humeur, surtout en cette fin de thèse. Pour toujours trouver les mots justes pour me remettre en selle, et me faire envisager notre avenir sereinement.





Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Systèmes d'échantillonnage pour la caractérisation temporelle de composants RF non linéaires.....	5
I.1 Introduction	7
I.2 Etude analytique du Système d'échantillonnage	9
I.2.1 Description de principe	9
I.2.2 Réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage.....	10
I.2.3 Simulation de la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage.....	13
I.2.4 Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage	15
I.3 Modes de fonctionnement de Système d'échantillonnage.....	18
I.3.1 Mode « intégrateur » ou « Sampler RF ».....	18
I.3.1.1 Réponse fréquentielle du mode Sampler RF	19
I.3.1.2 Simulation de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF.....	22
I.3.1.3 Sensibilité de la réponse fréquentielle	24
I.3.1.3.1 Etude de cas lorsque la résistance R_p est élevée	24
I.3.1.3.2 Etude de cas lorsque la résistance R_p est faible	28
I.3.2 Mode « poursuite-échantillonnage » ou « Track-sampling »	31
I.3.2.1 Réponse fréquentielle du mode Track-sampling	31
I.3.2.2 Simulation de la réponse fréquentielle du mode Track-sampling	34
I.4 Architectures des Systèmes d'échantillonnage	36
I.4.1 Architecture Sample and Hold ou SHA	36
I.4.1.1 Architecture « à boucle ouverte » [11] [12].....	36
I.4.1.2 Architecture « à boucle fermée »	38
I.4.2 Architecture “Track and Hold” ou THA.....	40
I.5 Techniques d'échantillonnage	42
I.5.1 Echantillonnage séquentiel	42
I.5.2 Echantillonnage Cohérent ou Coherent Sampling (CS)	44
I.5.2.1 Description de principe	44
I.5.2.2 Reconstruction du signal échantillonné par la technique CS.....	46
I.5.2.3 Exemples d'illustration	47
I.5.2.3.1 M et N premiers entre eux	47
I.5.2.3.2 M et N ne sont pas premiers entre eux.....	48
I.5.2.4 CS appliqué dans le domaine fréquentiel.....	49
I.5.3 Démodulation numérique en quadrature par échantillonnage direct du signal RF..	52
I.5.3.1 Formalisme de l'enveloppe complexe	52
I.5.3.2 Principe de la technique d'extraction d'enveloppe par échantillonnage direct RF	53
I.6 Conclusion	55



Chapitre II : Système calibré de caractérisation temporelle des tensions et courants aux accès des systèmes et composants non linéaires 57

II.1 Introduction 59

II.2 Système de mesure temporelle passé et actuel..... 60

II.2.1 Description du système avant 2013. 60

II.2.2 Echantillonnage entrelacé cohérent ou Coherent Interleaving Sampling (CIS). 62

II.2.3 Performances du système de mesure 63

II.2.4 Améliorations apportées durant ces travaux de thèse 63

II.3 Etalonnage RF du système de mesure temporelle..... 65

II.3.1 Présentation du problème 65

II.3.2 Signal multitons d'étalonnage 67

II.3.3 Etalon en amplitude et en phase : oscilloscope LeCroy 69

II.3.3.1 Pré-étalonnage en phase 69

II.3.3.2 Pré-étalonnage en amplitude 71

II.3.4 Procédure d'étalonnage du système de mesure 72

II.3.4.1 Description de la procédure 72

II.3.4.2 Etalonnage relatif sous pointes 74

II.3.4.3 Etalonnage absolu sous pointes 79

II.3.4.3.1 Principe de réciprocité [35] , [36], [37]. 79

II.3.4.3.2 Etalonnage absolu dans le plan du générateur 79

II.3.4.3.3 Etalonnage absolu dans le plan d'entrée de référence sous pointes 83

II.3.4.4 Vérification de l'étalonnage du système de mesure 84

II.4 Etalonnage BF du système de mesure temporelle 87

II.4.1 Etalonnage relatif BF sous pointes 89

II.4.2 Etalonnage absolu BF sous pointes 90

II.4.2.1 Etalonnage absolu BF dans le plan du générateur 90

II.4.2.2 Etalonnage absolu BF dans le plan de sortie de référence sous pointes 92

II.4.3 Vérification de l'étalonnage BF sous pointes 92

II.5 Conclusion..... 96

Chapitre III : Application à la caractérisation temporelle calibrée en tension/courants de transistors et d'amplificateurs de puissance..... 97

III.1 Introduction 99

III.2 Caractérisation temporelle 4-canaux impulsionnelle BF et RF calibrée de transistors HEMT GaN 100

III.2.1 Caractérisation CW impulsionnelle [40] 100

III.2.2 Définition du signal CW impulsionnel utilisé pour la mesure 101

III.2.3 Stabilité P2P à vide..... 102

III.2.4 Stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN 105

III.3 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux orientée Doherty d'un transistor HEMT GaN..... 109

III.3.1 Principe de fonctionnement des APDs 109



III.3.2 Caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires par variations de charge (Load-Pull)	110
III.3.2.1 Technique de la charge passive	111
III.3.2.2 Technique de la boucle active	111
III.3.3 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux individuelle des transistors.....	113
III.3.3.1 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux du transistor en classe AB	113
III.3.3.2 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée du transistor en classe C	120
III.3.4 Extraction des caractéristiques pour la conception d'un APD	125
III.4 Caractérisation temporelle d'enveloppe d'un amplificateur de puissance	127
III.4.1 Caractérisation temporelle d'enveloppe en mode CW	127
III.4.2 Caractérisation temporelle d'enveloppe pour l'estimation de l'EVM	131
III.4.2.1 Définition de l'EVM	131
III.4.2.1 Mesure de l'EVM d'un amplificateur de puissance.....	133
III.5 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux d'un APD (« Single-Input/Single-Output » et « Dual-Input »).....	138
III.5.1 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux à l'aide d'un signal CW d'un APD « Single-Input/Single-Output »	138
III.5.2 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux d'un amplificateur de puissance Doherty « Dual-Input » avec préformation des signaux d'entrée	144
III.5.2.1 Etalonnage spécifique de l'entrée du banc de test pour la caractérisation temporelle d'un APD « Dual-Input »	146
III.5.2.2 Mesure temporelle et extraction des caractéristiques.....	147
III.6 Conclusion	154
Conclusion générale et perspectives	157
Bibliographie.....	161
Annexes.....	167
Photographies du système de mesure temporelle développé à XLIM.....	167
Publications et communications relatives à ce travail	169



Table des figures

Figure I-1 : Les principaux systèmes de mesure [3].	8
Figure I-2 : Système d'échantillonnage.	9
Figure I-3 : Caractéristiques du signal d'échantillonnage.	10
Figure I-4 : Relation entrée/sortie du système d'échantillonnage dans le domaine temporel.	10
Figure I-5 : Exemple des réponses impulsionnelles à deux instants d'excitation.	11
Figure I-6 : Circuits équivalents du système d'échantillonnage lorsque $\tau \in 0; tw$.	12
Figure I-7 : Réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100 \text{ ps}$.	13
Figure I-8 : Influence des constantes de temps γ_1 et γ_2 sur la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100 \text{ ps}$.	14
Figure I-9 : Représentation 3D de la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100 \text{ ps}$.	14
Figure I-10 : Réponses impulsionnelles du système d'échantillonnage pour différentes valeurs de τ .	15
Figure I-11 : Relation entrée/sortie du système d'échantillonnage dans le domaine fréquentiel.	15
Figure I-12 : Exemple de transposition fréquentielle du système d'échantillonnage excité par un signal sinusoïdal.	16
Figure I-13 : Allure de la réponse en fréquence du système d'échantillonnage.	17
Figure I-14 : Représentation des termes de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF.	19
Figure I-15 : Synoptique de principe d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF.	21
Figure I-16 : Schéma équivalent d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF.	21
Figure I-17 : Réponse fréquentielle du mode Sampler RF en fonction de f_{RF} paramétrée par f_{FI} .	22
Figure I-18 : Réponse fréquentielle du mode Sampler RF en fonction de f_{FI} d'entrée paramétrée par f_{RF} .	23
Figure I-19 : Représentation 3D de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF.	24
Figure I-20 : Réponse fréquentielle paramétrée par la fréquence d'échantillonnage lorsque la résistance de sortie est élevée.	25
Figure I-21 : Réponse impulsionnelle pour deux fréquences d'échantillonnage différentes lorsque la résistance de sortie est élevée.	25
Figure I-22 : Schéma équivalent d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF lorsque R_p est élevée.	26
Figure I-23 : Représentation 3D de la variation de la fréquence de coupure lorsque la résistance de sortie est élevée.	27
Figure I-24 : Représentation 3D de la variation du gain maximal lorsque la résistance de sortie est élevée.	27
Figure I-25 : Réponse fréquentielle paramétrée par la fréquence d'échantillonnage lorsque la résistance de sortie est faible.	28
Figure I-26 : Réponse impulsionnelle pour deux fréquences d'échantillonnage différentes lorsque la résistance de sortie est faible.	29
Figure I-27 : Représentation 3D de la variation de la fréquence de coupure lorsque la résistance de sortie est faible.	30
Figure I-28 : Représentation 3D de la variation du gain maximal lorsque la résistance de sortie est faible.	30
Figure I-29 : Synoptique de base du système d'échantillonnage en mode Track-sampling.	31
Figure I-30 : Réponse fréquentielle du mode Track-sampling en fonction de f_{RF} d'entrée paramétrée par f_{FI} .	34



Figure I-31 : Réponse fréquentielle du mode Track-sampling en fonction de f_{FI} d'entrée paramétrée par f_{RF}	35
Figure I-32 : Schéma de principe de l'architecture Sample and Hold à boucle ouverte.....	37
Figure I-33 : Principe de fonctionnement de l'architecture Sample and Hold à boucle ouverte.....	37
Figure I-34 : Schéma de principe de l'architecture Sample and Hold à boucle fermée.....	38
Figure I-35 : Principe de fonctionnement de l'architecture Sample and Hold à boucle fermée.....	39
Figure I-36 : Architecture Sample and Hold à boucle fermée à masse virtuelle.	39
Figure I-37 : Schéma de principe de l'architecture Track and Hold.	40
Figure I-38 : Principe de fonctionnement de l'architecture Track and Hold.	41
Figure I-39 : Principe de l'échantillonnage à temps équivalent séquentiel.....	43
Figure I-40 : Schéma de principe de l'échantillonnage à temps équivalent cohérent (CS) [22].	44
Figure I-41 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS).	45
Figure I-42 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS) pour M et N premiers entre eux... ..	48
Figure I-43 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS) dans le domaine fréquentiel.	51
Figure I-44 : Extraction des composantes en quadrature.	53
Figure I-45 : Principe de l'échantillonnage IQ.....	54
Figure I-46 : Démodulateur IQ numérique (DQD) pour l'échantillonnage IQ.....	55
Figure II-1 : Synoptique de base du système de mesure temporelle à échantillonnage ultra haute fréquence développé à XLIM [3] avant 2013.....	60
Figure II-2 : Principe de l'échantillonnage CIS.	62
Figure II-3 : Synoptique du système de mesure temporelle RF et BF.	65
Figure II-4 : Représentations temporelles et fréquentielles des signaux multitons générés numériquement avec différentes distributions de phases.	68
Figure II-5 : Pré-étalonnage en phase de l'oscilloscope de référence [3].	70
Figure II-6 : Comparaison dans le domaine fréquentiel de la réponse de l'oscilloscope de référence et de celle connue la HPR [3].	70
Figure II-7 : Pré-étalonnage en amplitude de l'oscilloscope de référence.	71
Figure II-8 : Comparaison des puissances mesurées par le wattmètre de référence (NRP-Z85) et par l'oscilloscope de référence (LeCroy).	72
Figure II-9 : Plans principaux du système de mesure.	73
Figure II-10 : Etalonnage relatif sous pointes dans le plan $\pi 1D$	75
Figure II-11 : Etalonnage relatif sous pointes dans le plan $\pi 2D$	77
Figure II-12 : Etalonnage relatif sous pointes en connexion directe (Thru).	78
Figure II-13 : Etalonnage relatif en connecteurisé dans le plan $\pi 1G$	80
Figure II-14 : Etalonnage absolu en connecteurisé dans le plan $\pi 1G$	82
Figure II-15 : Formes d'ondes temporelles de tensions et de courants calibrées dans le plan de référence sous pointes.	85
Figure II-16 : Coefficients de réflexion pour $f_0 = 4$ GHz sur une plage de puissance d'entrée de -10 à 35 dBm.	86
Figure II-17 : P_s en fonction de P_e sur une ligne Thru sous pointes.	86
Figure II-18 : Incertitudes en amplitude et en phase de la mesure calibrée.	87
Figure II-19 : Synoptique du système de mesure pour l'étalonnage BF.	88
Figure II-20 : Etalonnage relatif BF sous pointes dans le plan $\pi 2D$	89
Figure II-21 : Etalonnage relatif BF en connecteurisé dans le plan $\pi 1G$	90
Figure II-22 : Etalonnage absolu BF en connecteurisé dans le plan $\pi 1G$	91
Figure II-23 : Formes d'ondes BF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans $\pi 1G$ et $\pi 2D$	93



Figure II-24 : Formes d'ondes RF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans $\pi 1G$ et $\pi 2D$.	94
Figure II-25 : Formes d'ondes RF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans $\pi 1D$ et $\pi 2D$.	94
Figure II-26 : Superposition BF et RF des Formes d'ondes temporelles de tensions calibrées.	95
Figure II-27 : Vérification fréquentielle de l'étalonnage.	95
Figure III-1 : Caractérisation CW impulsionnelle d'un amplificateur de puissance.	101
Figure III-2 : Signal CW impulsionnel utilisé pour l'extraction de la stabilité P2P.	102
Figure III-3 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe de la stabilité P2P.	103
Figure III-4 : Résultats de mesures à vide pour $f_0 = 3.525$ GHz.	104
Figure III-5 : Stabilité P2P d'amplitude et de phase mesurée à vide pour $f_0 = 3.525$ GHz.	105
Figure III-6 : Enveloppes des tensions et courants RF extrinsèques (DQD) calibrées aux accès du transistor polarisé en classe AB à $f_0 = 3.525$ GHz.	106
Figure III-7 : Comparaison des courants BF extrinsèques calibrées à la sortie du transistor polarisé en classe AB à $f_0 = 3.525$ GHz pour deux impédances de charge différentes.	106
Figure III-8 : Superposition des enveloppes des impulsions en tension de sortie (DQD) calibrés à $f_0 = 3.525$ GHz.	107
Figure III-9 : Stabilité P2P d'amplitude (a) et de phase (b) du transistor mesurées à $f_0 = 3.525$ GHz pour deux différentes impédances de charge.	108
Figure III-10 : Schéma d'un APD et de sa PAE associée en fonction de P_s (définition de l'OBO).	109
Figure III-11 : Courbes des PAE en fonction de P_s paramétrées par Rch .	110
Figure III-12 : Principe de la boucle active.	112
Figure III-13 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux orientée Doherty.	114
Figure III-14 : Formes d'ondes temporelles extrinsèques de tensions et de courants calibrées aux accès du transistor polarisé en classe AB profonde correspondant aux maxima des PAE le long de l'enveloppe de l'OBO.	115
Figure III-15 : Schéma de sortie d'un transistor HEMT GaN (a) et sa transformation (b) lors d'un fonctionnement Doherty.	116
Figure III-16 : Impédances de charge optimales extraites à partir des formes d'ondes temporelles calibrées aux accès du transistor polarisé en classe AB profonde.	117
Figure III-17 : Efficacité du transistor polarisé en classe AB profonde.	117
Figure III-18 : Caractéristiques en puissance du transistor polarisé en classe AB profonde pour différentes impédances de charge optimales.	118
Figure III-19 : Conversion AM/PM du transistor polarisé en classe AB profonde à $f_0 = 3.9$ GHz pour différentes impédances de charge optimales.	119
Figure III-20 : Comparaison Simulation-Mesures $PAE = f P_s$ paramétrée en OBO en classe AB profonde.	119
Figure III-21 : Formes d'ondes temporelles extrinsèques de tensions et de courants calibrées aux accès du transistor polarisé en classe C correspondant aux maxima des PAE le long de l'enveloppe de l'OBO.	121
Figure III-22 : Impédances de charge optimales extraites à partir des formes d'ondes temporelles aux accès du transistor polarisé en classe C.	122
Figure III-23 : PAE optimales mesurées en classe C et paramétrées en OBO.	122
Figure III-24 : Caractéristiques en puissance du transistor polarisé en classe C pour différentes impédances de charge optimales.	123



Figure III-25 : Conversion AM/PM du transistor polarisé en classe C à $f_0 = 3.9 \text{ GHz}$ pour différentes impédances de charge optimales.	123
Figure III-26 : Comparaison Simulation-Mesures $PAE = fPs$ paramétrée en OBO du transistor polarisé en classe C.	124
Figure III-27 : Comparaison Simulation-Mesures des formes d'ondes temporelles extrinsèques de tensions et de courants à la sortie du transistor polarisé en classe C.	125
Figure III-28 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe en mode CW.	128
Figure III-29 : Caractéristiques en puissance de L'AP.	129
Figure III-30 : Caractéristiques en rendement de L'AP.	130
Figure III-31 : Coefficients de réflexion pour $f_0 = 2.025 \text{ GHz}$ sur une plage de puissance d'entrée de -10 à 28 dBm.	130
Figure III-32 : Conversion AM/PM à $f_0 = 2.025 \text{ GHz}$	131
Figure III-33 : Caractérisation d'EVM d'un amplificateur de puissance.	132
Figure III-34 : Principe de calcul de l'EVM.	132
Figure III-35 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe utilisant une modulation QAM16.	133
Figure III-36 : Diagrammes vectoriels à l'entrée et à la sortie de l'AP.	134
Figure III-37 : Intercorrélation entre l'enveloppe complexe du signal de référence et l'enveloppe complexe d'entrée.	135
Figure III-38 : Procédure de synchronisation appliquée sur l'enveloppe du signal d'entrée.	136
Figure III-39 : Enveloppe du signal d'entrée avec et sans synchronisation.	136
Figure III-40 : Caractéristiques dynamiques d'enveloppe de l'AP après la procédure de synchronisation.	137
Figure III-41 : Comparaison de mesures d'EVM aux accès de l'AP.	137
Figure III-42 : Photographie de l'amplificateur de puissance Doherty « Single-Input/Single-Output ».	138
Figure III-43 : Formes d'ondes temporelles de tensions et de courants calibrées aux accès de l'APD à la fréquence de travail de 6.2 GHz.	139
Figure III-44 : Caractéristiques en puissance de l'APD obtenues à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$	140
Figure III-45 : Caractéristiques en rendement de l'APD à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$	141
Figure III-46 : Conversion AM/PM à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$	141
Figure III-47 : Caractéristiques en puissance de l'APD « Single-Input/Single-Output ».	142
Figure III-48 : Caractéristiques en rendement de l'APD « Single-Input/Single-Output ».	143
Figure III-49 : Conversion AM/PM de l'APD « Single-Input/Single-Output ».	143
Figure III-50 : Photographie de l'amplificateur de puissance Doherty à deux entrées (« Dual-Input »).	144
Figure III-51 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle 4-canaux d'un APD « Dual-Input ».	145
Figure III-52 : Prédistorsion numérique de la partie génération de signaux.	146
Figure III-53 : Formes d'ondes temporelles des tensions à l'entrée des deux amplificateurs principal « Main » (gauche) et auxiliaire « Peak » (droite).	147
Figure III-54 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à l'entrée de l'APD : Main ($V_{gsq} = -3.5\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$ - $I_{dq} = 130\text{mA}$), Peak ($V_{gsq} = -7\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$).	148
Figure III-55 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à la sortie de l'APD : Main ($V_{gsq} = -3.5\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$ - $I_{dq} = 130\text{mA}$), Peak ($V_{gsq} = -7\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$).	149
Figure III-56 : Profils temporels de variation des puissances instantanées (entrée du Main (a), entrée du Peak (b), entrée totale (c) et sortie (d) en fonction du temps d'enveloppe.	151



Figure III-57 : Caractéristiques en gain dynamique de l'APD paramétré par le signal modulé du Peak en fonction du temps et de la puissance.	152
Figure III-58 : Caractéristiques AM/PM dynamique d'enveloppe de l'APD.	152
Figure III-59 : Caractéristiques en rendement dynamique d'enveloppe de l'APD.	153



Liste des tableaux

Tableau I-1 : Comparaison des systèmes Track and Hold commerciaux.	42
Tableau I-2 : Indices d'échantillonnage lorsque M et N sont premiers entre eux.	47
Tableau I-3 : Indices d'échantillonnage lorsque M et N ne sont pas premiers entre eux.	48
Tableau I-4 : Indices des fréquences FI.	50
Tableau I-5 : Comparaison entre l'échantillonnage séquentiel et l'échantillonnage CS.	51
Tableau II-1 : Exemple de configuration des atténuateurs durant les phases d'étalonnage et de mesure.	74
Tableau III-1 : Extraction de Rch et Cs de la Figure III-3.	126
Tableau III-2 : Extraction des caractéristiques nécessaires à la conception d'un amplificateur Doherty.	126





Glossaire

ADS	- Advanced Design System
ACPR	- Adjacent Channel Power Ratio
AP	- Amplificateur de Puissance
APD	- Amplificateur de Puissance Doherty
AST	- Amplificateur Sous Test
BF	- Basse Fréquence
ARV	- Analyseur de Réseau Vectoriel
AWG	- Arbitrary Waveform Generator
CAN	- Conversion Analogique Numérique
CIS	- Coherent Interleaving Sampling
CS	- Coherent Sampling
CNA	- Conversion Numérique Analogique
CF	- Crest Factor
CW	- Continuous Wave
C/I	- Carrier to Intermodulation
DC	- Direct Current
DE	- Drain Efficiency
DQD	- Digital Quadrature Demodulation/Demodulator
DSP	- Digital Signal Processing
DST	- Dispositif Sous Test
DUT	- Device Under Test
EC	- Enveloppe Constante
EFA	- Emitter Follower Amplifier
EV	- Enveloppe Variable
EVM	- Error Vector Measurement
FI	- Fréquence intermédiaire
FFT	- Fast Fourier Transform
GaN	- Gallium Nitride
HE	- Hold Efficiency
HEMT	- High Electron Mobility Transistor
HF	- Haute Fréquence



HPA	- High Power Amplifier
HPR	- Harmonic Phase Reference
LPTV	- Linear Periodical time varying
LTV	- Linear time varying
LSNA	- Large Signal Network Analyzer
MIC	- Microwave Integrated Circuit
MMIC	- Monolithic Microwave Integrated Circuit
NPR	- Noise Power Ratio
NRO	- Near Real-Time Oscilloscope
NVNA	- Non-linear Vector Network Analyzer
OBO	- Output Back-Off
P2P	- Pulse to Pulse (stability)
PAE	- Power Added Efficiency
PAPR	- Peak to Average Power Ratio
PDM	- Pulse Density Modulation
PDN	- Prédistorsion Numérique
PLL	- Phase Locked Loop
PRI	- Pulse Repetition Interval
pts	- Points
PWM	- Pulse Width Modulation
QFN	- Quad Flat No-leads
RADAR	- RAdio Detection And Ranging
RF	- Radio Frequency
RMS	- Root Mean Square
SE	- Sampling Efficiency
SHA	- Sample and Hold Amplifier
S/s	- Samples par second
SDR	- Software Defined Radio
SNR	- Signal to Noise Ratio
SOLT	- Short, Open, Load, Through
THA	- Track and Hold Amplifier
VNA	- Vector Network Analyzer



Introduction générale

Durant ces dernières années, les systèmes de télécommunications ont évolué vers une complexité de plus en plus grande que ce soit dans des applications grand public (mobile), satellite ou dans des applications RADAR (RAdio Detection And Ranging). Cet essor a conduit à une amélioration de la qualité des services qui nécessite une quantité très importante d'informations. Par conséquent, les architectures de ces systèmes de télécommunications ont été modifiées afin d'utiliser des signaux modulés complexes qui occupent une large bande de fréquences et présentent de grandes variations d'amplitudes et/ou de phases et/ou de fréquences.

Les dispositifs électroniques radiofréquences constituant ces systèmes, et particulièrement les dispositifs non linéaires tels que l'amplificateur de puissance, doivent être optimisés pour satisfaire les contraintes sur le coût, les performances et la consommation. Néanmoins, le comportement fortement non linéaire de cette fonction se traduit par des distorsions harmoniques et non harmoniques (distorsions de porteuse et d'enveloppe). Ces distorsions sont principalement dues à la non-linéarité du transistor et aux phénomènes de mémoires.

Généralement, deux catégories de phénomènes de mémoire en fonction de leurs constantes de temps sont distinguées :

- les effets mémoires basses fréquences (BF) qui proviennent des constantes de temps longues du même ordre de grandeur que la période de l'enveloppe du signal RF. Ils sont issus des phénomènes de piège et d'auto-échauffement du transistor, mais aussi à l'environnement électrique et notamment la polarisation. Ces effets mémoires BF n'influencent pas les caractéristiques de l'amplificateur qu'en présence d'un signal à enveloppe variable,
- les effets mémoires hautes fréquences (HF) qui résultent des constantes de temps courtes du même ordre de grandeur que la période de la porteuse RF. Ils sont principalement liés aux circuits d'adaptation et aux structures physiques des semi-conducteurs. Ces effets mémoires HF se traduisent par des variations du gain dans la bande.

La connaissance très précise de ces effets mémoires apportés par les transistors de puissance requiert leur caractérisation expérimentale fine et efficace. Au niveau système, une



caractérisation des amplificateurs de puissance s'effectue en premier lieu en présence d'un signal CW afin d'optimiser les performances en puissance de sortie et en rendement. Les premières caractéristiques de linéarité sont généralement extraites à partir de mesures d'intermodulation à l'aide des excitations biporteuses. Néanmoins, dans les systèmes de télécommunications modernes, les amplificateurs sont soumis à des signaux de plus en plus complexes (impulsionnel, modulations numériques) pour lesquels il est nécessaire de connaître leurs performances en terme de linéarité avancée. Il est donc fondamental de disposer d'un outil de caractérisation fonctionnelle capable de mesurer l'ensemble de ces performances et de ces distorsions en présence des signaux complexes afin d'analyser le comportement de dispositifs non linéaires et extraire leurs modèles au niveau système comme au niveau composant.

Dans ce contexte, il s'avère que seul un système de caractérisation permettant la mesure temporelle calibrée sur 4-canaux RF simultanément aux accès de systèmes et de composants microondes non linéaires, offre aux concepteurs un outil d'analyse et d'optimisation des performances des dispositifs sous test pour la validation des modèles non linéaires électriques discrets. L'objectif principal du travail rapporté dans cette thèse s'inscrit dans ce contexte de développement d'un nouveau banc de caractérisation de systèmes et de composants non linéaires radiofréquences et microondes dans le domaine temporel avec des fréquences d'échantillonnage ultra hautes fréquences. Ce banc permet la mesure des ondes temporelles de tension et de courant comportant des composantes fréquentielles basses fréquences et hyperfréquences aux bornes de dispositifs monovoie ou multivoie (variante) avec des signaux d'excitation simples (CW) ou des signaux modulés complexes.

Le premier chapitre de ce manuscrit est dédié à l'étude des systèmes d'échantillonnage utilisés dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent. La théorie de ces systèmes et ses différents modes de fonctionnement sont présentés. Puis, Les principes fondamentaux des architectures des systèmes d'échantillonnage et les techniques d'échantillonnage associées sont mathématiquement définies et détaillés. Une étude comparative fondée sur le modèle mathématique de la fonction de transfert d'un échantillonneur conduit à différencier clairement le fonctionnement d'un système d'échantillonnage de type « Sampler RF » présent dans les Large Signal Network Analyzer (LSNA) et d'un système de type « Track-sampling » utilisé à XLIM et dans certains oscilloscopes à temps équivalent.

Le second chapitre concerne le système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM. Tout d'abord les améliorations apportées à l'architecture de base de ce système de



mesure durant ces travaux de thèse pour réaliser des mesures des formes d'ondes temporelles de tensions et courants de composants sous pointes avec plusieurs types de signaux d'excitations sont exposées. Ensuite, la procédure d'étalonnage BF et RF pour la caractérisation large bande et ultra haute résolution sous pointes est présentée. Cet étalonnage simplifié peut aussi être utilisé pour la caractérisation de dispositifs connectés.

L'intérêt fondamental de l'utilisation du système de mesure temporelle calibré 4-canaux fait l'objet du troisième chapitre. Ce dernier met en évidence quelques-unes des principales capacités et potentialités de ce système de mesure en vue de la validation des modèles non linéaires et de l'optimisation du fonctionnement des transistors et amplificateurs de puissance pour différentes applications :

- la caractérisation sous pointes CW impulsionnelle orientée RADAR,
- la caractérisation sous pointes Load-Pull orientée Doherty,
- la caractérisation d'enveloppe de tension/courant d'amplificateurs de puissance excités par des signaux CW et modulés,
- la caractérisation d'un amplificateur Doherty à une et deux voies d'entrée.

Finalement, la conclusion générale permettra de résumer les résultats obtenus et de présenter les investigations futures ouvertes par ce travail.





Chapitre I : Systèmes d'échantillonnage pour la caractérisation temporelle de composants RF non linéaires





I.1 Introduction

Le développement sans précédent des systèmes de télécommunications que ce soit dans les applications satellite, Radar ou mobile au cours des dernières années se traduit par l'évolution des techniques et des technologies de plus en plus performantes. Cet essor considérable a conduit à l'utilisation de signaux RF (Radio Frequency) complexes traités par les circuits micro-ondes présents dans ces systèmes. Le point déterminant dans l'évolution de ces systèmes réside dans la conception d'amplificateurs RF de très fortes puissances, larges bandes, linéaires et à hauts rendements.

Les systèmes de caractérisation expérimentale des amplificateurs de puissance ne cessent parallèlement de s'améliorer dans le but de fournir toutes les informations nécessaires aux concepteurs de circuits. Dans ces systèmes de caractérisation, il est indispensable que le composant soit placé dans les conditions les plus proches possibles de son utilisation future. Il est possible de distinguer deux catégories de ces systèmes suivant la stratégie de mesure qu'ils empruntent. Ces systèmes de caractérisation sont capables d'extraire les formes d'ondes dans le domaine temporel :

- par la recomposition du signal temporel à partir des informations d'amplitude et phase extraites de toutes les composantes fréquentielles (le plus souvent hyperfréquences uniquement) mesurées à un instant donné,
- ou bien directement par échantillonnage temporel dont la fréquence d'échantillonnage doit être suffisamment élevée pour visualiser en temps réel les variations très rapides des signaux.

La première catégorie concerne les systèmes de mesure fonctionnant dans le domaine fréquentiel. Ces systèmes sont fondés sur le principe de mesure par balayage fréquentiel. Dans cette catégorie, deux systèmes de mesures sont distingués :

- le premier système de mesure regroupé sous la dénomination NVNA (Non-linear Vector Network Analyzer) [1] [2] est fondé sur le principe de l'hétérodynage à bande étroite. Son fonctionnement est fondé sur l'utilisation d'une tête de réception qui utilise le principe de mélange des signaux pour réaliser une mesure hétérodyne.
- le second système est regroupé sous la dénomination LSNA (Large Signal Network Analyser). Il est fondé sur l'utilisation du principe de l'hétérodynage



multiharmonique qui peut être vu d'un point de vue temporel comme un sous-échantillonnage du signal RF.

Les principaux systèmes de caractérisation expérimentale sont représentés sur la Figure I-1 [3].

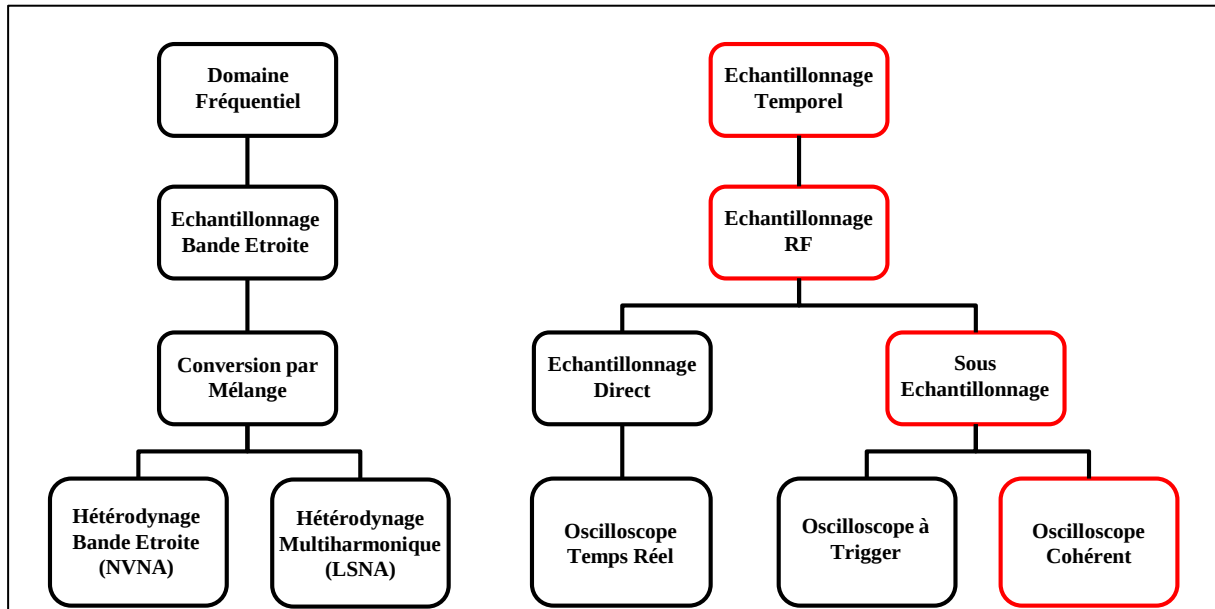


Figure I-1 : Les principaux systèmes de mesure [3].

La deuxième catégorie concerne les systèmes de mesure fonctionnant dans le domaine temporel. Ces systèmes se subdivisent généralement en deux familles :

- la première famille regroupe les oscilloscopes numériques à échantillonnage direct (DSO, Digital Sampling Oscilloscope). Ces oscilloscopes sont capables d'échantillonner directement les signaux RF en utilisant des têtes d'échantillonnage ultra rapides. En revanche, ils sont souvent limités en dynamique à cause des convertisseurs analogiques numériques (CAN) qui les composent.
- la deuxième famille concerne les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent. Le fonctionnement de ces oscilloscopes est fondé sur le principe de sous-échantillonnage. Ils sont capables d'atteindre des dynamiques plus importantes. Le système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM [4] est classé dans cette catégorie (branche rouge de la Figure I-1).

La première partie est donc principalement consacrée à la description des principes fondamentaux et les modes de fonctionnement des systèmes d'échantillonnage utilisés dans les

oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent. Les différentes architectures associées à ces systèmes sont aussi détaillées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les différentes techniques d'échantillonnage à temps équivalent sont présentées. La technique de démodulation numérique en quadrature par échantillonnage direct du signal RF pour la mesure d'enveloppe dans le domaine temporel est également présentée.

I.2 Etude analytique du Système d'échantillonnage

I.2.1 Description de principe

La Figure I-2 illustre un système d'échantillonnage dans lequel l'échantillon prélevé à l'instant t est gardé en mémoire jusqu'à l'acquisition de l'échantillon suivant après une période d'échantillonnage T_e (à l'instant $t + T_e$). Ce dernier sera numérisé par la suite à l'aide d'un CAN intégrant généralement un THA (Track and Hold Amplifier) permettant ainsi de stabiliser la valeur échantillonnée pendant la quantification qui n'est pas simultanée avec l'échantillonnage.

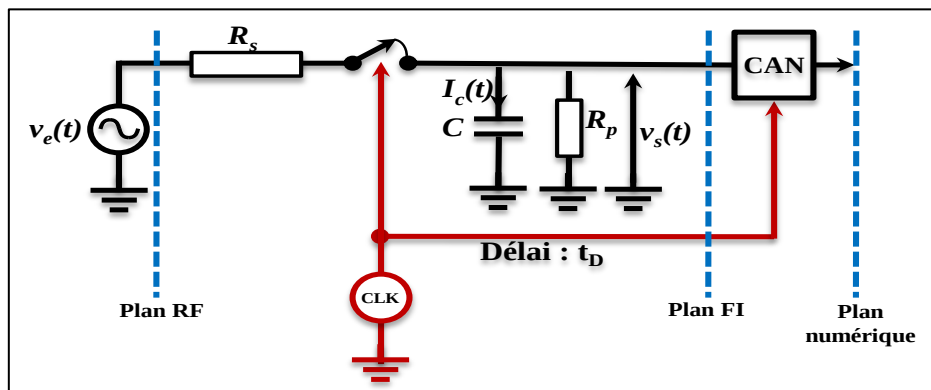


Figure I-2 : Système d'échantillonnage.

Lorsque l'interrupteur est fermé (mode passant), le signal de sortie $v_s(t)$ suit le signal d'entrée $v_e(t)$. Quand l'interrupteur est ouvert (mode bloqué), la capacité de maintien C conserve la valeur stockée lors de l'ouverture. Le signal d'échantillonnage présenté par la Figure I-3 est donc constitué d'une suite d'impulsions distinctes de T_e et de largeur t_w . Etant donné que la quantification n'est pas immédiate, il existe un délai t_d entre le début d'échantillonnage et la numérisation tel que $t_w \leq t_d \leq T_e$.



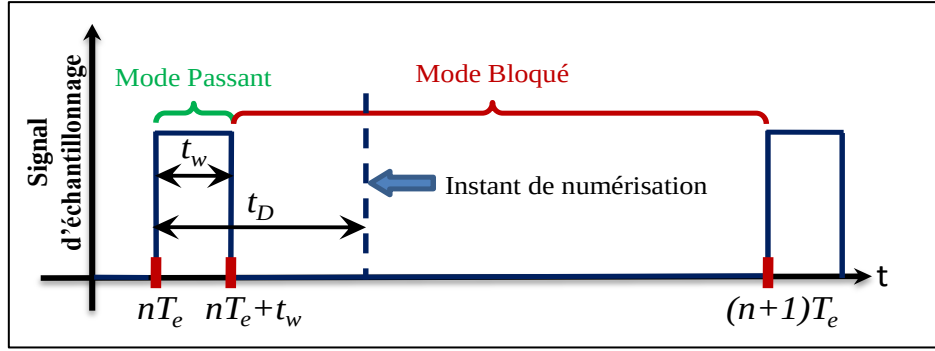


Figure I-3 : Caractéristiques du signal d'échantillonnage.

I.2.2 Réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage

La Figure I-4 décrit un modèle simple permettant de déduire la relation entre $v_e(t)$ et $v_s(t)$ du système d'échantillonnage dans le domaine temporel.

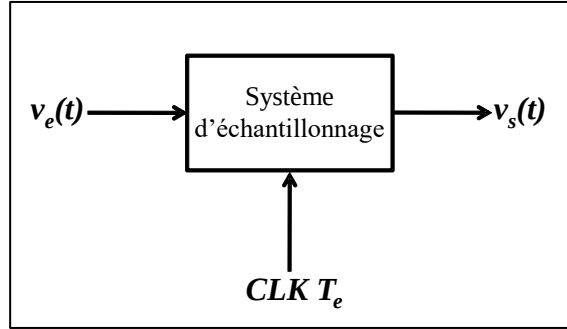


Figure I-4 : Relation entrée/sortie du système d'échantillonnage dans le domaine temporel.

Les deux modes du système d'échantillonnage (passant et bloqué), qui est généralement réalisé en associant un étage de commutation à une capacité de maintien, peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} R_s C \frac{dv_s(t)}{dt} + \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) v_s(t) = v_e(t), & \forall t \in [nT_e; nT_e + t_w] \\ R_p C \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) = 0, & \forall t \in [nT_e + t_w; (n+1)T_e] \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Pour un système linéaire, il est possible de définir l'équation (I.2) permettant d'exprimer la relation entrée/sortie, où $g(t, \tau)$ est la réponse impulsionnelle qui dépend de l'instant d'observation t et de l'instant d'excitation de l'impulsion τ .



$$v_s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \tau) \times v_e(\tau) d\tau \quad (I.2)$$

La réponse impulsionnelle de ce type de système d'échantillonnage est périodique dans la dimension de l'instant d'excitation τ . Elle est dépendante à la fois distinctement de cet instant d'excitation τ et de l'instant d'observation t , comme illustré sur la Figure I-5, où la différence des réponses impulsionnelles à deux différents instants d'excitations τ_1 et τ_2 est observée.

Il est possible de considérer ce système comme étant un système linéaire variant dans le temps (LTV, Linear Time Varying) ou un système linéaire variant dans le temps périodiquement (LPTV, Linear Periodical Time Varying) [5].

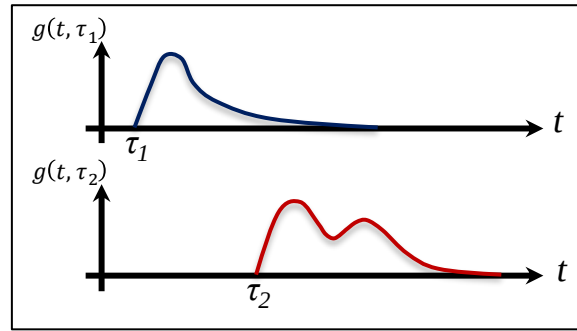


Figure I-5 : Exemple des réponses impulsionnelles à deux instants d'excitation.

En reprenant le schéma équivalent du système d'échantillonnage de la Figure I-2 et l'équation différentielle (I.1) décrivant les relations entre les tensions d'entrée et de sortie selon le cas : interrupteur ouvert et fermé, il est possible de déterminer les conditions initiales de la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ de l'équation (I.2) en supposant que la tension d'entrée $v_e(t)$ est une impulsion de Dirac $\delta(t - \tau)$. Deux cas selon l'état de l'interrupteur par rapport au temps d'excitation sont distingués :

- Si $\tau \in]t_w; T_e[$ et $\forall t \geq \tau$, l'interrupteur est ouvert, donc l'impulsion n'atteint pas la capacité C qui reste déchargée. La réponse impulsionnelle est :

$$g(t, \tau) = 0 \quad (I.3)$$

- Si $\tau \in [0; t_w]$, la réponse impulsionnelle suit une évolution en décroissance exponentielle avec deux circuits RC commutés selon l'instant d'observation t , comme le montre la Figure I-6, sachant que la tension aux bornes de la capacité C est continue à chaque commutation. Il est possible d'écrire :



$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \times U(t - \tau) \times e^{\frac{-(t-\tau)}{\gamma_1}} \quad (I.4)$$

Avec $\gamma_1 = \frac{R_p R_s C}{R_p + R_s}$, la constante de temps lorsque l'interrupteur est fermé. Il est à noter que $\gamma_1 \gg t_w$.

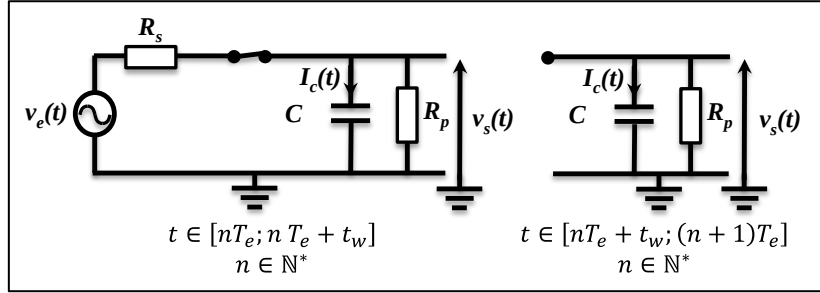


Figure I-6 : Circuits équivalents du système d'échantillonnage lorsque $\tau \in [0; t_w]$.

Par récurrence, il est possible de déterminer l'évolution de la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ en fonction de la présence ou non de l'impulsion de Dirac pendant la fermeture ou l'ouverture de l'interrupteur. A partir de l'équation (I.1) et pour $\tau \in [0; t_w]$, la réponse impulsionnelle à l'instant d'observation $t \in [0; t_w]$ s'écrit :

$$g(t_w, \tau) = \frac{1}{R_s C} e^{\frac{-(t_w-\tau)}{\gamma_1}} \quad (I.5)$$

Pour $t \in [t_w; T_e]$, elle s'écrit :

$$g(T_e, \tau) = g(t_w, \tau) e^{\frac{-(T_e-t_w)}{\gamma_2}} \quad (I.6)$$

Avec $\gamma_2 = R_p C$, la constante de temps lorsque l'interrupteur est ouvert. Il est à noter que $\gamma_2 \gg t_w$. Pour $t \in [T_e; T_e + t_w]$, il est possible d'écrire :

$$g(t, \tau) = g(T_e, \tau) e^{\frac{-(t-T_e)}{\gamma_1}} \quad (I.7)$$

En généralisant, il est possible de noter :

- Pour $t \in [nT_e; nT_e + t_w]$:

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \times \beta^n \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(t-nT_e)}{\gamma_1}} \quad (I.8)$$



Avec $\beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e - t_w)}{\gamma_2}}$ et $n \in \mathbb{N}^*$.

- Pour $t \in [nT_e + t_w; (n+1)T_e]$, avec $n \in \mathbb{N}^*$:

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \times \beta^n \times e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(t - nT_e - t_w)}{\gamma_2}} \quad (\text{I.9})$$

I.2.3 Simulation de la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage

Afin de visualiser un exemple de réponse impulsionnelle, les valeurs numériques suivantes ont été données aux composants R_p , R_s , C , t_w et T_e :

- $R_p = 10 \text{ k}\Omega$,
- $R_s = 25 \Omega$,
- $C = 10 \text{ pF}$,
- $t_w = 200 \text{ ps}$,
- $T_e = 1 \text{ ns}$.

L'impulsion est injectée à l'entrée du système d'échantillonnage 100 ps après la fermeture de l'interrupteur et pendant la largeur de cette impulsion $t_w = 200 \text{ ps}$. La Figure I-7 décrit la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ obtenue à l'instant d'excitation $\tau = 100 \text{ ps}$.

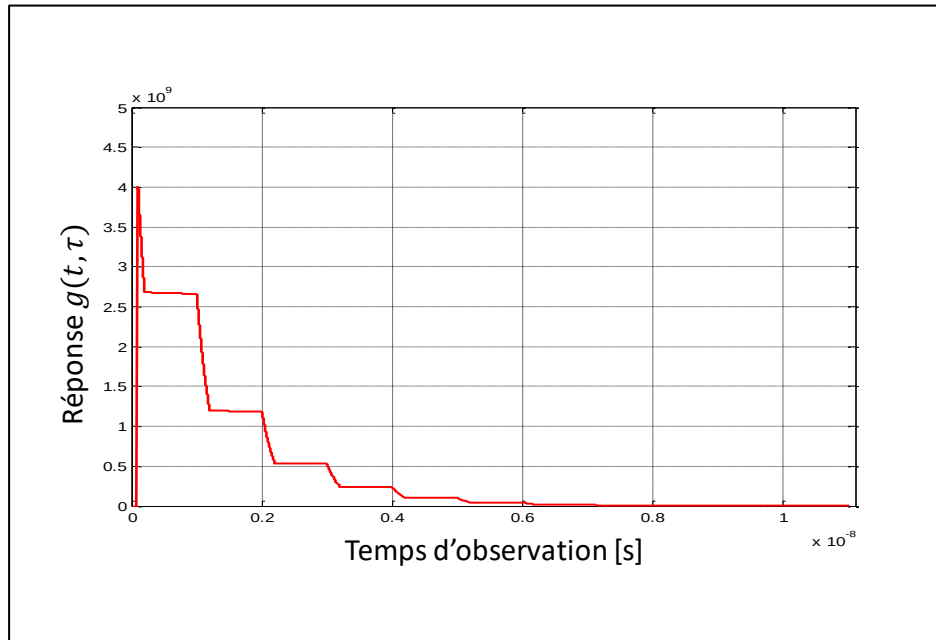


Figure I-7 : Réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100 \text{ ps}$.

Il est possible de remarquer que la capacité C se décharge en deux rythmes différents correspondants aux constantes de temps γ_1 et γ_2 respectives à la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur, comme illustré sur la Figure I-8.

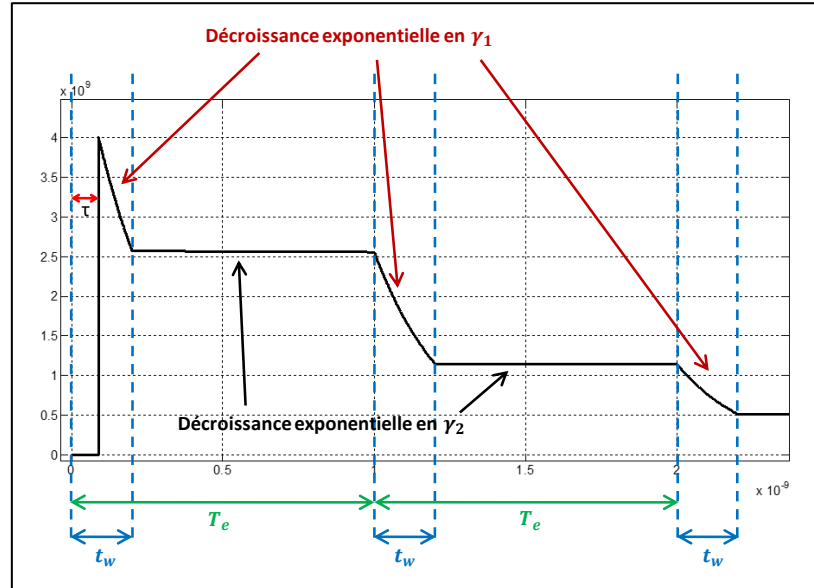


Figure I-8 : Influence des constantes de temps γ_1 et γ_2 sur la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100$ ps.

La Figure I-9 représente la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ en trois dimensions (3D) obtenue à l'instant d'excitation $\tau = 100$ ps. Sur ce graphique, les deux décroissances en fonction du temps d'excitation et du temps d'observation sont clairement observables.

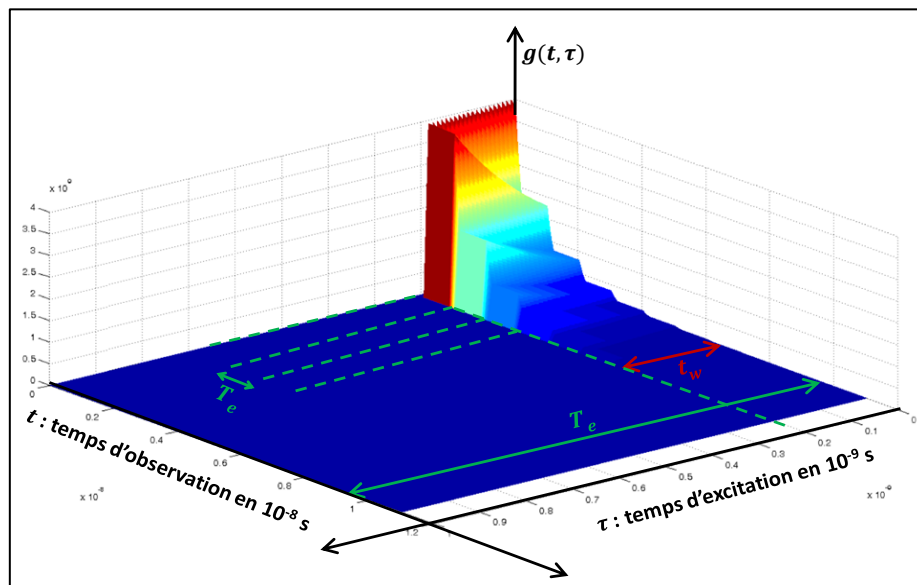


Figure I-9 : Représentation 3D de la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage pour $\tau = 100$ ps.

La Figure I-10 illustre les réponses impulsionnelles $g(t, \tau)$ obtenues pour 4 instants d'excitation τ différents. Cette figure présente la réponse impulsionnelle du système d'échantillonnage est dépendante de τ tant que $\tau \in [0; t_w]$.

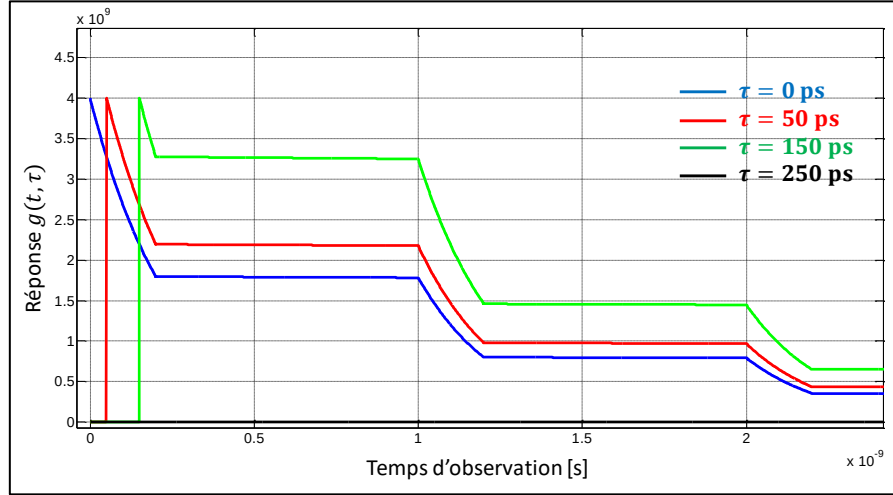


Figure I-10 : Réponses impulsionnelles du système d'échantillonnage pour différentes valeurs de τ .

I.2.4 Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage

La réponse fréquentielle du système d'échantillonnage est obtenue par Transformée de Fourier (TF) de la réponse impulsionnelle. La Figure I-11 représente un modèle simple dans le domaine fréquentiel du système d'échantillonnage (permettant de déduire la relation entre $V_e(\omega_0)$ et $V_s(\omega_s)$) [6] [7].

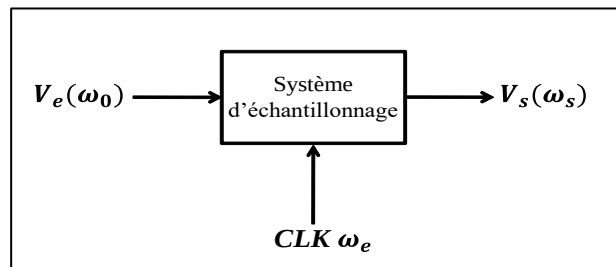


Figure I-11 : Relation entrée/sortie du système d'échantillonnage dans le domaine fréquentiel.

En reprenant l'équation (I.2), il est possible d'exprimer la relation entrée/sortie d'un système LTV ou LPTV dans le domaine fréquentiel par l'équation (I.10).

$$V_s(\omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_n(\omega_s) \times V_e(\omega_s + n\omega_e) \quad (\text{I.10})$$



Supposons qu'une excitation purement sinusoïdale de pulsation ω_0 soit présentée à l'entrée du système d'échantillonnage, l'équation (I.10) montre que le signal de sortie est alors composé d'une infinité de raies fréquentielles ($V_s(\omega_0 \pm n\omega_e)$) dont un exemple est présenté dans la Figure I-12.

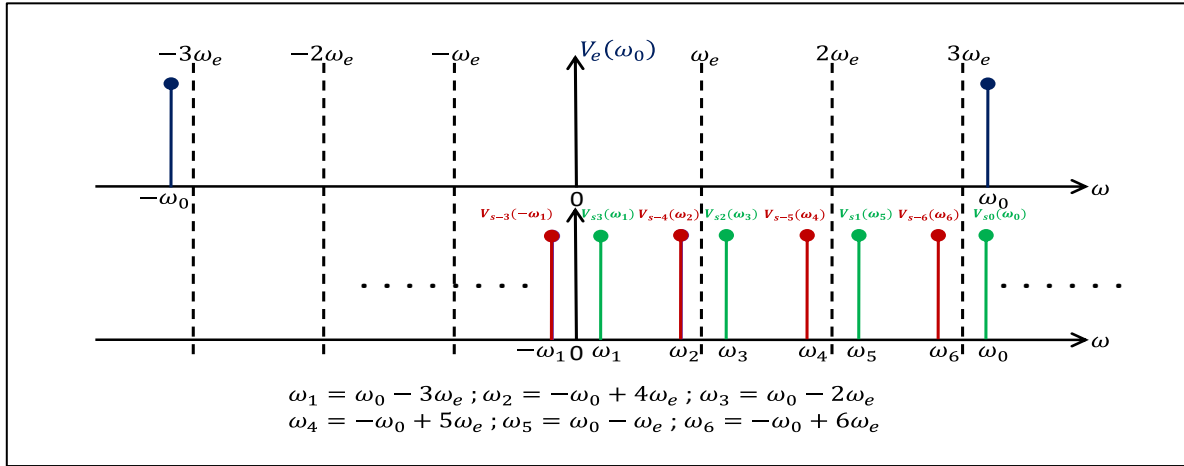


Figure I-12 : Exemple de transposition fréquentielle du système d'échantillonnage excité par un signal sinusoïdal.

A partir de l'équation (I.10), la fonction de transfert entre le signal d'entrée sinusoïdal de pulsation ω_0 et le signal de sortie à la pulsation intermédiaire ω_{FI} tel que

$$|\omega_{FI}| = |\omega_0 - n\omega_e| \text{ est :}$$

$$V_s(\omega_{FI}) = G_n(\omega_{FI}) \times V_e(\omega_{FI} + n\omega_e) ; \forall n \in \mathbb{N}^* \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$\begin{cases} G_n(\omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_n(u) \times e^{-j\omega_s u} du \\ g_n(u) = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} g(u, v) \times e^{+jn\omega_e v} dv \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

Les variations de la réponse en fréquence $G_n(\omega_{FI})$ en fonction de ω_0 et ω_{FI} sont représentées par la Figure I-13.

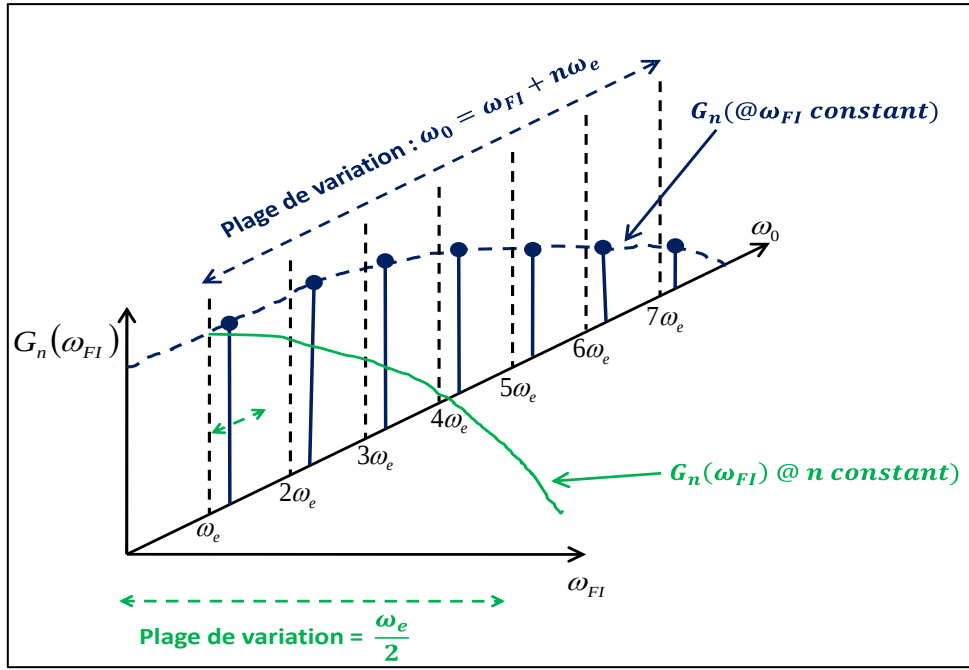


Figure I-13 : Allure de la réponse en fréquence du système d'échantillonnage.

Afin de calculer $G_n(\omega_{FI})$, la séparation des variables t et τ sur les équations (I.8) et (I.9) conduit à :

$$\begin{cases} g(t, \tau) = f(t) \times \frac{1}{R_s C} \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}}, & \text{si } \tau \in [0; t_w] \text{ et } \forall t \geq \tau \\ g(t, \tau) = 0, & \text{si } \tau \in]t_w; T_e[\text{ et } \forall t \geq \tau \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Avec :

$$\begin{cases} f(t) = \beta^n \times e^{\frac{-(t-nT_e)}{\gamma_1}}, & \forall t \in [nT_e; nT_e + t_w] \text{ et } n \in \mathbb{N}^* \\ f(t) = \beta^n \times e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(t-nT_e-t_w)}{\gamma_2}}, & \forall t \in [nT_e + t_w; (n+1)T_e] \text{ et } n \in \mathbb{N}^* \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

$g(t, \tau)$ est périodique, il est possible donc d'effectuer une décomposition en série de Fourier en τ comme suit :

$$g(t, \tau) = f(t) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_k \times e^{-jk\omega_e \tau} \quad (\text{I.15})$$

$$f(t) \cdot g_k = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} g(t, \tau) \times e^{+jk\omega_e \tau} d\tau \quad (\text{I.16})$$



En remplaçant $g(t, \tau)$ par son expression de l'équation (I.13), les résultats suivant sont obtenus :

$$g_k = \frac{1}{T_e} \int_0^{t_w} \frac{1}{R_s C} \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \times e^{+jk\omega_e \tau} d\tau \quad (\text{I.17})$$

$$g_k = \frac{\gamma_1 \times e^{t_w \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_e k \right)}}{R_s C T_e} \times \frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_e k \gamma_1)}}{1 + j\omega_e k \gamma_1} \quad (\text{I.18})$$

En utilisant l'équation (I.12) et la fonction $f(t)$ obtenue par l'équation (I.16), l'expression de la réponse fréquentielle est :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \times e^{-j\omega_{FI} t} dt \quad (\text{I.19})$$

Selon [8], le terme g_k représente le fonctionnement RF du système d'échantillonnage lorsque l'interrupteur est fermé. Quand ce dernier est ouvert, le fonctionnement FI (Fréquence Intermédiaire) de ce système, représenté par l'évolution de $f(t)$, est obtenu. En effet il existe deux modes de fonctionnement du système d'échantillonnage qui sont le **mode « intégrateur »** ou **« sampler RF »** (caractérisé par $t_w \ll T_e$ et $t_w \ll R_s C$) et le **mode « poursuite-échantillonnage »** ou **« track-sampling »** (caractérisé par $t_w = \frac{T_e}{2}$ et $t_w \gg R_s C$).

I.3 Modes de fonctionnement de Système d'échantillonnage

Les deux modes mentionnés dans la partie précédente ont été étudiés théoriquement à travers des exemples utilisant des valeurs numériques données aux éléments du système d'échantillonnage présenté dans la Figure I-2, dans le but d'évaluer ses caractéristiques fondamentales.

I.3.1 Mode « intégrateur » ou « Sampler RF »

Ce mode est caractérisé par $t_w \ll T_e$ et $t_w \ll R_s C$.



I.3.1.1 Réponse fréquentielle du mode Sampler RF

A partir de l'équation (I.19), la réponse en fréquence du système d'échantillonnage en mode Sampler RF est alors définie par l'équation suivante :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \left(\sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e}^{nT_e+t_w} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right) + \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right) \right) \quad (I.20)$$

Comme $t_w \ll T_e$, l'équation (I.20) est composée d'un terme négligeable $\left(\int_{nT_e}^{nT_e+t_w} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right)$ et d'un terme prépondérant $\left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right)$ qui sont représentés dans la Figure I-14.

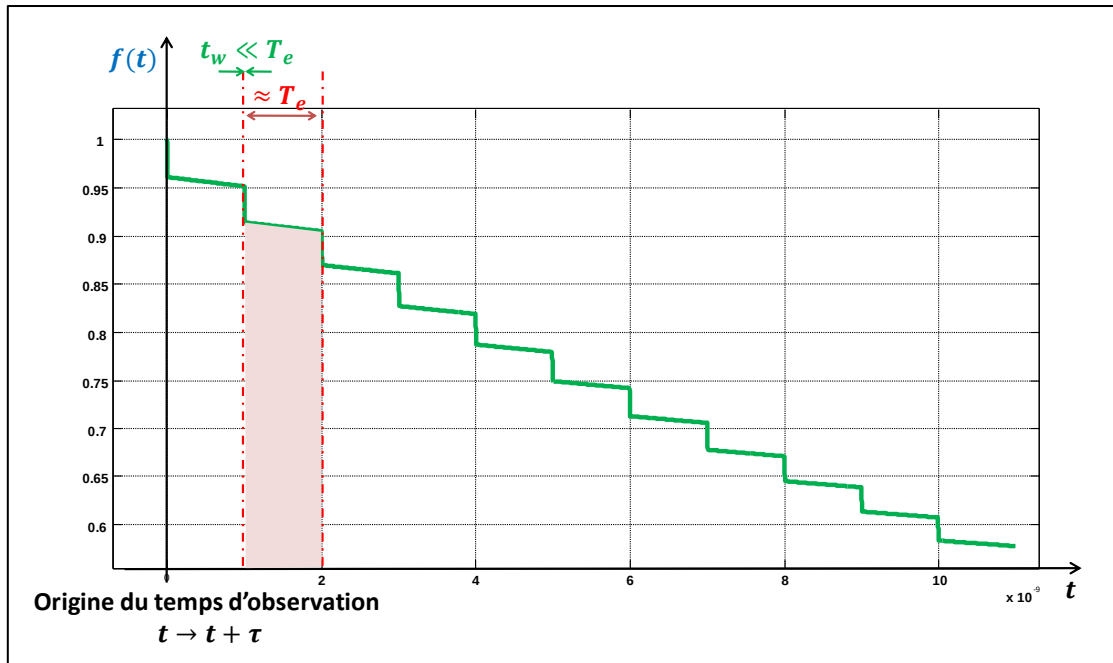


Figure I-14 : Représentation des termes de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF.

L'équation (I.20) s'écrit :

$$G_k(\omega_{FI}) \approx g_k \times \left(\sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right) \right) \quad (I.21)$$

En utilisant l'équation (I.14), il est possible d'écrire :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \times e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \times \left(\sum_{n=0}^{n=+\infty} \beta^n \times e^{\frac{nT_e}{\gamma_2}} \times \left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} e^{-t(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI})} dt \right) \right) \quad (I.22)$$

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \times e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \times \frac{\left(1 - e^{-T_e \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)} \times \sum_{n=0}^{n=+\infty} (\beta^n \times e^{-jnT_e\omega_{FI}}) \quad (I.23)$$

Il est possible de noter :

$$\beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e - t_w)}{\gamma_2}} \approx e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e)}{\gamma_2}} \quad (I.24)$$

$$\beta^n \times e^{-jnT_e\omega_{FI}} = (\beta \times e^{-jT_e\omega_{FI}})^n = \left(e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e)}{\gamma_2}} \times e^{-jT_e\omega_{FI}} \right)^n \quad (I.25)$$

$$\text{Avec } \left| e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e)}{\gamma_2}} \times e^{-jT_e\omega_{FI}} \right| < 1$$

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \times \frac{\left(1 - e^{-T_e \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)} \times \frac{1}{1 - e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e)}{\gamma_2}} \times e^{-jT_e\omega_{FI}}} \quad (I.26)$$

En remplaçant g_k par la relation (I.18) et comme $t_w \ll \gamma_1$ et $t_w \ll \gamma_2$, il est possible d'aboutir à la réponse fréquentielle suivante :

$$G_k(\omega_{FI}) = \frac{\gamma_1 e^{jk\omega_e t_w}}{R_s C} \times \frac{1}{T_e \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)} \times \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_e}{\gamma_2} \times e^{-j\omega_{FI} T_e}}}{1 - e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-T_e}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{FI} T_e}} \right) \times \left(\frac{1 - e^{\frac{-t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_e k \gamma_1)}}{1 + j\omega_e k \gamma_1} \right) \quad (I.27)$$

Selon [9], la réponse fréquentielle d'un système d'échantillonnage en mode sampler RF est défini par :

$$G(s, S) = \frac{V_{out}(s, S)}{V_{in}(s, S)} = \left(\frac{1 - B e^{-s t_s}}{T_s \left(S + \frac{1}{R_p C} \right) (1 - B(1 - \epsilon) e^{-s t_s})} \right) \times \left(\frac{1 - (1 - \epsilon) e^{-s t_{on}}}{1 + s R C} \right) \quad (I.28)$$

Avec $B = \frac{-t_s}{R_p C}$ définie comme l'efficacité de blocage (HE, Hold Efficiency) et

$\epsilon = 1 - e^{-\frac{t_{on}}{R C}}$ définie comme l'efficacité d'échantillonnage (SE, Sampler Efficiency).



Un synoptique de principe de ce système d'échantillonnage réalisé à base de diodes Schottky et à partir duquel l'équation (I.28) a été développée est représenté sur la Figure I-15 [9].

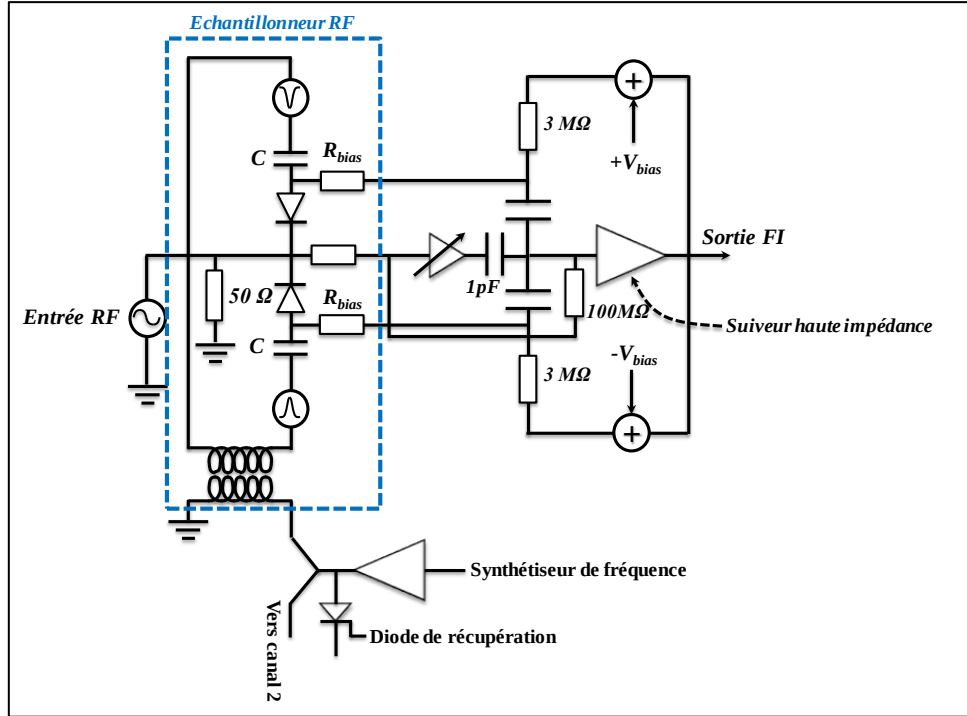


Figure I-15 : Synoptique de principe d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF.

La Figure I-15 décrit le synoptique d'une tête d'échantillonnage. Cette structure est fondée sur l'utilisation d'un pont de diodes qui sont polarisées en inverse par le réseau de résistance (R_{bias}). Les signaux impulsionnels en opposition de phase, ayant une largeur de quelques ps , rendent les diodes passantes. Ensuite, les charges accumulées dans les deux capacités (C) durant l'échantillonnage sont ensuite mesurées à la sortie (FI) à travers les deux résistances (R_{bias}). Cette architecture composée d'un suiveur haute impédance peut atteindre des bandes passantes importantes (plusieurs dizaines de GHz). le schéma équivalent de cette structure est représenté sur La Figure I-16 [9].

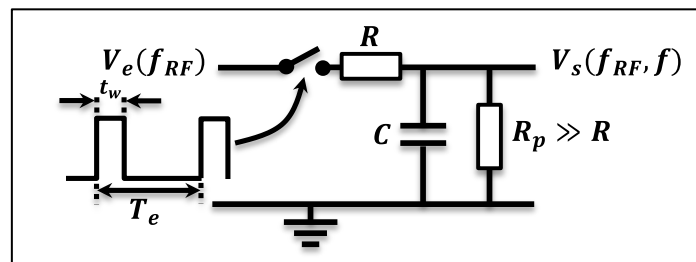


Figure I-16 : Schéma équivalent d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF.

I.3.1.2 Simulation de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF

Pour ce cas d'étude, les valeurs données aux éléments R_p, R_s, C, t_w et T_e sont les suivantes :

- $R_p = 100 \Omega$,
- $R_s = 25 \Omega$,
- $C = 10 \text{ pF}$,
- $t_w = 10 \text{ ps}$,
- $T_e = 1 \text{ ns}$.

La réponse en fréquence du système déterminée à partir de l'équation (I.27) avec les valeurs précédentes est représentée sur la Figure I-17. Cette réponse est en fonction de f_{RF} paramétrée par f_{FI} .

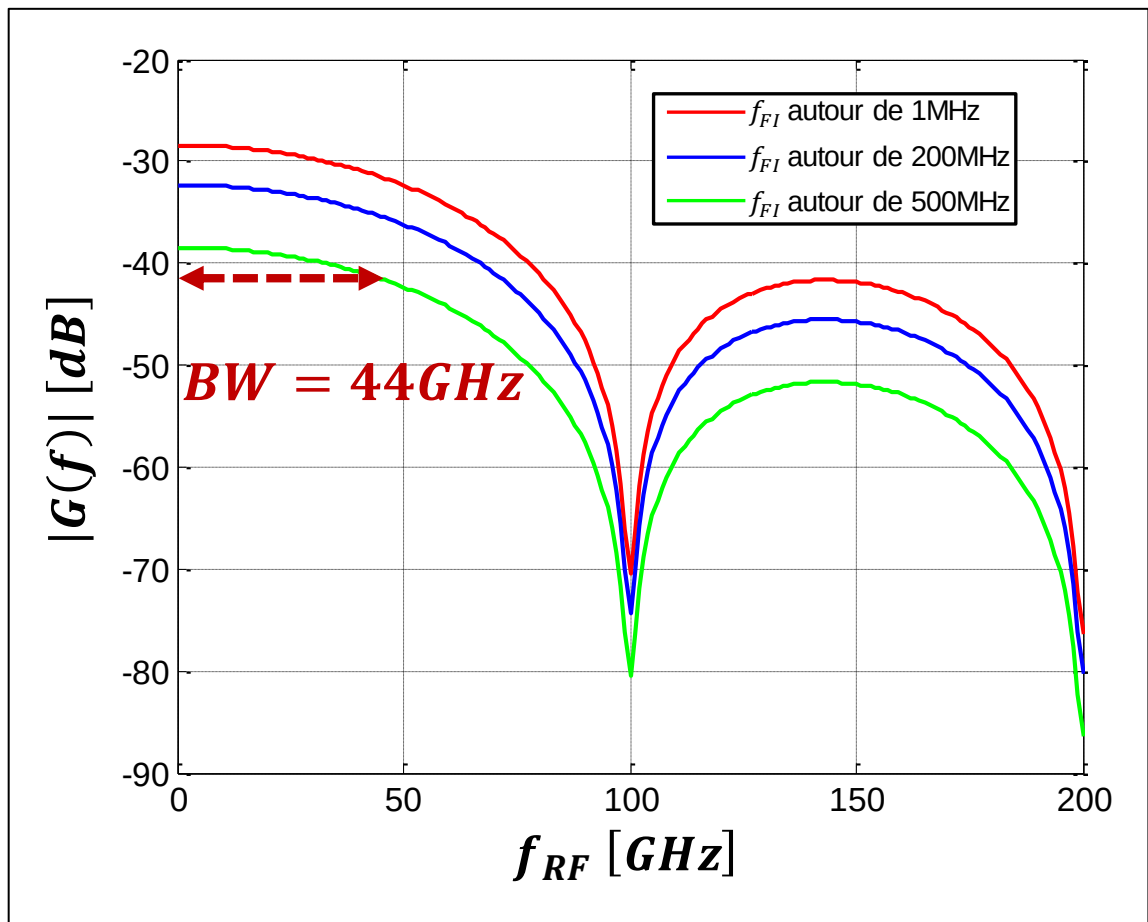


Figure I-17 : Réponse fréquentielle du mode Sampler RF en fonction de f_{RF} paramétrée par f_{FI} .

Il est possible aussi de représenter la réponse fréquentielle en fonction de f_{FI} paramétrée par f_{RF} comme illustré sur la Figure I-18.

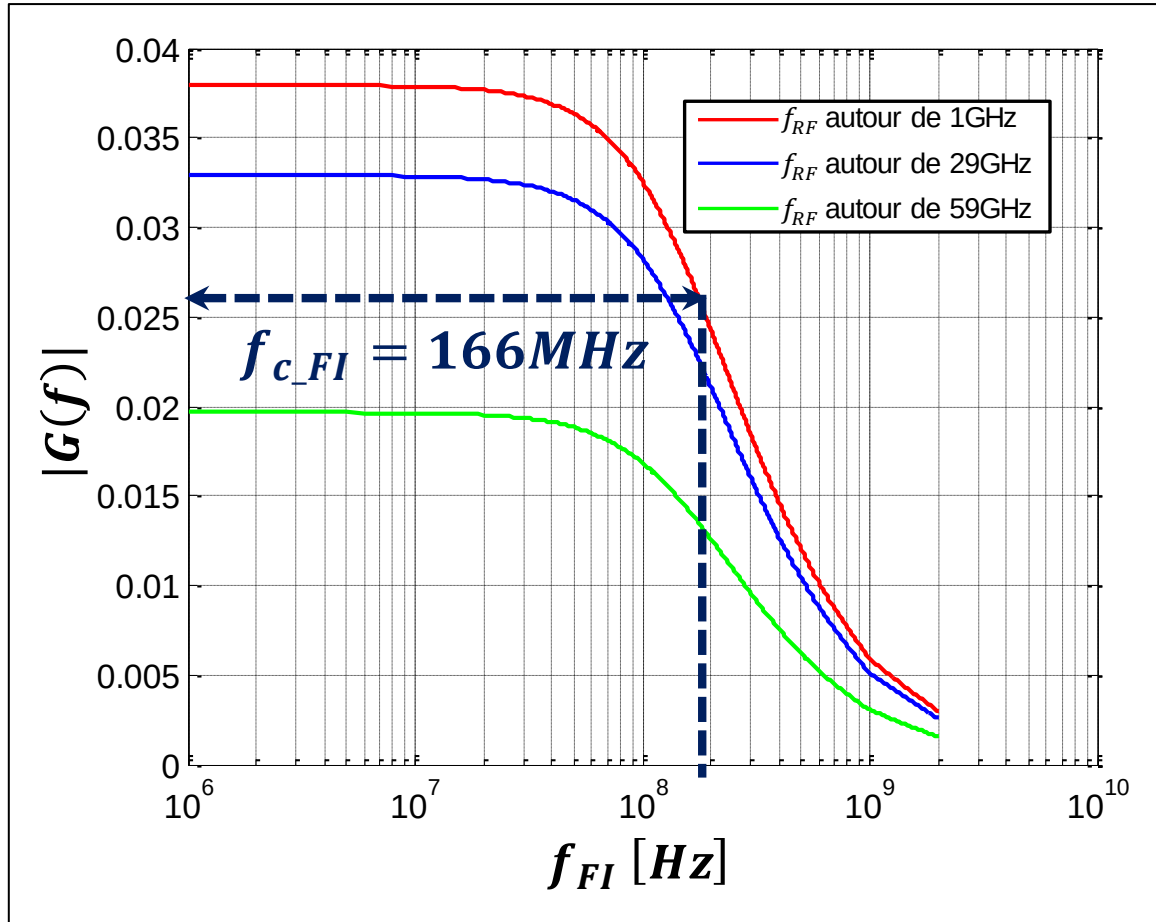


Figure I-18 : Réponse fréquentielle du mode Sampler RF en fonction de f_{FI} d'entrée paramétrée par f_{RF} .

D'après la réponse présentée sur la Figure I-17 et la Figure I-18, et en calculant les grandeurs caractéristiques du système d'échantillonnage, les résultats suivants sont obtenus :

- la bande passante RF extraite à -3 dB est égale à 44 GHz,
- l'efficacité d'échantillonnage est maximale à $f_{FI} = 1MHz$, elle présente une valeur de 3.8%,
- le premier zéro dans la réponse fréquentielle (zéro du sinus cardinal) tombe à 100 GHz correspondant à $\left(\frac{1}{t_w}\right)$,
- la bande passante FI déterminée à -3 dB est égale à 166 MHz, elle est indépendante de f_{RF} . Pour comparaison, elle est théoriquement égale à : $\frac{1}{2\pi \cdot \gamma_2} = 159MHz$.



Le système d'échantillonnage se comporte en sortie comme un filtre passe bas dont la fréquence de coupure f_{c_FI} est égale à 159MHz. La Figure I-19 regroupe les deux dernières figures en 3D, elle représente le tracé de la réponse fréquentielle en 3D.

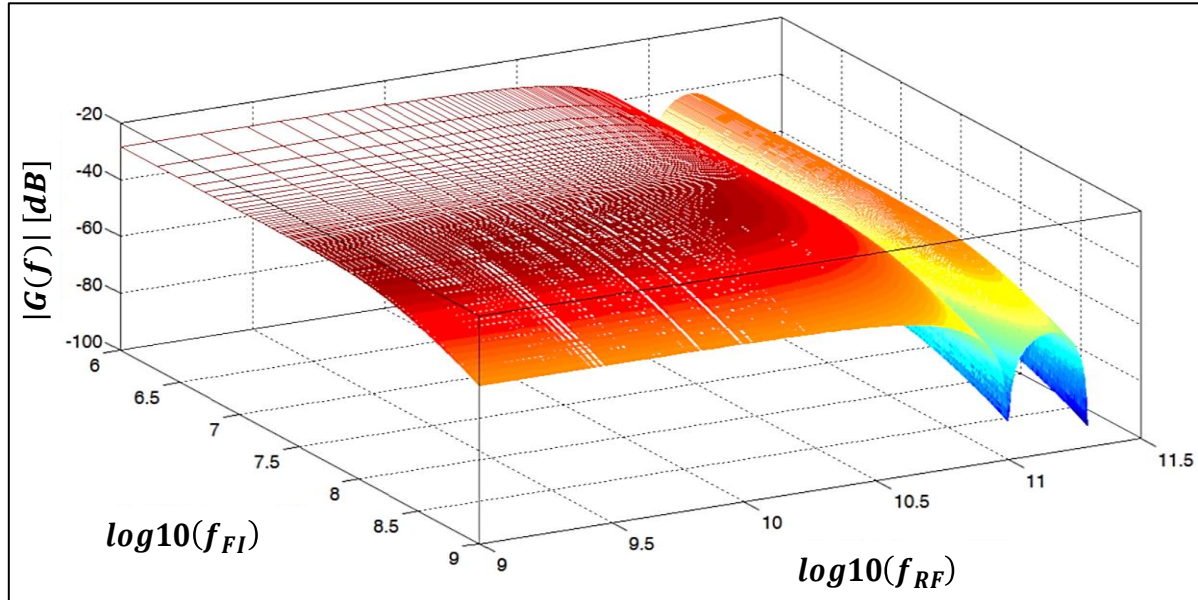


Figure I-19 : Représentation 3D de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF.

Le niveau de la réponse varie inversement avec f_{RF} et avec f_{FI} . Le fonctionnement privilégié consiste donc à fonctionner à des fréquences f_{RF} et f_{FI} les plus faibles possibles.

I.3.1.3 Sensibilité de la réponse fréquentielle

Plusieurs paramètres peuvent influencer les performances du système d'échantillonnage en mode Sampler RF. Il est donc indispensable d'étudier la sensibilité de la réponse fréquentielle en fonction de la variation de la fréquence d'échantillonnage f_e et de la résistance parallèle en sortie R_p .

I.3.1.3.1 Etude de cas lorsque la résistance R_p est élevée

Dans ce cas d'étude, la résistance R_p est considérée élevée ($R_p = 1\text{ M}\Omega$), les autres valeurs numériques données aux éléments sont les mêmes que précédemment. La réponse fréquentielle du système paramétrée par la fréquence d'échantillonnage f_e est représentée sur la Figure I-20.



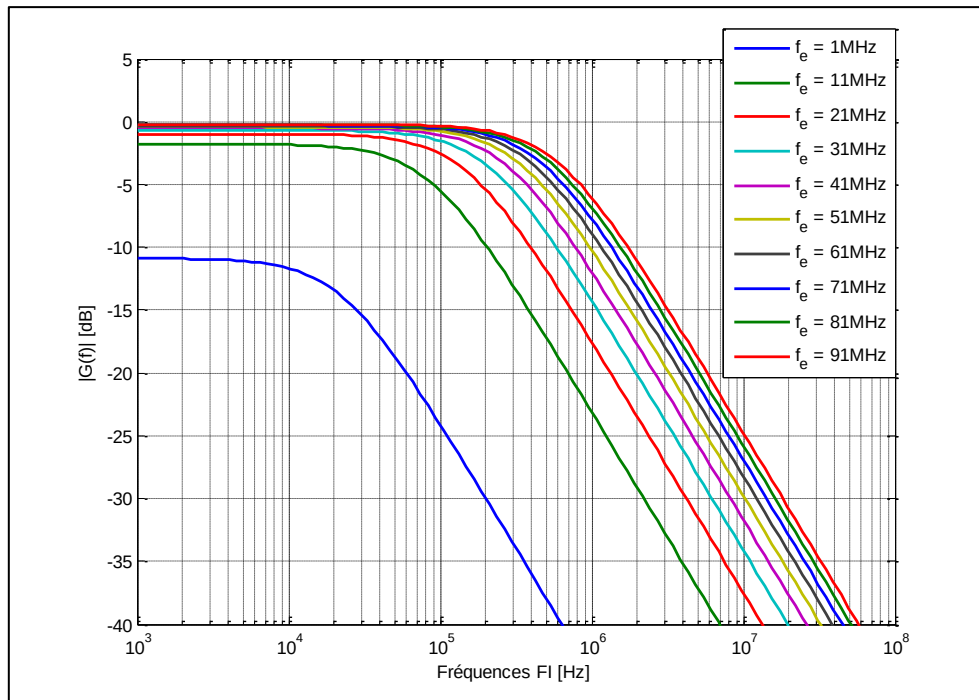


Figure I-20 : Réponse fréquentielle paramétrée par la fréquence d'échantillonnage lorsque la résistance de sortie est élevée.

On constate que pour une valeur de R_p élevée, il y a une augmentation de la bande passante FI lorsque la fréquence d'échantillonnage f_e augmente, cela correspond aussi à une augmentation de la fréquence de coupure f_{c_FI} en fonction la fréquence d'échantillonnage f_e .

La Figure I-21 illustre la réponse impulsionnelle à $f_e = 10 \text{ MHz}$ et $f_e = 100 \text{ MHz}$, afin d'évaluer la fréquence de coupure f_{c_FI} .

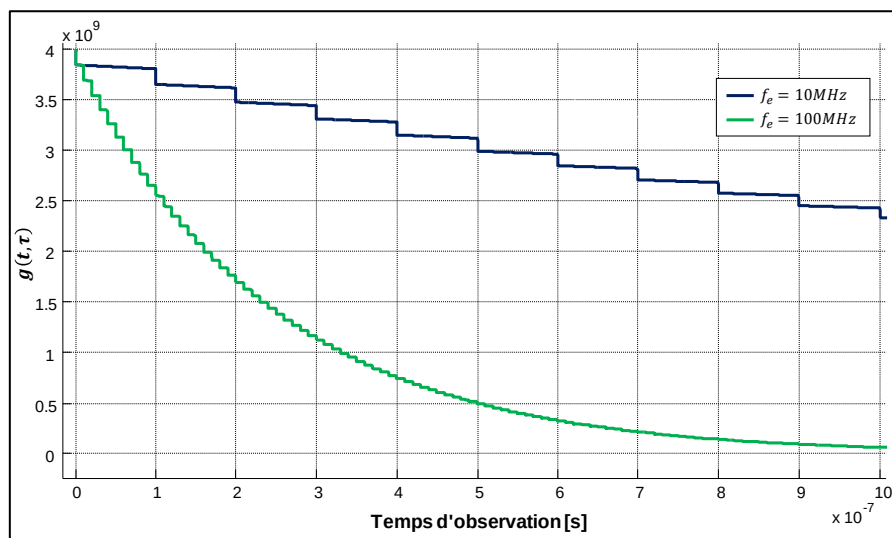


Figure I-21 : Réponse impulsionnelle pour deux fréquences d'échantillonnage différentes lorsque la résistance de sortie est élevée.

D'après la réponse présentée sur la Figure I-21, les fréquences de coupure suivantes sont obtenues :

- pour $f_e = 10 \text{ MHz}$, la constante de temps est égale à $2\mu\text{s}$ et la fréquence de coupure $f_{c_FI} = 80\text{kHz}$,
- pour $f_e = 100 \text{ MHz}$, la constante de temps est égale à $0.2\mu\text{s}$ et la fréquence de coupure $f_{c_FI} = 800\text{kHz}$.

A une valeur élevée de la résistance R_p (effet de blocage lorsque l'interrupteur est ouvert), la réponse fréquentielle du système en mode Sampler RF peut être écrite sous la forme :

$$G_k(\omega_{FI}) = e^{j\pi k f_e t_w} \times \left(\frac{1}{1 + j\omega_{FI} \frac{R_s C T_e}{t_w}} \right) \times \text{sinc}(k f_e t_w) \quad (\text{I.29})$$

Ceci fait apparaître une fréquence de coupure f_{c_FI} **dépendant de la fréquence d'échantillonnage** :

$$\boxed{f_{c_FI} = \frac{1}{2\pi \frac{R_s C T_e}{t_w}}} \quad (\text{I.30})$$

Pour conclure, le système d'échantillonnage en mode Sampler RF contient un pôle FI intrinsèque à son fonctionnement dépendant de la fréquence d'échantillonnage f_e et de la durée de fermeture t_w . L'équation (I.30) correspond à un modèle du sampler RF donné par [9] comme le montre la Figure I-22.

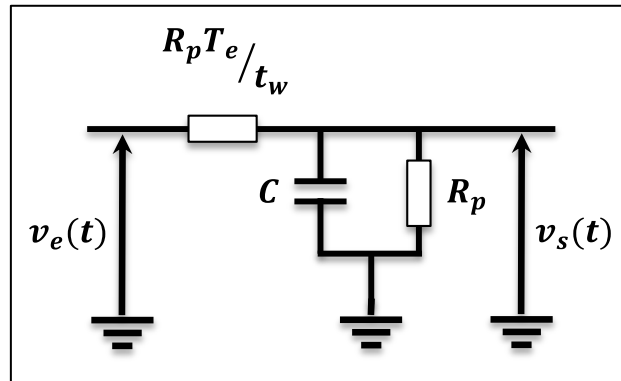


Figure I-22 : Schéma équivalent d'un système d'échantillonnage en mode Sampler RF lorsque R_p est élevée.

D'après la représentation 3D illustré sur la Figure I-23, des variations de la fréquence de coupure $f_{c_{FI}}$ à $-3dB$, selon la valeur de la résistance parallèle en sortie R_p et de la fréquence d'échantillonnage f_e , sont observées.

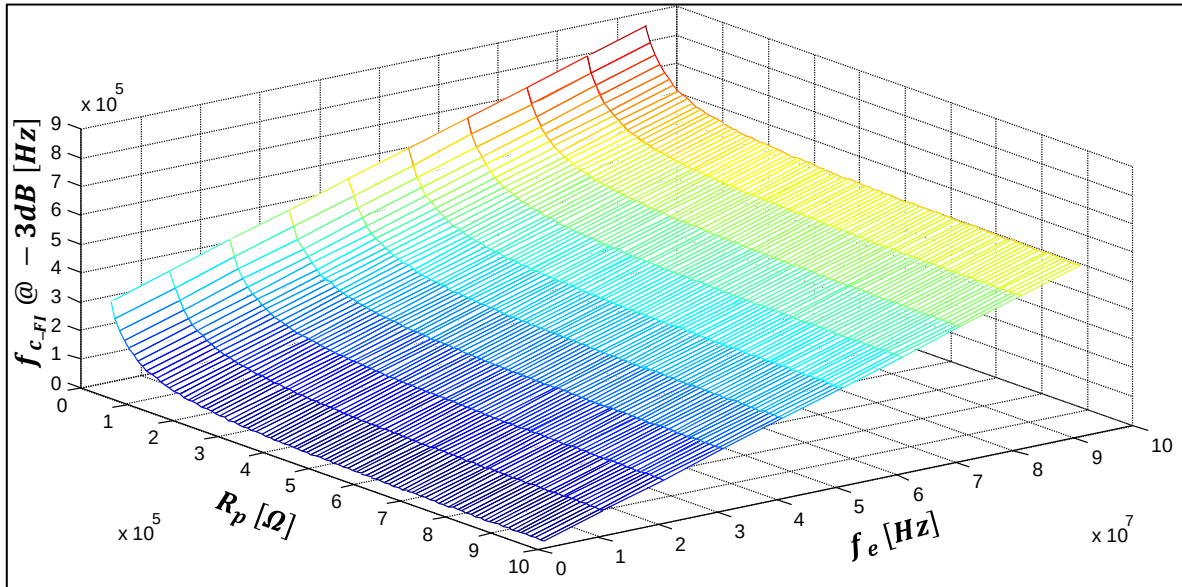


Figure I-23 : Représentation 3D de la variation de la fréquence de coupure lorsque la résistance de sortie est élevée.

La Figure I-24 décrit en 3D les variations du gain maximal FI en fonction de la résistance parallèle en sortie R_p et de la fréquence d'échantillonnage f_e .

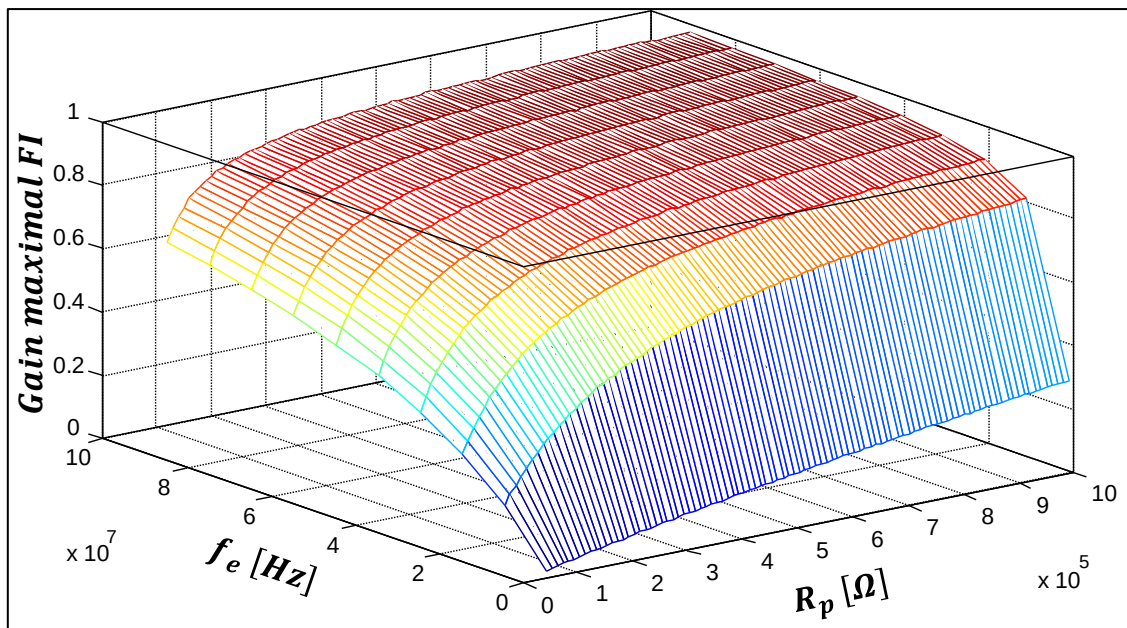


Figure I-24 : Représentation 3D de la variation du gain maximal lorsque la résistance de sortie est élevée.



Pour conclure, la fréquence de coupure f_{c_FI} est indépendante de R_p lorsque celle-ci est très grande, elle est directement proportionnelle à la fréquence d'échantillonnage f_e . Par contre, le gain maximal FI augmente lorsque la valeur de la résistance R_p augmente, il devient proche de 1 pour des fortes valeurs de R_p .

I.3.1.3.2 Etude de cas lorsque la résistance R_p est faible

Dans ce cas, la résistance R_p est considérée faible ($R_p = 1 \text{ k}\Omega$), les autres valeurs numériques données aux éléments sont les mêmes que précédemment. La réponse fréquentielle du système paramétrée par la fréquence d'échantillonnage f_e est représentée sur la Figure I-25.

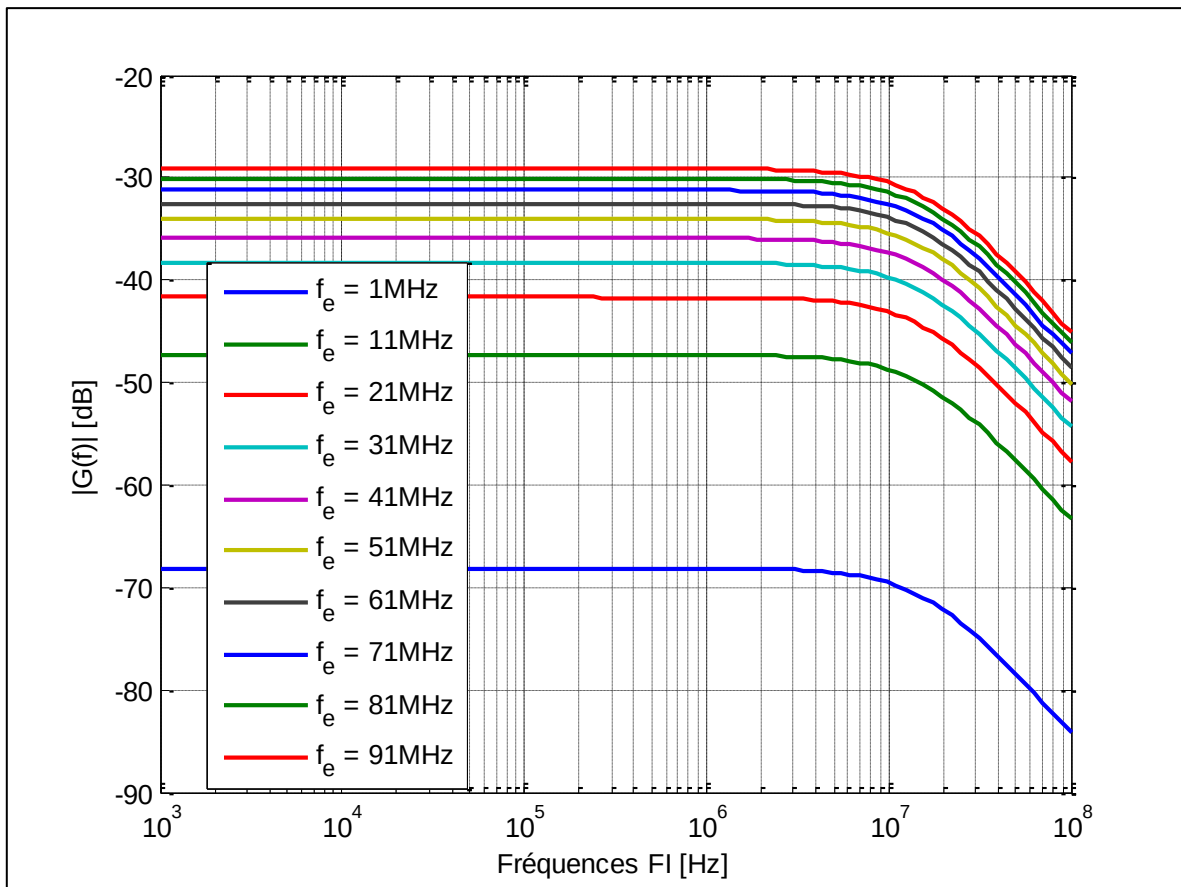


Figure I-25 : Réponse fréquentielle paramétrée par la fréquence d'échantillonnage lorsque la résistance de sortie est faible.

Pour les fréquences d'échantillonnage de la Figure I-25, il est possible de remarquer que la fréquence de coupure f_{c_FI} reste inchangée et vaut 15.91 MHz. La bande passante FI ne dépend plus alors de la fréquence d'échantillonnage f_e mais reste fixée par la constante de temps du circuit de sortie ($\gamma_2 = R_p C$).

Dans le domaine temporel, pour une valeur faible de R_p , une décroissance rapide de la réponse impulsionnelle est obtenue à cause de la présence d'une impulsion durant la fermeture de l'interrupteur. La réponse impulsionnelle à $f_e = 10 \text{ MHz}$ et $f_e = 100 \text{ MHz}$ est illustrée par la Figure I-26.

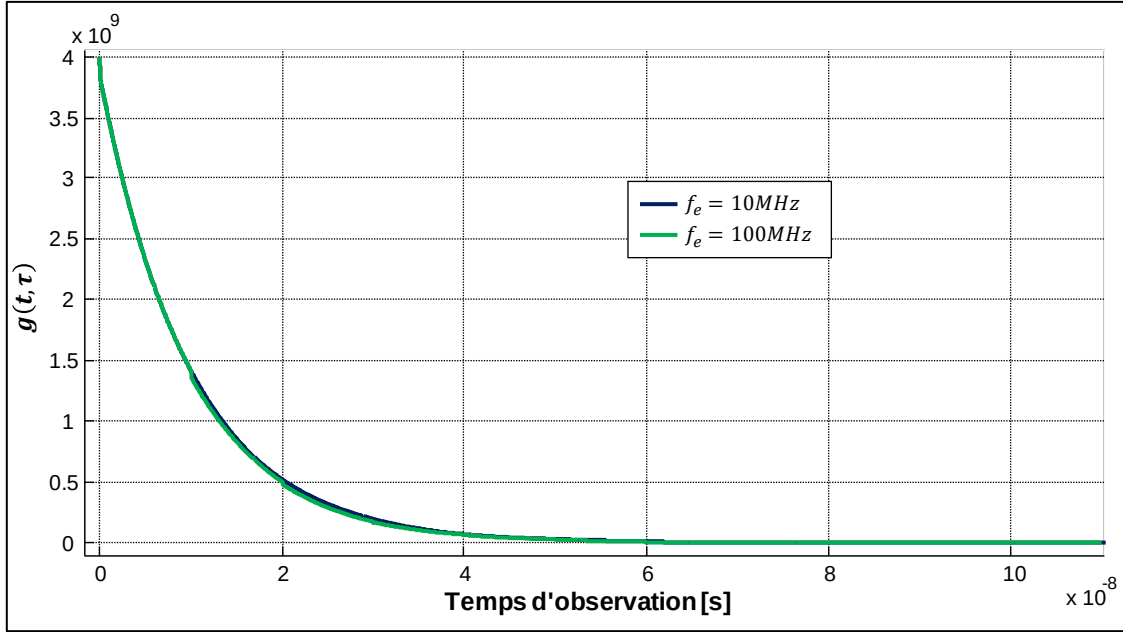


Figure I-26 : Réponse impulsionnelle pour deux fréquences d'échantillonnage différentes lorsque la résistance de sortie est faible.

On constate que la constante de temps est la même pour les deux courbes et donc la fréquence de coupure f_{c_FI} ne dépend plus de la fréquence d'échantillonnage. En effet, pour une faible valeur de la résistance R_p , la réponse fréquentielle du système en mode Sampler RF peut se mettre sous la forme :

$$G_k(\omega_{FI}) = \frac{f_e t_w \gamma_2}{R_s C} \times e^{j\pi k f_e t_w} \times \frac{1}{(1 + j\omega_{FI} \gamma_2)} \times \text{sinc}(k f_e t_w) \quad (\text{I.31})$$

La fréquence de coupure f_{c_FI} est :

$$\boxed{f_{c_FI} = \frac{1}{2\pi \gamma_2} = \frac{1}{2\pi R_p C}} \quad (\text{I.32})$$

Elle est **indépendante de la fréquence d'échantillonnage**, mais dépend seulement de la constante de temps γ_2 , comme illustré par la Figure I-27.



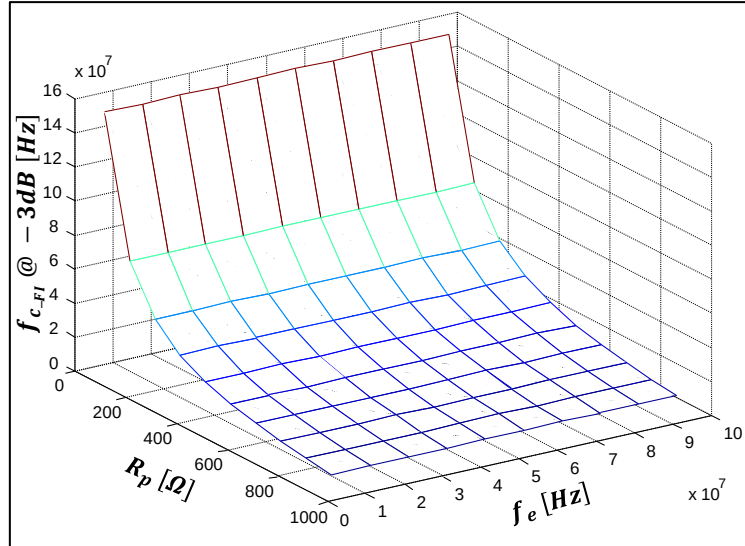


Figure I-27 : Représentation 3D de la variation de la fréquence de coupure lorsque la résistance de sortie est faible.

Le gain maximal FI est défini par :

$$G_{FI_MAX} = \frac{f_e \times t_w \times R_p}{R_s} \quad (I.33)$$

Il dépend du produit de la fréquence d'échantillonnage f_e et de la résistance parallèle en sortie R_p , comme représenté sur la Figure I-28.

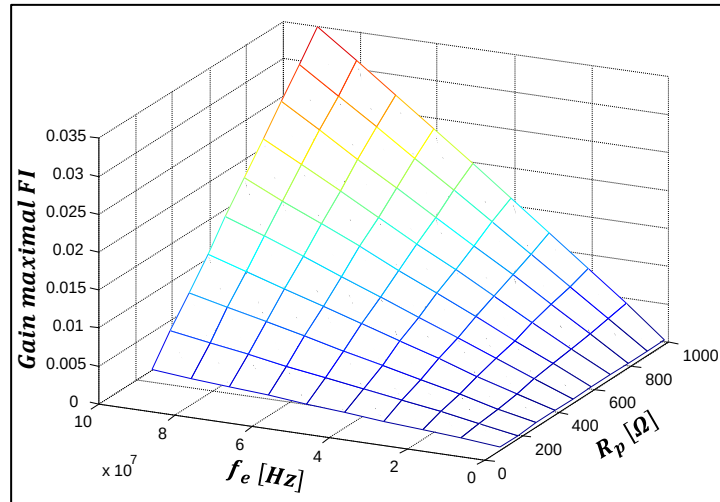


Figure I-28 : Représentation 3D de la variation du gain maximal lorsque la résistance de sortie est faible.

A partir de la réponse fréquentielle définie par l'équation (I.27) concernant le système d'échantillonnage en mode Sampler RF présenté dans le paragraphe précédent, il est possible de tirer les conclusions suivantes :



- ✓ le deuxième terme de la réponse fréquentielle $\left(\frac{1}{T_e \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI} \right)} \right)$ est prépondérant quand la valeur de la résistance R_p est élevée puisque la bande passante FI est proportionnelle à la fréquence d'échantillonnage (pôle intrinsèque du Sampler RF) : $f_{c_FI} = \frac{1}{2\pi \frac{R_s C T_e}{t_w}} = K f_e$
- ✓ le troisième terme $\left(\frac{1 - e^{-\frac{T_e}{\gamma_2} \times e^{-j\omega_{FI} T_e}}}{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} \times e^{-\frac{T_e}{\gamma_2} \times e^{-j\omega_{FI} T_e}}}} \right)$ de la réponse fréquentielle est prépondérant quand la valeur de la résistance R_p est faible : la bande passante FI est alors donnée par la fréquence de coupure du circuit ($R_p C$) :

$$f_{c_FI} = \frac{1}{2\pi\gamma_2} = \frac{1}{2\pi R_p C}$$

- ✓ le dernier terme $\left(\frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_e k \gamma_1)}}{1 + j\omega_e k \gamma_1} \right)$ représente la bande passante RF en sinus cardinal où le premier zéro tombe à $\left(\frac{1}{t_w} \right)$.

I.3.2 Mode « poursuite-échantillonnage » ou « Track-sampling »

Ce mode de fonctionnement est caractérisé par $t_w = \frac{T_e}{2}$ et $t_w \gg R_s C$.

I.3.2.1 Réponse fréquentielle du mode Track-sampling

Le synoptique du système d'échantillonnage en mode Track-sampling est représentée par la Figure I-29.

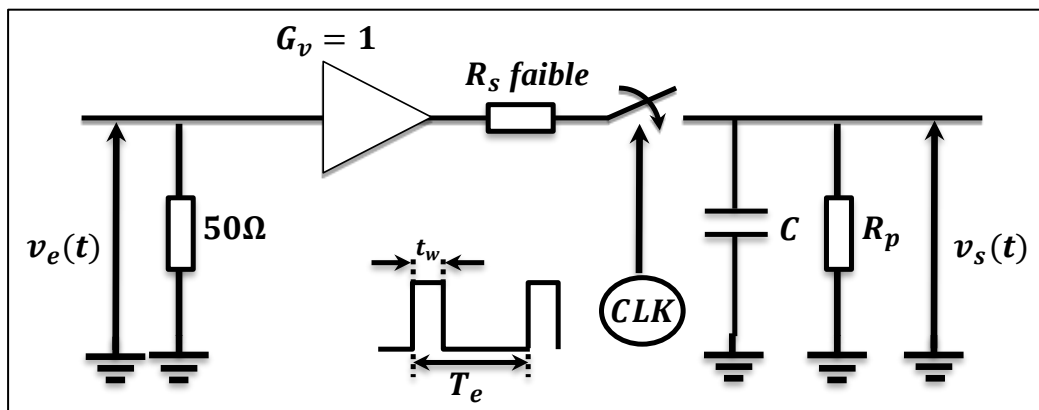


Figure I-29 : Synoptique de base du système d'échantillonnage en mode Track-sampling.

La voie d'entrée de ce système est adaptée à l'aide d'une résistance 50Ω , l'amplificateur suiveur possède une impédance d'entrée élevée permettant de mesurer la tension ($V_e(t)$) aux bornes de la résistance (50Ω). Ensuite, cette tension est automatiquement présentée au système d'échantillonnage avec une très faible impédance de sortie.

A partir de l'équation (I.19), la réponse en fréquence du système d'échantillonnage en mode Sampler RF est alors définie par l'équation suivante :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \left(\sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e}^{nT_e+t_w} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right) + \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right) \right) \quad (I.34)$$

Comme $t_w = \frac{T_e}{2}$ et $t_w \gg R_s C$, il est nécessaire de calculer les deux termes de l'équation (I.34). Dans le cas du mode « Sampler RF », le terme $\left(\int_{nT_e}^{nT_e+t_w} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right)$ est négligé.

L'équation (I.34) peut se mettre sous la forme :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k(T_1 + T_2) \quad (I.35)$$

Avec :

- $T_1 = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e}^{nT_e+t_w} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right)$
- $T_2 = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} f(t) \times e^{-j\omega_{FI}t} dt \right)$

En utilisant l'équation (I.14), il est possible d'écrire :

$$T_1 = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \times e^{\frac{nT_e}{\gamma_1}} \times \int_{nT_e}^{nT_e+t_w} e^{-t(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{FI})} dt \right) \quad (I.36)$$

Comme $\gamma_1 \ll t_w$ et $\frac{1}{\gamma_1} \gg |j\omega_{FI}|$, Il est possible de noter :

$$T_1 = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \frac{\beta^n}{\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{FI}} = \gamma_1 \times \sum_{n=0}^{n=+\infty} \beta^n \quad (I.37)$$

$$\beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e-t_w)}{\gamma_2}} \approx e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_e)}{2\gamma_2}} \quad (I.38)$$



Avec $0 < T_e < \gamma_2$ et $0 < \gamma_1 < t_w$, donc $0 < \beta < 1$

Par conséquent, l'expression du terme T_1 est donnée par la relation suivante :

$$T_1 = \frac{\gamma_1}{1 - \beta} = \frac{\gamma_1}{1 - e^{-\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{-\frac{-(T_e)}{2\gamma_2}}} \quad (I.39)$$

En utilisant l'équation (I.14), il est possible d'écrire :

$$T_2 = \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \times e^{-\frac{t_w}{\gamma_1}} \times e^{-\frac{n(T_e+t_w)}{\gamma_2}} \times \int_{nT_e+t_w}^{(n+1)T_e} e^{-t\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{FI}\right)} dt \right) \quad (I.40)$$

Comme $T_e = 2t_w$ et $\frac{1}{\gamma_1} \ll |j\omega_{FI}|$, Il est possible d'exprimer terme T_2 par la relation suivante :

$$T_2 = \frac{T_e}{2} \times e^{-\frac{t_w}{\gamma_1}} \times e^{-j\omega_{FI}\frac{3T_e}{4}} \times \frac{1}{1 - \beta e^{-j\omega_{FI}T_e}} \times \text{sinc}\left(\frac{f_{FI}}{2f_e}\right) \quad (I.41)$$

En exploitant les résultats de (I.39) et (I.41), l'équation (I.34) s'écrit :

$$G_k(\omega_{FI}) = g_k \left(\frac{\gamma_1}{1 - \beta} + \frac{T_e}{2} \times e^{-\frac{t_w}{\gamma_1}} \times e^{-j\omega_{FI}\frac{3T_e}{4}} \times \frac{1}{1 - \beta e^{-j\omega_{FI}T_e}} \times \text{sinc}\left(\frac{f_{FI}}{2f_e}\right) \right) \quad (I.42)$$

En remplaçant g_k par la relation (I.18) et comme $\beta \rightarrow 0$ et $\gamma_1 \ll T_e$, il est possible d'aboutir à la réponse fréquentielle suivante :

$$G_k(\omega_{FI}) = \frac{1}{2} e^{j t_w k \omega_e} \times e^{-j\omega_{FI}\frac{3T_e}{4}} \times \left(\frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1}(1 + j\omega_e k \gamma_1)}}{1 + j\omega_e k \gamma_1} \right) \times \text{sinc}\left(\frac{f_{FI}}{2f_e}\right) \quad (I.43)$$



I.3.2.2 Simulation de la réponse fréquentielle du mode Track-sampling

Dans le but d'étudier ce mode, les valeurs numériques choisies pour les éléments R_p , R_s , C , t_w et T_e sont les suivantes :

- $R_p = 10\text{ k}\Omega$,
- $R_s = 1.5\text{ }\Omega$,
- $C = 10\text{ pF}$,
- $t_w = 0.5\text{ ns}$,
- $T_e = 1\text{ ns}$.

La réponse en fréquence du système d'échantillonnage en mode Track-sampling, déterminée à partir de l'équation (I.43) avec les valeurs mentionnées précédemment, est représentée sur la Figure I-30. Cette réponse est fonction de f_{RF} paramétrée par f_{FI} .

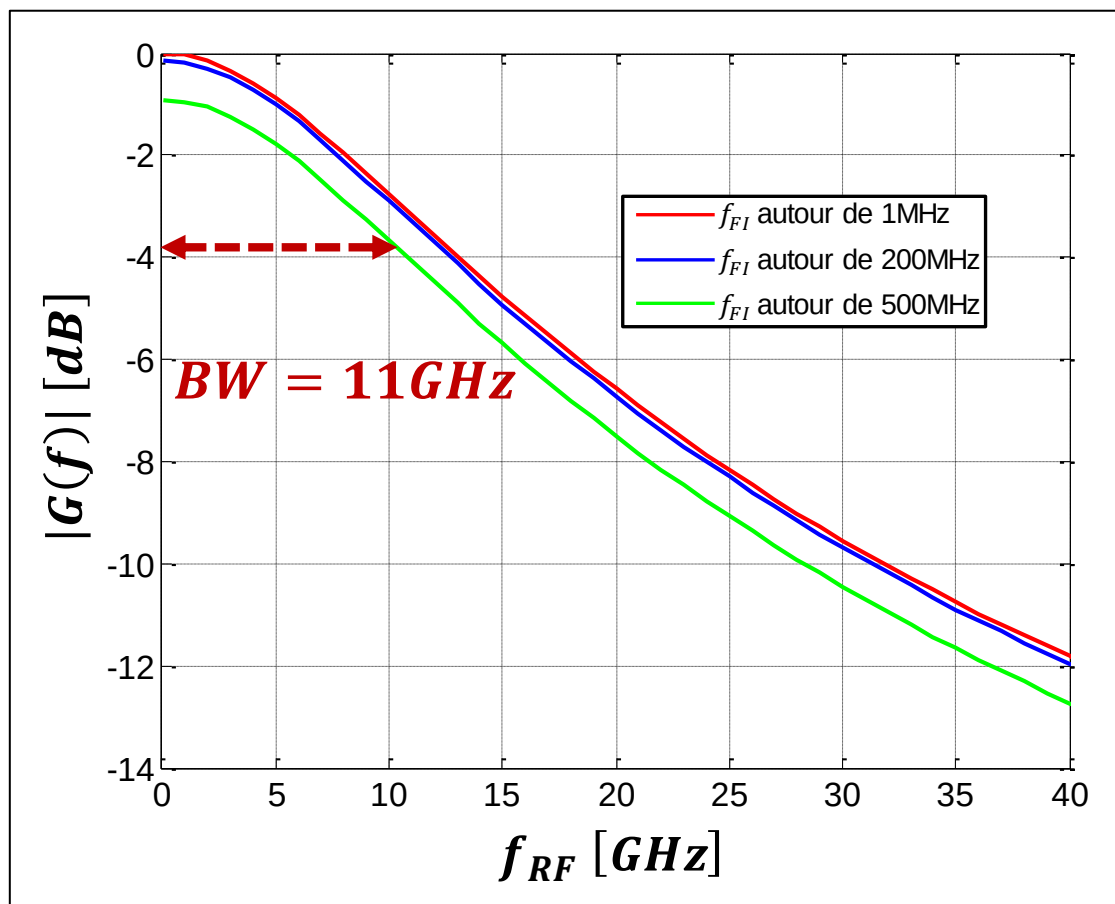


Figure I-30 : Réponse fréquentielle du mode Track-sampling en fonction de f_{RF} d'entrée paramétrée par f_{FI} .

Il est possible aussi de représenter la réponse fréquentielle en fonction de f_{FI} paramétrée par f_{RF} comme illustré sur la Figure I-31.

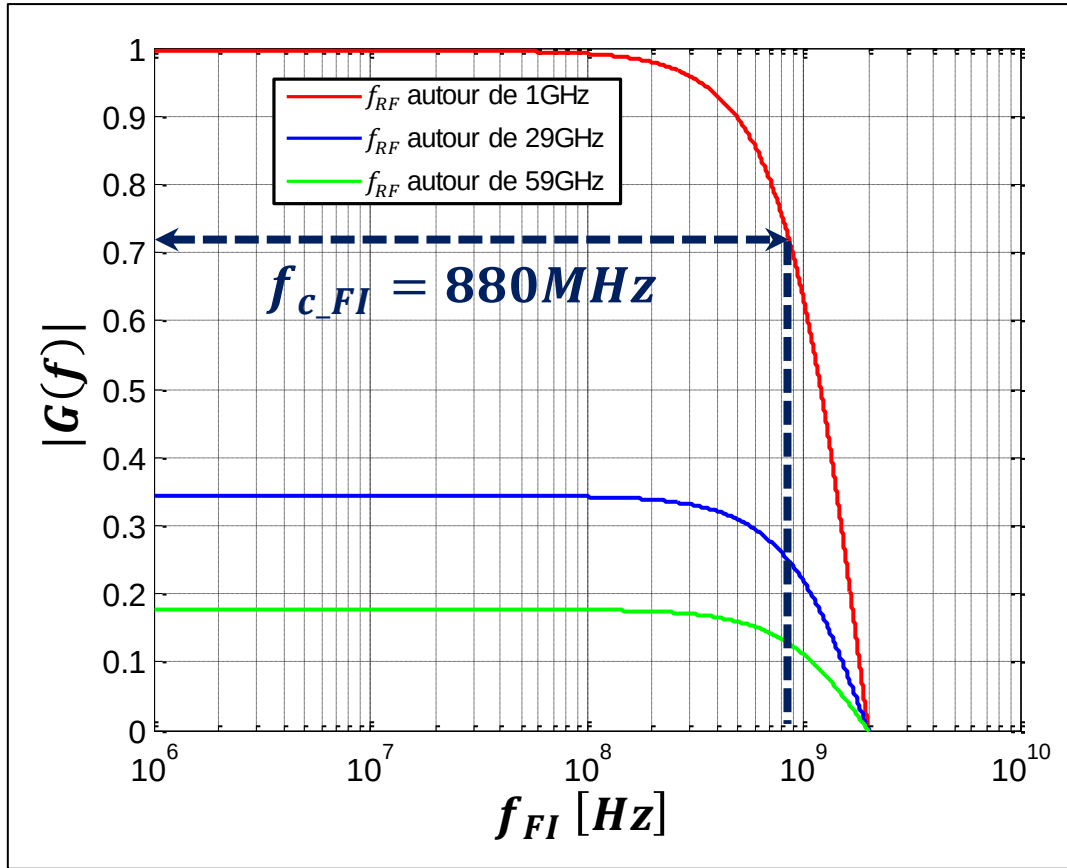


Figure I-31 : Réponse fréquentielle du mode Track-sampling en fonction de f_{FI} d'entrée paramétrée par f_{RF} .

D'après la réponse présentée sur la Figure I-30 et la Figure I-31, et en calculant les grandeurs caractéristiques du système d'échantillonnage en mode Track-sampling, les résultats suivants sont obtenus :

- la bande passante RF extraite à -3 dB est égale à 11 GHz,
- l'efficacité d'échantillonnage est de 100% à $f_{RF} = 1\text{GHz}$,
- la bande passante FI déterminée à -3 dB est égale à 880 MHz, elle est indépendante de f_{RF} . Théoriquement [8], elle est égale à : $\frac{0.442}{t_w} = 884\text{MHz}$.

Une efficacité d'échantillonnage parfaite est obtenue, mais la bande passante du système d'échantillonnage en mode Track-sampling est limitée à cause de l'impédance présentée par le circuit constitué des éléments R_s et C . La diminution de cette impédance présente actuellement un enjeu de recherche [3]. Cependant, la diminution de la valeur de la capacité de maintien



C pourrait augmenter la valeur des capacités parasites. Par conséquent, il est nécessaire de trouver un compromis entre la bande passante et la résolution qui peut être affectée par ces phénomènes [10].

I.4 Architectures des Systèmes d'échantillonnage

Les conclusions concernant les deux modes d'échantillonnage : Sampler RF et Track-sampling présentés dans le paragraphe précédent sont les suivantes :

- ✓ le mode Sampler RF permet d'atteindre des bandes passantes très élevées (100 GHz), mais il est limité en efficacité d'échantillonnage,
- ✓ le mode Track-sampling permet d'avoir une efficacité d'échantillonnage proche de 100%, mais a une bande passante relativement faible (< 20 GHz).

Dans la suite, deux architectures permettant d'avoir une efficacité d'échantillonnage de 100% et une large bande passante pour les deux modes du système d'échantillonnage sont présentées. Ce sont l'architecture Sample and Hold ou Sample and Hold Amplifier (SHA) pour le mode Sampler RF et l'architecture Track and Hold ou THA pour le mode Track-sampling.

I.4.1 Architecture Sample and Hold ou SHA

Pour les systèmes d'échantillonnage en mode Sampler RF, le défi majeur à relever consiste à améliorer l'efficacité d'échantillonnage qui est fondamentalement très faible. Pour pallier ce problème, l'ajout d'étages supplémentaires à la sortie de la tête d'échantillonnage afin de compenser les pertes s'avère indispensable. Deux techniques issues de l'architecture Sample and Hold permettant d'obtenir une efficacité d'échantillonnage de 100%, sont présentées dans ce paragraphe.

I.4.1.1 Architecture « à boucle ouverte » [11] [12]

L'architecture du système d'échantillonnage Sample and Hold à boucle ouverte est utilisée dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent [13]. Elle permet d'échantillonner et bloquer un signal analogique durant une période d'échantillonnage. Le schéma de principe de cette architecture est donné par la Figure I-32.



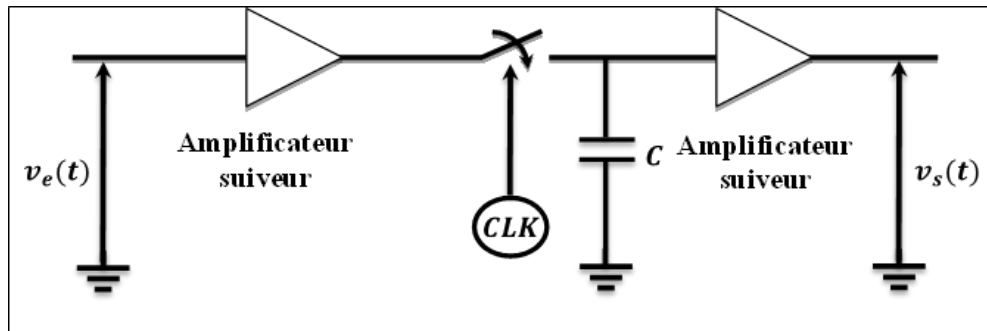


Figure I-32 : Schéma de principe de l'architecture Sample and Hold à boucle ouverte.

La capacité de cette architecture à bloquer la tension peut être dégradée en fonction des éléments du circuit, notamment en fonction de la valeur de la capacité et de la constante de temps du circuit. Elle est suivie généralement par un CAN dont l'instant de numérisation est synchronisé généralement au milieu de la zone bloquée du signal analogique. Le signal de sortie est un signal continu à valeurs constante pendant la période d'échantillonnage. Le CAN n'a pas besoin d'une bande passante élevée pour numériser ce signal.

Cette architecture fonctionne selon deux phases principales : la phase d'échantillonnage (Sample) et la phase de blocage (Hold). Durant la phase d'échantillonnage, l'amplificateur suiveur d'entrée présente une forte impédance à la source de signal et fournit un gain de courant pour charger rapidement la capacité de maintien. La bande passante de cet amplificateur doit être suffisamment élevée pour échantillonner toutes les composantes du signal d'entrée. Le signal de sortie suit le signal d'entrée avec un délai et une dégradation due au chargement de la capacité et à la limitation de la bande passante. Pendant la phase de blocage, l'amplificateur suiveur de sortie présente une forte impédance permettant de maintenir la charge de la capacité. Le fonctionnement de cette architecture est illustré par la Figure I-33.

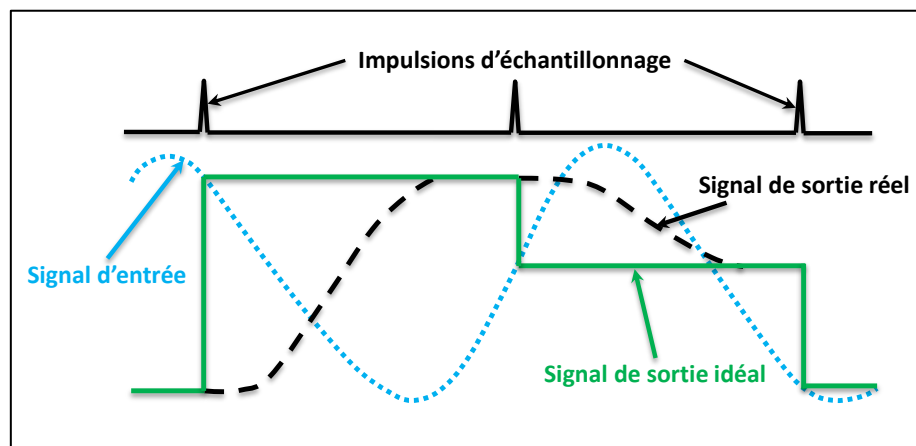


Figure I-33 : Principe de fonctionnement de l'architecture Sample and Hold à boucle ouverte.

Cette architecture est adaptée aux applications qui nécessitent une grande vitesse d'échantillonnage puisque la propagation du signal le long du circuit n'est pas retardée par un retour ou Feedback. En revanche, cette architecture est très sensible aux erreurs provenant des deux amplificateurs suiveurs qui apparaissent directement sur le signal de sortie [11] [12] [4].

I.4.1.2 Architecture « à boucle fermée »

L'architecture Sample and Hold à boucle fermée est très utilisée dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent [14]. Le principe de l'architecture Sample and Hold à boucle fermée est représenté sur la Figure I-34.

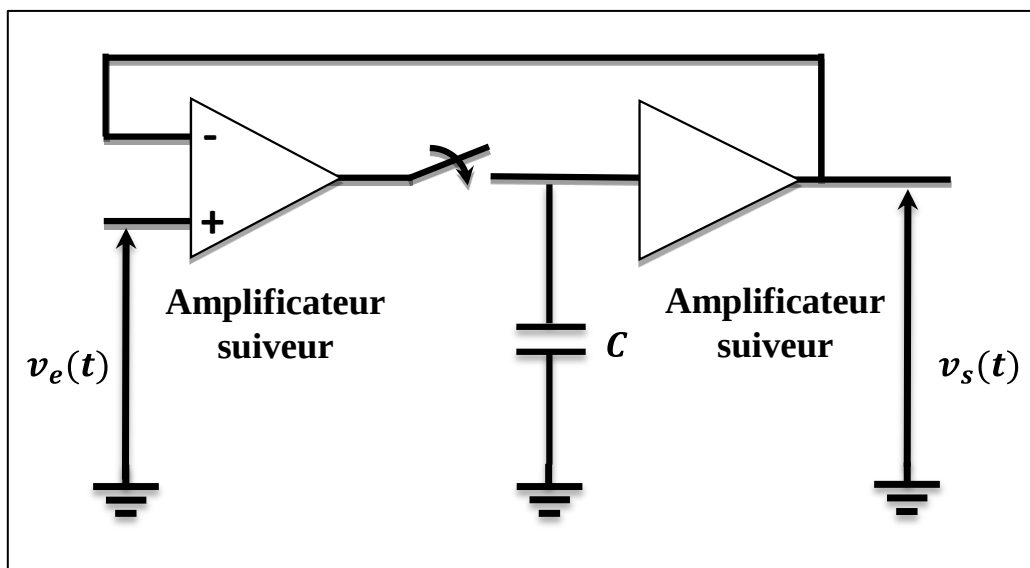


Figure I-34 : Schéma de principe de l'architecture Sample and Hold à boucle fermée.

En effet, cette architecture permet l'amélioration des performances de l'architecture Sample and Hold à boucle ouverte en utilisant un amplificateur suiveur ayant un gain important et en fermant le circuit avec une boucle réinjectant la sortie sur l'entrée négative de l'amplificateur suiveur d'entrée [11] [12].

Le principe de cette architecture consiste à capturer l'écart de tension entre deux échantillons consécutifs plutôt que d'acquérir la tension absolue de chaque échantillon. Ce principe peut être employé si l'écart de tension entre deux échantillons consécutifs n'est pas trop élevé. En revanche, une phase de transition, due à la saturation de l'amplificateur suiveur d'entrée pendant le blocage, est observée comme illustré sur la Figure I-35.



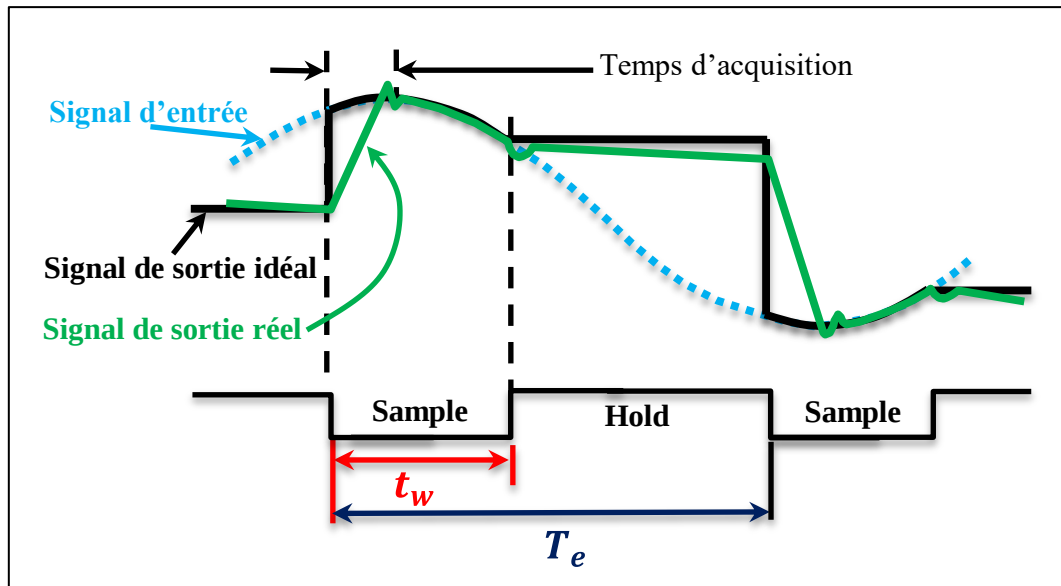


Figure I-35 : Principe de fonctionnement de l'architecture Sample and Hold à boucle fermée.

Une telle configuration offre une bonne réponse en basse fréquence. Le temps de transition due à la commutation peut être réduit en forçant le commutateur à fonctionner avec une masse virtuelle. Dans ce cas, l'amplificateur de sortie se comporte comme un intégrateur durant la phase d'échantillonnage. Cette solution est présentée sur la Figure I-36.

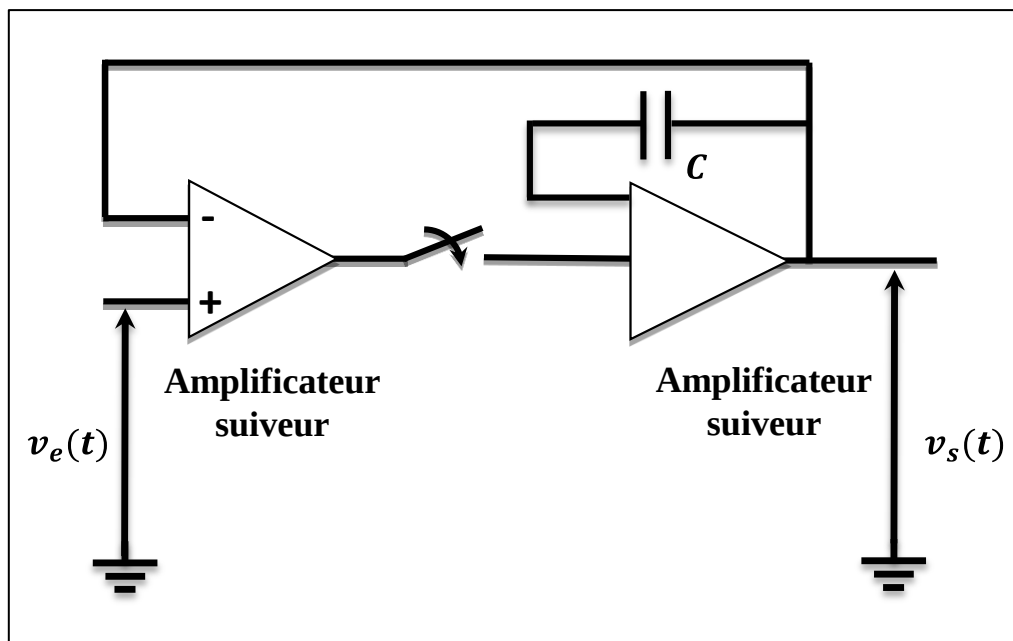


Figure I-36 : Architecture Sample and Hold à boucle fermée à masse virtuelle.

Cette architecture est adaptée aux applications qui nécessitent une large bande passante, elle possède une efficacité d'échantillonnage de 100%. Cependant, elle est incapable de

fonctionner très rapidement, à cause de la constante de temps très lente et de la durée d'intégration assez longue de la boucle.

Les systèmes d'échantillonnage Sample and Hold permettent d'atteindre les performances suivantes :

- une large bande passante (100 GHz),
- une efficacité d'échantillonnage de 100%,
- un taux d'échantillonnage pouvant atteindre 10 MS/s,
- la possibilité de fonctionner avec des échantillons successifs ayant des valeurs très différentes (dans le cas de l'architecture à boucle ouverte).

I.4.2 Architecture "Track and Hold" ou THA

L'architecture d'un système d'échantillonnage Track and Hold est composée de deux étages de poursuite et de blocage cascades et déclenchés en opposition de phase afin d'améliorer la vitesse de conversion du système. Cette architecture composée de deux THAs mis en cascade permet d'obtenir le même signal que celui d'un SHA. La différence majeure réside dans la vitesse de charge et la possibilité de blocage du signal RF d'entrée. Le principe de cette architecture est représenté sur la Figure I-37.

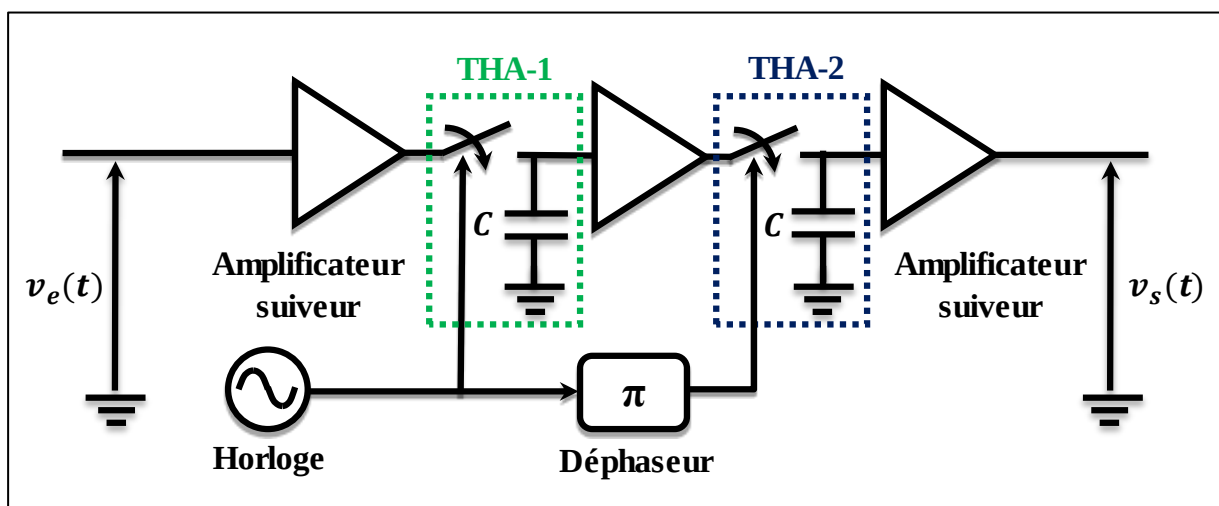


Figure I-37 : Schéma de principe de l'architecture Track and Hold.



Le principe de fonctionnement de l'architecture Track and Hold est illustré sur la Figure I-38.

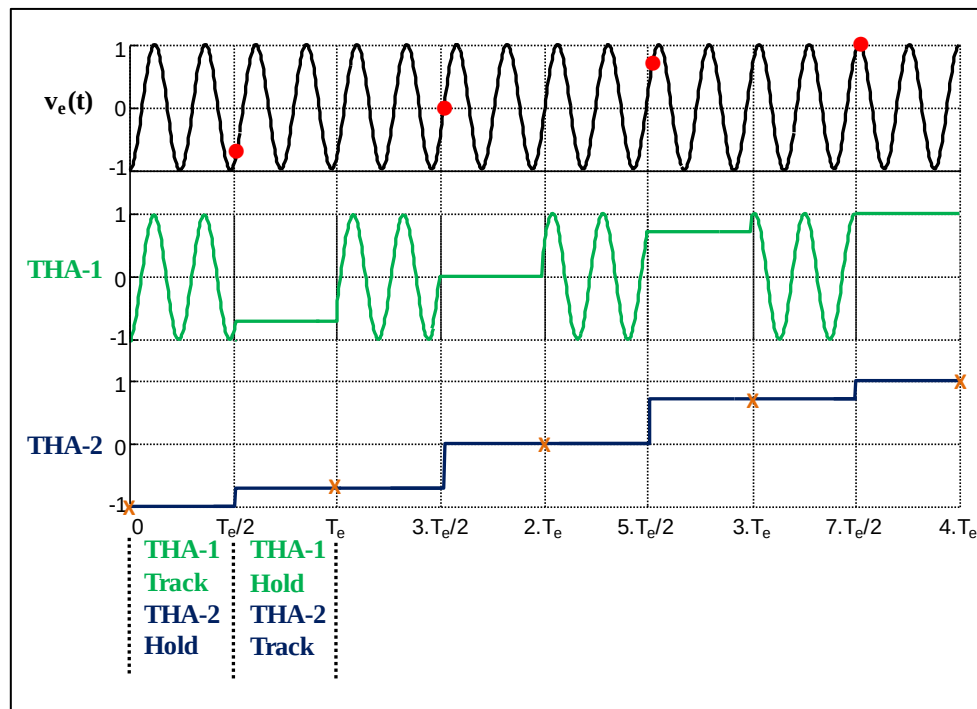


Figure I-38 : Principe de fonctionnement de l'architecture Track and Hold.

Le principe de fonctionnement de cette architecture peut être décrit comme suit :

- pendant la première demi-période de l'horloge, le circuit THA-1 est fermé, le système d'échantillonnage est en mode suiveur (Track) pour recopier tout ce qui se passe sur la voie d'entrée,
- pendant la deuxième demi-période de l'horloge, le circuit THA-1 est ouvert, le signal reste donc bloqué sur son état à l'instant d'échantillonnage, ce qui correspond à son mode bloqué (Hold).

A la sortie du THA-1, le signal représenté en vert dans la Figure I-38 est obtenu. Ensuite, cette procédure est appliquée au niveau du THA-2, mais avec une opposition de phase (lorsque le premier THA est en mode bloqué, le deuxième repasse en mode suiveur et réciproquement). Cela permet de conserver l'amplitude de l'échantillon à la sortie pendant toute la période d'échantillonnage avec une efficacité de 100%, pour avoir en sortie un signal en forme d'escalier, représenté en bleu dans la Figure I-38). La conversion de ce signal de sortie à l'aide du CAN est très aisée puisque ce dernier a suffisamment de temps pour quantifier le signal. Par ailleurs, cette architecture permet d'isoler complètement le signal de sortie du signal d'entrée.



L'inconvénient majeur d'une telle architecture réside dans le compromis à établir entre les trois grandeurs caractéristiques qui représentent les performances du système : la fréquence d'échantillonnage, la bande passante et la résolution. Les caractéristiques des systèmes Track and Hold actuels sont illustrées dans le Tableau I-1.

Tableau I-1 : Comparaison des systèmes Track and Hold commerciaux.

	Inphi 1321TH [15]	Inphi 1821TH [16]	Hittite HMC1061LC5 [17]	Teledyne RTH090 [18]	FMAX FX331A [19]
Bande passante	13 GHz	18 GHz	18 GHz	25 GHz	32 GHz
f_{e_min}	10 MS/s	10 MS/s	250 MS/s	50 MS/s	50 MS/s
f_{e_max}	2 GS/s	2 GS/s	4 GS/s	4 GS/s	1 GS/s
Technologie	InP	InP	SiGe	NC	NC

I.5 Techniques d'échantillonnage

Les principales architectures permettant de réaliser l'échantillonnage ont été décrites dans le paragraphe précédent. Ces architectures requièrent l'utilisation de circuits particuliers permettant de spécifier les instants d'échantillonnage. Ces circuits sont réalisés pour fonctionner selon trois techniques principales :

- l'échantillonnage à temps équivalent séquentiel,
- l'échantillonnage à temps équivalent cohérent (CS, Coherent Sampling),
- démodulation IQ par échantillonnage direct du signal RF.

I.5.1 Echantillonnage séquentiel

Cette technique est très utilisée dans les instruments de mesure temporelle fonctionnant par trigger. Elle se fonde sur le fait de prendre un seul échantillon à chaque période (ou toutes les N périodes) du signal RF. En passant d'un échantillon à un autre, l'instant de l'échantillonnage est retardé légèrement d'un petit intervalle temporel (Δt) afin de restituer



entièrement le signal. Ce décalage définit le nombre d'échantillon par période et la fréquence d'échantillonnage équivalente ou virtuelle. La période d'échantillonnage réelle est :

$$T_e = NT_s + \Delta t \quad (\text{I.44})$$

Où T_s est la période du signal à échantillonner.

Les échantillons obtenus par cette technique sont ordonnés, le signal échantillonné est reconstruit avec une résolution temporelle Δt .

Le principe de l'échantillonnage à temps équivalent séquentiel est illustré sur la Figure I-39.

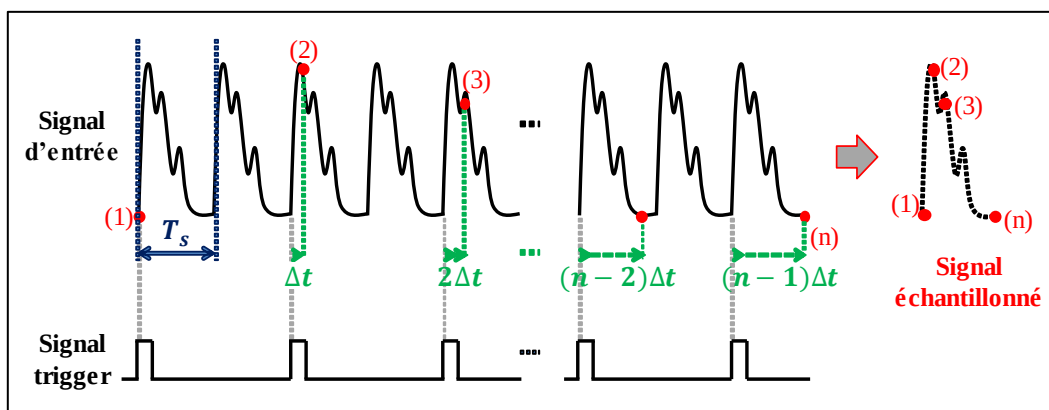


Figure I-39 : Principe de l'échantillonnage à temps équivalent séquentiel.

Les avantages de cette technique sont :

- la connaissance de la fréquence du signal à mesurer n'est pas demandée,
- la synchronisation avec le signal d'échantillonnage est automatique.

Cependant, le circuit de génération de trigger présente quelques limitations qui résultent généralement des effets non linéaires, du bruit sur les rampes de tension et de la dérive de temps [5]. Ces limitations amènent aux principaux inconvénients suivants :

- distorsion de la base du temps [20],
- limitation en profondeur mémoire (16 Kpts) [21],
- taux d'échantillonnage lent de 200 KS/s,
- difficulté de mesurer un signal répétitif complexe long composé de deux échelles de temps (porteuse et enveloppe).



I.5.2 Echantillonnage Cohérent ou Coherent Sampling (CS)

I.5.2.1 Description de principe

Le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent (CS) a été introduit par Mahoney [22]. Il consiste à acquérir N échantillons avec une fréquence d'échantillonnage f_e sur M cycles de signal d'entrée à mesurer de fréquence f_f , tel que :

$$f_f = f_e \times \frac{M}{N} \quad (\text{I.45})$$

Le principe de la technique CS est à rapprocher de celui du fonctionnement d'un système mécanique composé de deux roues dentées engrenées servant à la transmission du mouvement entre elles, comme illustré sur la Figure I-40.

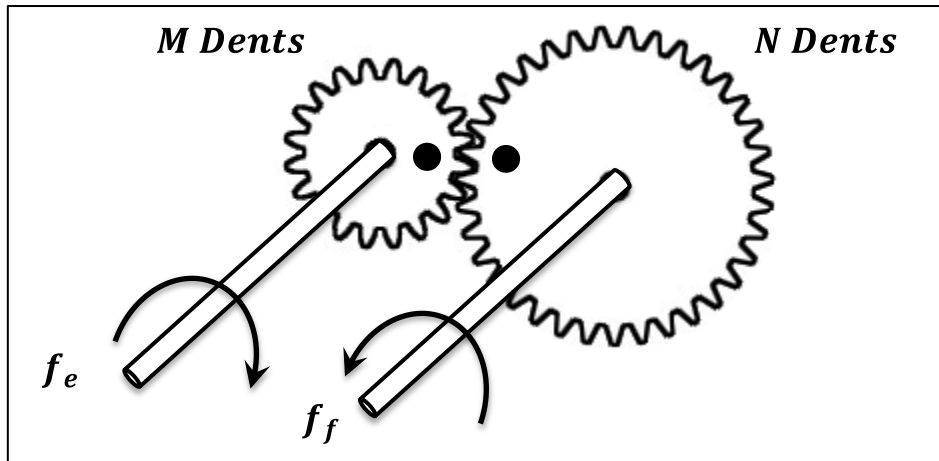


Figure I-40 : Schéma de principe de l'échantillonnage à temps équivalent cohérent (CS) [22].

Chaque tour complet du gros pignon correspond au prélèvement d'un échantillon en partant de la position où les deux points noirs coïncident. Comme le petit pignon tourne plus vite, cet échantillon est prélevé après plusieurs cycles du signal d'entrée à mesurer (un tour du grand pignon). Les N échantillons seront donc prélevés après N tours du gros pignon.

Les N échantillons prélevés avec une période d'échantillonnage réelle T_e sont ensuite réorganisés pour obtenir une période T_f du signal d'entrée échantillonnée avec une période d'échantillonnage virtuelle T_v , tel que :

$$T_v = \frac{T_f}{N} \quad (\text{I.46})$$



Donc, la fréquence d'échantillonnage virtuelle f_v est :

$$f_v = N \times f_f \quad (\text{I.47})$$

D'après l'équation (I.45), elle peut être exprimée par :

$$f_v = M \times f_e \quad (\text{I.48})$$

Pour acquérir les N échantillons, il est nécessaire de faire une acquisition sur une période totale appelée T_{acq} qui vaut :

$$T_{acq} = M \times T_f = N \times T_e \quad (\text{I.49})$$

A partir de l'équation (I.48), il est possible de conclure que le nombre de cycles est proportionnel à la fréquence d'échantillonnage virtuelle, ce qui justifie l'utilité d'obtenir une fréquence d'échantillonnage virtuelle très élevée. Le fonctionnement de la technique CS est décrit par la Figure I-41.

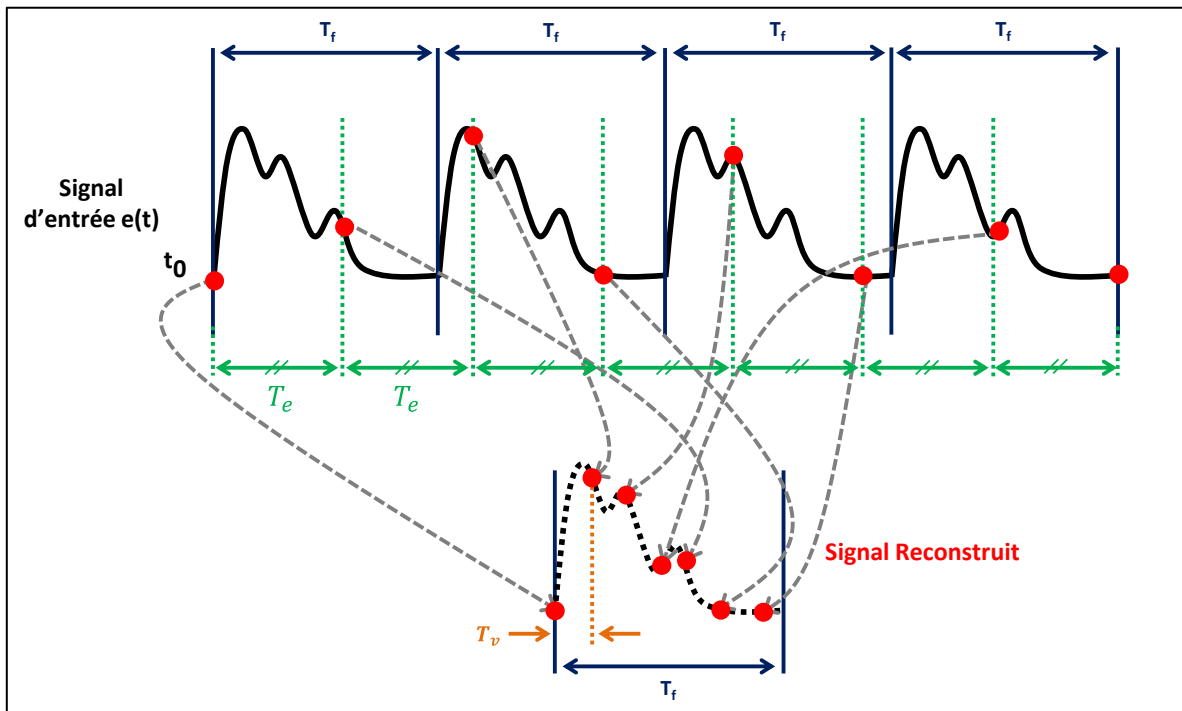


Figure I-41 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS).

D'après la Figure I-41, un échantillonnage à temps équivalent de période T_v est obtenu comme si les échantillons avaient été prélevés à des instants répartis uniformément pendant un cycle (T_f) du signal d'entrée.

I.5.2.2 Reconstruction du signal échantillonné par la technique CS

En implémentant ce principe d'échantillonnage, la vitesse d'acquisition est fortement augmentée. En revanche, les N échantillons acquis avec cette technique ne sont plus ordonnés. La phase de reconstruction consiste à repositionner ces échantillons dans leurs ordres temporels du signal d'entrée

La première étape consiste à déterminer les indices d'échantillonnage virtuel k . Donc, il est possible de noter :

$$\text{modulo}[nT_e, T_f] = k \times T_v \quad (\text{I.50})$$

Avec n ($n \in \mathbb{N}^* < N$) : indice d'échantillonnage réel et $k \in \mathbb{N}^* < N$ qui correspond à l'indice d'échantillonnage virtuel. Il est possible d'introduire p le numéro de cycle (T_f) où $p \in \mathbb{N}^* < M$, tel que :

$$nT_e = p \times T_f + k \times T_v \quad (\text{I.51})$$

A partir des équations (I.46), (I.49) et (I.50), il est possible d'exprimer l'indice d'échantillonnage virtuel par :

$$k = nM - pN \quad (\text{I.52})$$

Comme :

$$\text{modulo}[k, N] = k \quad (\text{I.53})$$

Alors :

$$k = \text{modulo}[(nM - pN), N] \quad (\text{I.54})$$

Par conséquent, il est possible d'écrire :

$$k = \text{modulo}[nM, N] \quad (\text{I.55})$$



Il est nécessaire de bien choisir les valeurs de N et M pour qu'il n'existe pas plusieurs solutions du couple $\{n, p\}$ qui donnent la même valeur de k . Pour satisfaire cette condition, il faut que le **plus grand commun diviseur (PGCD)** entre N et M soit égal à 1 ou que N et M soient premiers entre eux.

I.5.2.3 Exemples d'illustration

I.5.2.3.1 M et N premiers entre eux

Dans un premier temps, les valeurs numériques données sont les suivantes :

- $M = 3$,
- $N = 8$.

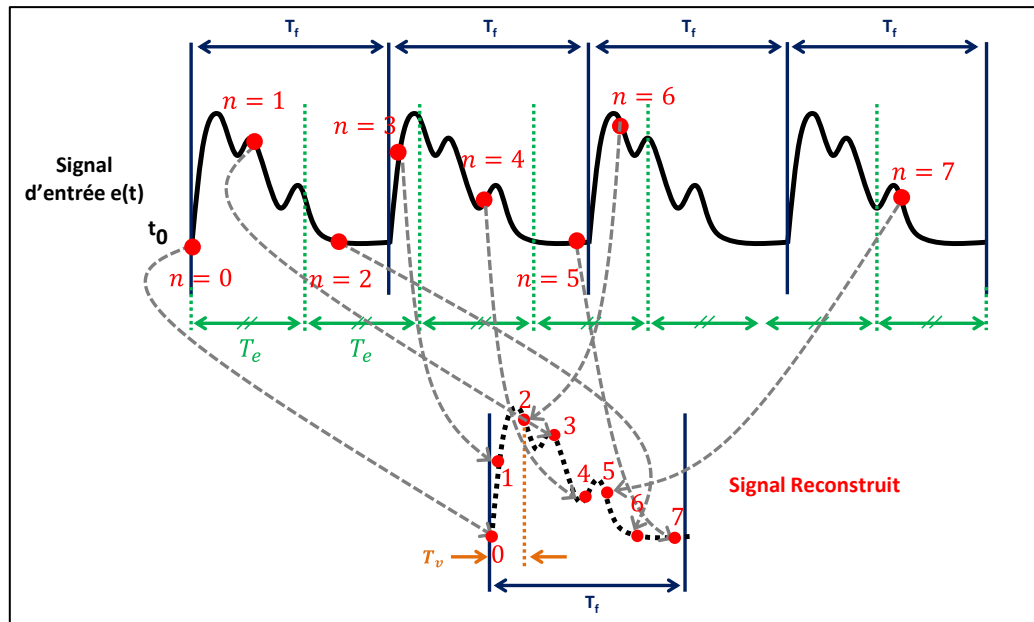
Donc, le $PGCD(M, N) = 1$ et $f_v = 3 \times f_e$. Les indices d'échantillonnage virtuels obtenus sont résumés dans le Tableau I-2.

Tableau I-2 : Indices d'échantillonnage lorsque M et N sont premiers entre eux.

Indice d'échantillonnage réel (n)	Indice d'échantillonnage virtuel (k)
0	0
1	$\text{modulo}[3,8] = 3$
2	$\text{modulo}[6,8] = 6$
3	$\text{modulo}[9,8] = 1$
4	$\text{modulo}[12,8] = 4$
5	$\text{modulo}[15,8] = 7$
6	$\text{modulo}[18,8] = 2$
7	$\text{modulo}[21,8] = 5$

Pour cet exemple, avec M et N premiers entre eux, les échantillons peuvent être réordonnés et par conséquent le signal d'entrée peut être reconstruit, comme illustré sur la Figure I-42.



Figure I-42 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS) pour M et N premiers entre eux.

I.5.2.3.2 M et N ne sont pas premiers entre eux

Dans cet exemple, les valeurs numériques choisies sont : $M = 4$ et $N = 8$.

Donc, le $PGCD(M, N) = 4$ et $f_v = 4 \times f_e$. Les indices d'échantillonnage virtuel obtenus sont résumés dans le Tableau I-3.

Tableau I-3 : Indices d'échantillonnage lorsque M et N ne sont pas premiers entre eux.

Indice d'échantillonnage réel (n)	Indice d'échantillonnage virtuel (k)
0	0
1	$\text{modulo}[4,8] = 4$
2	$\text{modulo}[8,8] = 0$
3	$\text{modulo}[12,8] = 4$
4	$\text{modulo}[16,8] = 0$
5	$\text{modulo}[20,8] = 4$
6	$\text{modulo}[24,8] = 0$
7	$\text{modulo}[28,8] = 4$



Lorsque M et N ne sont pas premiers entre eux, le même échantillon est obtenu à différents indices d'échantillonnage réels. Par conséquent la reconstruction du signal d'entrée n'est pas possible.

I.5.2.4 CS appliqué dans le domaine fréquentiel

Le principe du coherent sampling (échantillonnage cohérent) peut aussi s'appliquer dans le domaine fréquentiel. Bien qu'il n'ait pas été utilisé dans les mesures présentées dans le chapitre III, son principe est exposé dans ce paragraphe pour démontrer tout son intérêt dans une étape de simplification des procédures d'étalonnage. Supposons que f_{RF} est la fréquence d'échantillonnage virtuelle, f_{FI} est la fréquence d'échantillonnage réelle et f_f est la fréquence du signal d'entrée à mesurer, il est possible de noter :

$$f_{RF} = q \times f_f \quad (I.56)$$

$$f_{FI} = l \times \frac{f_f}{M} = l \times \frac{f_e}{N} \quad (I.57)$$

Avec q ($q \in \mathbb{N}^* < \frac{N}{2}$) : indice des fréquences RF. $l \in \mathbb{N}^* < \frac{N}{2}$ correspond à l'indice des fréquences FI. M est le nombre des cycles et N représente le nombre des points. Il est possible d'introduire p le numéro de la bande des fréquences où $p \in \mathbb{N}^* < M$, tel que :

$$f_{FI} = |f_{RF} - p f_e| \quad (I.58)$$

A partir des équations (I.56), (I.57) et (I.58), il est possible d'exprimer l'indice des fréquences FI comme :

$$l = |qM - pN| \quad (I.59)$$

Ensuite le calcul de l'indice des fréquences RF est fait à partir de l'indice des fréquences FI afin de réarranger les composantes fréquentielles en appliquant le théorème de Bezout. En effet, quand M et N sont premiers entre eux, il existe deux entiers α et β tel que :

$$\alpha \times M + \beta \times N = 1 \quad (I.60)$$

Donc :

$$l = |l \times \alpha \times M + l \times \beta \times N| \quad (I.61)$$



L'identification des équations (I.59) et (I.61) conduit à :

$$q = \text{modulo}[l \times \alpha, N] \quad (\text{I.62})$$

$$p = \text{modulo}[-l \times \beta, M] \quad (\text{I.63})$$

A titre d'exemple :

- $M = 5$,
- $N = 16$,
- $f_f = 1 \text{ GHz}$.

Dans cet exemple, $f_e = 3.2 \text{ GHz}$ et la résolution fréquentielle $\Delta f = \frac{f_f}{M} = \frac{f_e}{N}$ est égale à 0.2 GHz . Dans le but d'ordonner les raies spectrales FI correspondant à celles du signal d'entrée, les indices des fréquences FI déterminés sont récapitulés dans le Tableau I-4.

Tableau I-4 : Indices des fréquences FI.

Numéro de la bande des fréquences (p)	Indice des fréquences RF (q)	Indice des fréquences FI (l)
0	0	$l = 0$
0	1	$l = 1 * 5 - 0 * 16 = 5$
1	2	$l = 2 * 5 - 1 * 16 = 6$
1	3	$l = 3 * 5 - 1 * 16 = 1$
1	4	$l = 4 * 5 - 1 * 16 = 4$
2	5	$l = 5 * 5 - 2 * 16 = 7$
2	6	$l = 6 * 5 - 2 * 16 = 2$
2	7	$l = 7 * 5 - 2 * 16 = 3$

Après avoir déterminé les indices des fréquences RF et FI, il est possible de reconstruire le signal d'entrée. La reconstruction de ce signal dans le domaine fréquentiel est illustrée sur la Figure I-43.



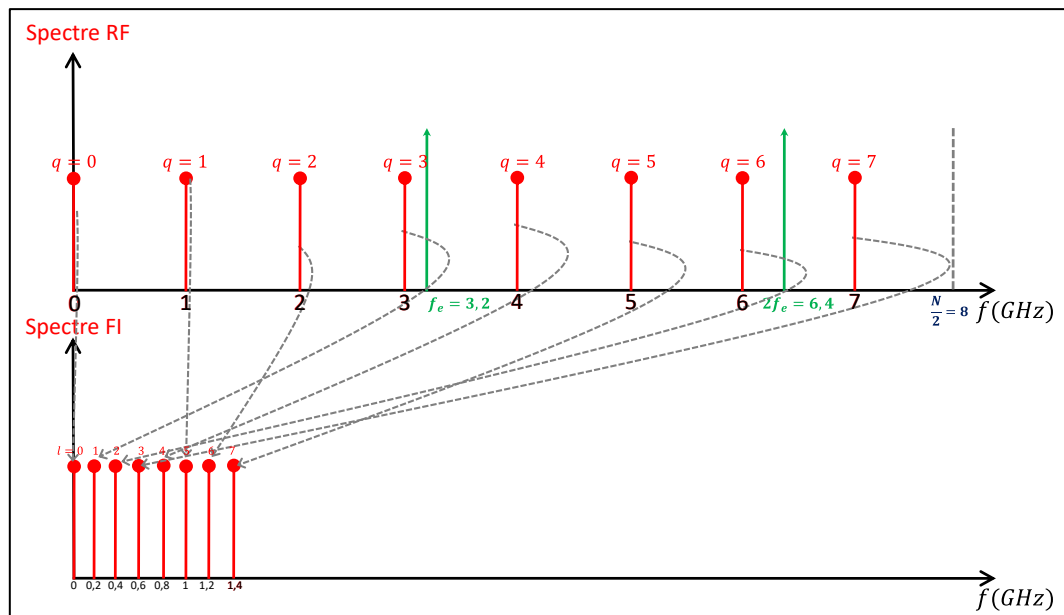


Figure I-43 : Principe de l'échantillonnage cohérent (CS) dans le domaine fréquentiel.

L'application de la technique CS dans le domaine fréquentiel présentée sur la Figure I-43, conduit donc à une translation/compression des fréquences RF en fréquences FI.

Pour conclure, le Tableau I-5 résume les caractéristiques des systèmes de mesure temporels fondés sur l'échantillonnage séquentiel et l'échantillonnage CS.

Tableau I-5 : Comparaison entre l'échantillonnage séquentiel et l'échantillonnage CS.

	Echantillonnage séquentiel	Echantillonnage CS	
		LeCroy [23]	Système XLIM (THA) proposé
f_{e_max}	200 KS/s	10 MS/s	400 MS/s
Mémoire	4 Kpts	32 Mpts (Standard) 512 Mpts (Disponible)	4 Mpts
Trigger	Obligatoire	N'est pas requis	

Grace à la technique CS, il est donc possible de mesurer des signaux périodiques complexes avec une fréquence d'échantillonnage virtuelle supérieure à 1 TS/s. Cela signifie



que les données à acquérir et à traiter peuvent être de taille importante. La profondeur mémoire des CAN peut constituer une limite quant à la durée maximale de la période du signal à acquérir. Dans le cas de signaux modulés de période très longue, il est donc nécessaire d'appliquer un échantillonnage particulier du signal RF pour obtenir directement l'enveloppe du signal modulé. Le nombre d'échantillons est alors fortement réduit. Cet échantillonnage est notamment utilisé à basse fréquence dans les analyseurs de signaux pour réaliser une démodulation numérique en quadrature (DQD, Digital Quadrature Demodulation) [24].

I.5.3 Démodulation numérique en quadrature par échantillonnage direct du signal RF

I.5.3.1 Formalisme de l'enveloppe complexe

Un signal RF réel modulé $x(t)$ s'exprime sous la forme :

$$x(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (\text{I.64})$$

Où :

- $A(t)$: est la variation d'amplitude instantanée,
- $\varphi(t)$: est la variation de phase instantanée,
- f_0 : correspond à la fréquence porteuse au centre de la bande.

La représentation de l'enveloppe complexe associée à ce signal RF réel est limitée en bande. Elle comporte uniquement l'information sur la modulation en amplitude et en phase. Cette représentation est exprimée par :

$$\tilde{x}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (\text{I.65})$$

Ce signal est associé au signal RF réel avec la relation suivante :

$$x(t) = \Re[\tilde{x}(t)e^{j2\pi f_0 t}] \quad (\text{I.66})$$

Les deux signaux en bande de base (format I/Q) associés à l'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ peuvent être exprimés par les équations suivantes :

$$\tilde{x}(t) = I(t) + jQ(t) \quad (\text{I.67})$$



Avec :

$$I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \quad (\text{I.68})$$

$$Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \quad (\text{I.69})$$

Il vient :

$$x(t) = \Re[(I(t) + jQ(t)) \times (\cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t))] \quad (\text{I.70})$$

D'où :

$$x(t) = I(t) \times \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \times \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{I.71})$$

Comme l'indique l'équation (I.71), le signal $x(t)$ est construit à partir de ces composantes $I(t)$ et $Q(t)$ en le modulant par deux porteuses en quadrature. La Figure I-44 illustre un exemple d'extraction des composantes en quadrature.

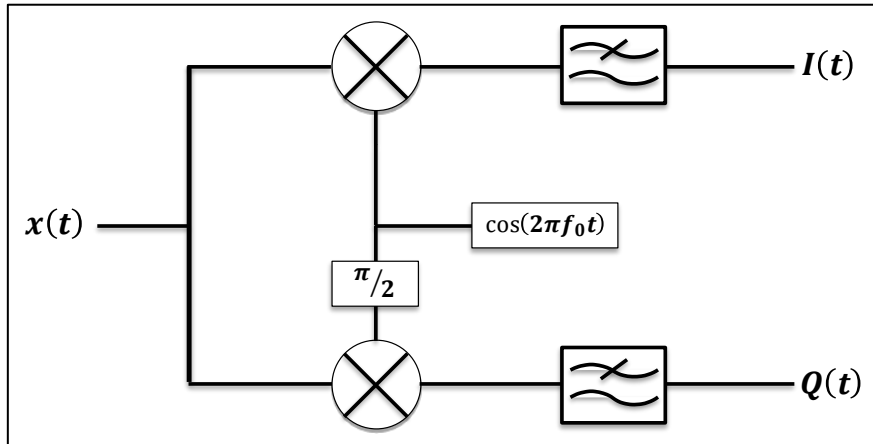


Figure I-44 : Extraction des composantes en quadrature.

I.5.3.2 Principe de la technique d'extraction d'enveloppe par échantillonnage direct RF

Cette technique que nous appellerons échantillonnage IQ par la suite consiste à échantillonner le signal RF $x(t)$ exprimé par l'équation (I.71) de fréquence f_0 avec une fréquence d'échantillonnage f_e , tel que :

$$f_0 = \left(n + \frac{1}{4}\right) \times f_e \text{ avec } n \in \mathbb{N} \quad (\text{I.72})$$

En supposant que $n=1$ et que les composantes $I(t)$ et $Q(t)$ occupent une bande spectrale égale à B alors, le spectre du signal $x(t)$ vaut $2B$. La Figure I-45 représente le principe de fonctionnement de la technique d'échantillonnage IQ qui consiste à périodiser le signal non plus autour de Nf_e mais de $Nf_e/2$.

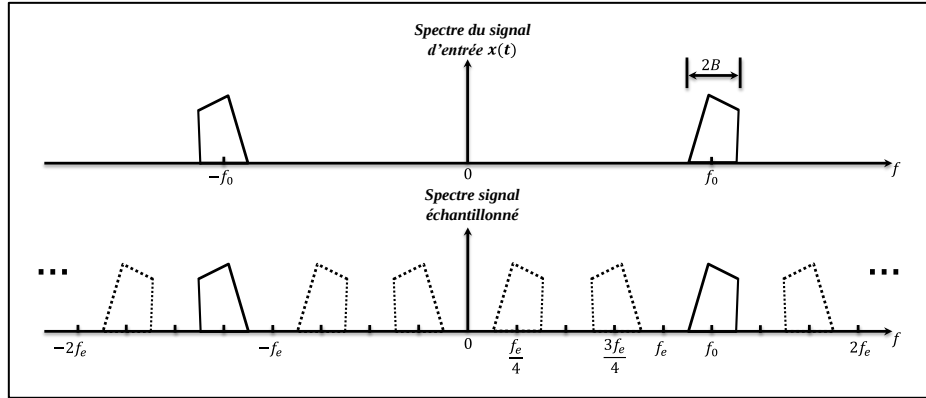


Figure I-45 : Principe de l'échantillonnage IQ.

Le spectre du signal $x(t)$ échantillonné est situé autour de $f_e/4$ et de $3f_e/4$. L'échantillonnage IQ consiste à récupérer le signal RF à la fréquence FI autour de $f_e/4$. Pour ce faire, il est nécessaire d'utiliser un filtre afin de garantir l'absence de repliement spectral. Pour l'extraction de l'enveloppe complexe, le signal échantillonné est considéré reçu à l'instant $t = lT_e$ est $x[l]$. A partir des équations (I.71) et (I.72), il est possible d'écrire :

$$x[l] = x(lT_e) = I[l] \cos\left(\frac{l\pi}{2}\right) - Q[l] \sin\left(\frac{l\pi}{2}\right) \quad (\text{I.73})$$

Avec : $I[l] = I(lT_e)$ et $Q[l] = Q(lT_e)$.

$I'[k]$ et $Q'[k]$ sont alors définis tel que $I'[k] = I[2k]$ et $Q'[k] = Q[2k + 1]$. L'utilisation de l'équation (I.73) conduit à :

- pour $l = 2k$, avec $k \in \mathbb{N}$:

$$I'[k] = (-1)^k x(lT_e) = \Re[\tilde{x}(2kT_e)] \quad (\text{I.74})$$

- pour $l = 2k + 1$, avec $k \in \mathbb{N}$:

$$Q'[k] = (-1)^{k+1} x(lT_e) = \Im[\tilde{x}(2kT_e + T_e)] \quad (\text{I.75})$$



L'obtention de l'enveloppe complexe requiert l'interpolation de $I'[k]$ et $Q'[k]$ pour réaliser l'alignement temporel des composantes I et Q . Cette interpolation est équivalente à l'utilisation de filtres de reconstruction sur chaque voie ($H_1(Z)$ et $H_2(Z)$ indiqués sur la Figure I-46).

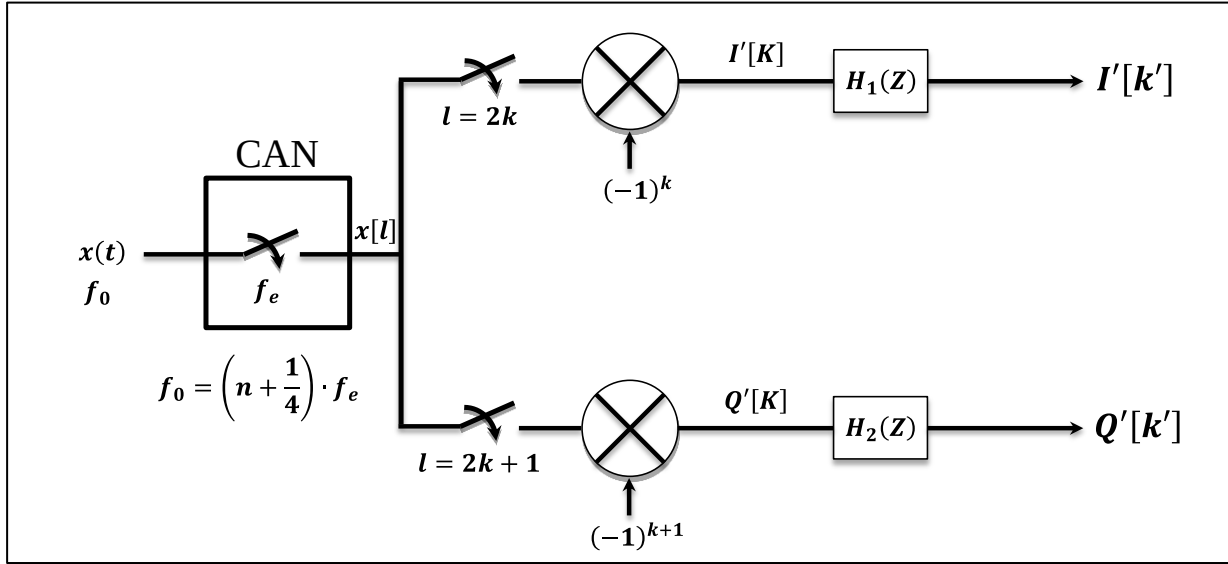


Figure I-46 : Démodulateur IQ numérique (DQD) pour l'échantillonnage IQ.

Les composantes I aux instants d'échantillonnage $(2kT_e)$ et les composantes Q aux instants d'échantillonnage impairs $((2k + 1)T_e)$ peuvent être obtenues directement à partir du signal échantillonné en quadrature $x[l]$ avec ou sans inversion. Pour récapituler, la Figure I-46 représente un démodulateur IQ numérique (DQD, Digital Quadrature Demodulator) [24] permettant d'extraire les composantes I et Q à partir de l'échantillonnage direct du signal RF.

L'échantillonnage IQ permet d'obtenir donc à partir de l'échantillonnage direct du signal RF son enveloppe complexe par un processus de démodulation cohérente permettant de relâcher les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage et sur le nombre de points traités par le CAN.

I.6 Conclusion

Ce premier chapitre a permis de tracer dans un premier temps un état des lieux rapide des techniques de mesures temporelles de dispositifs non linéaires.

Ensuite, une étude analytique de l'échantillonnage a permis de définir mathématiquement une fonction de transfert générale d'un système d'échantillonnage temporel.

Ce modèle mathématique a ensuite été appliqué à deux modes de fonctionnement correspondant à celui du « Sampler RF » (tel que celui utilisé dans les Large Signal Network Analyzer (LSNA)) et à celui du « Track-sampling » (tel que celui utilisé dans les bancs développés par XLIM à base de Track and Hold Amplifier (THA)).

Cette étude a démontré que les samplers avaient des bandes passantes de fonctionnement supérieures au Track-samplers. C'est pourquoi ces derniers possèdent des circuits de filtrage et d'amplification en fréquence FI pour éviter les interférences inter-échantillons. Ces circuits FI ne sont absolument pas nécessaires avec les Track-samplers : aucun « étalonnage FI » ne sera donc requis pour les systèmes de mesure temporelle fondés sur ces Track-samplers contrairement à ceux fondés sur les samplers dont la bande FI est donc limitée à quelques MHz.

Ce chapitre ensuite décrit l'architecture SHA et de manière plus détaillée l'architecture des systèmes d'échantillonnage THA qui est celle utilisée sur le banc développé au cours de ce travail. Enfin, cette architecture est associée à des techniques différentes de mise en œuvre de l'échantillonnage selon la durée des signaux périodiques à mesurer :

- Technique d'échantillonnage cohérent (dans le domaine temporel pour ce travail ou fréquentiel dans de futurs travaux) dont la condition de mise en œuvre a été clairement démontrée : il est nécessaire que le nombre de points acquis et le nombre de périodes utiles à leur acquisition soient premiers entre eux,
- Technique de démodulation numérique en quadrature qui permet d'accéder à l'enveloppe de signaux périodiques de période « longue » par une mesure directe échantillonnée (à une fréquence particulière bien définie) des signaux RF.

Ce sont ces deux techniques qui sont utilisées dans le système de mesure temporelle sous pointes fondé sur l'utilisation de THA et développé à XLIM. Ce système est décrit dans le chapitre suivant.



Chapitre II : Système calibré de caractérisation temporelle des tensions et courants aux accès des systèmes et composants non linéaires





II.1 Introduction

Le chapitre précédent présente en détail le système d'échantillonnage utilisé dans le banc de mesure temporelle développé à XLIM pour une caractérisation précise d'un dispositif non linéaire. Le système d'échantillonnage Track and Hold apparaît très intéressant par son efficacité d'échantillonnage (100%) et sa capacité à atteindre, lorsqu'il est associé à des techniques du type échantillonnage cohérent, des fréquences d'échantillonnage virtuelles très élevées. L'intérêt principal de ce système repose aussi sur le fait que, par nature, sa fonction de transfert ne nécessite pas la connaissance d'un circuit FI pour obtenir les informations d'un signal RF simple ou modulé à l'entrée du THA.

Par ailleurs, les formes d'ondes temporelles de tensions et de courants aux accès des dispositifs non linéaires représentent les informations les plus fines pour évaluer le plus précisément possible le comportement non linéaire de ces dispositifs. Par conséquent, elles peuvent contribuer, par exemple, à une validation fiable des modèles de ces dispositifs utilisés pour la CAO des circuits micro-ondes.

C'est pourquoi depuis de nombreuses années, des recherches sont menées pour développer un système de mesure temporelle 4-canaux fondé sur l'utilisation des THAs donnant accès aux formes d'ondes temporelles aux accès d'un dispositif non linéaire connecté. Les travaux effectués au cours de cette thèse ont eu pour objectif d'étudier et d'améliorer les performances de ce système de mesure pour passer d'une caractérisation système à une caractérisation composant sans perdre en dynamique ou en précision de mesure.

La description de ce système de mesure et notamment de la procédure d'étalonnage pour effectuer une caractérisation temporelle RF sous pointes fait l'objet de la première partie de ce chapitre.

La seconde partie est consacrée à la description détaillée de l'architecture de ce même système de mesure modifié et la procédure d'étalonnage associée pour réaliser une caractérisation sous pointes dans la bande BF (DC-400 MHz). Le banc complet permettant de mesurer simultanément les formes d'ondes calibrées de signaux comprenant à la fois des composants basses fréquences et RF est présenté dans ce chapitre.



- deux coupleurs bidirectionnels large bande (0.6-18 GHz) permettant de séparer les signaux incidents et réfléchis à l'entrée et à la sortie des DST,
- quatre atténuateurs variables montés sur les voies couplées pour assurer le maintien dans la zone linéaire des récepteurs pendant la caractérisation de dispositifs de forte puissance,
- quatre coupleurs hybrides (180°) permettant d'utiliser les THAs en mode différentiel, et augmenter ainsi le rapport signal à bruit.
- quatre THAs [15] ayant des bandes passantes de 13 GHz et des fréquences d'échantillonnage maximales de 2 GS/s permettant de conserver l'amplitude de la tension échantillonnée pendant toute la période d'échantillonnage pour que le CAN ait suffisamment de temps pour quantifier la tension,
- quatre amplificateurs différentiels utilisés pour minimiser le bruit et améliorer la dynamique du banc de mesure,
- un CAN 4-canaux capable de numériser les signaux avec une grande vitesse d'échantillonnage de 420MS/s et une haute résolution de 12 bits,
- Une source d'horloge commune, générée par un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [1], utilisée à la fois pour le CAN et les THAs afin de réduire la complexité du système.

Les signaux d'excitation sont générés par un générateur RF suivi d'un amplificateur linéaire d'instrumentation pour exciter l'entrée du DST avec des niveaux d'amplitudes élevés pouvant atteindre la saturation. Ce générateur peut être :

- un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [1] permettant de générer des signaux de faible bande passante (120 MHz) à une fréquence maximale de 6 GHz avec une dynamique élevée (14 bits).
- ou un générateur de signaux arbitraires (AWG, Arbitrary Waveform Generator) [25] qui permet la génération de signaux de très large bande passante (plusieurs GHz) avec des fréquences d'échantillonnage pouvant atteindre 24 GS/s et une résolution de 10 bits.

Le système de mesure temporelle est fondé sur le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent entrelacé (CIS, Coherent Interleaving Sampling) [23] qui est une dérivée de la technique CS décrite dans le paragraphe (I.5.2).



II.2.2 Echantillonnage entrelacé cohérent ou Coherent Interleaving Sampling (CIS).

La technique CIS est aussi implémentée dans les oscilloscopes LeCroy [23]. Elle utilise le principe de la technique CS décrit dans le paragraphe (I.5.2). Le principe de fonctionnement de la technique CIS est représenté sur la Figure II-2.

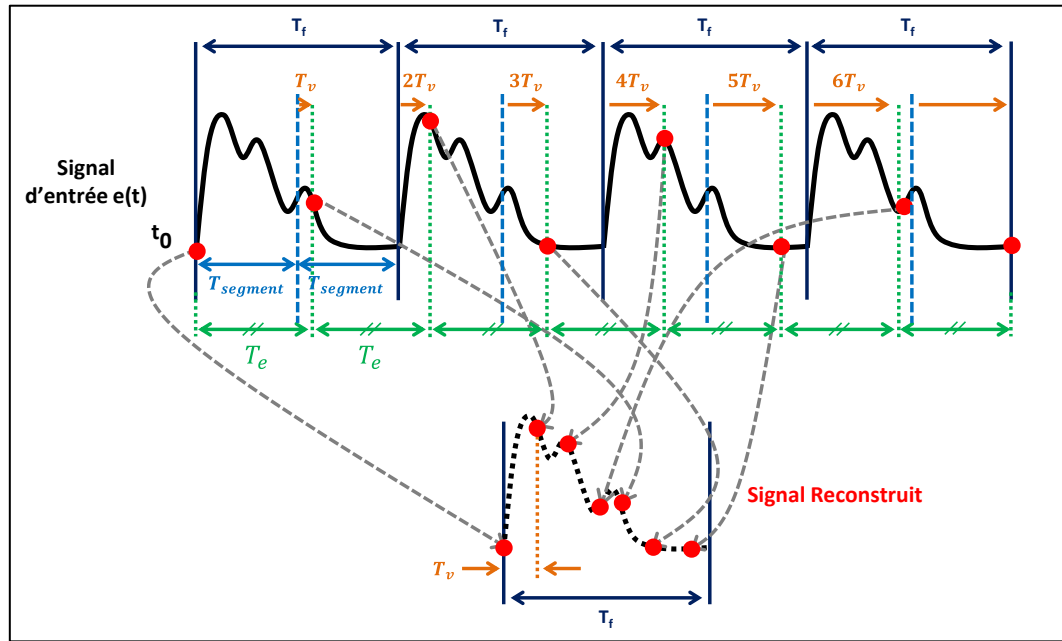


Figure II-2 : Principe de l'échantillonnage CIS.

La différence essentielle avec le principe de la technique CS réside dans la division de la période d'enveloppe du signal RF à mesurer. En effet, la période d'enveloppe T_f du signal RF périodique est découpée en un nombre entier de K segments de durée $T_{segment}$ afin d'obtenir une fréquence d'échantillonnage réelle f_e proche de 50 MHz. Cela se traduit par :

$$T_{segment} = \frac{T_f}{K} \quad (\text{II.1})$$

La relation entre le nombre d'échantillons N , le nombre de cycles M et le nombre de segments K est la suivante :

$$M = \frac{N}{K} + 1 \quad (\text{II.2})$$

La condition nécessaire de $\left(\frac{N}{K} + 1\right)$ et N premiers entre eux est toujours vérifiée puisque le $PGCD\left(\frac{N}{K} + 1, N\right) = 1$.

II.2.3 Performances du système de mesure

Le système de mesure temporelle qui a été développé à XLIM possède les performances suivantes :

- une bande passante analogique de 13 GHz (une augmentation de la bande jusqu'à 32 GHz est possible avec d'autres THAs commercialement disponibles) [19],
- une puissance maximale de 100 W (puissance supportée par les coupleurs bidirectionnels),
- une dynamique de mesure importante de l'ordre de 70 dB,
- capacité de la mesure temporelle RF des formes d'ondes de tensions et de courants aux accès du DST avec une fréquence d'échantillonnage virtuelle pouvant être supérieure à 1 TS/s. Les ondes mesurées sont corrigées à l'aide d'une procédure d'étalonnage large bande et ultra haute résolution fondée sur l'utilisation d'un signal multitons [26],
- le système de mesure est totalement piloté dans la phase d'acquisition, de correction et de traitement de données en utilisant le logiciel Matlab [27],
- le nombre maximal d'échantillons acceptable par le CAN est de 4 Mpts.

En revanche, le système de mesure avant ce travail de thèse possédait aussi quelques limitations :

- la mesure calibrée de signaux RF modulée était limitée à une période d'enveloppe maximale de 100 μ s,
- la non mise en œuvre de mesure des composants sous pointes constitue la limitation la plus importante avant ce travail de thèse,
- le système de mesure ne permet pas la caractérisation BF dans la bande DC-400 MHz, puisque cette bande n'est pas incluse dans la bande des coupleurs bidirectionnels.

II.2.4 Améliorations apportées durant ces travaux de thèse

La mesure de formes d'ondes temporelles au cœur même d'un circuit MMIC est un aspect particulièrement important pour comprendre et analyser l'aspect fiabilité des transistors de puissance. En outre, elle permet de comparer les résultats de mesure effectués sur un



transistor de puissance à ceux obtenus à partir de simulation linéaires, non linéaires ou transitoires à partir de l'utilisation d'un modèle électrothermique non linéaire de ce transistor.

La mise en place d'un système permettant ce type de mesure est l'objectif principal de ces travaux de thèse. Dans ce contexte, plusieurs améliorations des performances et de l'architecture du système de mesure sont proposées, notamment en termes d'acquisition, de traitement et de procédures d'étalonnage et par conséquent de précision de la caractérisation temporelle.

Les améliorations principales apportées à ce système de mesure temporelle sont :

- utilisation d'une station de mesure sous pointes pour pouvoir effectuer des caractérisations temporelles précises de composants sur plaque,
- une procédure d'étalonnage sous pointes large bande et ultra haute résolution à l'aide d'un signal multitons est proposée afin de calibrer finement le système de mesure. Cette procédure est également détaillée et validée dans la suite de ce chapitre,
- modification de l'architecture du système de mesure pour pouvoir effectuer des caractérisations dans la bande BF (DC-400 MHz),
- développement de la procédure d'étalonnage sous pointes associée à la mesure BF afin d'effectuer des caractérisations fines et efficaces des composants non linéaires pour extraire leurs modèles,
- application du principe de sous échantillonnage en quadrature décrit dans le paragraphe (I.5.3) pour effectuer des caractérisations temporelles d'enveloppe sur des composants sous pointes avec une période d'enveloppe pouvant atteindre 10 *ms*,
- contribution à l'automatisation du système de mesure en utilisant le logiciel Matlab [27].

Le nouveau synoptique du système de mesure temporelle RF et BF couplé à une station sous pointes est représenté par la Figure II-3.



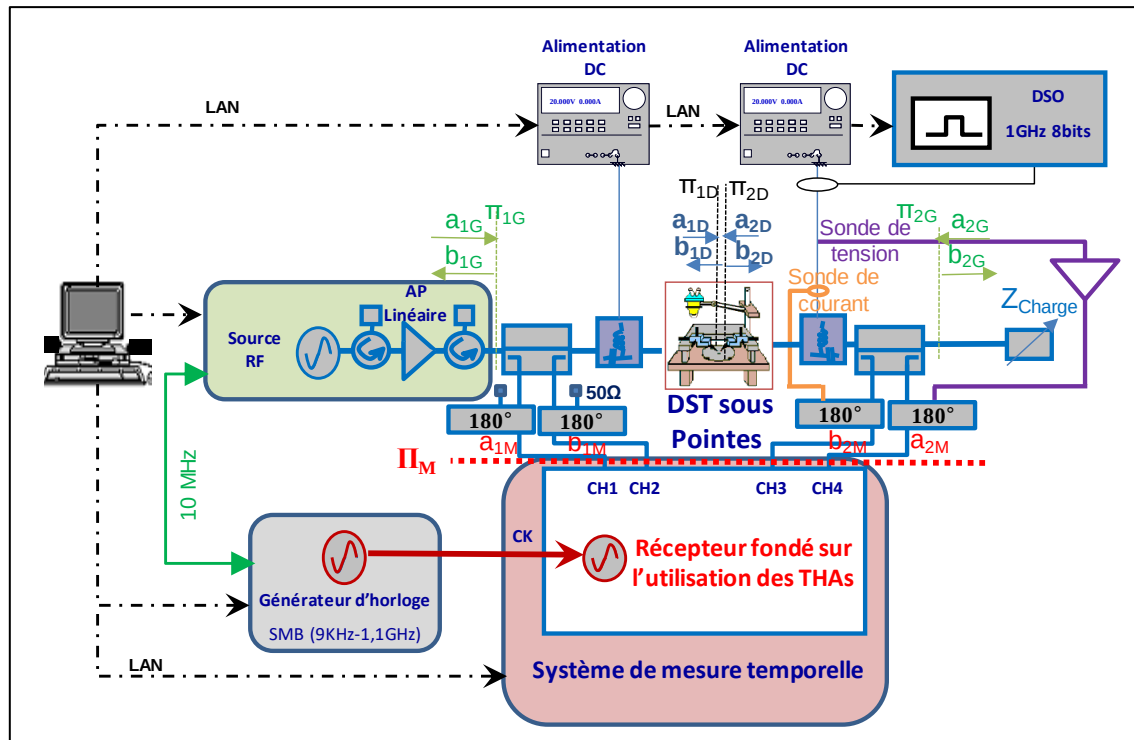


Figure II-3 : Synoptique du système de mesure temporelle RF et BF.

II.3 Etalonnage RF du système de mesure temporelle

II.3.1 Présentation du problème

Dans les applications aux fréquences microondes, la difficulté de mesurer les tensions et courants avec des sondes appropriées oblige à employer des dispositifs de prélèvement des ondes électromagnétiques pour la caractérisation des dispositifs non linéaires. Le système de mesure temporelle permet de mesurer ces ondes à l'aide des deux coupleurs bidirectionnels capables de séparer les ondes incidentes et réfléchies. Ces ondes sont des grandeurs complexes permettant d'obtenir les différents paramètres du DST et de faire la correspondance avec les autres grandeurs telles que la représentation en tension et courant ou en paramètres S [28].

Les ondes de tensions (enveloppes complexes ou phasors) incidente $\tilde{a}_i$ et réfléchie $\tilde{b}_i$ de l'accès i et à la fréquence f_i sont données par les équations suivantes :

$$\tilde{a}_i(f_j) = \frac{\tilde{V}_i(f_j) + Z_c \times \tilde{I}_i(f_j)}{2} \quad (\text{II.3})$$

$$\tilde{b}_i(f_j) = \frac{\tilde{V}_i(f_j) - Z_c \times \tilde{I}_i(f_j)}{2} \quad (\text{II.4})$$

Où $\tilde{V}_i$ et $\tilde{I}_i$ sont respectivement la tension et le courant en enveloppe complexe circulant à l'accès i et à l'indice des fréquences j , et Z_c est l'impédance caractéristique du circuit connecté à l'accès i . La majorité des instruments utilisés pour le montage du système de mesure développé à XLIM présente des impédances caractéristiques réelles égales à 50Ω .

Il est possible d'exprimer la tension et le courant en utilisant les équations précédentes des ondes de tensions incidente et réfléchie :

$$\tilde{V}_i(f_j) = \tilde{a}_i(f_j) + \tilde{b}_i(f_j) \quad (\text{II.5})$$

$$\tilde{I}_i(f_j) = \frac{\tilde{a}_i(f_j) - \tilde{b}_i(f_j)}{Z_c} \quad (\text{II.6})$$

Un système de caractérisation fonctionnelle non linéaire doit permettre la mesure absolue des modules et des phases de ces grandeurs complexes afin d'exprimer les ondes de tensions incidentes et réfléchies dans le domaine temporel comme suit :

$$a_i(t) = \Re[\tilde{a}_i(t)] = \sum_{j=1}^M |\tilde{a}_i(f_j)| \times \cos(\omega_j t + \varphi(\tilde{a}_i(f_j))) \quad (\text{II.7})$$

$$b_i(t) = \Re[\tilde{b}_i(t)] = \sum_{j=1}^M |\tilde{b}_i(f_j)| \times \cos(\omega_j t + \varphi(\tilde{b}_i(f_j))) \quad (\text{II.8})$$

Cependant, le système de mesure temporelle permet d'acquérir des données brutes qui sont entachées d'erreurs systématiques caractéristiques de la réponse en amplitude et en phase de la chaîne de mesure. Ces erreurs introduites par la chaîne de mesure peuvent être dissociées en deux types d'erreurs :

- les erreurs dues à des réponses non linéaires en amplitude et en phase de l'unité d'acquisition composée des THAs. Elles peuvent être négligées en maintenant le niveau de puissance à l'entrée de chaque THA inférieur à 3 dBm pendant toutes les phases d'étalonnage et de mesure.
- les erreurs dues à des réponses linéaires en amplitude et en phase de l'unité de mesure. Elles proviennent des éléments passifs linéaires et des éléments actifs travaillant dans leur zone linéaire du système de mesure (coupleurs, pointes, câbles, ...). Ces erreurs dites systématiques peuvent être corrigées avec un étalonnage complet du système de mesure,



Par conséquent, Toute la procédure d'étalonnage qui est décrite par la suite a pour objectif de déterminer le plus précisément possible les paramètres d'erreurs systématiques. Cette procédure conduit à :

- un étalonnage relatif identique à celui réalisé avec un analyseur de réseau vectoriel (ARV). Il permet de prendre en compte tous les paramètres d'erreurs relatifs à la mesure de rapports d'ondes à la même fréquence,
- un étalonnage absolu en amplitude et en phase fondé sur l'utilisation d'un oscilloscope numérique de référence calibré dans son plan d'entrée.

La procédure d'étalonnage est fondée sur l'utilisation d'un signal multitons [26] généré par l'AWG qui possède la même grille fréquentielle que le signal utile de mesure. Il faut donc présenter ce signal avant d'aborder la procédure d'étalonnage.

II.3.2 Signal multitons d'étalonnage

Le signal d'étalonnage est un signal multitons dont la grille fréquentielle est identique à celle du signal utile de mesure. Ce signal est composé de plusieurs porteuses sinusoïdales de différentes fréquences espacées de Δf et occupant une bande limitée entre f_{min} et f_{max} . Il est défini par :

$$x(t) = \sum_{k=1}^N A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (\text{II.9})$$

Avec $f_k = (k - 1)\Delta f + f_{min}$, et $N = \left(\frac{f_{max}-f_{min}}{\Delta f}\right)+1$.

La période de répétition du signal multitons est choisie égale à celle du signal de mesure. Elle est donc égale à l'inverse de la résolution fréquentielle Δf .

Pour un étalonnage précis, toutes les amplitudes des raies fréquentielles qui constituent le signal multitons doivent être quasiment égales, le facteur de crête (CF, Crest Factor) du signal multitons doit être minimisé afin de maximiser le rapport signal sur bruit (SNR, Signal Noise Ratio) associé. Ce facteur est le rapport entre l'amplitude du pic du signal multitons ($x(t)$) et sa valeur efficace (RMS, Root Mean Square). Il est exprimé par :



$$CF = \frac{x_{peak}}{x_{RMS}} = \frac{\max(|x(t)|)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 \cdot dt}} \quad (II.10)$$

Dans le but de garantir la meilleure dynamique du système de mesure pendant la phase d'étalonnage, il a été décidé d'appliquer la méthode de Schroeder [29] [30] pour le calcul des phases des différentes raies fréquentielles permettant de générer un signal multitons avec un Peak to Average Ratio (PAR) le plus faible possible. Selon cette loi, la phase φ_k est donnée par la relation :

$$\varphi_k = -\frac{k(k-1)}{N} \pi \quad (II.11)$$

La Figure II-4 représente des signaux multitons générés numériquement avec des différentes répartitions de phases. Les raies fréquentielles de ces signaux sont définies dans une bande de fréquence comprise entre 2 GHz et 8 GHz avec une résolution de 1 MHz et avec des amplitudes constantes et différentes distributions de phases.

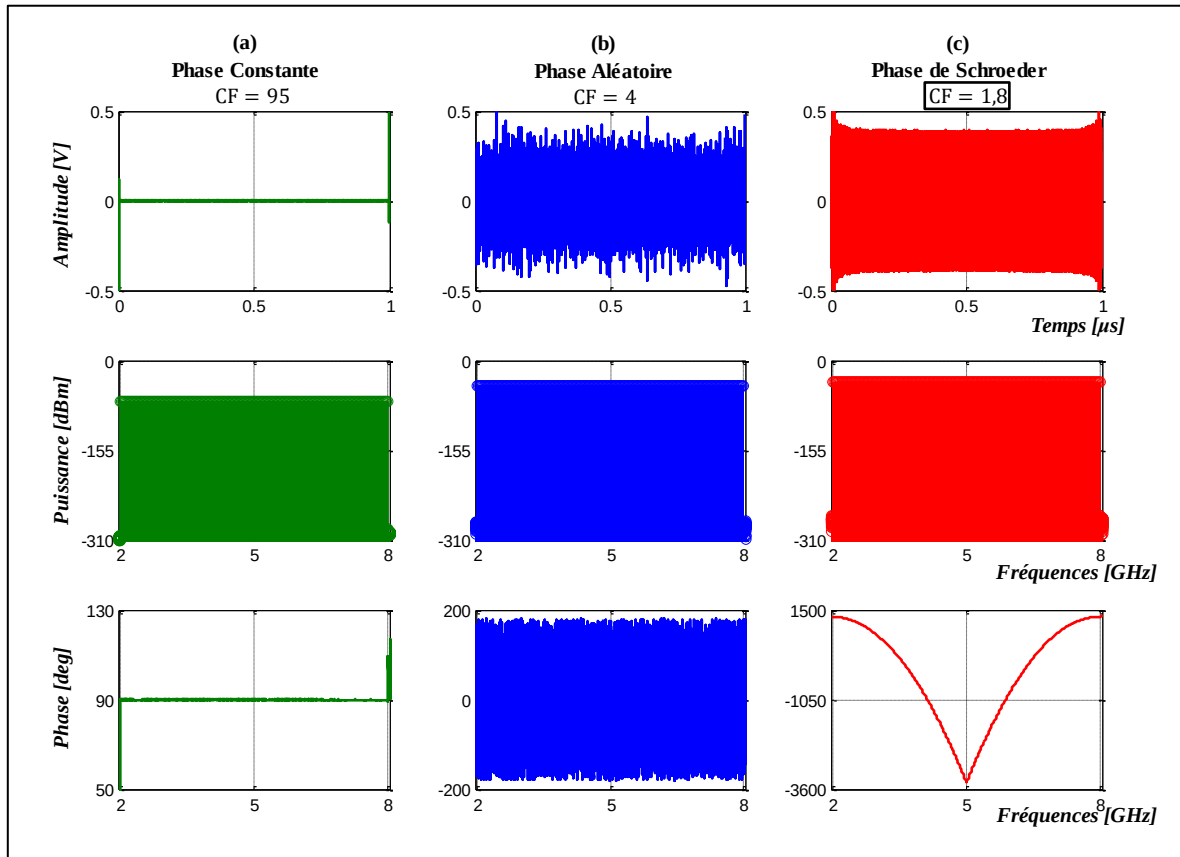


Figure II-4 : Représentations temporelles et fréquentielles des signaux multitons générés numériquement avec différentes distributions de phases.

II.3.3 Etalon en amplitude et en phase : oscilloscope LeCroy

L'oscilloscope LeCroy qui possède une bande passante RF de 20 GHz et une résolution de 14 bits est utilisé comme étalon de référence en amplitude et en phase pour notre système de mesure temporelle. Cet oscilloscope fondé sur l'utilisation de la technique CIS [23] est capable de mesurer des signaux RF modulés avec une fréquence d'échantillonnage équivalente pouvant être supérieure à 1 TS/s. Cet oscilloscope possède deux voies de mesure actuellement et ne pouvait donc être utilisé comme récepteur quatre voies pour le système de mesure développé dans ces travaux.

La précision de l'étalonnage absolu en amplitude et en phase dépend extrêmement de la précision de cet oscilloscope LeCroy. Pour cette raison, il est indispensable de pré-étalonner l'étalon de référence lui-même en deux étapes :

- la première étape consiste à pré-étalonner en phase l'oscilloscope de référence. Cet étalonnage nécessite l'utilisation d'un générateur de référence (HPR, Harmonic Phase Reference) dont on connaît à priori les relations de phase entre les composantes harmoniques qu'il génère grâce à un oscilloscope à échantillonnage qui a lui-même été pré-étalonné par la technique dite du « nose to nose » [31],
- la deuxième étape consiste à pré-étalonner en amplitude l'oscilloscope de référence. Cet étalonnage nécessite l'utilisation d'un wattmètre calibré (Rohde & Schwarz NRP-Z85) [1].

II.3.3.1 Pré-étalonnage en phase

Pour réaliser l'étape de pré-étalonnage en phase de l'oscilloscope de référence, un signal sinusoïdal est appliqué à l'entrée de la HPR à la fréquence minimale de travail qui vaut 600 MHz pour obtenir un nombre maximal de raies fréquentielles dans la bande de l'oscilloscope de référence (600 MHz–20 GHz). Le synoptique de ce pré-étalonnage et la représentation de la tension mesurée à l'aide de l'oscilloscope de référence et de la tension de référence de la HPR sont illustrés par la Figure II-5 [3].





70

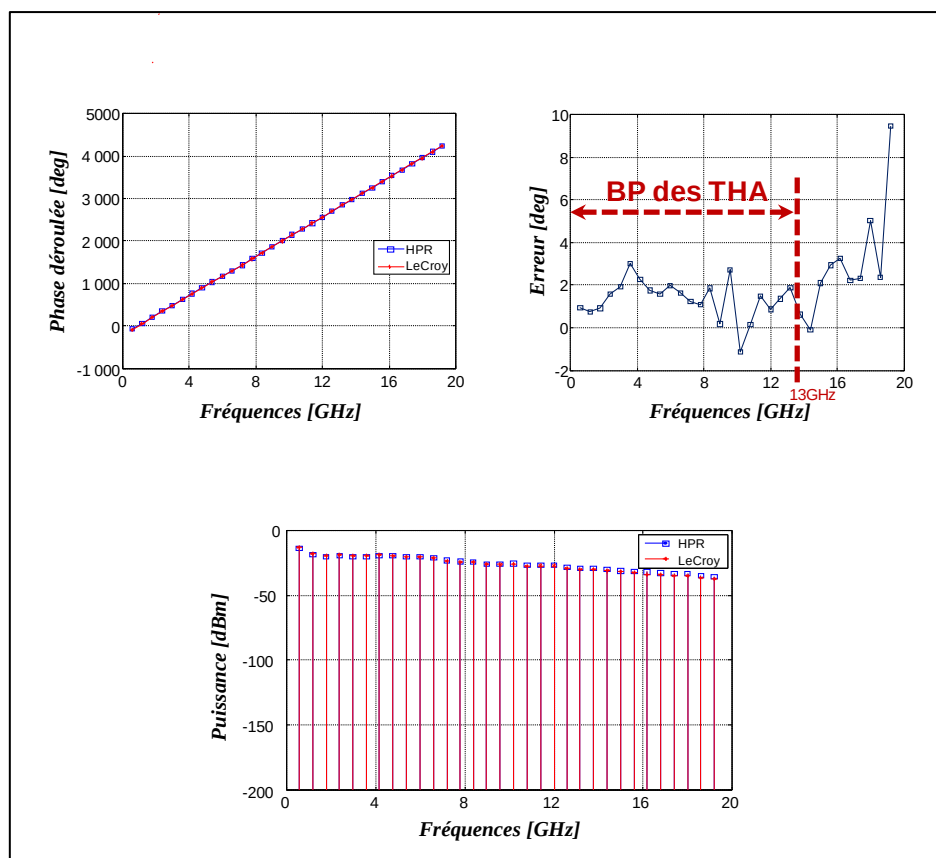


Figure II-6 : Comparaison dans le domaine fréquentiel de la réponse de l'oscilloscope de référence et de celle connue la HPR [3].

D'après la Figure II-6, une forte corrélation est obtenue entre la tension de référence de la HPR et la tension mesurée par l'oscilloscope de référence dans le domaine fréquentiel. Les variations de la phase des deux mesures sont inférieure à 3° sur la largeur de la bande passante de l'oscilloscope de référence. L'oscilloscope de référence LeCroy est donc bien étalonné en phase.

II.3.3.2 Pré-étalonnage en amplitude

L'étape de pré-étalonnage en amplitude de l'oscilloscope de référence est réalisée en deux étapes :

- la première étape consiste à mesurer un signal sinusoïdal à l'entrée de l'oscilloscope de référence. Ce signal doit avoir un niveau de puissance inférieur à 0 dBm, pour rester dans la zone linéaire de l'oscilloscope. De plus, il doit balayer la largeur de la bande passante RF des THAs utilisés dans le banc de mesure temporelle (13 GHz) avec une haute résolution (1 MHz dans ce cas) (Figure II-7-(b)),
- la deuxième étape consiste à mesurer le même signal avec un wattmètre calibré (Rohde & Schwarz NRP-Z85 dans ce cas) [1] (Figure II-7-(a)).

Le synoptique de ce pré-étalonnage est illustré sur la Figure II-7.

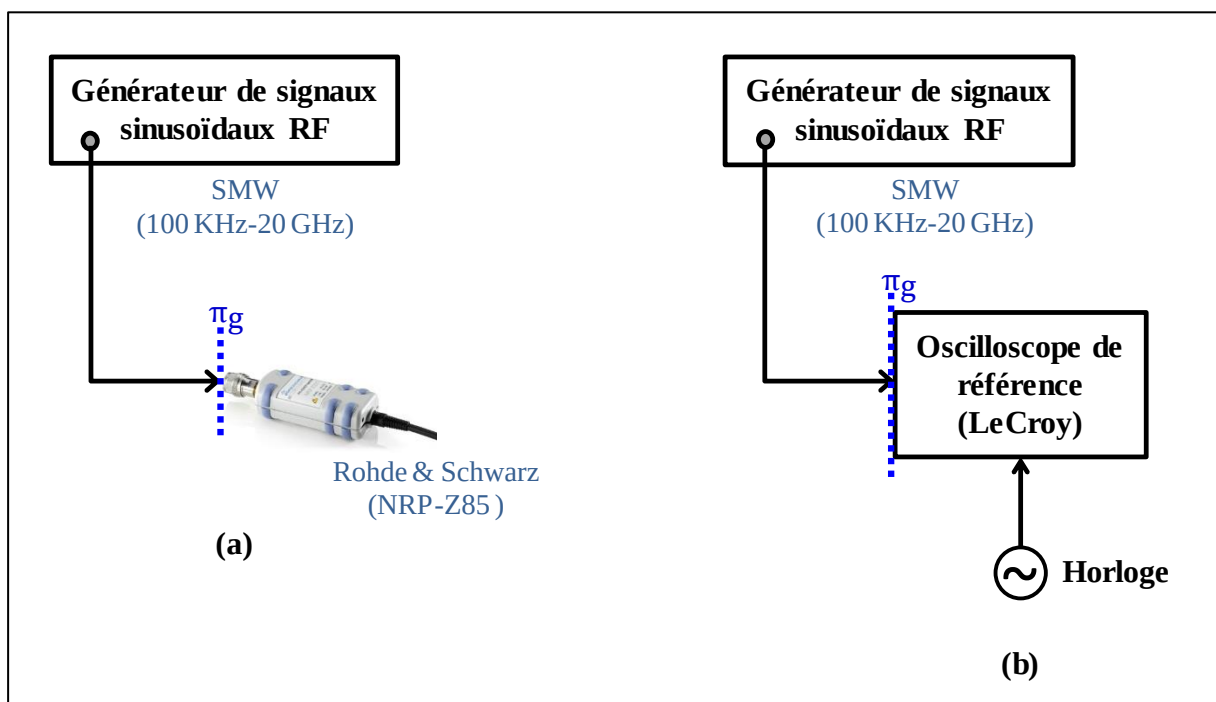


Figure II-7 : Pré-étalonnage en amplitude de l'oscilloscope de référence.

Les puissances mesurées à l'aide de l'oscilloscope de référence et du wattmètre calibré sont représentés sur la Figure II-8.

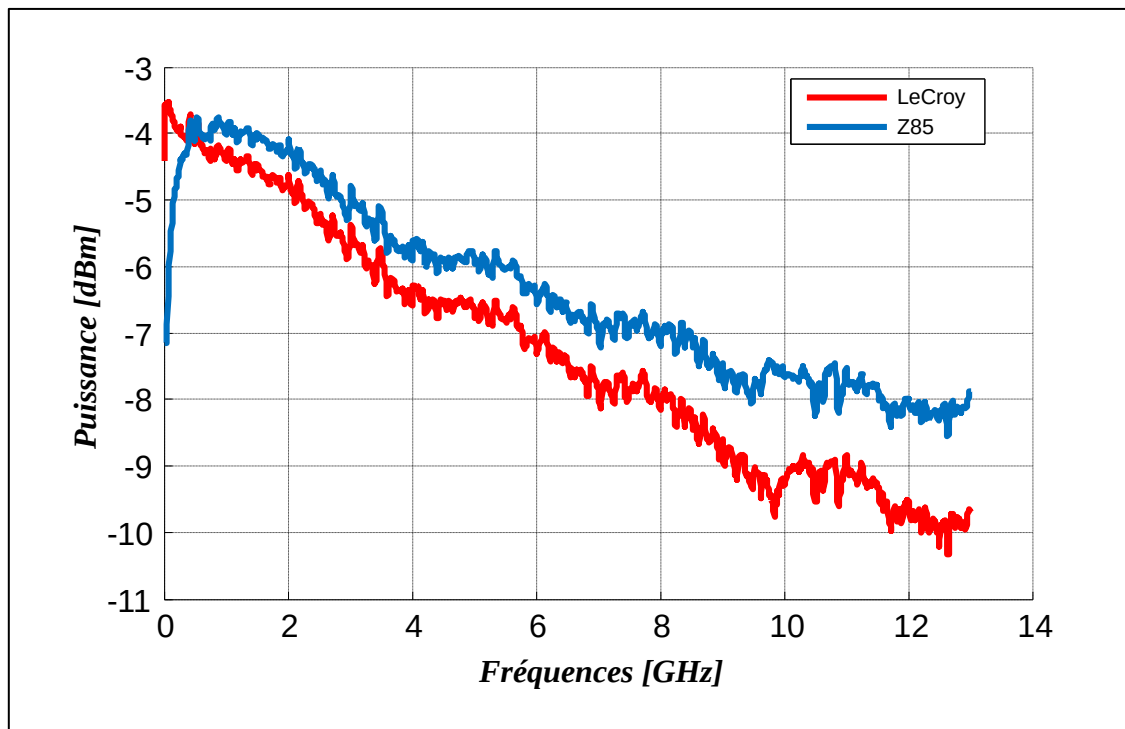


Figure II-8 : Comparaison des puissances mesurées par le wattmètre de référence (NRP-Z85) et par l'oscilloscope de référence (LeCroy).

La comparaison des deux mesures permet de déduire l'erreur systématique en amplitude de l'oscilloscope de référence. Il est donc nécessaire d'extraire la fonction permettant de corriger cette erreur. Cette fonction doit être d'une part interpolée pour obtenir une résolution inférieure à 1 MHz et d'autre part utilisée à chaque étalonnage absolu du système de mesure.

II.3.4 Procédure d'étalonnage du système de mesure

II.3.4.1 Description de la procédure

La procédure d'étalonnage est fondée sur l'hypothèse que les ondes de tensions mesurées sont reliées aux ondes aux accès des composants sous test par des relations purement linéaires (les erreurs systématiques dues à des réponses non linéaires sont négligées) [32] [33].

Une seconde hypothèse intervient à ce niveau : les termes d'isolation entre les voies de mesure sont généralement très faibles et sont donc couramment omis.

Compte tenu de ces deux hypothèses, un modèle d'erreur est élaboré, qui prend en compte les variables définies sur la Figure II-9.

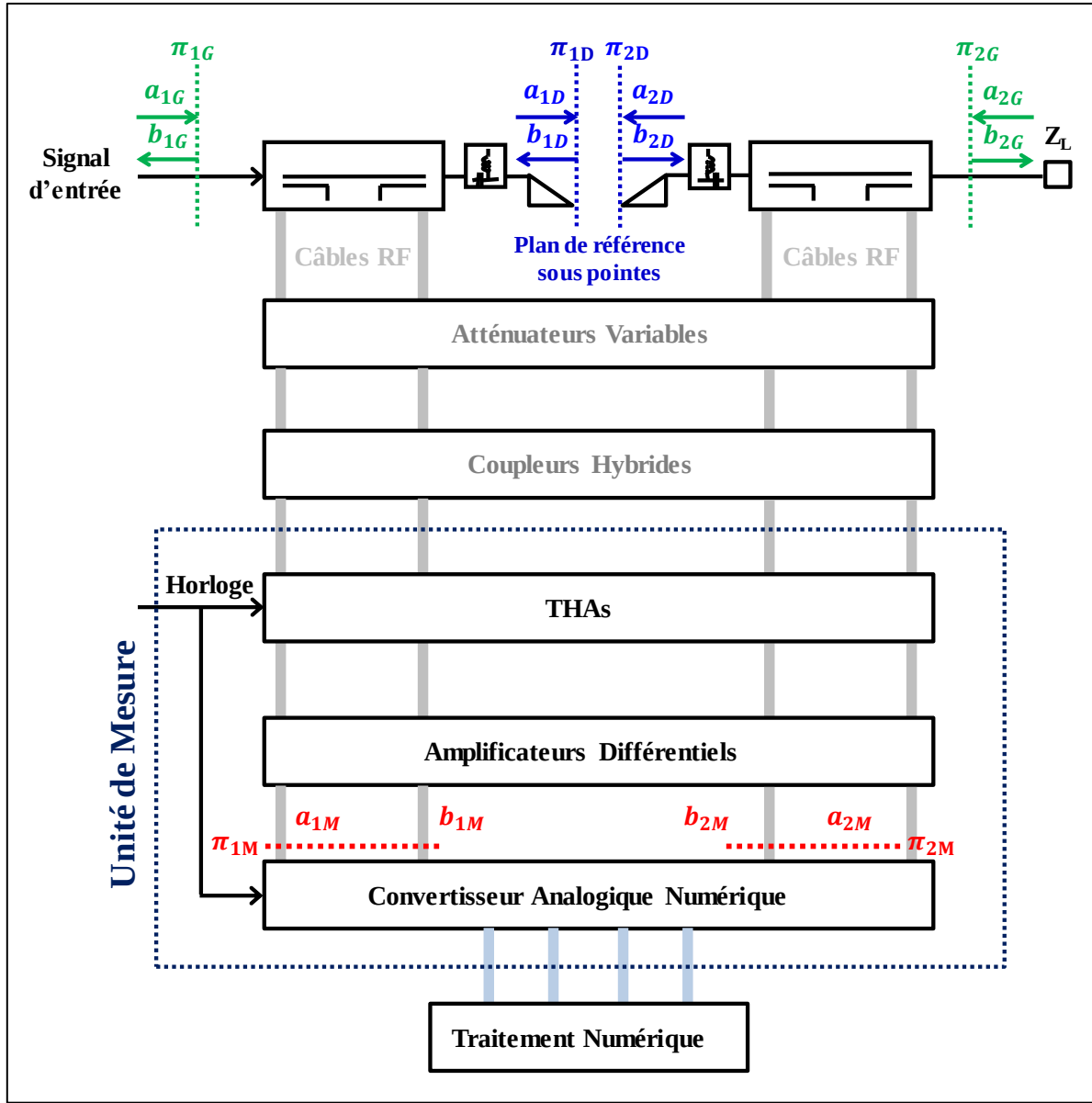


Figure II-9 : Plans principaux du système de mesure.

Ce modèle d'erreur permet d'établir dans le domaine fréquentiel les relations suivantes entre les ondes de tensions des plans π_{1D} et π_{1M} et celles des plans π_{2D} et π_{2M} pour les N composantes fréquentielles constituant le signal multitons d'étalonnage :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \\ a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \\ a_{2M}^N \\ b_{2M}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le vecteur $[a_{1D}^N, b_{1D}^N, a_{2D}^N, b_{2D}^N]$, représente les ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons dans les plans de référence sous pointes (π_{1D} et π_{2D}) de la Figure II-9.

Le vecteur $[a_{1M}^N, b_{1M}^N, a_{2M}^N, b_{2M}^N]$, représente les ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons mesurées à la sortie de l'unité de mesure (π_{1M} et π_{2M}) de la Figure II-9.

Le but de la procédure d'étalonnage est de déterminer, de manière simultanée pour toutes les N composantes fréquentielles du signal multitons les huit coefficients complexes inconnus ($K^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$).

Une fois que ces coefficients sont déterminés, il suffit d'utiliser l'équation (II.12) ainsi que le vecteur des ondes de tension mesurées afin de connaître les ondes de tensions dans le plan de référence sous pointes.

Avant de mettre en œuvre cette procédure d'étalonnage, il est fondamental d'ajuster certains paramètres du système de mesure et notamment les valeurs des atténuateurs variables sur les voies de mesures. Elles sont fondamentales pour ne pas venir saturer les THAs constituant l'unité de mesure pendant les phases d'étalonnage et de mesure. Un exemple de configuration des atténuateurs, utilisée pour caractériser des composants de forte puissance, est représenté dans le Tableau II-1.

Tableau II-1 : Exemple de configuration des atténuateurs durant les phases d'étalonnage et de mesure.

Voie de mesure	a_1	b_1	a_2	b_2
Atténuateurs (dB)	20	11	11	25

II.3.4.2 Etalonnage relatif sous pointes

La première étape de la procédure d'étalonnage pour des dispositifs sous test sous pointes consiste en un étalonnage relatif utilisant les standards SOLT (Short, Open, Load, Thru). Cet étalonnage comporte trois étapes successives pour d'extraire sept des huit coefficients complexes inconnus ($\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N$).



En utilisant l'équation (II.12) le vecteur des ondes de tensions dans le plan de référence sous pointes π_{1D} peut être remplacé par les valeurs connues des standards afin d'écrire les équations suivantes :

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

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

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

Ce système d'équations peut être développé, pour être exprimé de la façon suivante :

$$\Gamma_{(S)}^N \beta_1^N b_{1M(S)}^N - \gamma_1^N a_{1M(S)}^N - \delta_1^N b_{1M(S)}^N = -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \quad (\text{II.19})$$

$$\Gamma_{(O)}^N \beta_1^N b_{1M(O)}^N - \gamma_1^N a_{1M(O)}^N - \delta_1^N b_{1M(O)}^N = -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \quad (\text{II.20})$$

$$\Gamma_{(L)}^N \beta_1^N b_{1M(L)}^N - \gamma_1^N a_{1M(L)}^N - \delta_1^N b_{1M(L)}^N = -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \quad (\text{II.21})$$

Pour faire apparaître le vecteur des coefficients inconnus, il est possible de représenter ce système sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \beta_1^N \\ \gamma_1^N \\ \delta_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{1M(S)}^N & -a_{1M(S)}^N & -b_{1M(S)}^N \\ \Gamma_{(O)}^N b_{1M(O)}^N & -a_{1M(O)}^N & -b_{1M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{1M(L)}^N & -a_{1M(L)}^N & -b_{1M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Toutes les variables du membre droit de l'équation (II.22) sont des grandeurs mesurées ou des variables connues des standards sous pointes. Cette équation permet donc d'extraire les trois coefficients complexes β_1^N , γ_1^N et δ_1^N **simultanément à toutes les fréquences**.

La deuxième étape de l'étalonnage relatif consiste à effectuer les mêmes mesures des trois standards dans le plan de référence sous pointes π_{2D} . Cette étape est représentée par la Figure II-11.



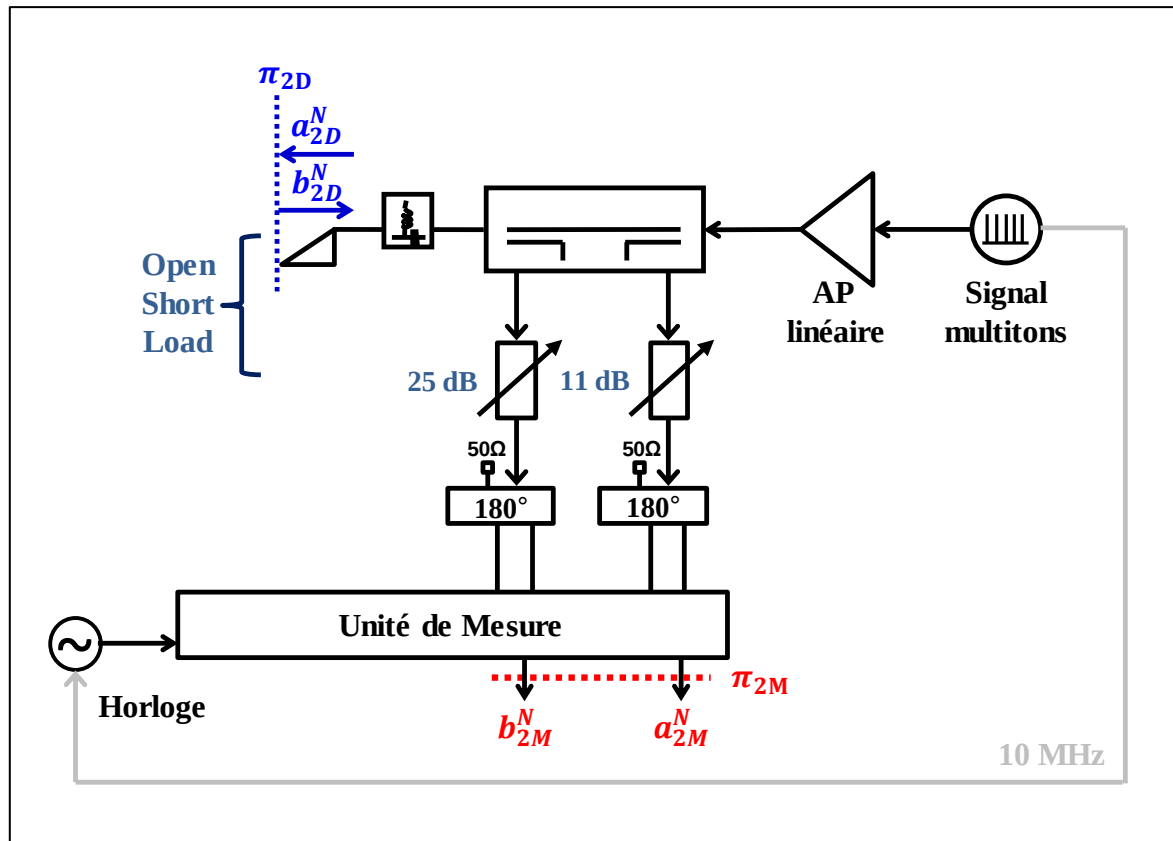


Figure II-11 : Etalonnage relatif sous pointes dans le plan π_{2D} .

Le même raisonnement que celui employé pour la première étape peut être effectué dans le plan π_{2D} . Cela se traduit par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \beta_{2n}^N \\ \gamma_{2n}^N \\ \delta_{2n}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{2M(S)}^N & -a_{2M(S)}^N & -b_{2M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{2M(O)}^N & -a_{2M(O)}^N & -b_{2M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{2M(L)}^N & -a_{2M(L)}^N & -b_{2M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{2M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{2M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{2M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Cette matrice permet donc de déterminer simultanément à toutes les fréquences les coefficients complexes $(\beta_{2n}^N, \gamma_{2n}^N, \delta_{2n}^N)$ qui sont normalisés par rapport à α_2^N telles que :

$$\begin{bmatrix} \beta_2^N \\ \gamma_2^N \\ \delta_2^N \end{bmatrix} = \alpha_2^N \begin{bmatrix} \beta_{2n}^N \\ \gamma_{2n}^N \\ \delta_{2n}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

La troisième étape de l'étalonnage relatif consiste à connecter les deux pointes à une ligne de transmission (Thru), d'impédance caractéristique égale à $50\ \Omega$ et de délai connu τ , qui sert de référence et de définition des plans de références des dispositifs à tester. Cette étape est illustrée sur la Figure II-12.

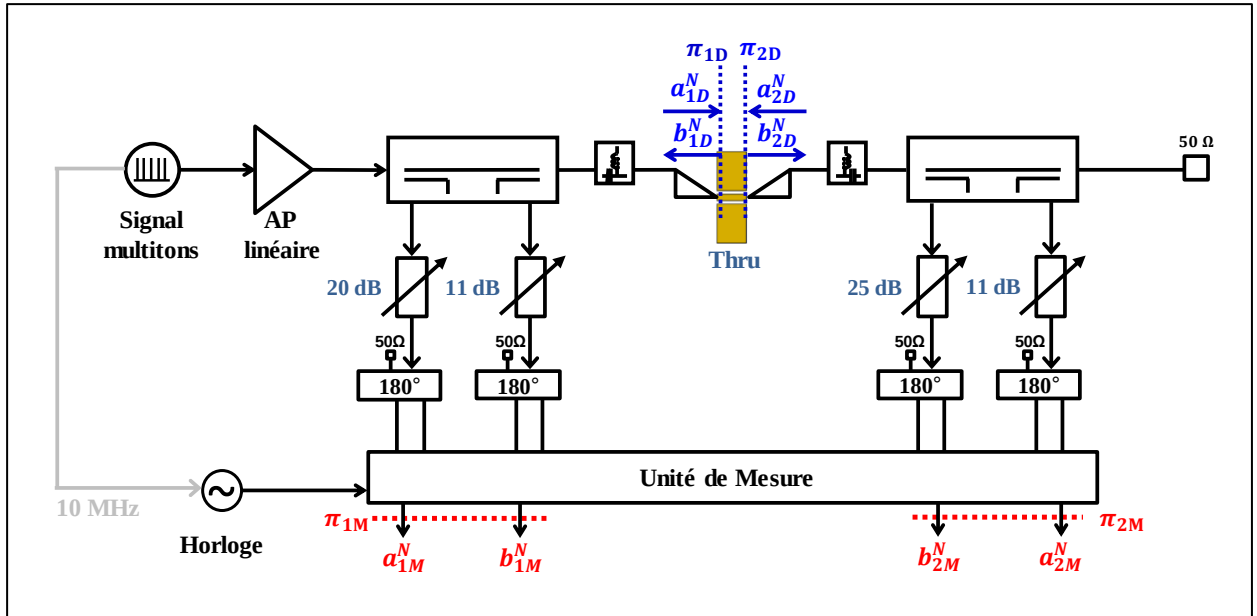


Figure II-12 : Etalonnage relatif sous pointes en connexion directe (Thru).

A partir de cette mesure, il est possible d'écrire :

$$a_{1D(T)}^N = b_{2D(T)}^N \times e^{-j\omega^N \tau} \quad (\text{II.25})$$

En utilisant la relation (II.12), il est possible de noter :

$$a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N = \alpha_2^N (\gamma_{2n}^N a_{2M(T)}^N + \delta_{2n}^N b_{2M(T)}^N) \times e^{-j\omega^N \tau} \quad (\text{II.26})$$

Il est donc facile d'en déduire le coefficient complexe α_2^N comme suit :

$$\alpha_2^N = \frac{(a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N) \times e^{j\omega^N \tau}}{\gamma_{2n}^N a_{2M(T)}^N + \delta_{2n}^N b_{2M(T)}^N} \quad (\text{II.27})$$

A partir des relations (II.27), (II.24), (II.23) et (II.22), il est possible d'extraire 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 décrit par l'équation (II.12) **simultanément à toutes les fréquences d'intérêt**.

II.3.4.3 Etalonnage absolu sous pointes

Pour l'étalonnage absolu, les standards commerciaux en amplitude et en phase non connectés n'existent pas à l'heure actuelle. Pour pallier ce problème, il faut utiliser le principe de réciprocité entre le plan de référence sous pointes π_{1D} et l'accès connecté du coupleur d'entrée du système de mesure π_{1G} .

II.3.4.3.1 Principe de réciprocité [35], [36], [37].

Le principe de réciprocité, défini par A. Ferrero [36], [37], est appliqué à cette procédure d'étalonnage. Il permet de déterminer le coefficient complexe K^N comme si les standards étaient connectés dans le plan de référence sous pointes. Ce principe s'applique entre le plan de référence sous pointes (π_{1D}) et le plan du générateur connecté (π_{1G}) de la Figure II-9. La relation entre ces deux plans est la suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{e11}^N & t_{e12}^N \\ t_{e21}^N & t_{e22}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Cette relation caractérise le réseau électrique passif et linéaire entre la pointe d'entrée et le générateur. La réciprocité entre ces éléments se traduit mathématiquement par l'équation suivante :

$$t_{e11}^N \times t_{e22}^N - t_{e12}^N \times t_{e21}^N = 1 \quad (\text{II.29})$$

II.3.4.3.2 Etalonnage absolu dans le plan du générateur

Le plan π_{1G} de la Figure II-9 est considéré comme un plan de référence intermédiaire. Il permet d'établir la relation suivante entre les ondes de tensions incidente et réfléchie des plans π_{1G} et π_{1M} :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & \nu_1^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La première étape de l'étalonnage absolu est un étalonnage relatif (SOL) en connecté dans le plan π_{1G} . Elle consiste à connecter les deux pointes à la ligne Thru et à mesurer les ondes de tensions incidente et réfléchie dans le plan π_{1M} en connectant successivement les standards connectés SOL dans le plan π_{1G} du système de mesure. Il est



à noter que le signal multitons d'étalonnage est appliqué dans le plan π_{2G} . Cette étape est décrite sur la Figure II-13.

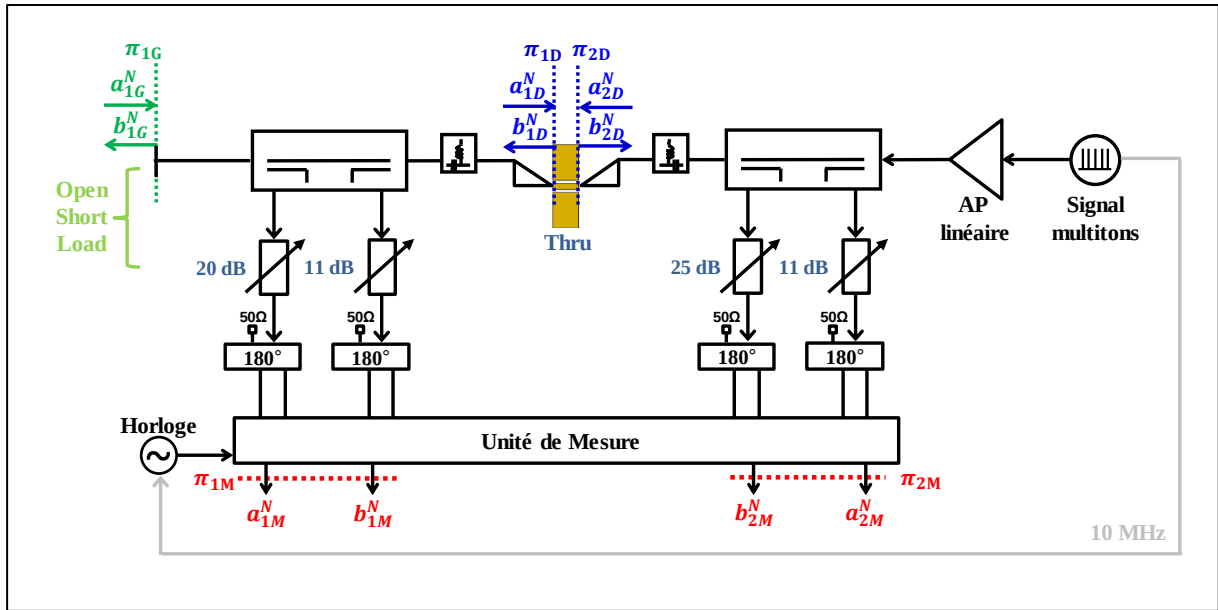


Figure II-13 : Etalonnage relatif en connectisé dans le plan π_{1G} .

A partir de ces trois mesures, il est possible de noter :

$$a_{1G(S)}^N = \Gamma_{G(S)}^N b_{1G(S)}^N \quad (\text{II.31})$$

$$a_{1G(O)}^N = \Gamma_{G(O)}^N b_{1G(O)}^N \quad (\text{II.32})$$

$$a_{1G(L)}^N = \Gamma_{G(L)}^N b_{1G(L)}^N \quad (\text{II.33})$$

$\Gamma_{G(S)}^N, \Gamma_{G(O)}^N, \Gamma_{G(L)}^N$ sont respectivement les coefficients de réflexion des standards connectés Short, Open et Load.

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

En utilisant l'équation (II.30) le vecteur des ondes de tensions dans le plan du générateur π_{1G} peut être remplacé par les valeurs connues des standards comme suit :

$$(a_{1M(S)}^N + \lambda_1^N b_{1M(S)}^N) = \Gamma_{G(S)}^N (\mu_1^N a_{1M(S)}^N + \nu_1^N b_{1M(S)}^N) \quad (\text{II.34})$$

$$(a_{1M(O)}^N + \lambda_1^N b_{1M(O)}^N) = \Gamma_{G(O)}^N (\mu_1^N a_{1M(O)}^N + \nu_1^N b_{1M(O)}^N) \quad (\text{II.35})$$

$$(a_{1M(L)}^N + \lambda_1^N b_{1M(L)}^N) = \Gamma_{G(L)}^N (\mu_1^N a_{1M(L)}^N + \nu_1^N b_{1M(L)}^N) \quad (\text{II.36})$$

Ce système d'équations peut être développé, il peut être exprimé de la façon suivante :

$$\lambda_1^N b_{1M(S)}^N - \Gamma_{G(S)}^N \mu_1^N a_{1M(S)}^N - \Gamma_{G(S)}^N \nu_1^N b_{1M(S)}^N = -a_{1M(S)}^N \quad (\text{II.37})$$

$$\lambda_1^N b_{1M(O)}^N - \Gamma_{G(O)}^N \mu_1^N a_{1M(O)}^N - \Gamma_{G(O)}^N \nu_1^N b_{1M(O)}^N = -a_{1M(O)}^N \quad (\text{II.38})$$

$$\lambda_1^N b_{1M(L)}^N - \Gamma_{G(L)}^N \mu_1^N a_{1M(L)}^N - \Gamma_{G(L)}^N \nu_1^N b_{1M(L)}^N = -a_{1M(L)}^N \quad (\text{II.39})$$

Pour faire apparaître le vecteur des coefficients inconnus, il est possible de représenter ce système sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^N \\ \mu_1^N \\ \nu_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1M(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N a_{1M(S)}^N & -\Gamma_{G(S)}^N b_{1M(S)}^N \\ b_{1M(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N a_{1M(O)}^N & -\Gamma_{G(O)}^N b_{1M(O)}^N \\ b_{1M(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N a_{1M(L)}^N & -\Gamma_{G(L)}^N b_{1M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_{1M(S)}^N \\ -a_{1M(O)}^N \\ -a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Il est à noter que toutes les variables de la matrice et du membre droit de l'équation (II.40) sont des grandeurs mesurées ou des variables connues des standards connectés. Cette relation permet donc d'extraire les trois coefficients complexes λ_1^N , μ_1^N et ν_1^N de l'équation (II.30) **simultanément à toutes les fréquences d'intérêt**.

La deuxième étape est un étalonnage absolu en connecté dans le plan π_{1G} afin de déterminer le coefficient complexe L_1^N pour toutes les composantes fréquentielles du signal multitons. Pour ce faire, le même signal multitons que celui utilisé durant toutes les phases d'étalonnage relatif est appliqué dans le plan π_{2G} . Ensuite, il est mesuré simultanément avec le système de mesure et avec l'oscilloscope calibré de référence (LeCroy) décrit dans le paragraphe (II.3.3) en connectant les deux pointes à la ligne Thru. La configuration du système de mesure pour cette étape est donnée par la Figure II-14.



- soit déterminées (μ_1^N, ν_1^N) par l'étalonnage relatif dans le plan du générateur π_{1G} .

II.3.4.3.3 Etalonnage absolu dans le plan d'entrée de référence sous pointes

L'étalonnage absolu dans le plan d'entrée de référence sous pointes π_{1D} consiste à d'établir avec précision le coefficient complexe K^N du système d'équations (II.12).

A ce niveau, il est nécessaire de synthétiser et de récapituler les principaux résultats obtenus au cours des différentes étapes d'étalonnage :

- Etalonnage relatif SOLT dans le plan de référence sous pointes (π_{1D} et π_{2D}) : détermination des sept coefficients complexes $(\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N)$ où il est possible d'écrire la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \end{bmatrix} = \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

- Etalonnage relatif SOL dans le plan du générateur π_{1G} : extraction des trois coefficients complexes λ_1^N, μ_1^N et ν_1^N ,
- Etalonnage absolu dans le plan du générateur π_{1G} : détermination du coefficient L^N en amplitude et en phase pour toute la grille fréquentielle du signal multitons.

Il faut déterminer le coefficient complexe K^N en amplitude et en phase pour toutes composantes fréquentielles du signal multitons pour que l'étalonnage soit complet.

En combinant les équations (II.30) et (II.44), il est possible de noter :

$$\begin{bmatrix} a_{1G}^N \\ b_{1G}^N \end{bmatrix} = L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & \nu_1^N \end{bmatrix} \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.45})$$

La comparaison de ce résultat avec la relation (II.28) conduit à :

$$\begin{bmatrix} t_{e11}^N & t_{e12}^N \\ t_{e21}^N & t_{e22}^N \end{bmatrix} = L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & \nu_1^N \end{bmatrix} \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (\text{II.46})$$

L'application de la condition de réciprocité définie par la relation (II.29) permet d'écrire :



$$\det \left\{ L_1^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1^N \\ \mu_1^N & \nu_1^N \end{bmatrix} \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N \\ \gamma_1^N & \delta_1^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \right\} = 1 \quad (\text{II.47})$$

La résolution de cette équation permet définir un autre coefficient complexe Q^N :

$$|Q^N| = \left| (L_1^N)^2 \cdot \left(\frac{\nu_1^N - \lambda_1^N \mu_1^N}{\delta_1^N - \beta_1^N \gamma_1^N} \right) \right| \quad (\text{II.48})$$

$$\varphi(Q^N) = \varphi \left(\frac{\nu_1^N - \lambda_1^N \mu_1^N}{\delta_1^N - \beta_1^N \gamma_1^N} \right) \quad (\text{II.49})$$

A partir de ces dernières équations, le coefficient K^N se déduit alors naturellement en amplitude et en phase sans problème de signe pour toute la grille fréquentielle du signal multitons d'étalonnage comme suit :

$$K^N = \sqrt{|Q^N|} \times e^{j \frac{\varphi_{\text{unwrap}}(Q^N)}{2}} \times e^{j \varphi_{\text{unwrap}}(L_1^N)} \quad (\text{II.50})$$

II.3.4.4 Vérification de l'étalonnage du système de mesure

L'étape de validation de la procédure d'étalonnage est très importante pour vérifier la précision des étalonnages relatif et absolu sous pointes.

Le système de mesure temporelle a été calibré avec le même signal multitons à distribution Schroeder décrit dans le paragraphe (II.3.2). Ce signal est défini dans une bande de fréquence de 2 GHz autour d'une fréquence de travail ($f_0 = 4 \text{ GHz}$) avec une résolution de 10 MHz.

Une fois que les coefficients du modèle d'erreur sont déterminés, les ondes de tensions incidentes et réfléchies mesurées dans les plans π_{1M} et π_{2M} du système de mesure, sont corrigées en utilisant l'équation (II.12) reliant les ondes mesurées et celles présentes dans les plans de référence sous pointes π_{1D} et π_{2D} .

Une première vérification consiste ensuite à balayer la puissance d'un signal CW à l'entrée du système de mesure en connectant les deux pointes à la ligne Thru. Pour ce faire, le système de mesure temporelle est excité avec un signal CW de fréquence 4 GHz sur une plage de puissance comprise entre -10 dBm et 35 dBm. Les formes d'ondes temporelles de tensions



et de courants calibrées acquises par le système de mesure temporelle chargé par une impédance donnée sont représentées sur la Figure II-15.

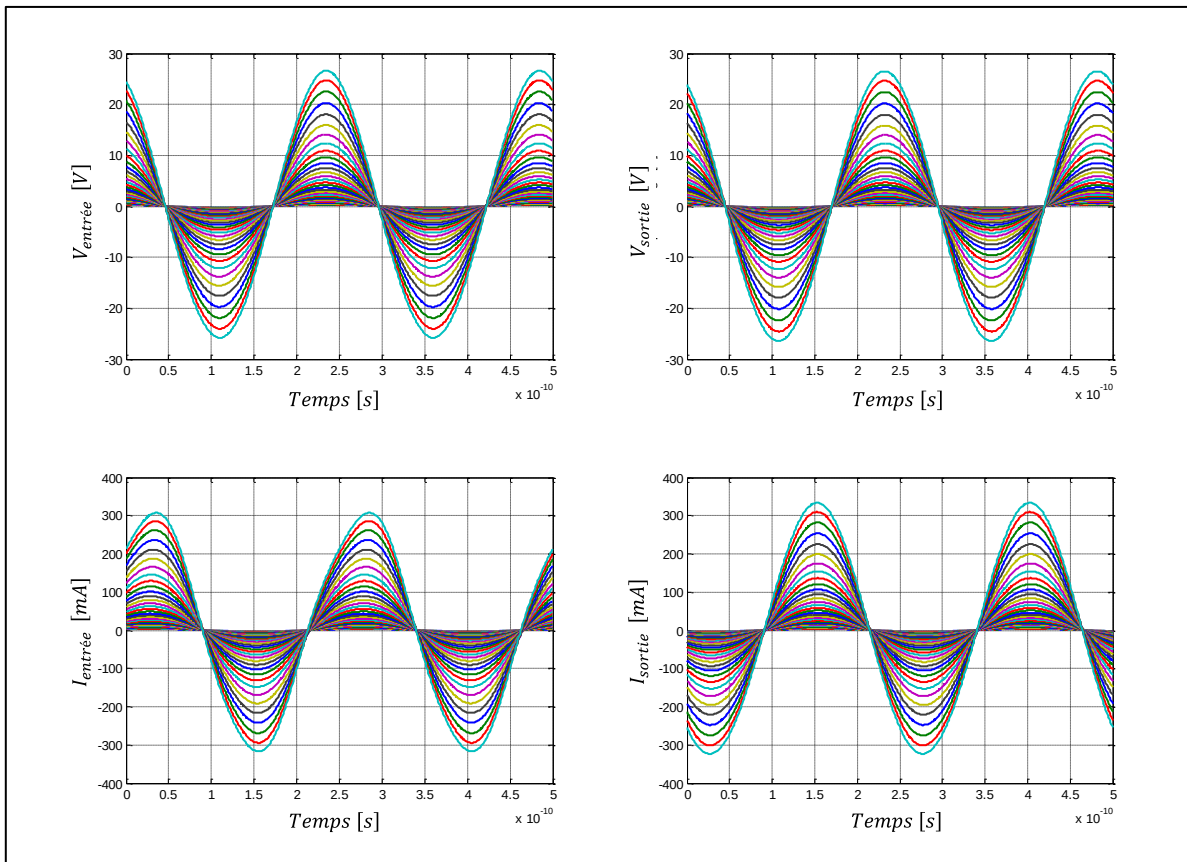


Figure II-15 : Formes d'ondes temporelles de tensions et de courants calibrées dans le plan de référence sous pointes.

Il est à noter que ces formes d'ondes temporelles sont obtenues avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente (1.2 TS/s). Force est de constater que $i_e(t) = -i_s(t)$ et que $v_e(t) = v_s(t)$.

La vérification de cet étalonnage est aussi faite au niveau des impédances en vérifiant les coefficients de réflexion d'entrée (Γ_e) et de la charge (Γ_L) sont égaux pour tous les niveaux de puissance balayés par la source RF. Ces coefficients déterminés à partir des ondes incidentes et réfléchies mesurées sont présentés sur la Figure II-16.

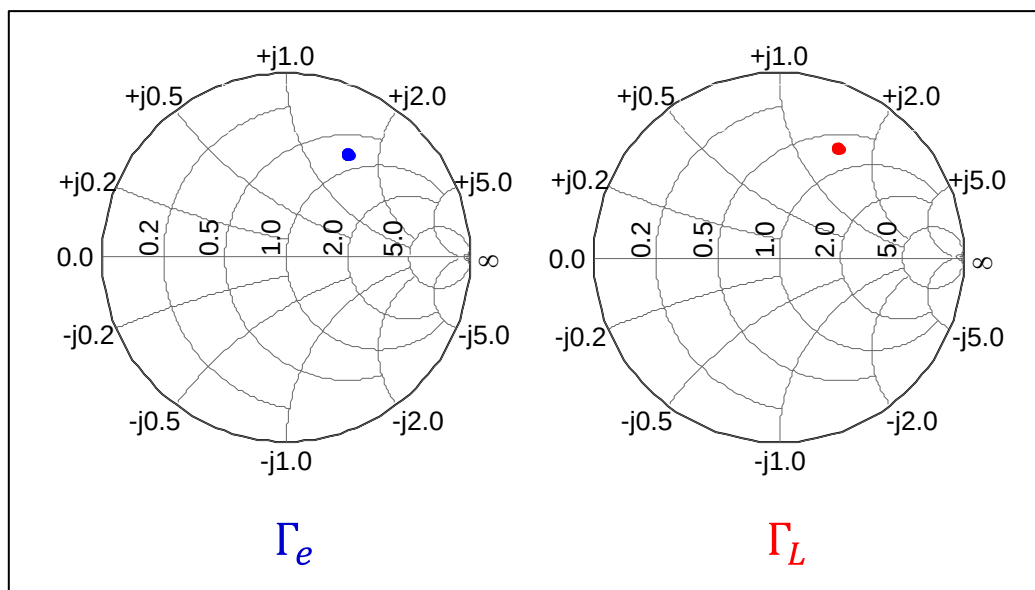


Figure II-16 : Coefficients de réflexion pour $f_0 = 4$ GHz sur une plage de puissance d'entrée de -10 à 35 dBm.

Les formes d'ondes temporelles sont ensuite traitées afin d'en extraire les puissances moyennes d'entrée dans le plan π_{1D} et de sortie dans le plan π_{2D} . Le tracé $P_s = P_e$ est obtenu comme illustré sur la Figure II-17.

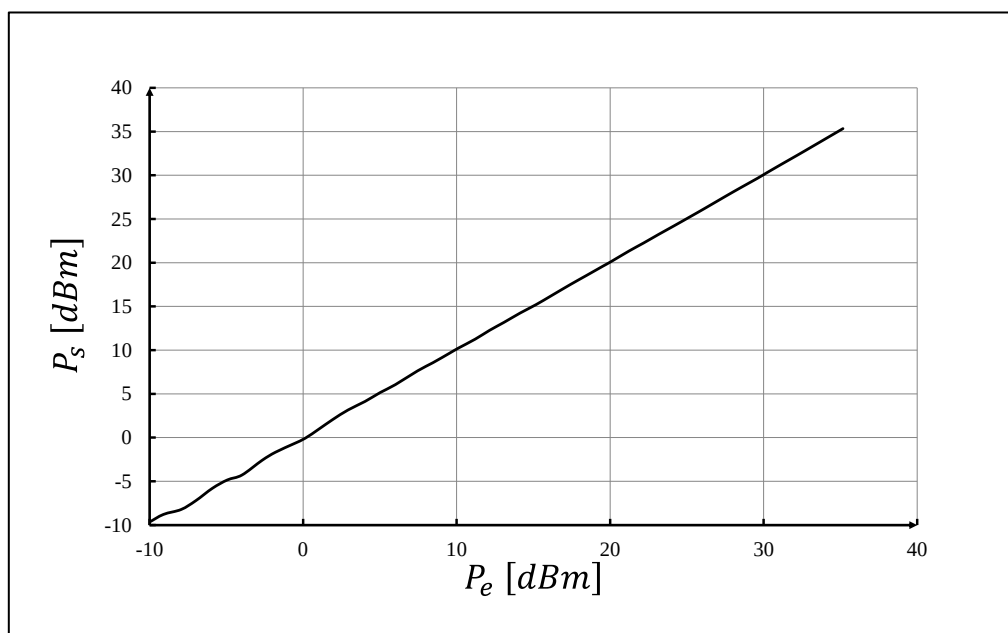


Figure II-17 : P_s en fonction de P_e sur une ligne Thru sous pointes.

D'après ces résultats, il est possible d'en tirer d'une part, l'erreur quadratique moyenne permettant de juger l'incertitude en puissance de la procédure d'étalonnage et d'autre part l'incertitude en phase. Ces incertitudes sont représentées par la Figure II-18.

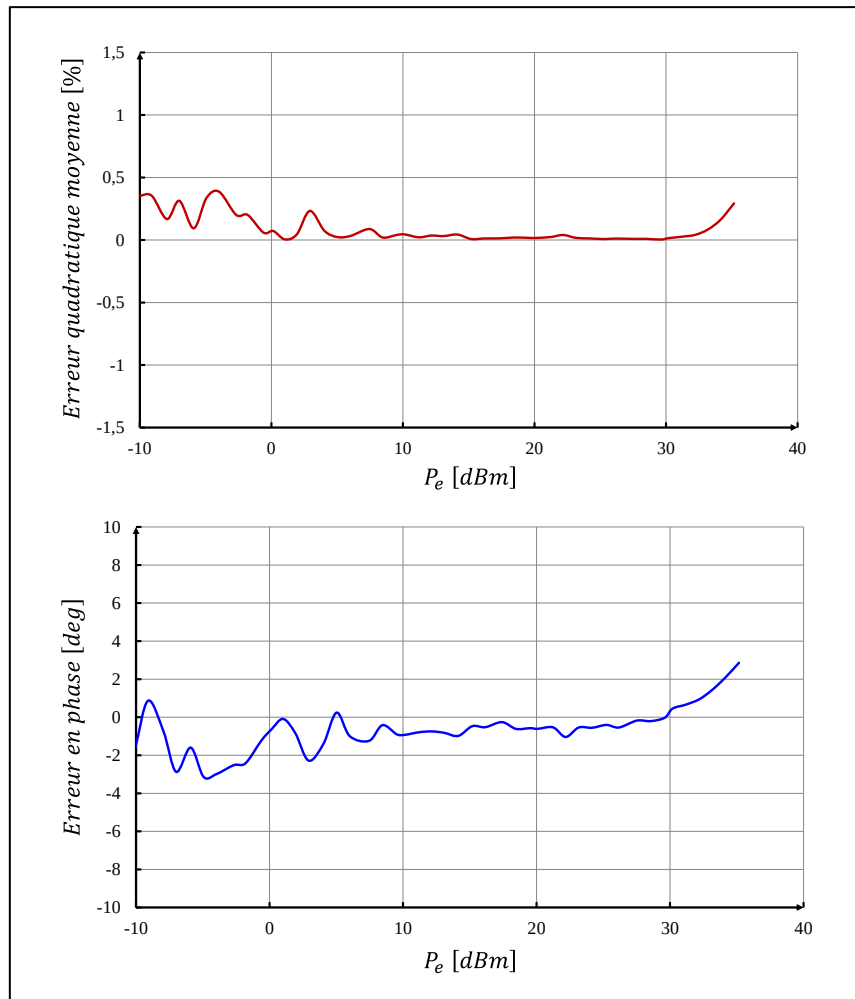


Figure II-18 : Incertitudes en amplitude et en phase de la mesure calibrée.

Ces vérifications permettent de juger la qualité de la procédure d'étalonnage du système de mesure temporelle. Les incertitudes des mesures sont inférieures à 0.5 % en amplitude et de $\pm 2^\circ$ en phase, ce qui valide procédure d'étalonnage sous pointes à la fréquence centrale. Cette procédure est ensuite mise en œuvre pour plusieurs fréquences et les conclusions sont identiques. Enfin, un signal de même contenu spectral que le signal utilisé pendant l'étalonnage mais différent en amplitude et en phase est mesuré dans les plans π_{1D} et π_{2D} . Il permet de vérifier que $i_e(t) = -i_s(t)$ et que $v_e(t) = v_s(t)$. Cette vérification est montrée dans le paragraphe suivant pour la vérification des étalonnages RF et BF simultanés.

II.4 Etalonnage BF du système de mesure temporelle

L'architecture du système de mesure a été modifiée afin d'étudier le comportement des composants non linéaires en basses fréquences. Elle permet de capter le courant et la tension

BF sur la voie d'alimentation du drain avec une sonde de courant et une sonde de tension d'une part, et de les réinjecter à l'entrée des deux coupleurs hybrides de sortie du système de mesure d'autre part. Le synoptique du système de mesure pour l'étalonnage BF est illustré sur la Figure II-19.

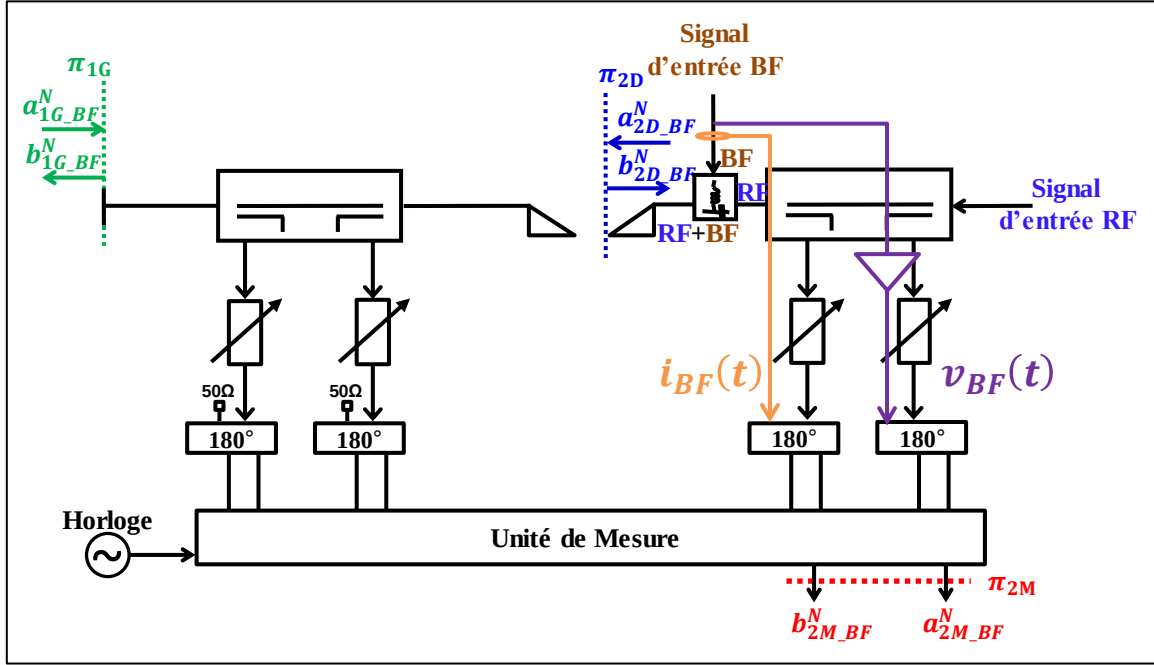


Figure II-19 : Synoptique du système de mesure pour l'étalonnage BF.

Le té de polarisation utilisé dans le banc de mesure permet de couvrir la bande BF (DC-400 MHz). La procédure d'étalonnage BF est complémentaire à celle de la RF. Elle doit être réalisée de façon simultanée avec l'étalonnage RF à l'aide d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) capable de générer un signal multitons RF sur la première voie et un signal multitons synchrone BF sur la deuxième voie.

Cette procédure permet d'établir dans le domaine fréquentiel les relations suivantes entre les ondes de tensions des plans π_{2D} et π_{2M} pour les N composantes fréquentielles constituant le signal multitons BF d'étalonnage :

$$\begin{bmatrix} a_{2D_BF}^N \\ b_{2D_BF}^N \end{bmatrix} = K_{BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

Le vecteur $[a_{2D_BF}^N, b_{2D_BF}^N]$, correspond aux ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons BF dans le plan de référence sous pointes (π_{2D}) de la Figure II-19.

$$\begin{bmatrix} \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N \\ \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{(S)}^N a_{2M_BF(S)}^N & -\Gamma_{(S)}^N b_{2M_BF(S)}^N \\ b_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{(O)}^N a_{2M_BF(O)}^N & -\Gamma_{(O)}^N b_{2M_BF(O)}^N \\ b_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{(L)}^N a_{2M_BF(L)}^N & -\Gamma_{(L)}^N b_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a_{2M_BF(S)}^N \\ -a_{2M_BF(O)}^N \\ -a_{2M_BF(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

L'étalonnage relatif BF permet donc d'extraire les trois coefficients complexes $\beta_{2_BF}^N$, $\gamma_{2_BF}^N$ et $\delta_{2_BF}^N$ simultanément à toutes les fréquences BF d'intérêt.

II.4.2 Etalonnage absolu BF sous pointes

II.4.2.1 Etalonnage absolu BF dans le plan du générateur

Le principe de réciprocité est appliqué à cette procédure d'étalonnage BF entre le plan π_{1G} et le plan π_{2D} . Il permet d'établir la relation suivante entre les ondes de tensions incidente et réfléchie des plans π_{1G} et π_{2M} :

$$\begin{bmatrix} a_{1G_BF}^N \\ b_{1G_BF}^N \end{bmatrix} = L_{1_BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{1_BF}^N \\ \mu_{1_BF}^N & \nu_{1_BF}^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{2M_BF}^N \\ b_{2M_BF}^N \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

La première étape de l'étalonnage absolu est un étalonnage relatif BF en connectorisé dans le plan π_{1G} . Elle consiste à connecter les deux pointes à la ligne Thru et à mesurer les ondes de tensions incidente et réfléchie dans le plan π_{2M} en connectant successivement les standards connectorisés SOL dans le plan π_{1G} du système de mesure. Il est à noter que le signal multitons BF d'étalonnage est appliqué à l'entrée BF du té de polarisation. Cette étape est décrite sur la Figure II-21.

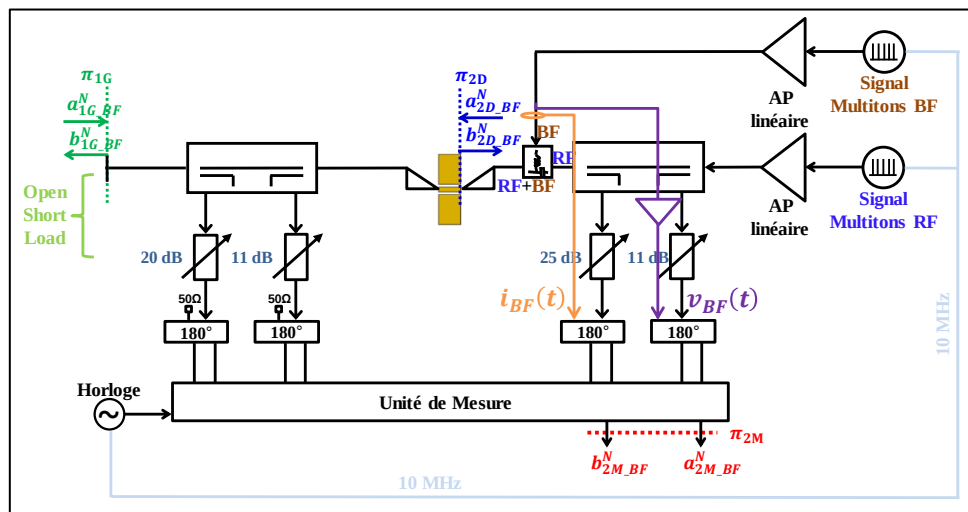


Figure II-21 : Etalonnage relatif BF en connectorisé dans le plan π_{1G} .

II.4.2.2 Etalonnage absolu BF dans le plan de sortie de référence sous pointes

L'application de la condition de réciprocité en (II.29) permet d'écrire :

$$\det \left\{ L_{1_BF}^N \begin{bmatrix} 1 & \lambda_{1_BF}^N \\ \mu_{1_BF}^N & \nu_{1_BF}^N \end{bmatrix} \left(K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_{2_BF}^N \\ \gamma_{2_BF}^N & \delta_{2_BF}^N \end{bmatrix} \right)^{-1} \right\} = 1 \quad (\text{II.56})$$

La résolution de cette équation permet définir un autre coefficient complexe Q_{BF}^N :

$$|Q_{BF}^N| = \left| (L_{1_BF}^N)^2 \times \left(\frac{\nu_{1_BF}^N - \lambda_{1_BF}^N \mu_{1_BF}^N}{\delta_{2_BF}^N - \beta_{2_BF}^N \gamma_{2_BF}^N} \right) \right| \quad (\text{II.57})$$

$$\varphi(Q_{BF}^N) = \varphi \left(\frac{\nu_{1_BF}^N - \lambda_{1_BF}^N \mu_{1_BF}^N}{\delta_{2_BF}^N - \beta_{2_BF}^N \gamma_{2_BF}^N} \right) \quad (\text{II.58})$$

A partir de ces dernières équations, le coefficient K_{BF}^N se déduit alors en amplitude et en phase pour toute la grille fréquentielle du signal multitons BF d'étalonnage comme suit :

$$K_{BF}^N = \sqrt{|Q_{BF}^N|} \times e^{j \frac{\varphi_{unwrap}(Q_{BF}^N)}{2}} \times e^{j \varphi_{unwrap}(L_{1_BF}^N)} \quad (\text{II.59})$$

II.4.3 Vérification de l'étalonnage BF sous pointes

A titre d'exemple de vérification, le système de mesure temporelle a été calibré simultanément avec deux signaux multitons (RF et BF). Le premier est un signal multitons BF qui est défini dans une bande de fréquence comprise entre 100 KHz et 10 MHz avec une résolution de 100 KHz. Le second est un signal multitons RF qui couvre une bande de fréquence comprise entre 1 GHz et 2 GHz avec la même résolution. L'étalonnage absolu RF est réalisé en appliquant le principe de réciprocité entre le plan π_{1G} et le plan π_{1D} , alors que le principe de réciprocité est employé entre le plan π_{1G} et le plan π_{2D} pour l'étalonnage absolu BF.

Une fois que les coefficients du modèle d'erreur sont extraits simultanément à toutes les fréquences BF et RF, les ondes de tensions incidente et réfléchie mesurées dans le plan π_{2M} du système de mesure, sont corrigées en utilisant l'équation (II.51) reliant les ondes mesurées et celles présentes dans les plan de référence sous pointes π_{2D} .

La vérification de l'étalonnage consiste à comparer les ondes de tensions incidentes et réfléchies dans les différents plans d'étalonnage (π_{1G} , π_{1D} et π_{2D}) en connectant les deux



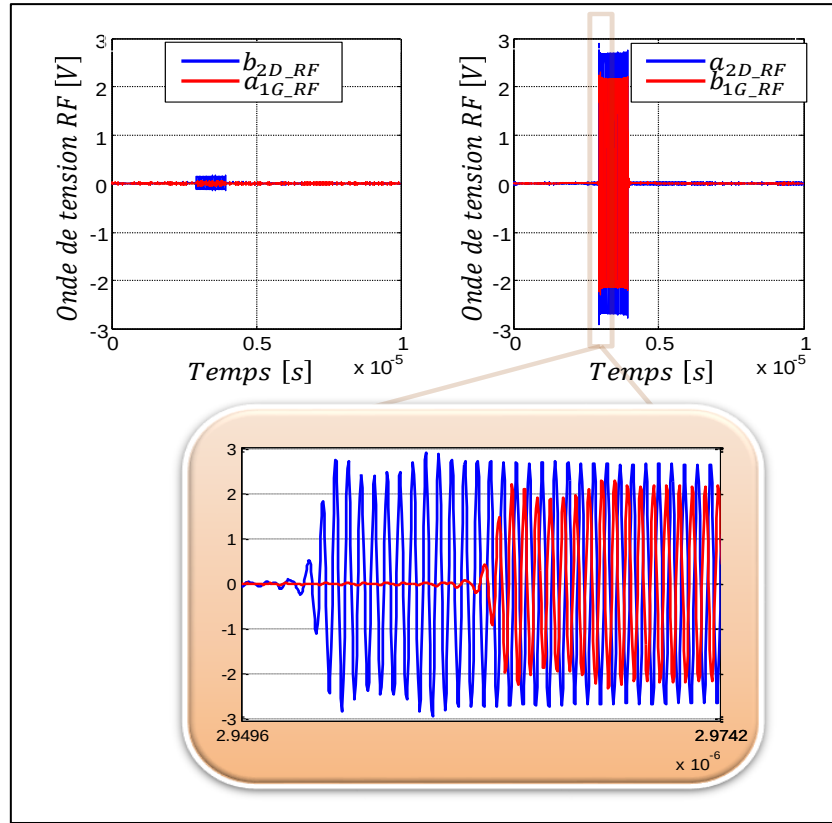


Figure II-24 : Formes d'ondes RF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans π_{1G} et π_{2D} .

Ces formes d'ondes temporelles mesurées avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 24 GS/s permettent d'observer finement le décalage entre les deux ondes de tensions qui se traduit par le délai qui existe entre les deux plans (π_{1G} et π_{2D}).

Les formes d'ondes RF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans π_{1D} et π_{2D} sont représentées sur la Figure II-25. LES ondes $a_{2d_RF}(t)$ et $b_{1d_RF}(t)$ sont bien égales.

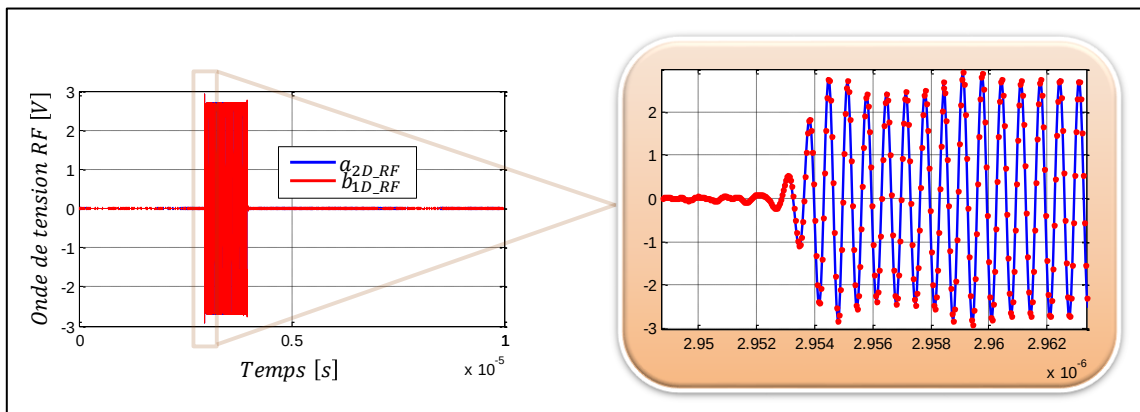


Figure II-25 : Formes d'ondes RF temporelles calibrées de tensions mesurées dans les plans π_{1D} et π_{2D} .

Le très bon accord observé dans le domaine fréquentiel entre la tension mesurée par l'oscilloscope LeCroy et la tension calibrée mesurée dans le plan π_{1G} permet de valider la procédure d'étalonnage sous pointes BF et RF.

II.5 Conclusion

Ce chapitre a consisté à décrire précisément le système de mesure temporelle 4-canaux fondé sur l'utilisation des THAs et les procédures d'étalonnage associées afin de réaliser des caractérisations temporelles précises et calibrées de composants sous pointes.

La première partie est dédiée à la description détaillée de la procédure d'étalonnage sous pointe permettant de réaliser des caractérisations temporelles sur des composants sur plaque.

Quant à la deuxième partie, elle est consacrée à la présentation détaillée de la procédure d'étalonnage BF sous pointes permettant de mesurer la tension et le courant BF de manière simultanée avec les signaux RF dans le même plan de sortie de référence sous pointe.

Ces étalonnages ont fait l'objet de vérification de base pour les mesures de formes d'ondes temporelles d'une ligne sous pointes pour des signaux d'excitation différents des signaux utilisés pour l'étalonnage.

Le troisième chapitre permet de présenter toutes les capacités de ce banc de mesure temporelle quatre voies pour des mesures des tensions et courants aux bornes de composants sous pointes ou de dispositifs connectés soit :

- par la méthode classique de CIS,
- par la méthode de DQD.



Chapitre III : Application à la caractérisation temporelle calibrée en tension/courants de transistors et d'amplificateurs de puissance





III.1 Introduction

L'objet de ce chapitre est de présenter des exemples significatifs de caractérisation afin de mettre en évidence les possibilités et les capacités du système calibré de mesure temporelle des tensions et courants présenté dans le chapitre précédent.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la caractérisation temporelle calibrée ultra large bande (de la BF jusqu'aux hyperfréquences) sous pointes d'un transistor HEMT GaN à l'aide d'une rafale radar typique pour le traitement de la stabilité pulse à pulse.

La maturité des transistors HEMT GaN permet aujourd'hui la réalisation d'amplificateurs MMIC Doherty à forte PAE sur une large plage de recul de puissance de sortie appelée Output Back-Off (OBO). Dans ce contexte, une caractérisation temporelle calibrée sous pointes orientée Doherty appliquée à un transistor HEMT GaN est rapportée dans la seconde partie de ce chapitre. Cette caractérisation permet d'extraire directement, à partir des formes d'ondes temporelles et le long de l'enveloppe d'OBO, toutes les données nécessaires à la conception d'amplificateurs de puissance de type Doherty (APD) : admittances de charges, PAE et bande passante maximale de fonctionnement.

La troisième partie de ce chapitre montre la comparaison d'une mesure CW pour un amplificateur de puissance à base de HEMT GaN connectorisé par la méthode de CIS et la méthode de DQD tel que présenté dans le paragraphe I.5.3. Cette partie présente également une caractérisation temporelle d'enveloppe pour l'estimation de l'EVM à l'aide de la méthode de DQD.

Quant à la dernière partie, elle sera dédiée à la caractérisation d'un amplificateur de puissance de type Doherty (« Single-Input/Single-Output » excité par un signal CW et « Dual-Input » à deux voies d'entrée excitées par des signaux complexes issus d'une modulation avec une rampe croissante).



III.2 Caractérisation temporelle 4-canaux impulsionnelle BF et RF calibrée de transistors HEMT GaN

Les performances des radars sont liées à la comparaison entre les formes d'ondes émises et reçues, il est donc indispensable de posséder une bonne maîtrise et une bonne connaissance du signal transmis. C'est de cette nécessité d'un signal radar constitué d'impulsions parfaitement définies et connues qu'est née la caractéristique de stabilité d'impulsion à impulsion « pulse à pulse » [38] [39] notée par la suite P2P.

Le critère de stabilité P2P est un facteur de mérite utilisé pour quantifier la variation d'amplitude et de phase entre l'enveloppe des impulsions successives d'une même rafale radar. Ce critère ayant une influence directe sur la précision de détection des cibles impacte fortement la validité des traitements radar.

Dans ce contexte, ce paragraphe est consacré donc à la démonstration de l'utilité de posséder un outil de caractérisation temporelle calibrée ultra large bande (de la BF jusqu'aux hyperfréquences) 4-canaux d'un transistor HEMT GaN excité par une rafale radar.

III.2.1 Caractérisation CW impulsionnelle [40]

La caractérisation CW impulsionnelle permet de caractériser le DST dans des conditions réelles de fonctionnement en utilisant des signaux d'excitations CW impulsionnel (CPW, Continuous Pulsed Wave) avec des niveaux d'amplitudes élevés pouvant atteindre la saturation sans détruire le DST. En outre, cette caractérisation permet d'améliorer le contrôle de l'influence de l'auto-échauffement sur les performances du DST.

Mathématiquement, un signal CW impulsionnel idéal peut être défini dans le domaine temporel comme une sinusoïde de pulsation ω_0 multipliée par une impulsion carrée de largeur τ et de période T . Ce signal est défini par :

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t) \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{\tau}(t - nT) \quad (\text{III.1})$$



de stabilité P2P. Pour cette caractérisation temporelle calibrée 4-canaux ultra large bande sous pointes, il a été nécessaire de définir un signal radar type qui est représenté sur la Figure III-2.

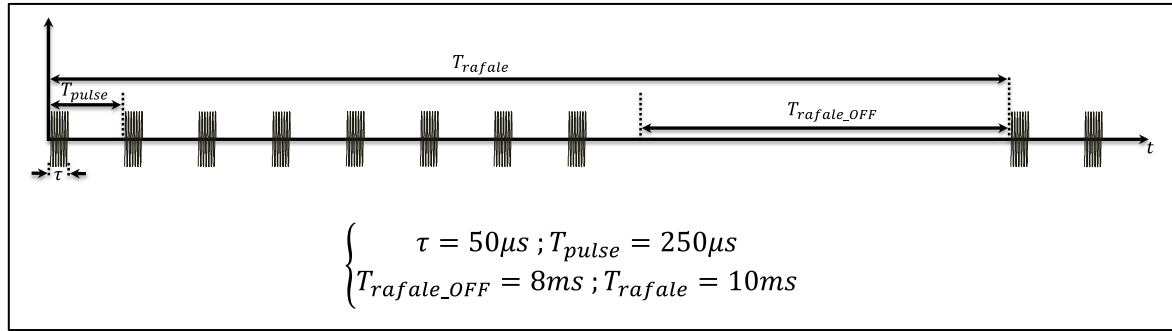


Figure III-2 : Signal CW impulsionnel utilisé pour l'extraction de la stabilité P2P.

Le signal de la rafale type est composé d'une série de huit impulsions RF consécutives. Chaque impulsion a un temps de montée t_m et de descente t_d avec ($t_m = t_d = 5\mu s$), une durée d'impulsion ($\tau = 50\mu s$), une période de répétition ($T_{pulse} = 250\mu s$). Ce train d'impulsions RF ayant une période de répétition ($T_{rafale} = 10ms$) est suivi d'un état de silence entre les rafales successives d'une durée ($T_{rafale_OFF} = 8ms$). Ce train d'impulsions RF est généré par un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [1] possédant l'option K6 [42] qui permet de créer les rafales de test désirées. Tous les paramètres de cette rafale peuvent être modifiés à loisir pour des études plus approfondies de la stabilité P2P.

III.2.3 Stabilité P2P à vide

Compte tenu des durées de la rafale périodique, une caractérisation temporelle calibrée sous pointes utilisant la technique de DQD a été réalisée. Cette caractérisation est fondée sur l'échantillonnage en quadrature pour laquelle une fréquence d'échantillonnage de $f_e = 100 MHz$ a été choisie. La fréquence de la porteuse RF est choisie égale à $f_0 = 3.525 GHz$ afin de satisfaire la condition ($f_0 = (n + \frac{1}{4})f_e$) donné par l'équation (I.72). Le nombre d'échantillons acquis durant cette caractérisation est égal à 1M points.

Le synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle sous pointes utilisant la technique DQD pour extraire la stabilité P2P est donné sur la Figure III-3. Cette caractérisation a permis de mesurer l'enveloppe des signaux RF autour de la porteuse ainsi que les composantes basses fréquences des tensions et courants aux accès du transistor sous pointes.



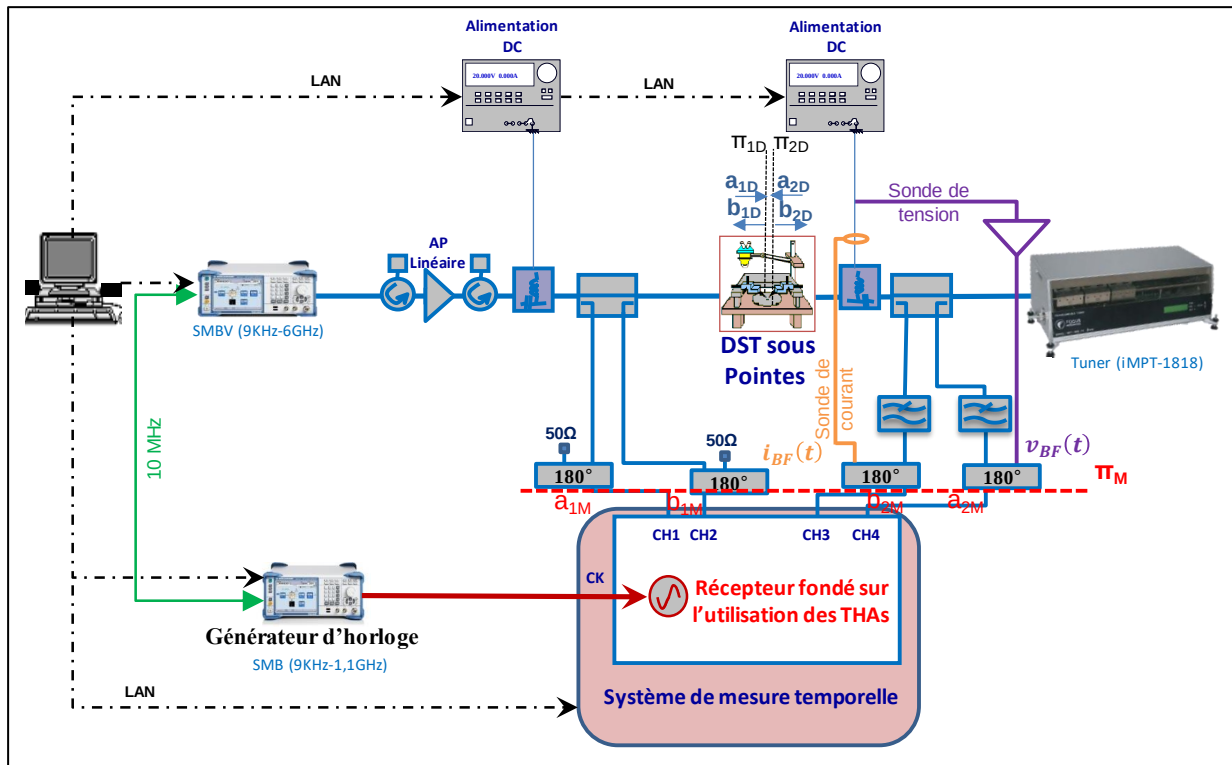


Figure III-3 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe de la stabilité P2P.

L'étalonnage du système de mesure est réalisé simultanément avec deux signaux multitons comme décrit dans le chapitre II. Le premier est un signal multitons BF qui est défini dans une plage de fréquence comprise entre 100 Hz et 10 MHz avec une résolution de 100 Hz. Le second est un signal multitons RF qui couvre une bande de 10 MHz autour de la fréquence de travail avec la même résolution.

Une fois que les coefficients du modèle d'erreur sont déterminés, la première étape consiste à déterminer la stabilité P2P à vide fondée sur la comparaison de l'amplitude et la phase des enveloppes pour les huit impulsions successives de la rafale définie précédemment en connectant les deux pointes à la ligne Thru.

Dans le but d'obtenir une meilleure représentation de la rafale de 10 ms, l'amplitude et la phase des enveloppes pour les huit impulsions successives de la rafale sont superposées sur la même échelle de temps. Les amplitudes des huit impulsions sont normalisées par rapport à la valeur maximale détectée de l'amplitude de la rafale connue, cela a été défini dans la thèse de J. Delprato [38]. Les résultats de mesures à vide sont représentés sur la Figure III-4.

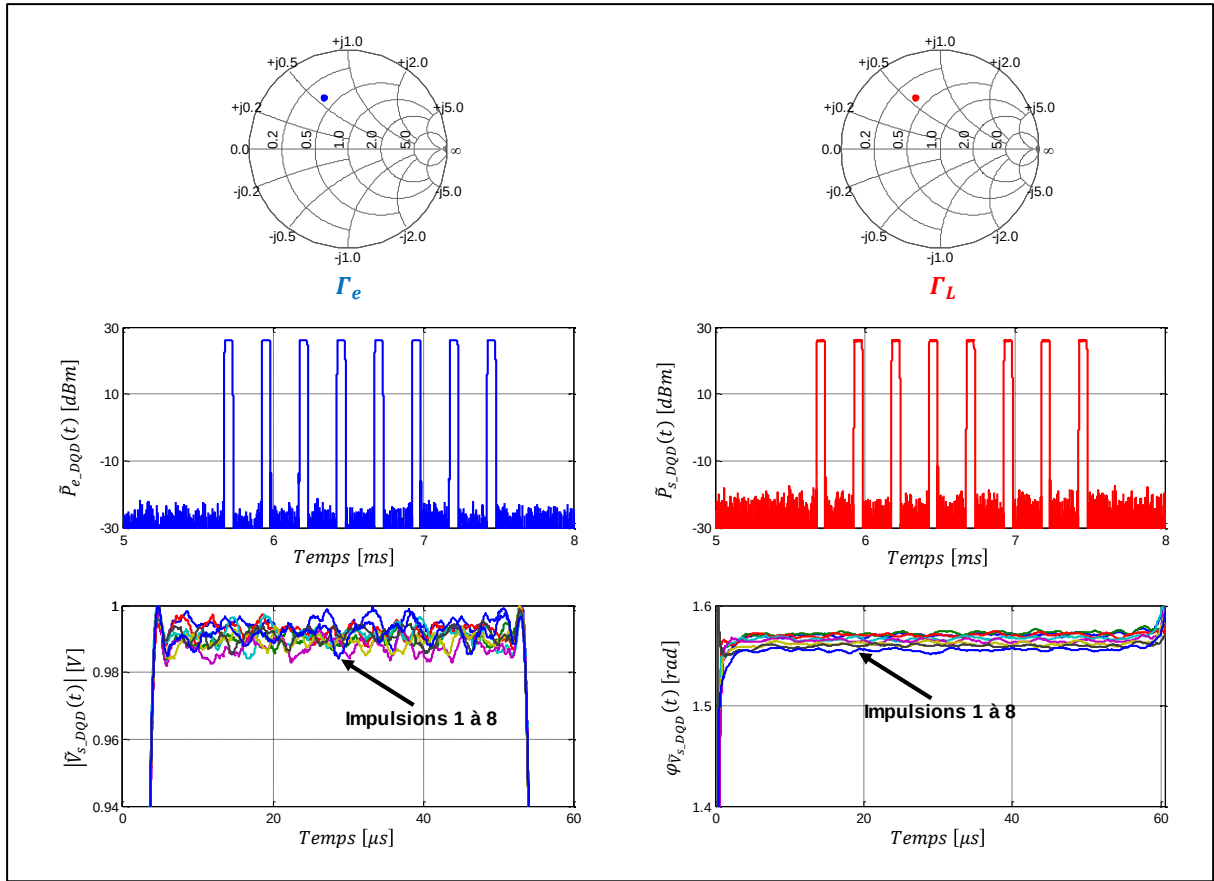


Figure III-4 : Résultats de mesures à vide pour $f_0 = 3.525$ GHz.

Ces résultats permettent de juger la qualité de la procédure d'étalonnage du système de mesure temporelle. Il est possible d'observer que les huit impulsions de la rafale sont quasiment identiques. Les variations sont inférieures à 1% pour l'amplitude et inférieures à 0.02 rad pour la phase ($< 1.15^\circ$).

A partir de ces résultats, la stabilité RMS (Root Mean Square) est déterminée dans la thèse de J. Delprato [38]. Elle consiste à obtenir la valeur moyenne des écarts entre les impulsions au carré et quantifie un écart moyen entre les impulsions successives d'une rafale. Ainsi, pour une rafale constituée de N impulsions, la valeur en dB de la stabilité P2P RMS ($\overline{Stab_{RMS}(t_k)}$) à l'instant t_k s'écrit :

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



Les résultats de calcul de stabilité P2P RMS à vide (Thru) sont représentés sur la Figure III-5.

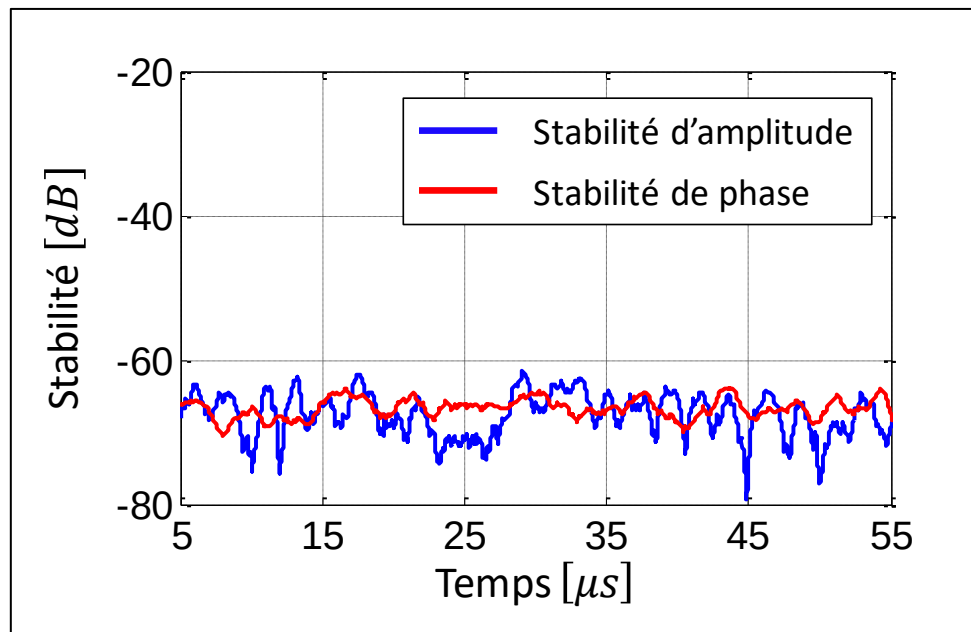


Figure III-5 : Stabilité P2P d'amplitude et de phase mesurée à vide pour $f_0 = 3.525$ GHz.

Cette stabilité P2P est légèrement inférieure à celle qui est utilisée dans les systèmes de mesure commerciaux (Aeroflex PN9002).

III.2.4 Stabilité P2P d'un transistor HEMT GaN

Le transistor caractérisé est un composant issu de la fonderie UMS¹, il est de type AlGaIn/GaN GH25 avec $10 \times 275 \mu m$ de développement de grille. La fréquence de travail est $f_0 = 3.525$ GHz. Dans cette partie, ce composant est polarisé en classe AB de la manière suivante :

- $V_{gsq} = -3.6$ V
- $V_{dsq} = 30$ V
- $I_{dsq} = 50$ mA

La Figure III-6 représente, pour une puissance d'entrée moyenne correspondant à 3 dB de compression, une comparaison des enveloppes des tensions et courants RF extrinsèques aux

¹ United Monolithic Semiconductors



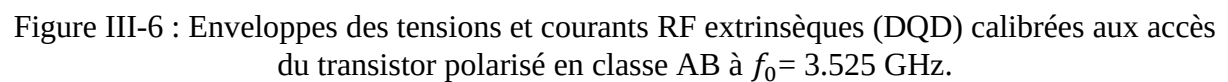


Figure III-7 : Comparaison des courants BF extrinsèques calibrées à la sortie du transistor polarisé en classe AB à $f_0 = 3.525$ GHz pour deux impédances de charge différentes.

Force est de constater que les variations des courants BF calibrés sont très importantes dans les impulsions. Elles ont donc un impact important sur les courants et tensions RF de ces transistors non linéaires. L'impédance de charge optimale conduit à une valeur moyenne du courant BF beaucoup plus faible que l'impédance de $50\ \Omega$ qui représente une désadaptation forte vis-à-vis du transistor. En revanche, quelle que soit l'impédance de charge, les variations de l'impédance BF dans les impulsions sont très élevées. Ces premières mesures BF calibrées synchrones des mesures RF calibrées des tensions et courants aux bornes du composant doivent permettre des avancées significatives sur la modélisation des effets de piège et/ou des effets thermiques.

Les superpositions des enveloppes des huit impulsions normalisées (tension de sortie uniquement) lorsque le transistor est chargé par $50\ \Omega$ et par une impédance optimale associée à un maximum de PAE sont représentés sur la Figure III-8.

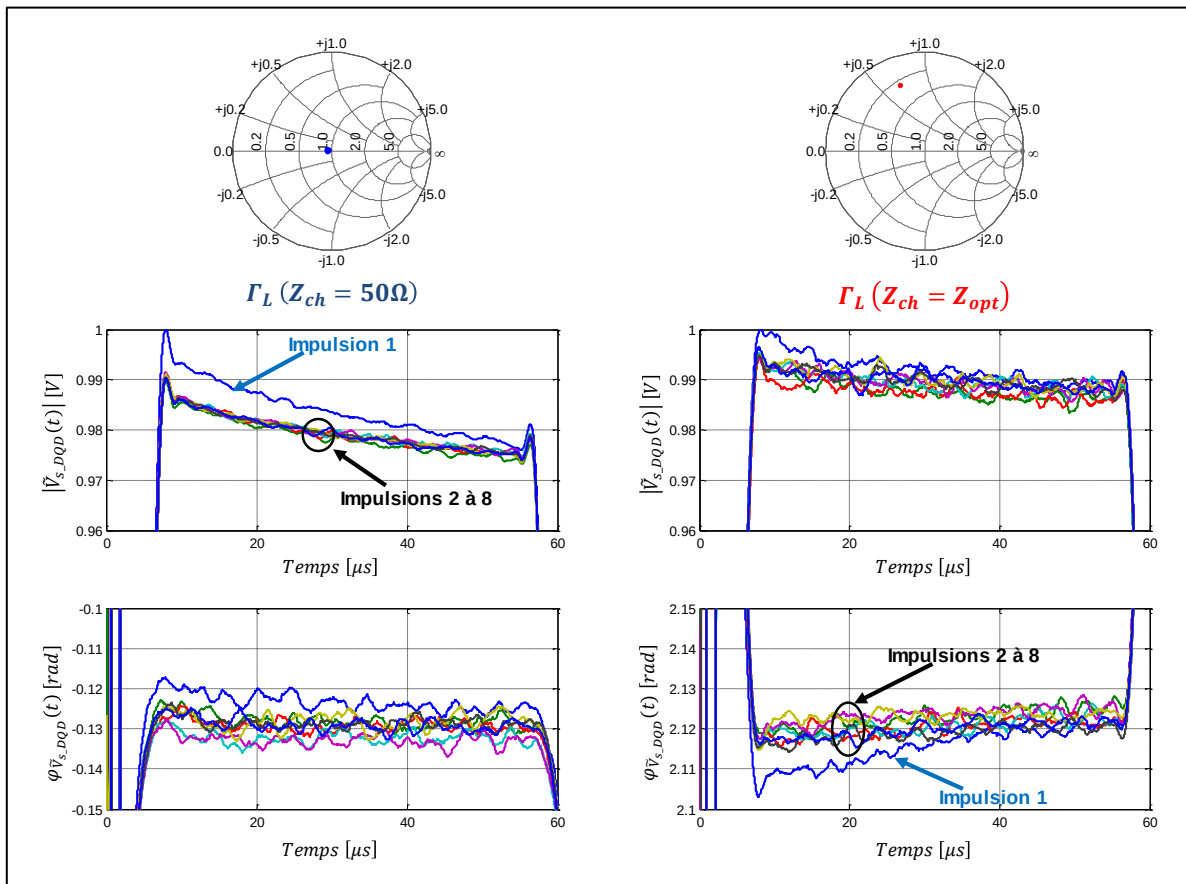


Figure III-8 : Superposition des enveloppes des impulsions en tension de sortie (DQD) calibrés à $f_0 = 3.525\ \text{GHz}$.

La Figure III-9 représente une comparaison des résultats mesurés de stabilité P2P en amplitude et en phase pour les deux impédances de charge.

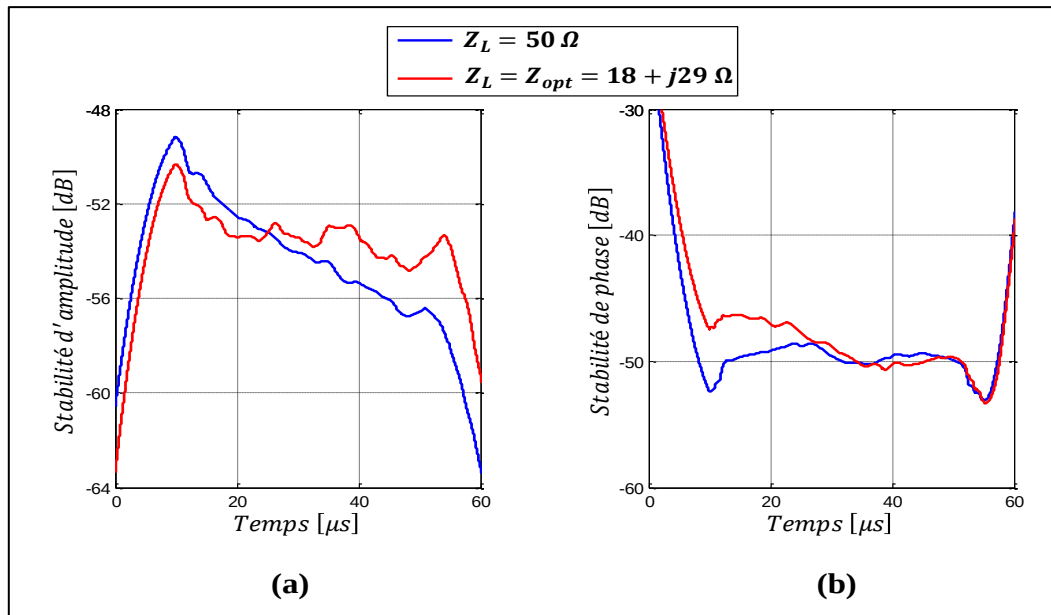


Figure III-9 : Stabilité P2P d'amplitude (a) et de phase (b) du transistor mesurées à $f_0 = 3.525$ GHz pour deux différentes impédances de charge.

D'après la Figure III-9-(a), l'amélioration de la PAE conduit à des variations plus faibles au cours de l'impulsion de la stabilité P2P en amplitude que celles observés pour une désadaptation d'impédance. En revanche, pour la phase dans la Figure III-9-(b), la stabilité P2P est identique en fin d'impulsion pour les deux impédances de charges alors qu'elle est plus dégradée en début d'impulsion lorsque la PAE est optimisée. Il est donc important de chercher à optimiser la stabilité P2P en cherchant l'impédance de charge la plus appropriée. Le banc de test mis en œuvre ici est l'outil adéquat pour cette optimisation d'impédance de charge pour le critère de stabilité P2P.

Dans le cas où $Z_L = 50 \Omega$, la PAE est dégradée car le courant de drain augmente. La stabilité P2P de phase est, dans ce cas, nettement améliorée sur toute la durée de l'impulsion. En revanche, pour $Z_L = Z_{opt}$, la PAE est améliorée car le courant de drain diminue et en début d'impulsion la stabilité P2P de phase est nettement dégradée.

Par conséquent, la stabilité P2P d'amplitude semble être moins sensible aux variations d'impédance de charge que la stabilité P2P de phase qui varie beaucoup avec l'adaptation de sortie. La stabilité P2P de phase semble ainsi suivre l'évolution du courant de drain dont l'augmentation induit une amélioration de la stabilité P2P de phase. Ces résultats sont toutefois à confirmer en réalisant les mêmes types de mesure sur un nombre d'échantillons de transistors plus important et en faisant varier les temps de silence et/ou les rapports cycliques par exemple.

Le banc de caractérisation temporelle ultra large bande 4-canaux calibré sous pointes est maintenant opérationnel pour mener des études plus approfondies et conduire une modélisation plus fine des effets parasites des transistors HEMT GaN. Une autre application de ces mesures sous pointes concerne l'aide au concepteur d'amplificateurs.

III.3 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux orientée Doherty d'un transistor HEMT GaN

Les systèmes de télécommunications actuels utilisent des modulations de signaux complexes [43] qui, pour un fonctionnement optimal, nécessitent des amplificateurs de puissance microondes à faible consommation. Cela se traduit par le besoin d'un haut rendement sur une large plage d'OBO. Pour répondre à cette nécessité, la solution Doherty en technologie MMIC semble très prometteuse.

III.3.1 Principe de fonctionnement des APDs

La théorie des APDs est aujourd'hui bien établie [44], [45], [46], [47]. La Figure III-10 présente le schéma de principe d'un amplificateur Doherty et la PAE optimale associée en fonction de la Puissance de Sortie (P_s) menant à la définition de l'OBO.

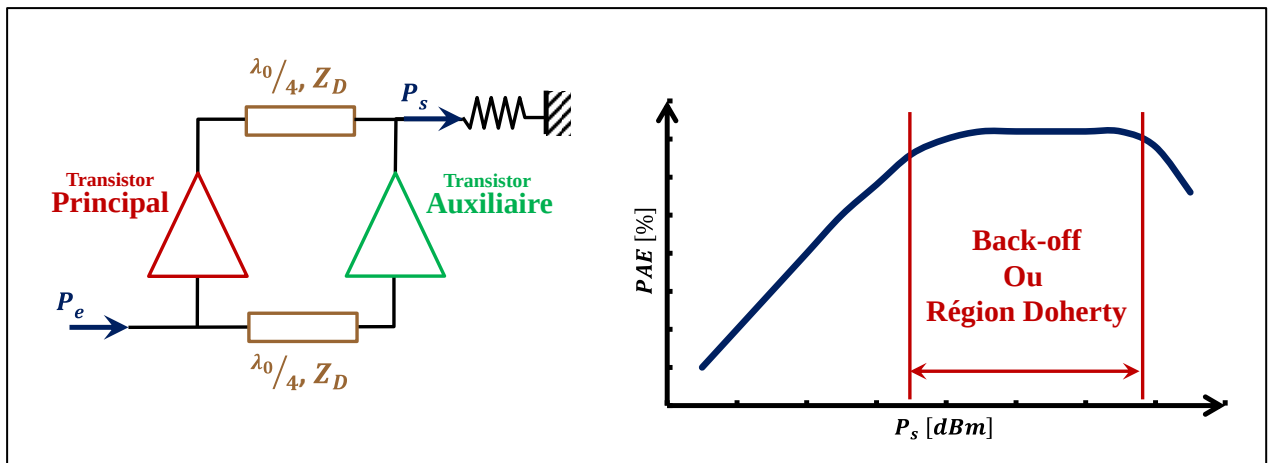


Figure III-10 : Schéma d'un APD et de sa PAE associée en fonction de P_s (définition de l'OBO).

L'expression de la PAE d'un amplificateur Doherty s'écrit en fonction de la PAE et de la puissance DC (P_{DC}) de chacun des transistors, principal (PAE_p , P_{DC_p}) et auxiliaire (PAE_A , P_{DC_A}) :

$$PAE_{APD} = \frac{P_{DC_P} \times PAE_P + P_{DC_A} \times PAE_A}{P_{DC_P} + P_{DC_A}} \quad (\text{III.3})$$

Cette expression montre bien que dans un APD, à bas niveau d'excitation, lorsque le transistor auxiliaire est bloqué, $PAE_A = 0$ et donc $PAE_{APD} = PAE_P$. En revanche, à fort niveau d'excitation, les deux transistors contribuent aux performances en PAE de l'APD et doivent donc fournir une PAE importante. Il est donc fondamental de caractériser individuellement les transistors (principal et auxiliaire) en fonction des résistances de charge parallèles (R_{ch}) comme illustré sur la Figure III-11.

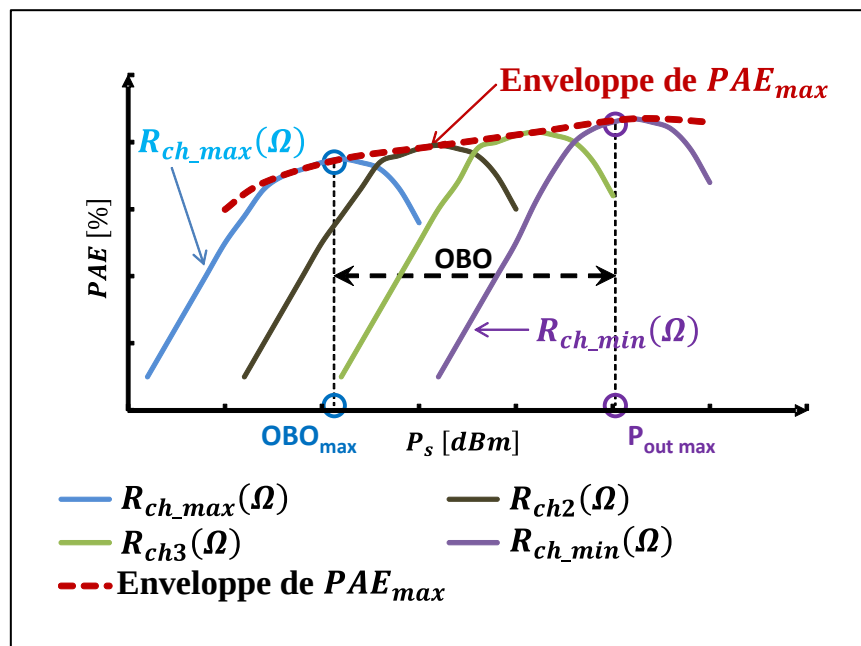


Figure III-11 : Courbes des PAE en fonction de P_s paramétrées par R_{ch} .

La caractérisation qui est réalisée est donc une réalisation de type charge variable appelée aussi « Load-Pull ».

III.3.2 Caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires par variations de charge (Load-Pull)

La caractérisation temporelle calibrée 4-canaux de type Load-Pull [35] consiste à placer un dispositif sous test (DST, Dispositif Sous Test) qui peut être un transistor ou un amplificateur de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement et à en mesurer les performances (puissance de sortie, rendement, linéarité, ...) lorsque l'impédance de charge varie. Les deux éléments clefs de cette caractérisation sont d'une part :

- l'accès à la mesure temporelle des signaux aux accès des dispositifs sous test et l'extraction des coefficients de réflexion et des puissances associées et d'autre part,
- la technique de variation des impédances de charge utilisée.

III.3.2.1 Technique de la charge passive

La technique de la charge passive permet de faire varier la charge vue par le DST au moyen d'un tuner passif. Ce tuner est constitué d'une ligne RF passive avec une impédance caractéristique $50\ \Omega$ et de plongeurs ou Slugs. Ce dernier provoque une désadaptation en « pinçant » localement les champs électromagnétiques autour de la ligne afin de changer le module du coefficient de réflexion vue par le DST. Le changement de la phase dépend de la position du chariot sur la ligne.

Les tuners sont des dispositifs très largement diffusés et commercialisés. Ils sont disponibles avec des logiciels de contrôle, d'acquisition, de traitement et de visualisation de données, ce qui rend la technique de la charge passive très facile à maîtriser. En revanche, elle ne permet pas la synthèse d'impédances de charge à fort coefficient de réflexion car ils présentent des pertes élevées qui deviennent de plus en plus critiques lorsque la fréquence de travail augmente.

Il existe une autre technique de variation d'impédance de charge permettant de pallier tous les inconvénients énoncés ci-dessus, c'est la technique de la boucle active.

III.3.2.2 Technique de la boucle active

La technique de la boucle active consiste à prélever une portion du signal transmis par le DST, à modifier son amplitude et sa phase avant de l'injecter à nouveau en sortie de celui-ci. Le principe de cette technique est illustré sur la Figure III-12.



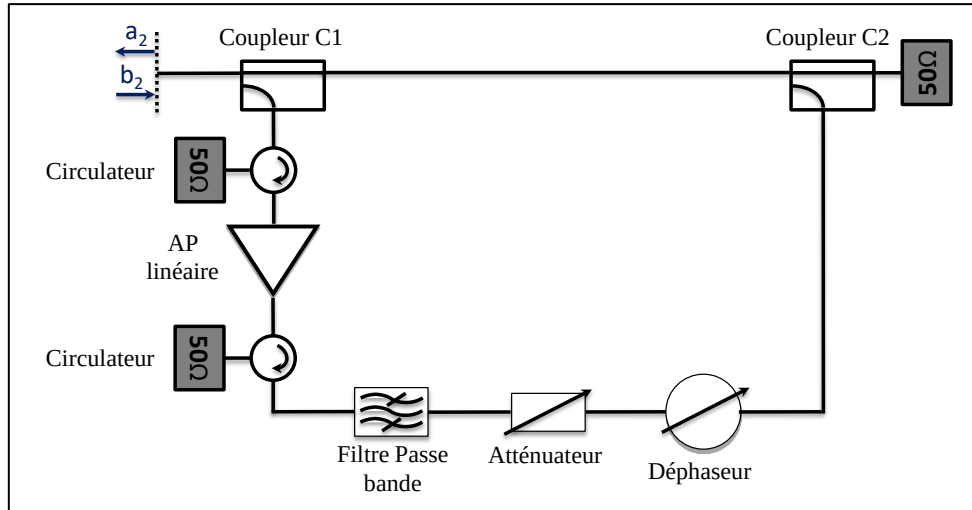


Figure III-12 : Principe de la boucle active.

Une partie de l'onde b_2 , générée par le DST, à la fréquence nf_0 est prélevée au niveau du coupleur C1, puis elle est amplifiée et déphasée avant d'être réinjectée par le coupleur C2 vers la sortie du DST. Toute variation de l'onde b_2 entraîne une variation de l'onde a_2 de telle sorte que le coefficient de réflexion reste constant à la fréquence nf_0 . Le filtre passe bande est indispensable dans la mesure où :

- il sélectionne la fréquence de travail de la boucle, sa bande passante doit être suffisamment étroite pour que la sélectivité de la fréquence soit la plus grande possible,
- il évite les oscillations éventuelles de la boucle aux fréquences autres que la fréquence de fonctionnement de la boucle.

L'onde injectée en sortie du DST est :

$$a_2(nf_0) = C1 \times C2 \times G \times e^{j\varphi} \times b_2 \quad (\text{III.4})$$

Avec :

- C1 et C2 sont respectivement les couplages des coupleurs C1 et C2,
- G est le gain de l'amplificateur de puissance linéaire- atténuateur variable,
- φ est le déphasage imposé par le déphaseur.

La technique de la boucle active permet de synthétiser toutes les impédances de l'abaque de Smith et donc peut être utilisée dans le cadre d'une caractérisation orientée Doherty [48]. En

revanche, la synthèse des coefficients de réflexion à module élevé (proche de 1) entraîne des risques d'instabilité.

Dans la suite, et parce que le transistor testé requiert la synthèse d'impédances de charge correspondant à des modules de coefficient de réflexion élevés, la solution « variation de charge active » a été utilisée pour visualiser les formes d'ondes temporelles de tensions et de courants aux accès d'un composant sous pointes destiné à fonctionner dans un montage Doherty. Cette visualisation n'a jamais été réalisée jusqu'à présent à notre connaissance.

III.3.3 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux individuelle des transistors

Dans un APD, le transistor principal est généralement polarisé en classe AB et le transistor auxiliaire en classe B ou C. Cela se traduit par le déclenchement du point de transition grâce à cette différence de polarisation de grille du transistor auxiliaire par rapport au transistor principal. Il est donc important de caractériser les transistors unitaires dans ces classes de fonctionnement dans le domaine temporel pour connaître les formes d'ondes temporelles de tensions et de courants aux bornes des transistors pour un fonctionnement sur l'enveloppe des PAE_{max} .

III.3.3.1 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux du transistor en classe AB

Le transistor caractérisé est un composant issu de la fonderie UMS, il est de type AlGaIn/GaN GH25 avec $8 \times 125 \mu m$ de développement de grille. La fréquence fondamentale est $f_0 = 3.9 GHz$ et trois fréquences harmoniques ont été mesurées jusqu'à $11.7 GHz$. Dans ce paragraphe, ce composant est polarisé en classe AB profonde de la manière suivante :

- $V_{gsq} = -3.48 V$
- $V_{dsq} = 30 V$
- $I_{dsq} = 12 mA$

Les résultats des caractérisations présentés dans cette partie sont déterminés grâce à la mesure temporelle avec ultra haute fréquence d'échantillonnage des formes d'ondes de tensions et de courants calibrées aux accès du transistor, en utilisant le système de mesure temporelle illustré par la Figure III-13.



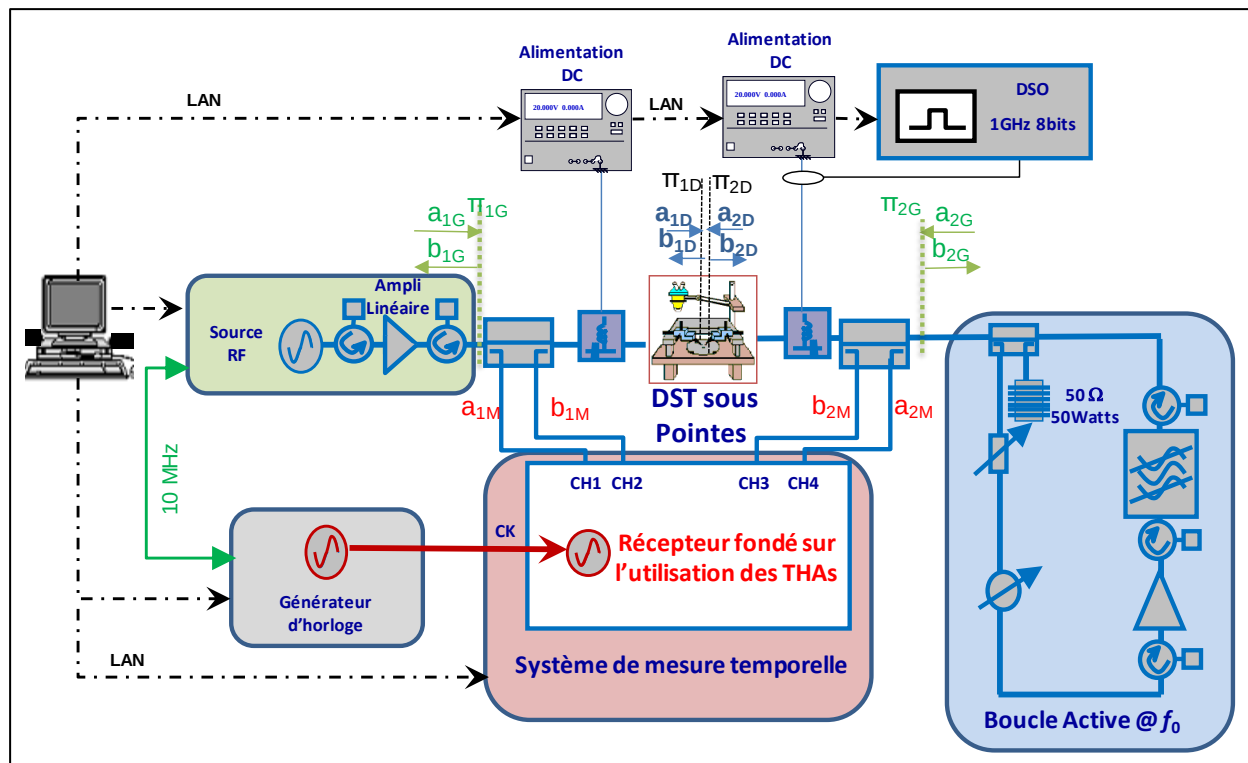


Figure III-13 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation Load-Pull temporelle calibrée 4-canaux orientée Doherty.

L'amplitude du signal d'entrée du transistor est contrôlée par l'association d'un générateur de signaux RF et d'un amplificateur de puissance. Ce dispositif permet d'obtenir une puissance d'entrée (la puissance incidente moins la puissance réfléchie) suffisante pour un fonctionnement en régime non linéaire du transistor.

Afin de pouvoir atteindre des valeurs élevées de R_{ch} , nécessaires à la caractérisation orientée Doherty, la voie de sortie du banc de mesure est composée d'une boucle active, présentée dans le paragraphe précédent, permettant de synthétiser des coefficients de réflexion à module élevé (proche de 1) dans le plan de sortie du transistor à la fréquence fondamentale f_0 .

La polarisation des transistors est obtenue grâce à deux tés de polarisation externes. L'acquisition des courants DC est réalisée en entrée comme en sortie par deux ampèremètres de précision. Les tensions d'entrée et de sortie sont directement mesurées aux bornes des alimentations programmables. Pour des caractérisations très fines des composants à partir d'un nombre de points de mesure important, le système de mesure temporelle est automatisé, que ce soit pour les procédures d'étalonnage ou pour les mesures elles-mêmes, en utilisant le logiciel Matlab [27]. L'étalonnage réalisé est celui sous pointes utilisant le principe de réciprocité décrit

Dans un transistor HEMT GaN, le long de l'enveloppe des courbes de PAE_{max} en fonction de la puissance de sortie paramétrées par la résistance de charge parallèle (R_{ch}), l'amplitude de la tension de sortie du transistor à la fréquence fondamentale est maximale et constante tout au long de l'OBO. Donc, le schéma électrique simplifié du transistor, à son accès drain et à la fréquence fondamentale, qui est celui de la Figure III-15-(a) et dans lequel la capacité C_s est pratiquement constante, devient, dans la région de fonctionnement Doherty, celui indiqué sur la Figure III-15-(b).

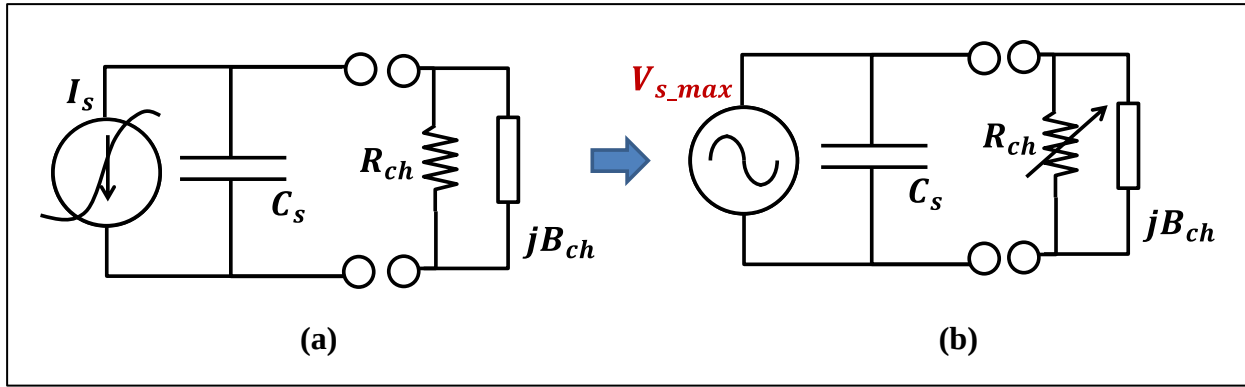


Figure III-15 : Schéma de sortie d'un transistor HEMT GaN (a) et sa transformation (b) lors d'un fonctionnement Doherty.

D'après la Figure III-15, la constante de temps du circuit de sortie des transistors utilisés est définie par la relation suivante :

$$\tau_s = C_s \cdot R_{ch} \quad (III.5)$$

La limitation théorique de la bande passante est définie sur l'enveloppe des PAE_{max} comme suit :

$$\Delta f_{\max_théorique} = \frac{1}{2\tau_{s_max} \cdot \ln \left| \frac{1}{\Gamma_{\max}} \right|} \quad (III.6)$$

Suivant l'équation (III.6) extraite de la théorie de Bode et Fano [49], il est clair que la limitation théorique de la bande passante est définie sur l'enveloppe des PAE_{max} , par le point de plus grand OBO où la constante de temps est maximale ($\tau_s @ R_{ch_max}$), pour un coefficient de réflexion $\Gamma_{\max}$ acceptable.

Il est à noter que les résultats de formes d'ondes temporelles de la Figure III-14 sont obtenus avec une ultra haute fréquence d'échantillonnage équivalente (1.17 TS/s). Ces résultats montrent que conformément à la théorie précédente, la tension de sortie reste constante le long de l'enveloppe de l'OBO. La capacité équivalente de l'admittance de sortie est constante. La résistance R_{ch} parallèle maximale à présenter au transistor est obtenue à OBO maximum. Elle permet de définir la constante de temps de sortie maximale du transistor, et donc la bande passante maximale de fonctionnement de l'APD.



Les impédances de charge optimales, extraites à partir de ces formes d'ondes temporelles, permettant d'atteindre des PAE optimales pour des P_s qui correspondent à des plages de variation d'OBO de 0 à 6 dB sont représentées sur la Figure III-16.

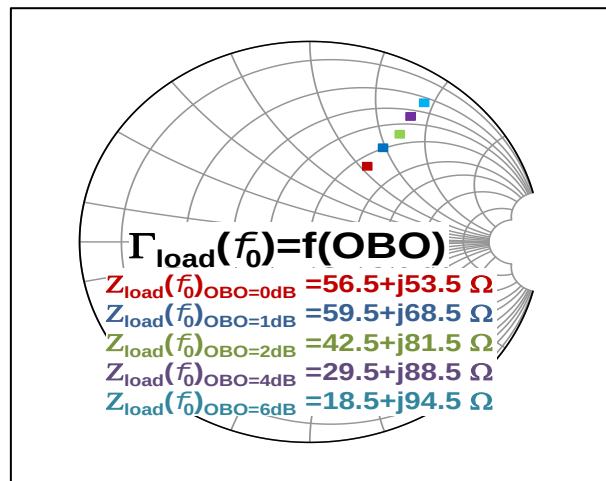


Figure III-16 : Impédances de charge optimales extraites à partir des formes d'ondes temporelles calibrées aux accès du transistor polarisé en classe AB profonde.

La Figure III-17 montre l'influence de la charge, présentée à la fréquence fondamentale f_0 , sur les performances en courant DC consommé et en rendement en puissance ajoutée du transistor en fonction de la puissance de sortie.

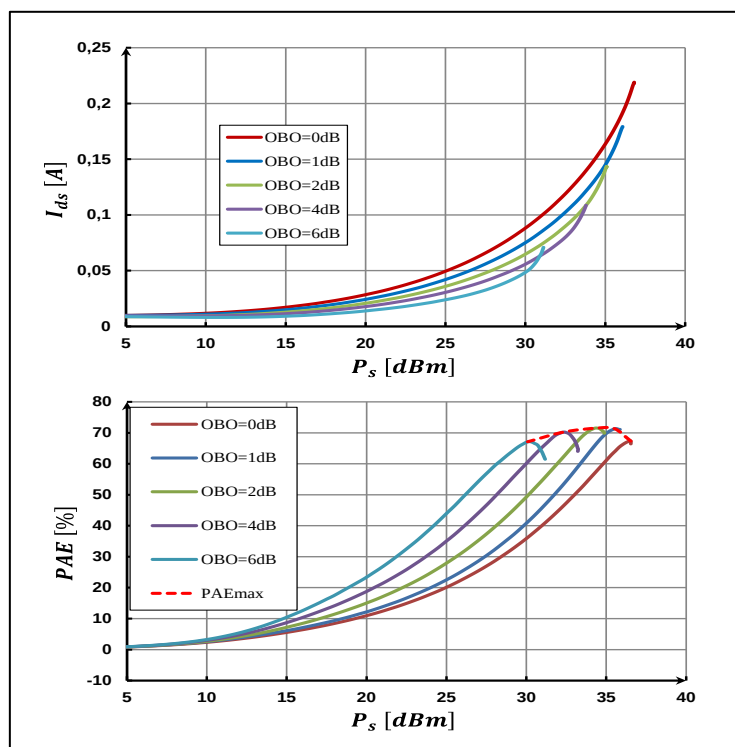


Figure III-17 : Efficacité du transistor polarisé en classe AB profonde.

L'extraction des caractéristiques en puissance est simple à obtenir à l'aide des formes d'ondes temporelles aux accès du transistor. La Figure III-18 présente l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale f_0 et aux fréquences harmoniques pour chaque impédance de charge optimale de la Figure III-16.

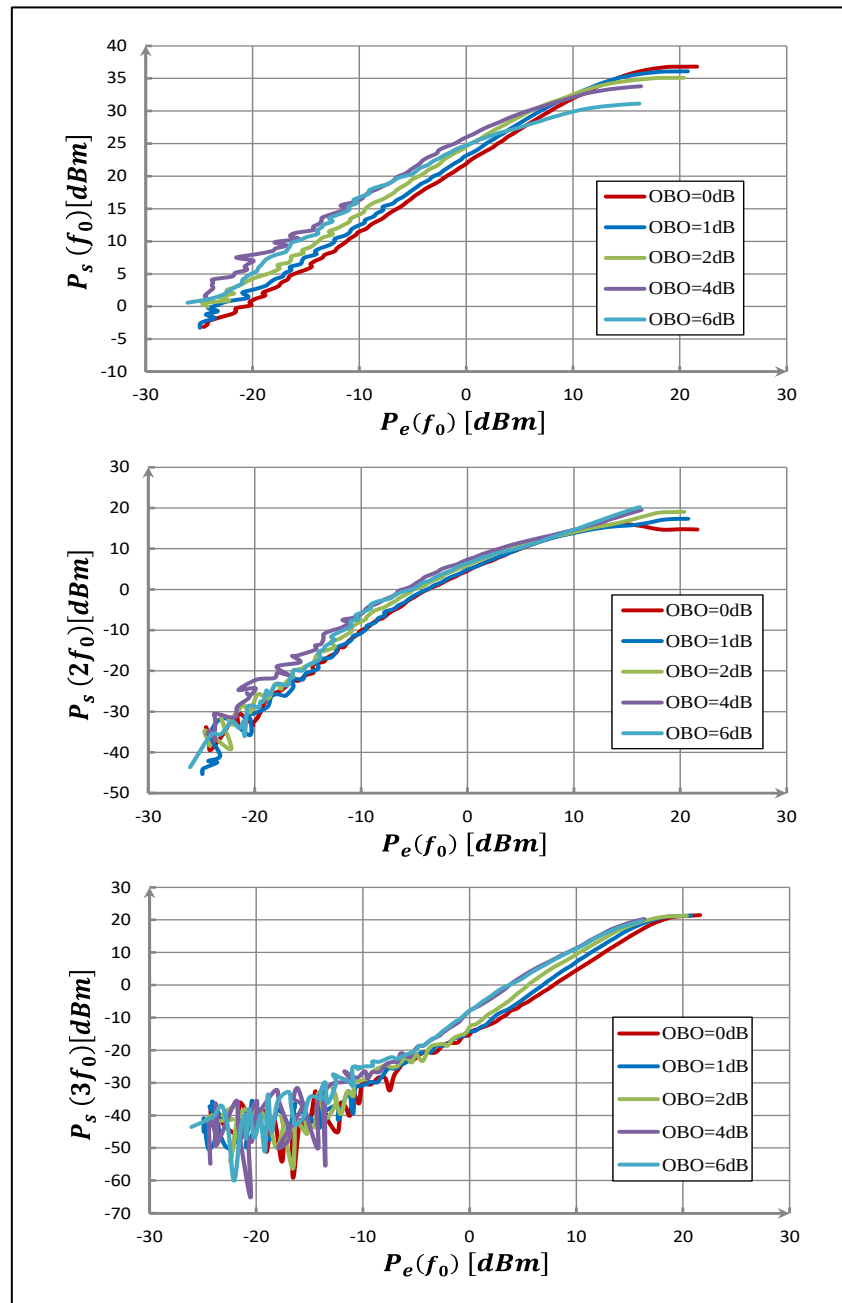


Figure III-18 : Caractéristiques en puissance du transistor polarisé en classe AB profonde pour différentes impédances de charge optimales.

La courbe de conversion AM/PM à la fréquence de travail est déterminée pour chaque impédance de charge optimale permettant d'atteindre des PAE optimales dans la région Doherty. Elle est représentée par la Figure III-19.



119

Age Group	Percentage
18-24	10%
25-34	25%
35-44	20%
45-54	15%
55-64	10%
65-74	5%
75-84	2%
85+	1%

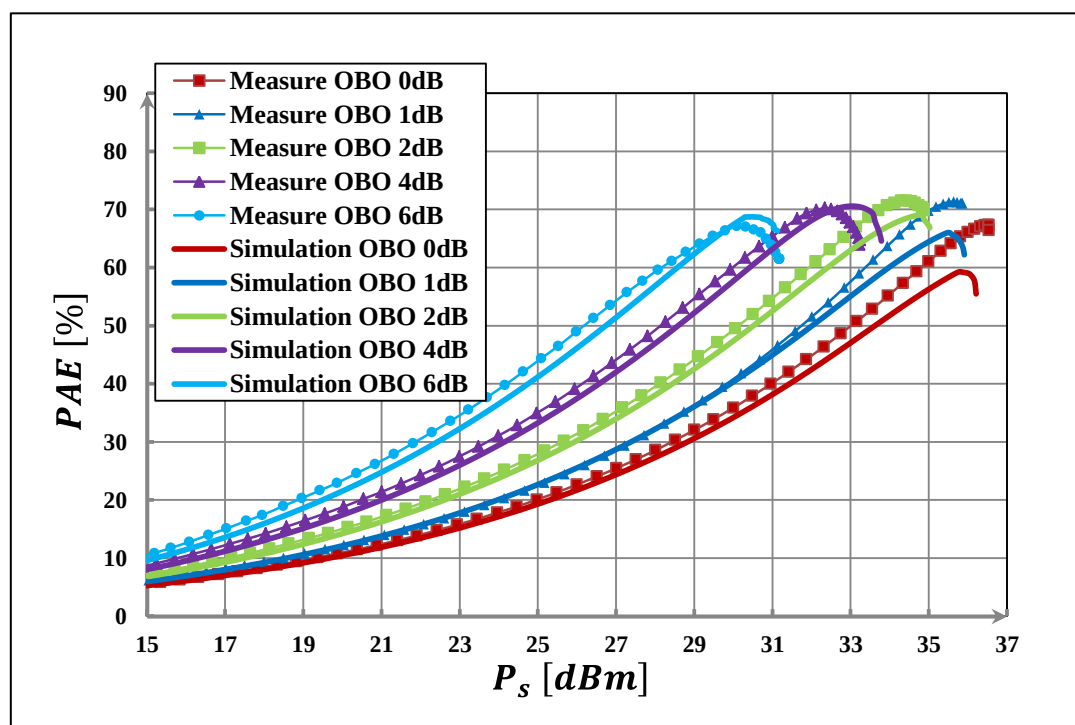


Figure III-20 : Comparaison Simulation-Mesures $PAE = f(P_s)$ paramétrée en OBO en classe AB profonde.

Force est de constater la bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures en classe AB profonde montrant tout l'intérêt d'un tel banc pour la conception d'amplificateurs Doherty. Cette étape de caractérisation Load-Pull temporelle 4-canaux est l'étape de base fondamentale nécessaire avant toute conception d'amplificateur Doherty. Effectivement, cette caractérisation permet :

- de s'assurer que le composant utilisé peut fonctionner de manière adéquate dans un montage APD,
- de vérifier que le modèle de transistor utilisé en simulation pour la conception de l'APD est bien valide pour un fonctionnement de type Doherty,
- de donner aux concepteurs les impédances de charge auxquelles le transistor principal doit être soumis pour obtenir le rendement souhaité à OBO choisi par le concepteur. Ces impédances de charges sont celles présentées par le transistor auxiliaire qu'il s'agit alors de caractériser de manière identique au transistor principal lorsque le premier est polarisé en classe B ou C.

Dans le paragraphe suivant, la même série de mesures est réalisée sur le transistor lorsqu'il est polarisé en classe C.

III.3.3.2 Caractérisation Load-Pull temporelle calibrée du transistor en classe C

Dans cette partie le transistor GH25 $8 \times 125 \mu m$ caractérisé précédemment est polarisé en classe C :

- $V_{gsq} = -5 V$
- $V_{dsq} = 30 V$
- $I_{dsq} = 0.8 mA$

Les formes d'ondes temporelles calibrées de tensions et courants extrinsèques aux accès du transistor obtenues lorsque la charge à la fréquence fondamentale f_0 est optimisée et lorsque les composantes harmoniques sont chargées sur 50Ω sont représentées sur la Figure III-21.



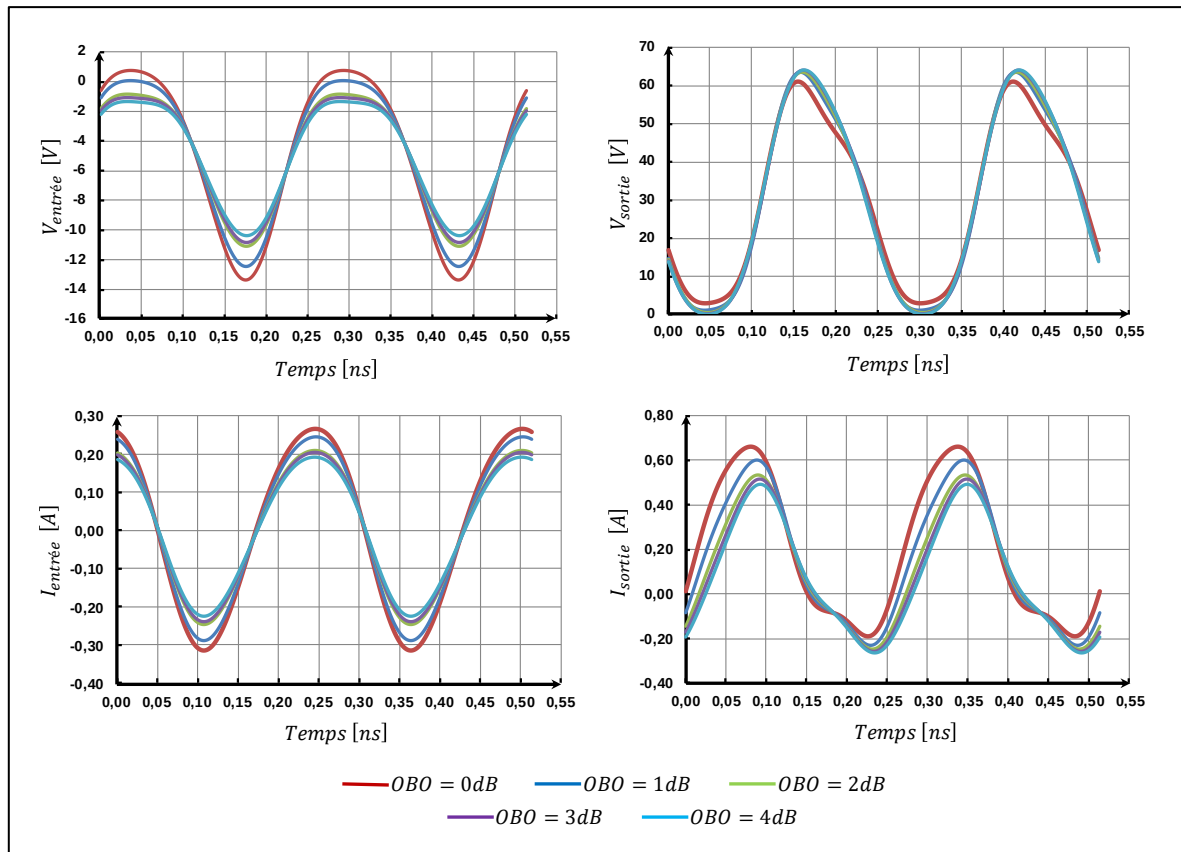


Figure III-21 : Formes d'ondes temporelles extrinsèques de tensions et de courants calibrées aux accès du transistor polarisé en classe C correspondant aux maxima des PAE le long de l'enveloppe de l'OBO.

De même que précédemment, la tension de sortie reste constante le long de l'enveloppe de l'OBO. La capacité équivalente de l'admittance de sortie est constante. La résistance R_{ch} parallèle maximale à présenter au transistor est obtenue à OBO maximum. Elle permet de définir la constante de temps de sortie maximale du transistor, et donc la bande passante maximale de fonctionnement de l'APD. Avec cette technologie, pour une PAE supérieure à 90% de la PAE_{max} et pour un nombre infini d'éléments constituant le circuit d'adaptation de sortie (OMN, Output Matching Network), une bande passante maximale d'adaptation de 1.5 GHz est atteignable. La Figure III-22 représente les impédances de charge optimales obtenues à partir de ces formes d'ondes temporelles.



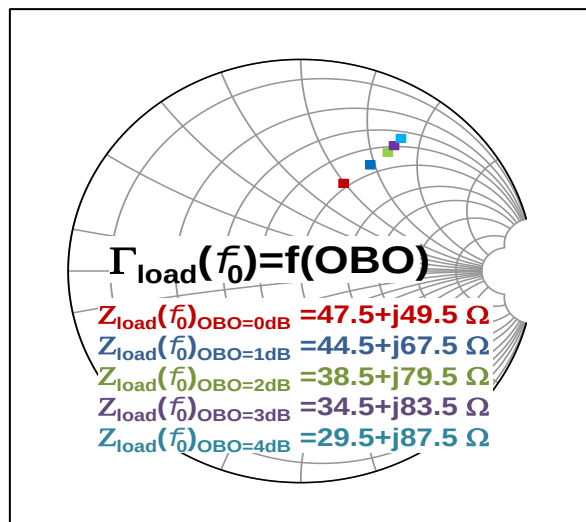


Figure III-22 : Impédances de charge optimales extraites à partir des formes d'ondes temporelles aux accès du transistor polarisé en classe C.

Ces impédances de charge permettent d'atteindre des PAE optimales pour des puissances de sortie correspondant à des plages de variation d'OBO de 0 à 4 dB, comme le montre la Figure III-23.

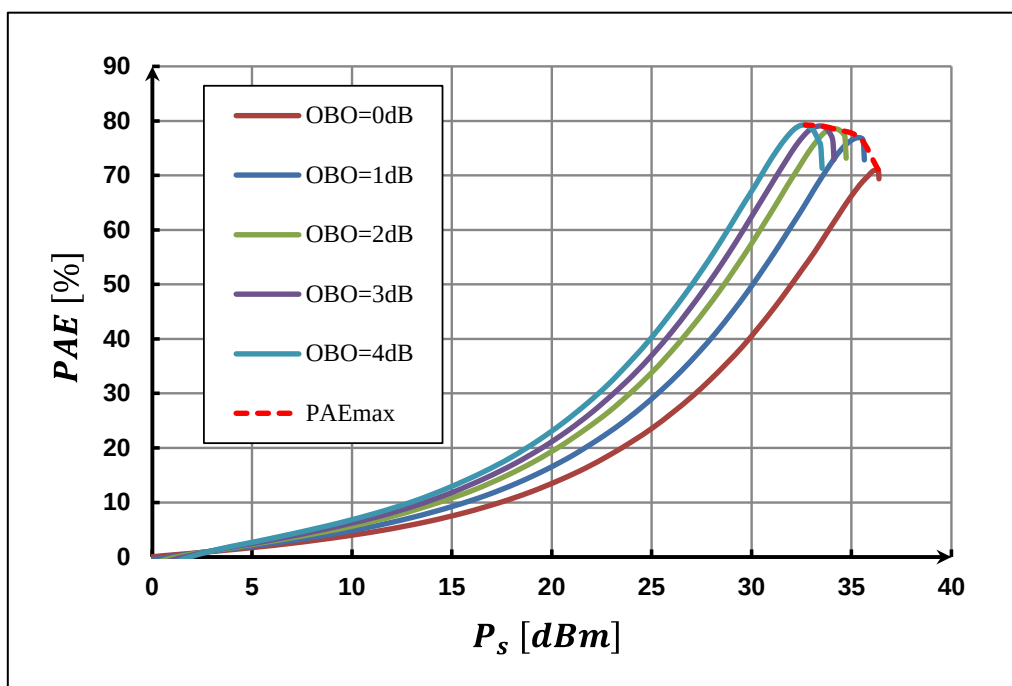


Figure III-23 : PAE optimales mesurées en classe C et paramétrées en OBO.

De même que précédemment, les caractéristiques en puissance à la fréquence fondamentale f_0 et aux fréquences harmoniques pour chaque impédance de charge optimale sont illustrées sur la Figure III-24.



123

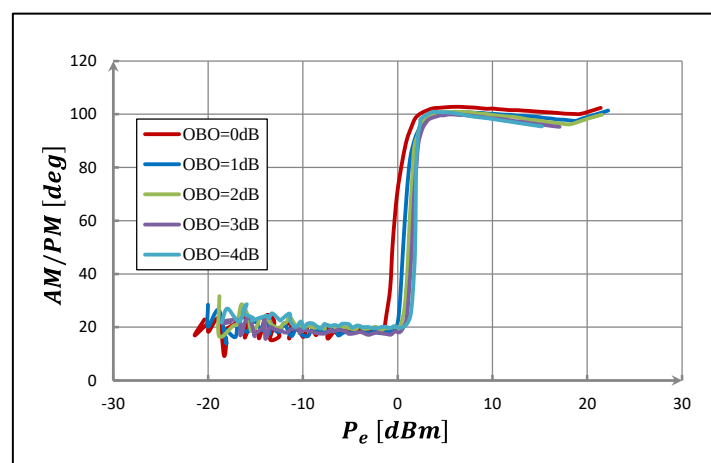


Figure III-25 : Conversion AM/PM du transistor polarisé en classe C à $f_0 = 3.9 \text{ GHz}$ pour différentes impédances de charge optimales.

La forte variation d'AM/PM au déclenchement du transistor auxiliaire est très clairement observée. Cette variation doit être parfaitement connue et maîtrisée pour la conception d'un APD dont la linéarité doit être optimisée.

Finalement, une comparaison des résultats de mesure de PAE en fonction de la puissance de sortie en classe C avec ceux issus de simulations (réalisées dans le travail de thèse en collaboration entre XLIM et UMS), réalisées à partir d'un modèle de fonderie UMS, est donnée par la Figure III-26.

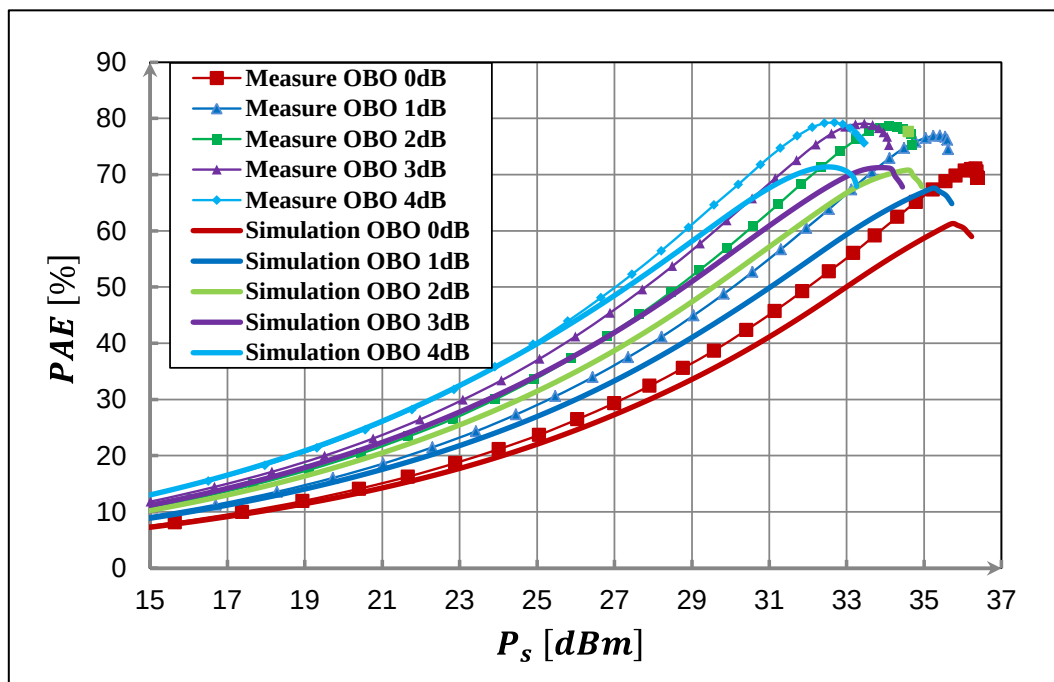
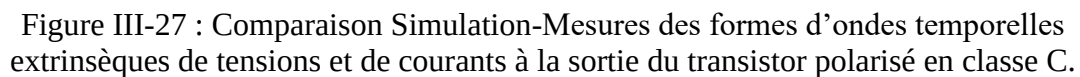


Figure III-26 : Comparaison Simulation-Mesures $PAE = f(P_s)$ paramétrée en OBO du transistor polarisé en classe C.

D'après la Figure III-26, l'écart entre les résultats est plus important que dans le cas des mesures du transistor en classe AB. Cette différence s'explique par le fait que le modèle a été extrait pour un fonctionnement en classe AB et non pas en classe C. Toutefois, ce faible écart entre simulation permet de valider en partie le modèle électrothermique de fonderie pour une classe de fonctionnement différente de celle de l'extraction du modèle. Ce faible écart justifie aussi pleinement la nécessité absolue de disposer de cet outil de caractérisation Load-Pull temporelle calibrée sous pointes pour les concepteurs d'amplificateurs de puissance Doherty.

Cet outil est aussi absolument nécessaire pour la validation très fine des modèles utilisés dans la conception des APD. Pour une validation plus complète, les formes d'ondes temporelles



Le très bon accord observé entre les mesures et la simulation, tant au niveau des formes d'ondes temporelles de tensions et courants qu'à celui des performances en rendement, met en évidence la validité du modèle du transistor GH25 8×125 μm pour les deux classes de fonctionnement. Les différences les plus importantes apparaissent pour les rendements en puissance ajoutée. Il est probable que cette disparité provient du fait que le modèle utilisé est optimisé en classe AB et pas en classe C.

L'ensemble des résultats précédents constitue la base de données fondamentale et absolument nécessaire à partir de laquelle toutes les caractéristiques nécessaires à la conception d'un amplificateur MMIC Doherty peuvent être extraites. Le Tableau III-1 donne un récapitulatif des valeurs optimales de la résistance de charge R_{ch} et de la capacité de sortie C_s , représentés dans le schéma électrique équivalent de la Figure III-3, qui sont obtenues à partir

des caractérisations précédentes du transistor GH25 $8 \times 125 \mu m$ fonctionnant en classe AB profonde et C à la fréquence fondamentale $f_0 = 3.9 GHz$.

Tableau III-1 : Extraction de R_{ch} et C_s de la Figure III-3.

OBO (dB)	Classe AB profonde		Classe C	
	$R_{ch} (\Omega)$	$C_s (pF)$	$R_{ch} (\Omega)$	$C_s (pF)$
0	107	0.39	99	0.43
1	144	0.39	147	0.42
2	199	0.39	202	0.42
4	295	0.42	289	0.42
6	501	0.42	510	0.42

Le Tableau III-2 recense également les principaux paramètres du transistor GH25 $8 \times 125 \mu m$, nécessaires à la conception des APDs, à partir de la mesure précédente des formes d'ondes temporelles de tensions et courants aux optima de PAE en fonction de l'OBO.

Tableau III-2 : Extraction des caractéristiques nécessaires à la conception d'un amplificateur Doherty.

$f_0 = 3.9 GHz$	Classe AB profonde	Classe C
$ V_{s_max} @ PAE_{max}$	64 V	63 V
$R_{ch_min} @ OBO = 0dB$	107 Ω	99 Ω
$R_{ch_max} @ OBO = 6dB$	501 Ω	510 Ω
C_s	0.4 pF	0.4 pF
$\tau_{s_max} @ OBO = 6dB$	208.5 ps	204 ps
Bande passante (Chebyshev OMN avec n=2)	$\approx 0.9 GHz$	$\approx 0.9 GHz$
$PAE_{min} @ OBO = 6dB (90\% PAE_{max})$	60 %	71 %



En résumé, cette mesure temporelle du transistor GH25 $8 \times 125 \mu\text{m}$ d'UMS permet de définir pleinement les performances maximales finales réalisables pour une technologie donnée.

La bonne concordance entre les résultats de simulations et de mesures montre tout l'intérêt d'un tel banc de mesure Load-Pull temporelles calibrées sous pointes pour la conception d'AP Doherty. Elle confirme que le modèle du transistor GH25 de la fonderie UMS convient parfaitement pour la conception de cet amplificateur de puissance à partir de transistors polarisés en classe AB, B, ou C. Ces données ont été transmises à un doctorant CIFRE entre XLIM et UMS dont le travail de thèse consistait à développer un APD en technologies HEMT GaN en bande C. Une fois, la conception réalisée, l'APD été caractérisé sur le banc de test développé à XLIM et dont les résultats feront l'objet de futures publications [50]. Ce doctorant a aussi conçu un amplificateur Doherty double entrée (« Dual-Input ») qui nous a été fourni pour réaliser des nouveaux tests de performances avec performance des signaux d'entrée qui seront présentés dans le dernier paragraphe de ce chapitre.

III.4 Caractérisation temporelle d'enveloppe d'un amplificateur de puissance

Un des objectifs du travail rapporté dans cette thèse consiste aussi à réaliser des caractérisations temporelles d'enveloppe de dispositifs non linéaires excités par des signaux modulés pour extraire des critères comme l'EVM (Error Vector Measurement). Ce paragraphe est consacré donc à la présentation des caractérisations temporelles d'enveloppe à l'aide d'un signal CW et à l'aide d'un signal modulé de type QAM16 pour le calcul de l'EVM.

Le DST est un amplificateur de puissance (AP) GaN 50 W Quasi MMIC en QFN sur une carte d'évaluation (1-3GHz MIC HPA) [51] polarisé en classe A ($V_{\text{gsq}} = -1.85\text{V}$ - $V_{\text{dsq}} = 50\text{V}$ - $I_{\text{dq}} = 300\text{mA}$).

III.4.1 Caractérisation temporelle d'enveloppe en mode CW

La caractérisation temporelle d'enveloppe est fondée sur le principe de démodulation numérique en quadrature par échantillonnage RF direct [24] [52] présenté dans le paragraphe (I.5.3). La procédure d'étalonnage d'enveloppe du système de mesure est identique à celle



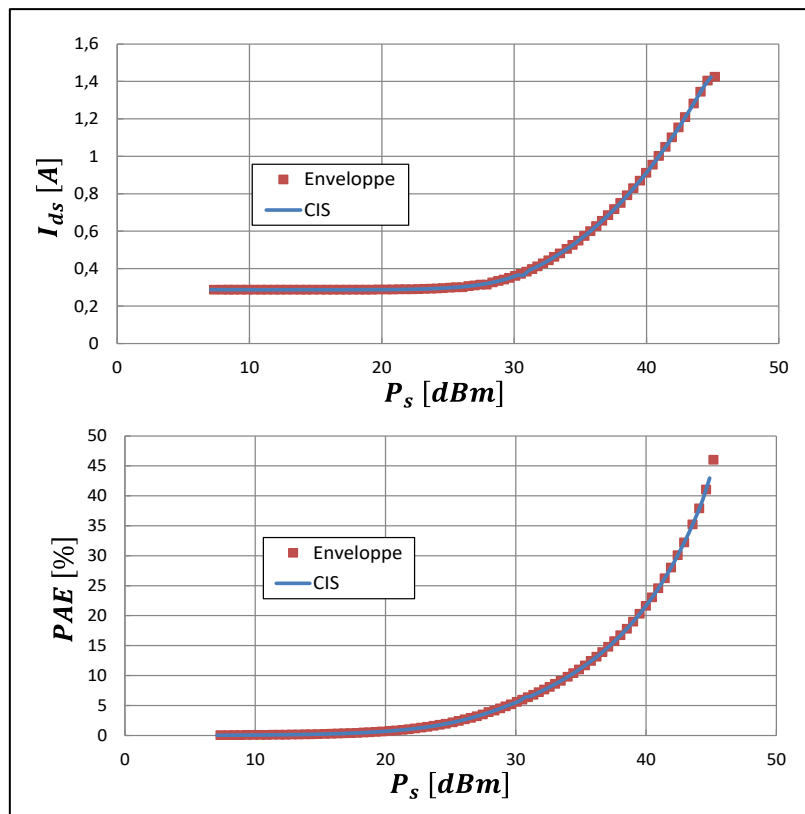


Figure III-30 : Caractéristiques en rendement de L'AP.

Les deux méthodes de caractérisations ont permis de mesurer un rendement en puissance ajoutée de 45% au point de saturation de l'AP associé à un courant consommé de 1.4.

Par ailleurs, les coefficients de réflexion d'entrée de l'AP (Γ_e) et de la charge (Γ_L) sont déterminés à l'aide des ondes de tensions incidentes et réfléchies mesurées par les deux méthodes de caractérisations. Ces coefficients de réflexion sont donnés sur la Figure III-31.

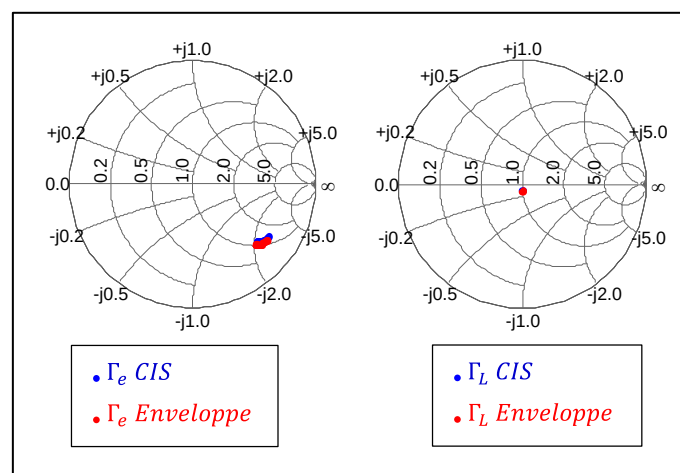


Figure III-31 : Coefficients de réflexion pour $f_0 = 2.025$ GHz sur une plage de puissance d'entrée de -10 à 28 dBm.



Finalement, la courbe de conversion AM/PM à la fréquence de travail est déterminée à partir des deux caractérisations temporelles réalisées. Les résultats obtenus à l'aide des deux méthodes de caractérisations sont représentés par la Figure III-32.

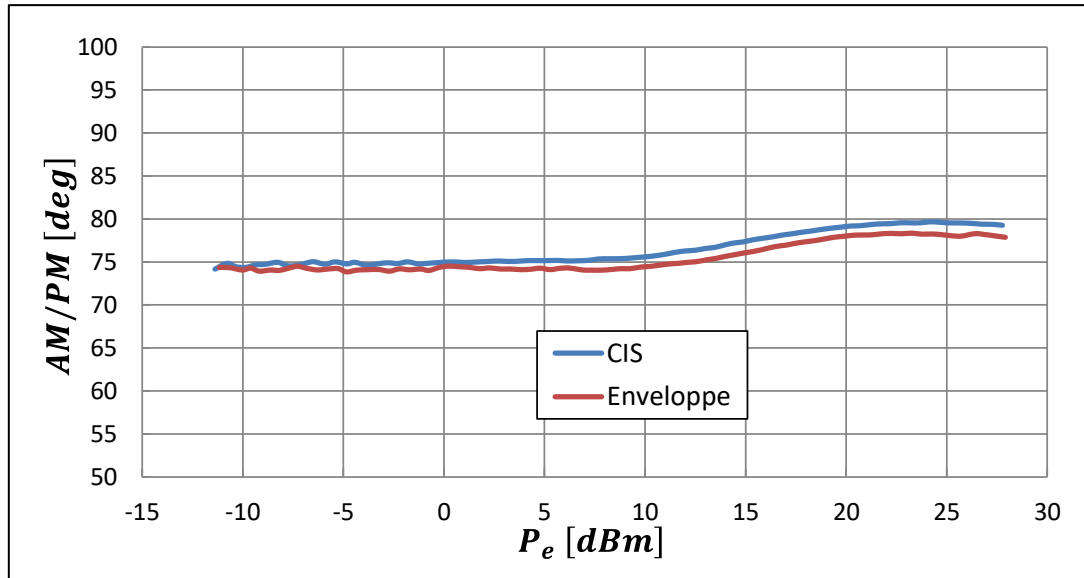


Figure III-32 : Conversion AM/PM à $f_0 = 2.025$ GHz.

Force est de constater qu'il n'y a pas de différence significative entre les mesures obtenues par la caractérisation temporelle d'enveloppe (DQD) et la caractérisation temporelle CIS. Il est possible de constater aussi que la caractérisation temporelle d'enveloppe permet d'obtenir les mêmes grandeurs caractéristiques de l'AP avec un nombre d'échantillons **très inférieur** à celui nécessaire pour la caractérisation temporelle CIS. Ces échantillons permettent la validation de la méthode de caractérisation temporelle d'enveloppe et la procédure d'étalonnage associée.

III.4.2 Caractérisation temporelle d'enveloppe pour l'estimation de l'EVM

III.4.2.1 Définition de l'EVM

L'EVM est l'un des paramètres important pour caractériser les non linéarités d'un DST lorsque celui-ci est excité par un signal modulé. Il représente les distorsions d'amplitude et de phase sur le diagramme de constellation des états permettant de caractériser à la fois les erreurs dues non seulement aux fluctuations de gain mais aussi de phase de la partie amplificatrice comme le montre la Figure III-33.



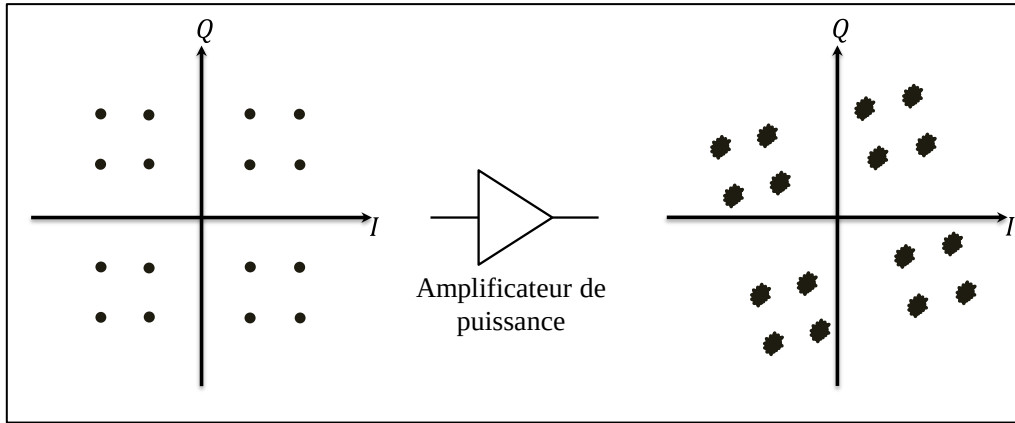


Figure III-33 : Caractérisation d'EVM d'un amplificateur de puissance.

Les effets non linéaires du DST observés sur le diagramme sont des effets de rotation, de translation, de déformation et de l'étalement de la constellation de points. L'EVM se définit d'une manière générale par :

$$EVM(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S_{kideal} - S_{kreel}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{ideal}^2}} \quad (III.7)$$

Dans cette définition, S_{kideal} est le symbole idéal numéro k de la constellation, S_{kreel} est le symbole réel associé au symbole idéal et N désigne le nombre de symboles nécessaires pour la modulation. Le principe de calcul de l'EVM pour un symbole d'une modulation est illustré sur la Figure III-34.

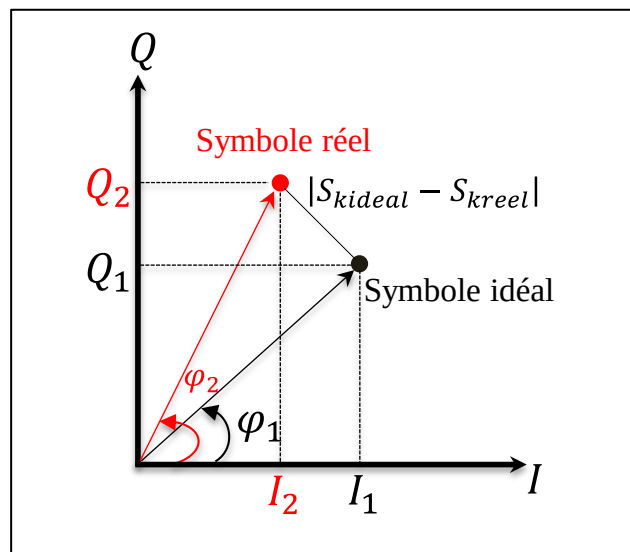


Figure III-34 : Principe de calcul de l'EVM.

III.4.2.1 Mesure de l'EVM d'un amplificateur de puissance

Dans le but d'observer le comportement de l'AP, caractérisé précédemment en mode CW, lorsque celui-ci est excité par un signal modulé, une caractérisation temporelle d'enveloppe fondée sur l'utilisation d'un signal modulé QAM16 filtrée en racine de cosinus surélevé (roll-off = 0.35) a été utilisée. Ce signal, généré à un débit de 10 Msymb/s (500 symboles), est modulé à une fréquence porteuse de 2.025 GHz. D'un autre côté, l'étalonnage du système de mesure est réalisé comme indiqué dans le chapitre II sans la procédure de réciprocité et un signal multitons qui couvre une bande de 50 MHz autour de la fréquence porteuse avec une résolution de 20 kHz.

Le synoptique du banc de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe utilisant une modulation QAM16 est donné sur la Figure III-35.

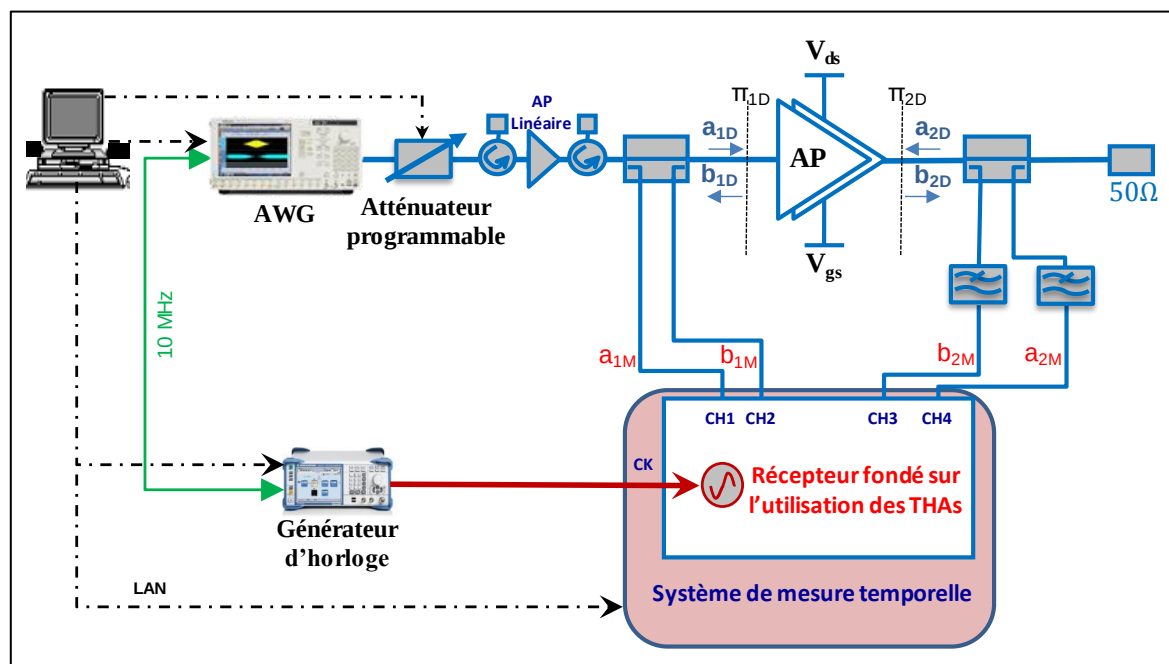


Figure III-35 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle d'enveloppe utilisant une modulation QAM16.

Avant 2013, ce type de mesure avait été développé sur un banc de mesure temporelle à base de THA deux voies uniquement [53]. Le travail de cette thèse permet de réaliser ce type de mesure dans un environnement de charge variable (TOS variable par exemple) puisque le banc de mesure est un banc quatre voies permettant l'accès aux tensions/courants ou ondes incidentes/réfléchies temporelles.

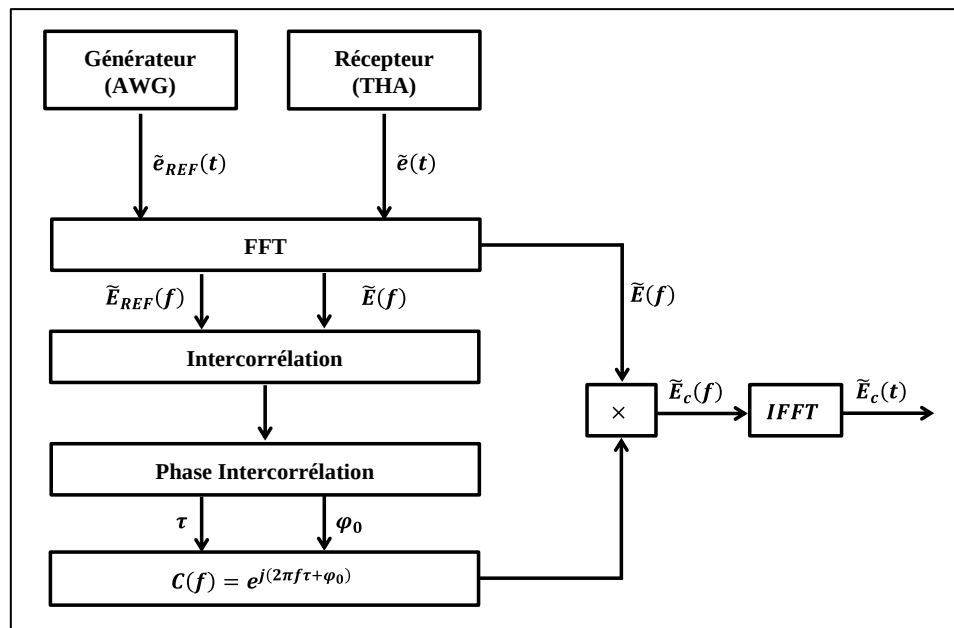


Figure III-38 : Procédure de synchronisation appliquée sur l'enveloppe du signal d'entrée.

Il est à noter que la procédure de synchronisation est également appliquée sur l'enveloppe du signal de sortie ($\tilde{s}(t)$). Pour évaluer cette procédure, le module de l'enveloppe complexe du signal d'entrée avant et après synchronisation avec le signal de référence est représenté sur la Figure III-39.

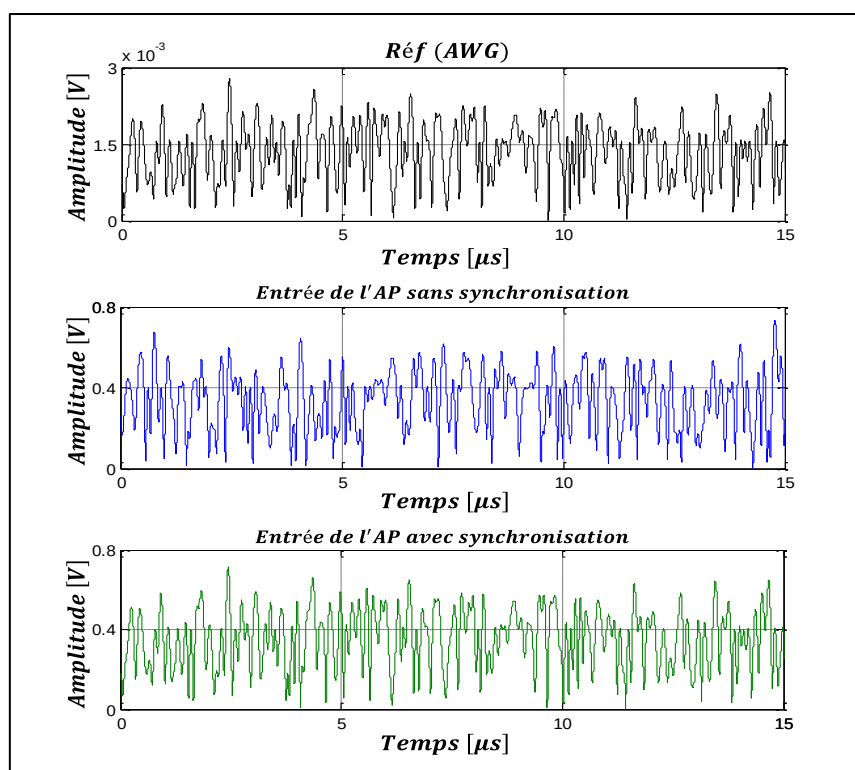


Figure III-39 : Enveloppe du signal d'entrée avec et sans synchronisation.

Ces mesures ont permis de mettre en évidence les capacités du système de mesure en vue de la caractérisation des non linéarités d'amplificateur de puissance fondée sur le critère d'EVM. Ce même type de caractérisation peut maintenant être mis en œuvre pour des composants sous pointes. Ces mesures n'ont pas encore été réalisées dans le cadre de cette thèse et feront l'objet d'un prochain travail de doctorat.

III.5 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux d'un APD (« Single-Input/Single-Output » et « Dual-Input »)

Dans ce paragraphe, des caractérisations temporelles calibrées des tensions et courants aux accès de deux amplificateurs de puissance Doherty GaN 25 W Quasi MMIC en QFN sur une carte d'évaluation (5.6-6.5GHz QMMIC DPA) « Single-Input/Single-Output » et « Dual-Input » de la fonderie UMS excités à l'aide d'un signal CW et à l'aide d'un signal modulé de type rampe croissante sont présentées.

III.5.1 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux à l'aide d'un signal CW d'un APD « Single-Input/Single-Output »

La photographie de l'APD « Single input/single output » caractérisé en mode CW dans cette partie est illustrée sur la Figure III-42.

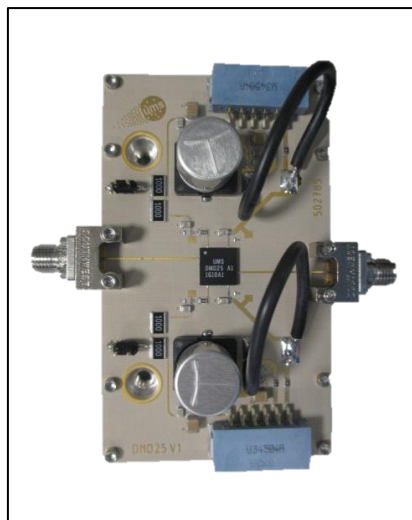
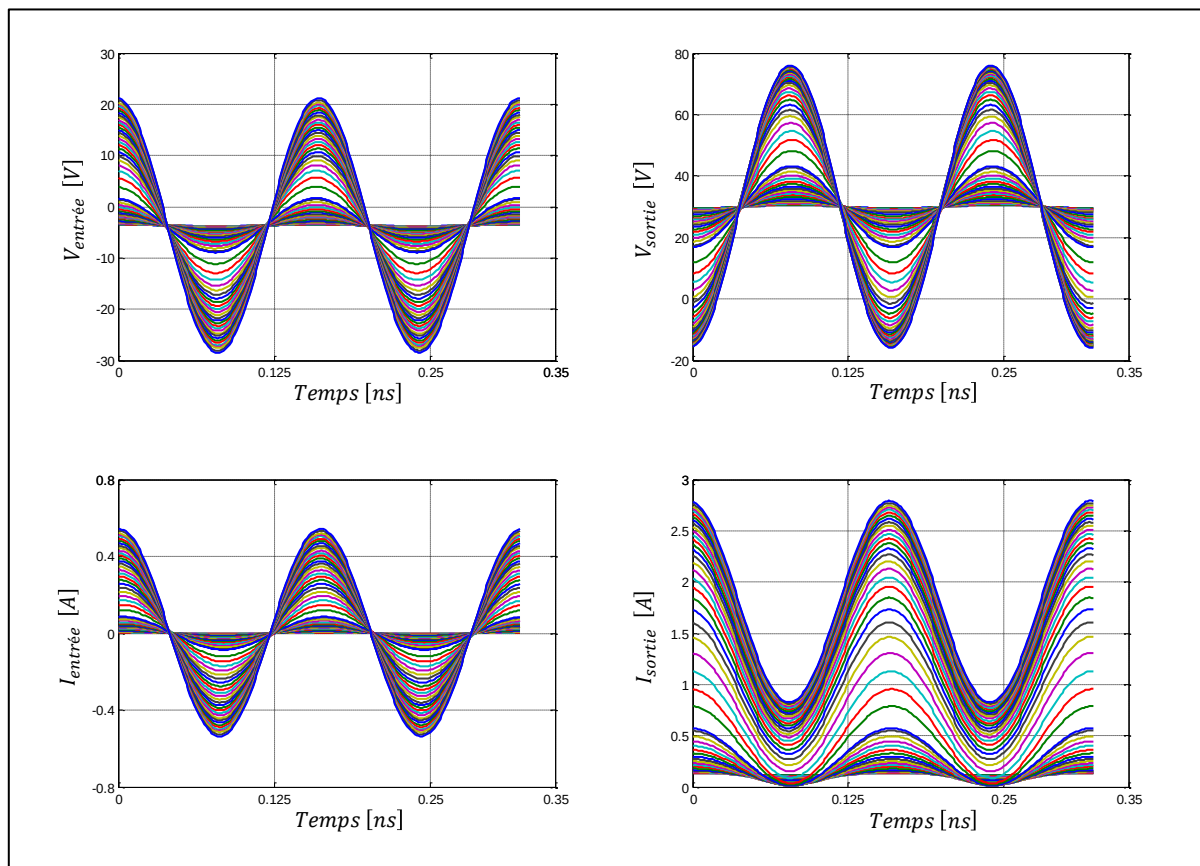


Figure III-42 : Photographie de l'amplificateur de puissance Doherty « Single-Input/Single-Output ».



Les formes d'ondes temporelles de tensions et courants mesurées aux accès de l'APD, chargé en sortie par une impédance $50\ \Omega$, en fonction de la puissance d'entrée sont représentées sur la Figure III-43. Ces formes d'ondes mesurées sont obtenues à la fréquence de travail de 6.2 GHz.



Ces formes d'ondes temporelles mesurées avec une ultra haute fréquence d'échantillonnage équivalente (640 GS/s) permettent de déterminer les grandeurs caractéristiques de l'APD. Dans le but de valider les résultats de mesure obtenus par le système

de mesure temporelle, une comparaison par rapport aux grandeurs simulées et mesurées à l'aide d'un autre instrument commercial (PNA-X) est effectuée. Dans ce cadre, la comparaison des caractéristiques en puissance de l'APD, déterminées à l'aide du système de mesure temporelle et celles simulées et obtenues à l'aide de l'instrument commercial (PNA-X), est donnée par la Figure III-44.

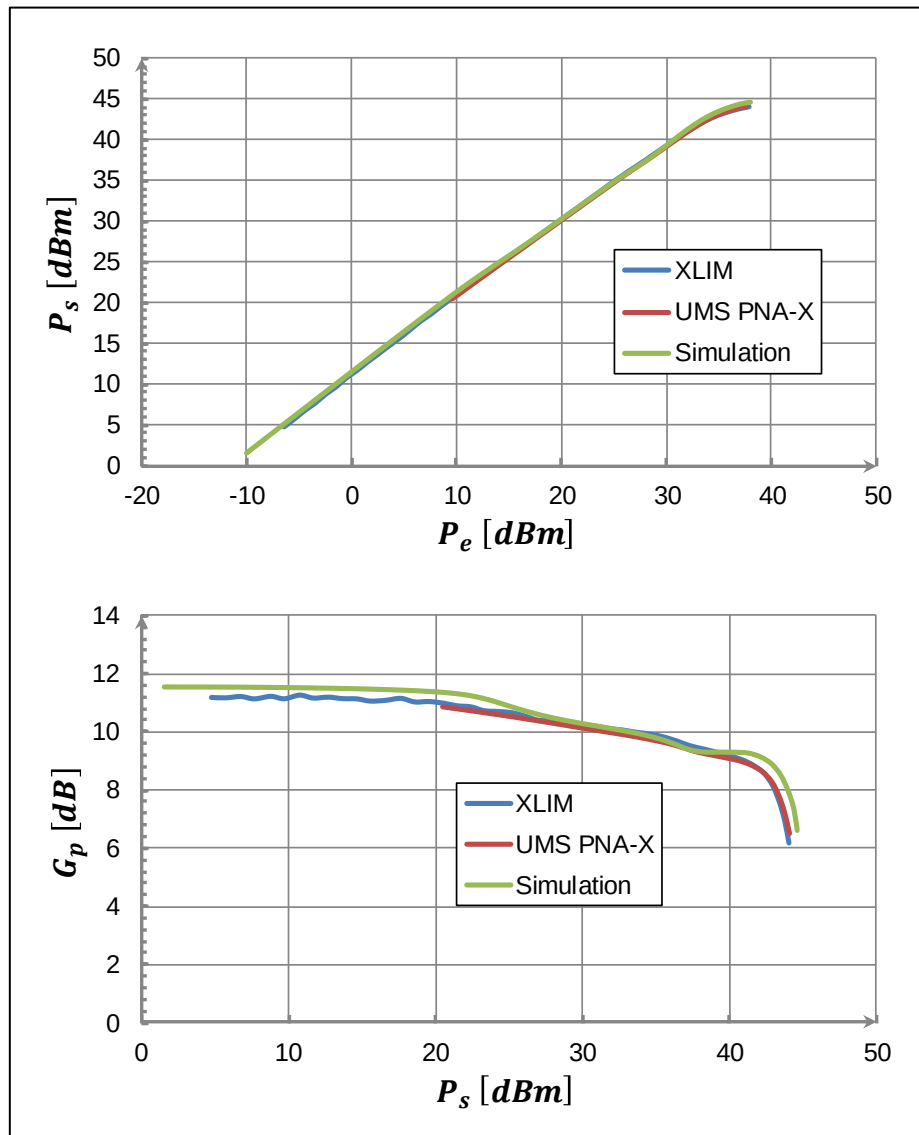


Figure III-44 : Caractéristiques en puissance de l'APD obtenues à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$.

Ces résultats ont permis de déterminer une puissance de sortie de 44 dBm au point de saturation de l'AP en plus d'un gain en puissance linéaire de l'ordre de 11 dB.

Le courant total DC consommé par l'amplificateur principal et auxiliaire est également mesuré. Il permet de calculer le rendement en puissance ajoutée de l'APD. Ces résultats sont illustrés sur la Figure III-45.

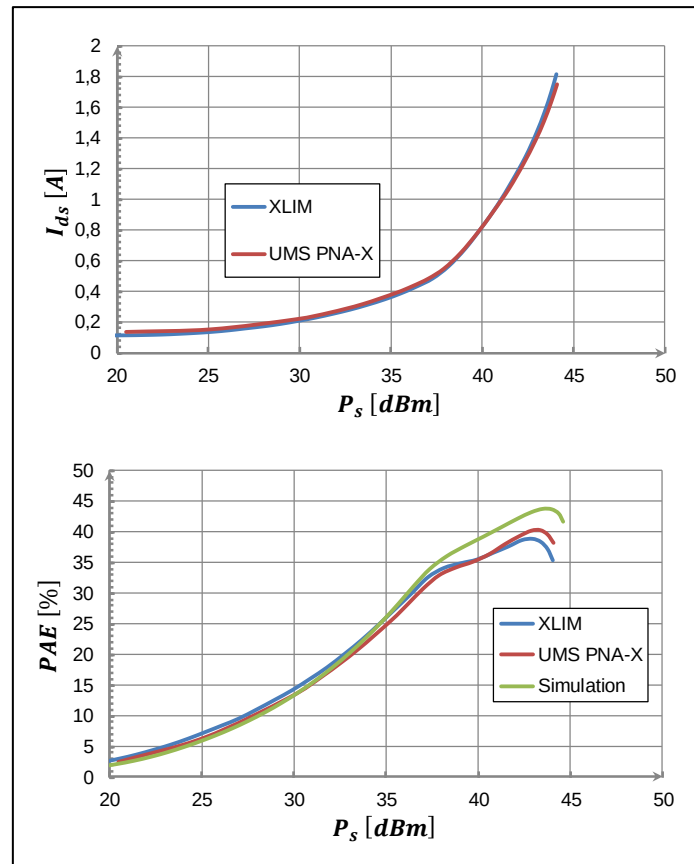


Figure III-45 : Caractéristiques en rendement de l'APD à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$.

Les résultats de la Figure III-45 démontrent que le APD permet un OBO de 8 dB et un rendement en puissance ajouté de 40% au point de saturation associé à un courant consommé de 1.8 A.

La courbe de conversion AM/PM à la fréquence de travail de 6.2 GHz est également déterminée à partir des deux caractérisations temporelles réalisées. Les résultats obtenus par les deux systèmes de caractérisations sont représentés par la Figure III-46.

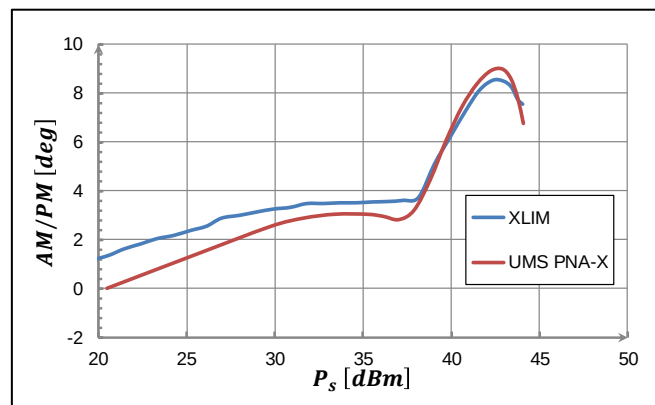


Figure III-46 : Conversion AM/PM à $f_0 = 6.2 \text{ GHz}$.

Pour une caractérisation plus complète, les grandeurs caractéristiques représentées précédemment sont également déterminées pour toutes les fréquences appartenant à la bande de fonctionnement de l'APD [5.6-6.5] GHz espacées de 100 MHz.

Les caractéristiques en puissance de l'APD obtenues par le système de mesure temporelle sont représentées sur la Figure III-47.

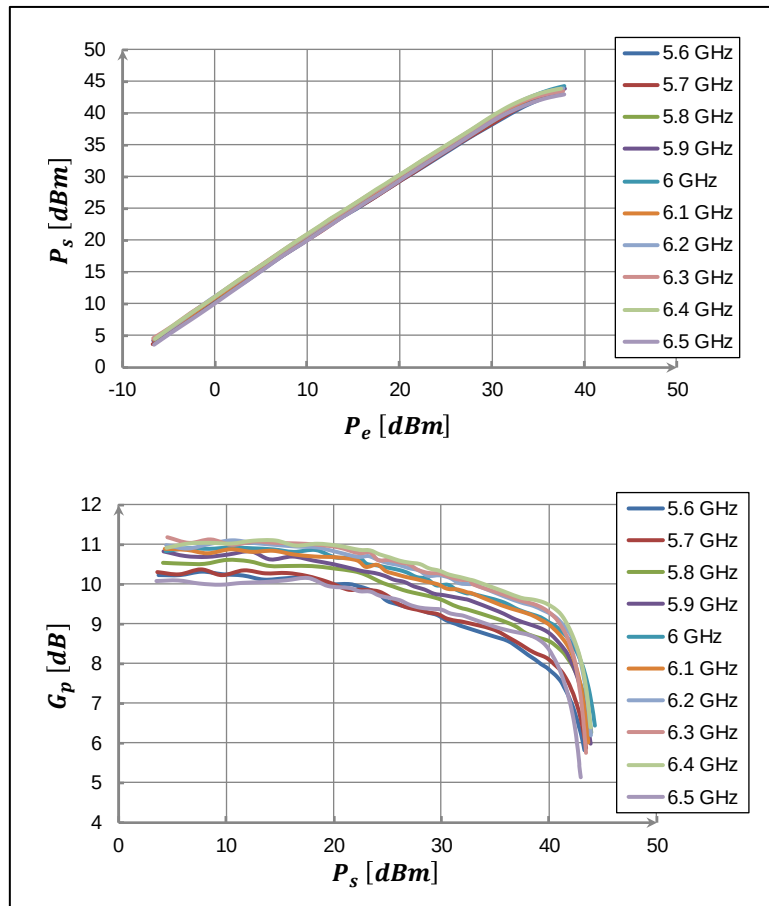


Figure III-47 : Caractéristiques en puissance de l'APD « Single-Input/Single-Output ».

La Figure III-48 montre les performances en courant DC consommé et en rendement en puissance ajoutée de l'APD en fonction de la puissance de sortie.



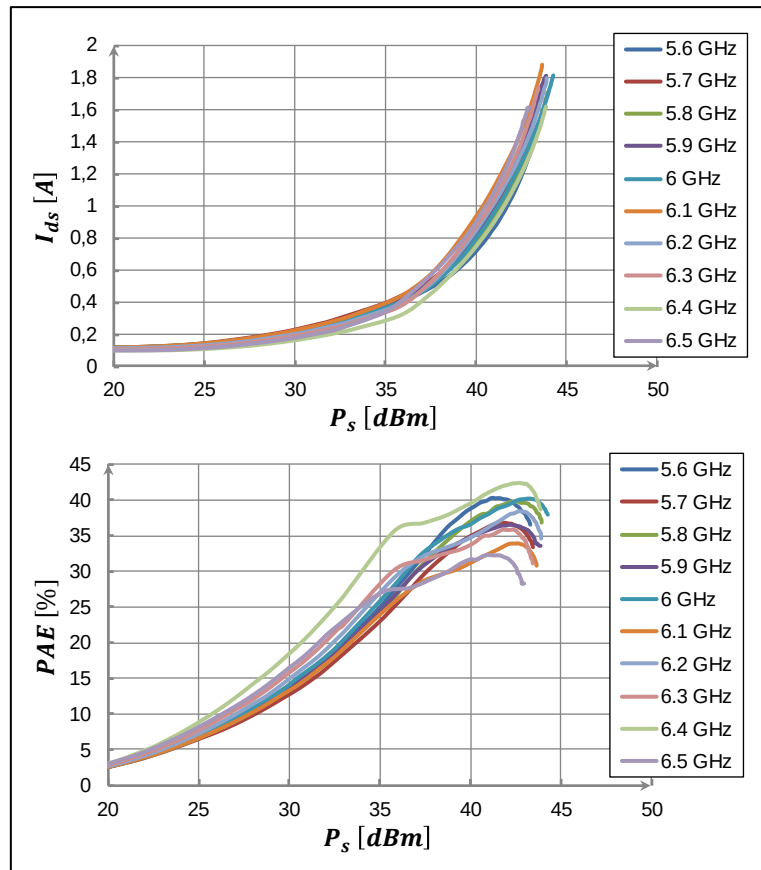


Figure III-48 : Caractéristiques en rendement de l'APD « Single-Input/Single-Output ».

Finalement, la courbe de conversion AM/PM pour toutes les fréquences appartenant à la bande [5.6-6.5] GHz est déterminée. Elle est représentée sur la Figure III-49.

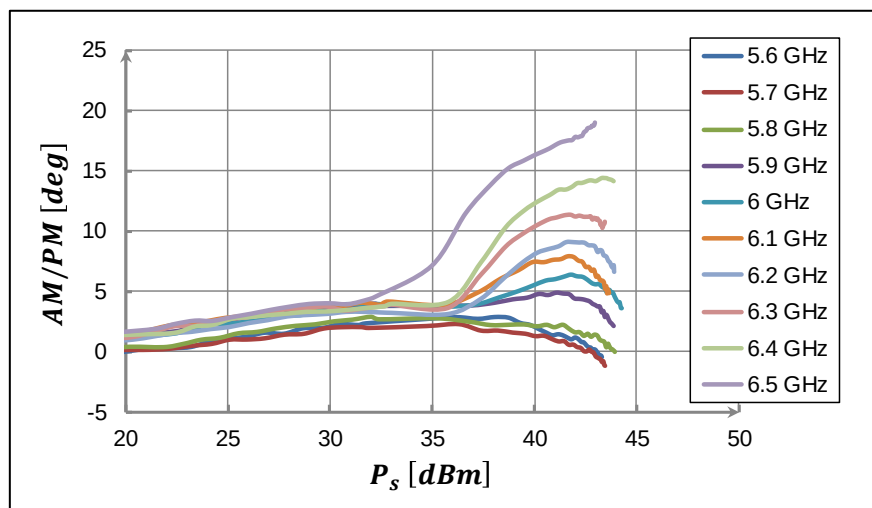


Figure III-49 : Conversion AM/PM de l'APD « Single-Input/Single-Output ».

Le très bon accord observé entre les différentes grandeurs simulées et obtenues par les deux systèmes de mesure met en évidence les principales capacités et potentialités du système

de mesure temporelle proposé en vue de la validation des modèles non linéaires et de l'optimisation du fonctionnement des transistors pour différentes applications.

III.5.2 Caractérisation temporelle calibrée 4-canaux d'un amplificateur de puissance Doherty « Dual-Input » avec préformation des signaux d'entrée

L'APD « dual input » développé en collaboration avec UMS par le doctorant CIFRE entre XLIM et UMS et dont les résultats de caractérisation sont présentés dans cette partie possède deux entrées d'excitation, sa photographie est représentée sur la Figure III-50.

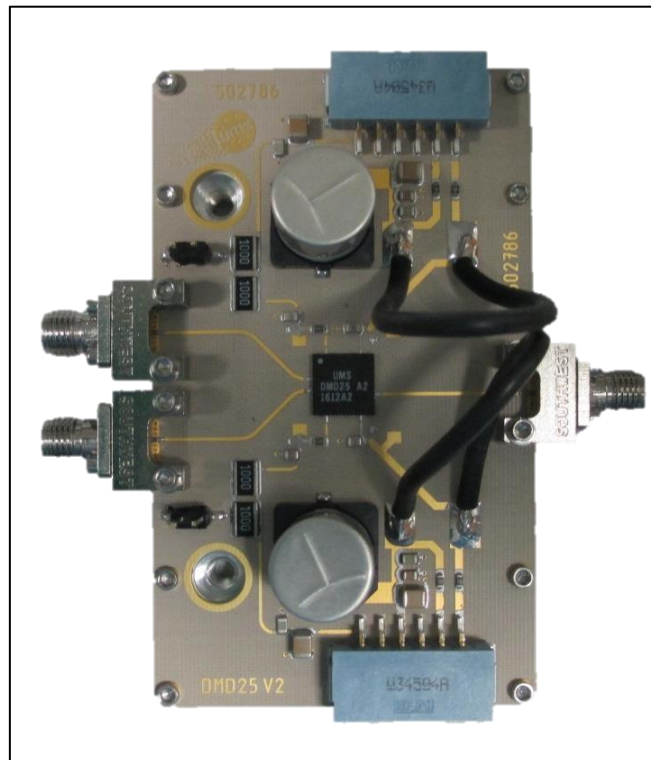


Figure III-50 : Photographie de l'amplificateur de puissance Doherty à deux entrées (« Dual-Input »).

L'amplificateur principal est polarisé en classe AB ($V_{gsq}=-3.5V$ - $V_{dsq}=30V$ - $I_{dq}=130mA$) et l'amplificateur auxiliaire est polarisé en classe C ($V_{gsq}=-7V$ - $V_{dsq}=30V$).

Il est à noter que le système de mesure temporelle est automatisé, que ce soit pour les procédures de génération de signaux pour le traitement numérique en bande de base, pour l'étalonnage ou pour les mesures elles-mêmes, en utilisant le logiciel Matlab [27].

Le synoptique du système de mesure pour la caractérisation temporelle calibrée 4 voies d'un amplificateur « Dual-Input » est donné sur la Figure III-51.



145

III.5.2.1 Etalonnage spécifique de l'entrée du banc de test pour la caractérisation temporelle d'un APD « Dual-Input »

La partie génération des signaux est composée de deux sources de signaux vectoriels RF synchronisés (R&S, SMBV100A) [1] suivis par des amplificateurs linéaires d'instrumentation.

La synchronisation des deux générateurs repose sur le principe maître-esclave où un générateur agit en tant que maître et fournit tous les signaux de synchronisation nécessaires au deuxième générateur (esclave). La synchronisation et l'obtention des signaux désirés dans le plan π_{1D} requièrent une prédistorsion des signaux numériques des sources RF. Le synoptique de cette prédistorsion est illustré sur la Figure III-52.

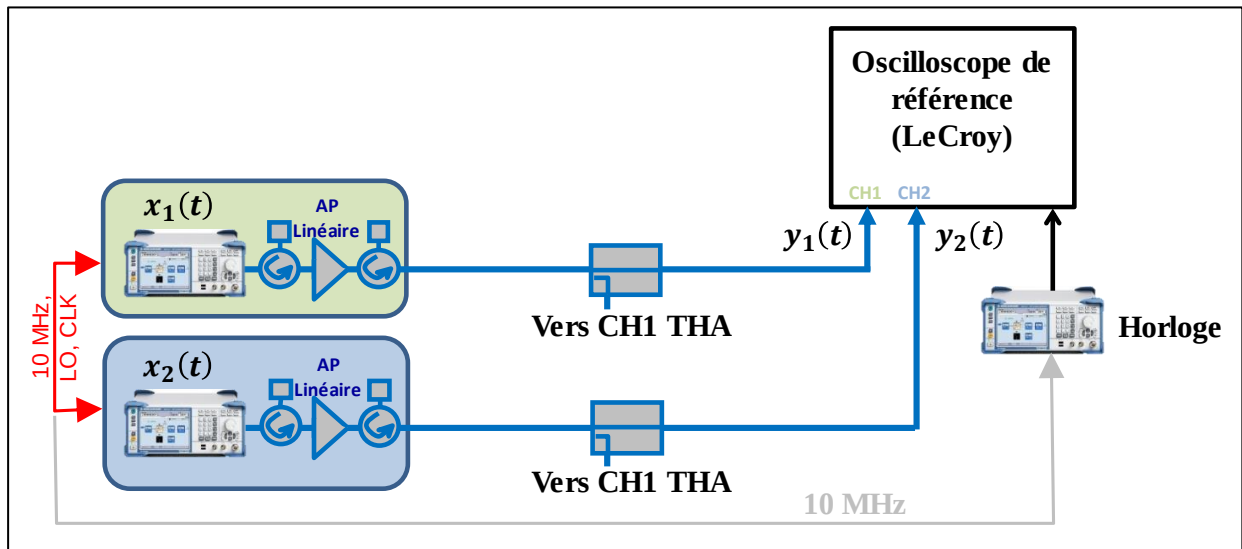


Figure III-52 : Prédistorsion numérique de la partie génération de signaux.

La prédistorsion numérique de la partie génération de signaux consiste à déterminer la réponse fréquentielle entre les deux générateurs ($G(f)$). Pour ce faire, deux signaux numériques identiques ($x_1(t)$ et $x_2(t)$) sont générés à l'aide des deux générateurs. Ensuite, ils sont mesurés par l'oscilloscope de référence à la sortie dans le plan π_{1D} afin d'extraire la fonction ($G(f)$) à l'aide de l'équation suivante :

$$G(f) = \frac{Y_1(f)}{Y_2(f)} \quad (\text{III.11})$$

Les formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant (avec l'hypothèse d'une impédance d'entrée de $50\ \Omega$ des amplificateurs principal et auxiliaire), mesurées à l'entrée de l'APD soumis à une modulation de type rampe croissante et acquises par le système de mesure temporelle chargé par une impédance réelle égale à $50\ \Omega$, sont représentées sur la Figure III-54.

Dans cette figure le courant est calculé comme suit :

$$I_{\text{entrée}}(t) = \frac{V_{\text{entrée}}(t) - V_{GS0}}{50} \quad (\text{III.13})$$

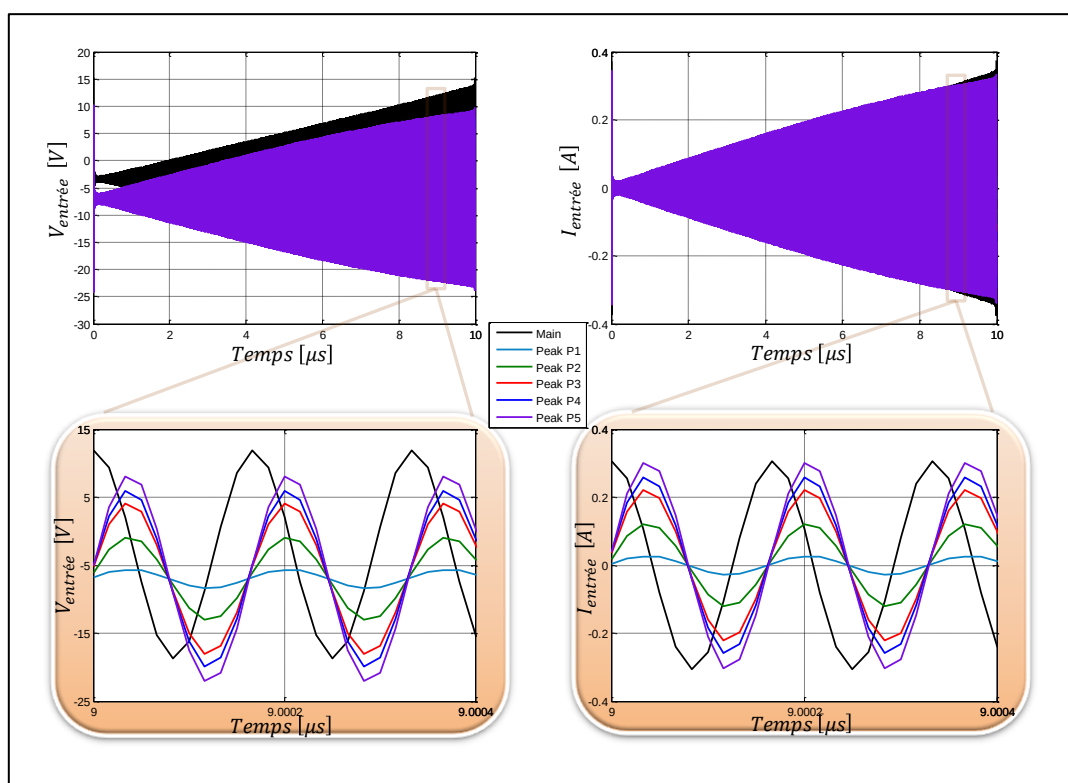


Figure III-54 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à l'entrée de l'APD : Main ($V_{gsq} = -3.5\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$ - $I_{dq} = 130\text{mA}$), Peak ($V_{gsq} = -7\text{V}$ - $V_{dsq} = 30\text{V}$).

La fréquence porteuse du signal modulé est égale à 6 GHz. Ces formes d'ondes temporelles sont acquises avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 60 GS/s. Il est possible d'observer la distorsion d'enveloppe de la rampe à l'entrée du Peak due à la saturation de l'amplificateur d'instrumentation (légèrement sous dimensionné pour cette mesure) pour les niveaux d'amplitudes élevés. Les tensions d'entrées du Peak et du Main sont déphasées de 90° .

Les formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées simultanément à la sortie de l'APD et acquises par le système de mesure temporelle chargé par

L'opérateur $\mathcal{H}$ est celui de la transformée de Hilbert. L'enveloppe de la tension d'entrée est obtenue à partir du signal d'entrée comme suit :

$$\tilde{v}_{1D}(t) = v_{1D}(t) \times e^{-j\omega t} \quad (\text{III.16})$$

A partir des enveloppes des tensions et courants d'entrée (pour les amplificateurs principal ou auxiliaire) et de sortie, les puissances d'entrée et de sortie instantanées d'enveloppe s'écrivent :

$$\tilde{P}_e(t) = \frac{1}{2} \text{Re}[\tilde{v}_{1D}(t) \times \tilde{i}_{1D}^*(t)] \quad (\text{III.17})$$

$$\tilde{P}_s(t) = \frac{1}{2} \text{Re}[\tilde{v}_{2D}(t) \times \tilde{i}_{2D}^*(t)] \quad (\text{III.18})$$

A partir de ces puissances il est possible d'extraire le gain en puissance dynamique d'enveloppe défini par :

$$G_p(t) = \frac{\tilde{P}_s(t)}{\tilde{P}_{e_Totale}(t)} \text{ avec } \tilde{P}_{e_Totale}(t) = \tilde{P}_{e_Main}(t) + \tilde{P}_{e_Peak}(t) \quad (\text{III.19})$$

Le courant de drain total BF $i_{DSBF}(t)$ est d'une part prélevé à l'aide d'une sonde en sortie de l'alimentation et d'autre part échantillonné par la voie 3 du récepteur à base de THA. Une procédure de synchronisation du courant BF et du courant RF étalonnée est ensuite appliquée par le calcul d'un temps de propagation de groupe τ_{BF} fondée sur l'intercorrélacion des deux courants BF et RF. Une fois cette synchronisation réalisée, la puissance consommée instantanée est alors calculée à partir :

- du courant de drain BF synchronisé $i_{DSBF}(t - \tau_{BF})$,
- de la tension continue d'alimentation générale V_{DS} de l'APD,
- de la tension de grille continue totale de l'APD issue de l'alimentation générale de l'amplificateur principal V_{GS1} ,
- du courant de grille continue total de l'APD issu de l'alimentation générale de l'amplificateur principal I_{G1} ,
- de la tension de grille continue totale de l'APD issue de l'alimentation générale de l'amplificateur auxiliaire V_{GS2} ,
- du courant de grille continue total de l'APD issu de l'alimentation générale de l'amplificateur auxiliaire I_{G2} .



La puissance consommée totale de l'APD « Dual-Input » est donc évaluée selon la formule suivante :

$$P_{DC}(t) = V_{DS} \times i_{DSBF}(t - \tau_{BF}) + V_{GS1} \times I_{G1} + V_{GS2} \times I_{G2} \quad (\text{III.20})$$

Le rendement instantané d'enveloppe de l'APD « Dual-Input » est alors calculé selon l'équation suivante :

$$PAE(t) = \frac{\bar{P}_s(t) - \bar{P}_{e_Totale}(t)}{P_{DC}(t)} \quad (\text{III.21})$$

Ces profils obtenus pour plusieurs signaux modulant à l'entrée de l'amplificateur auxiliaire sont illustrés par la Figure III-56.

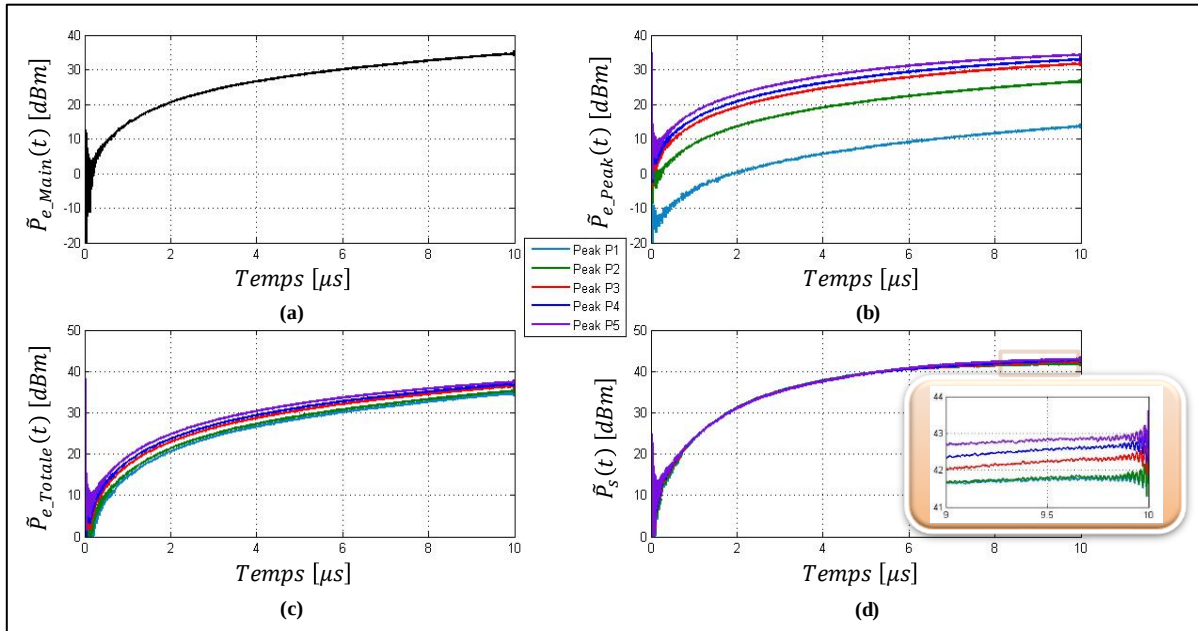


Figure III-56 : Profils temporels de variation des puissances instantanées (entrée du Main (a), entrée du Peak (b), entrée totale (c) et sortie (d) en fonction du temps d'enveloppe.

Sur la Figure III-56, l'effet de l'amplificateur auxiliaire est clairement observé sur la puissance de sortie totale à partir du moment où celui-ci est en fonctionnement, c'est-à-dire sur la plage d'OBO désiré par le concepteur ou défini par le cahier de charges.

Les caractéristiques de gain total dynamique de l'APD paramétré par le signal modulant de l'amplificateur auxiliaire obtenues par le système de mesure temporelle sont représentées sur la Figure III-57 en fonction du temps d'une part et en fonction de la puissance de sortie d'autre part.

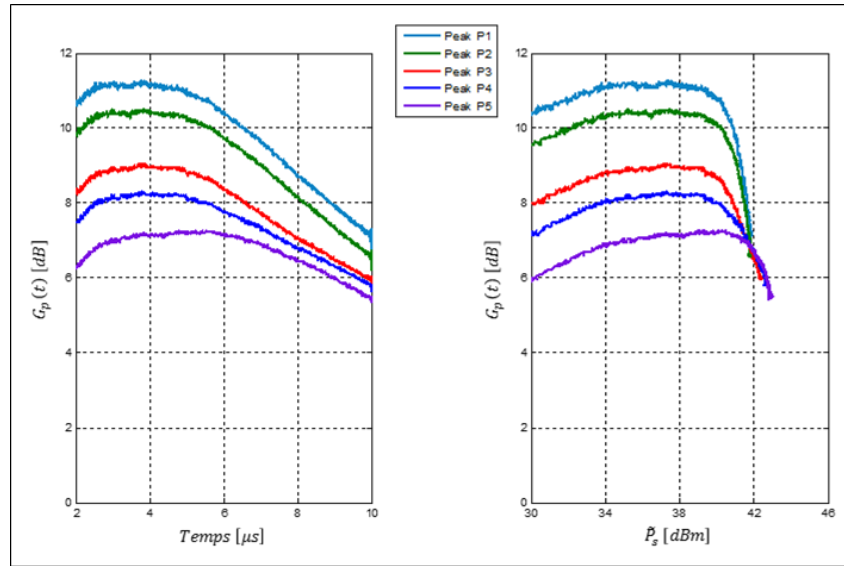


Figure III-57 : Caractéristiques en gain dynamique de l'APD paramétré par le signal modulé du Peak en fonction du temps et de la puissance.

L'AM/PM d'enveloppe dynamique est défini par le déphasage entre la tension d'enveloppe dynamique de sortie par rapport à la tension d'enveloppe dynamique d'entrée de l'amplificateur principal selon l'équation suivante :

$$\Delta\varphi(t) = \text{Arg}[\tilde{v}_{2D}(t)] - \text{Arg}[\tilde{v}_{1D_Main}(t)] \quad (\text{III.22})$$

La Figure III-58 montre la courbe de conversion AM/PM d'enveloppe dynamique de l'APD pour plusieurs niveaux de puissance d'excitation balayés à l'entrée du Peak.

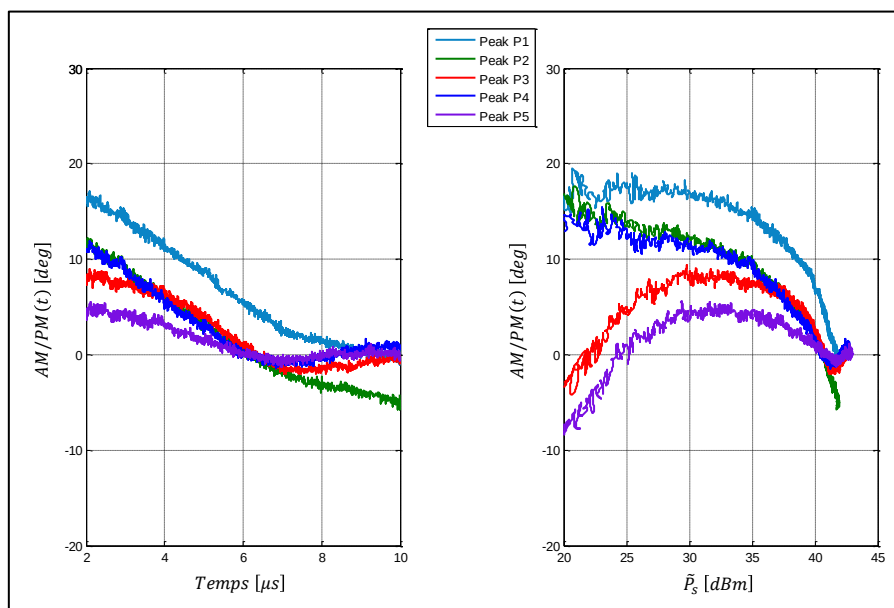


Figure III-58 : Caractéristiques AM/PM dynamique d'enveloppe de l'APD.

2 voies supplémentaires pour tenir compte des désadaptations des étages d'entrée. Enfin, la recherche des 'chemins 'optimaux n'a pu être réalisé au cours de ces travaux pour cause de manque de temps et de disponibilités des sources RF et des amplificateurs de puissance d'instrumentation. Toutefois, toute la procédure et les protocoles d'étalonnage et de mesure sont actuellement pleinement définis pour optimiser les signaux à présenter aux deux étages de l'APD pour satisfaire des critères de performance associée à un cahier des charges donné. Ce travail est actuellement poursuivi dans le cadre d'une nouvelle thèse débutée en septembre 2016.

III.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de démontrer les importantes capacités et potentialités du système de mesure temporelle 4-canaux calibré pour :

- la mesure avec des signaux simples dans différents environnements (Load-Pull) des tensions et courants RF aux bornes des composants pour des applications orientées Doherty par exemple,
- la mesure avec des signaux modulés (impulsionnels ou signaux de radio communications) des tensions et courants RF et BF synchronisés (par technique CIS ou DQD) aux bornes de dispositifs non linéaires.

Par ailleurs, il a aussi été montré que ce système de mesure temporelle calibré 4-canaux peut être aussi légèrement modifié pour accéder à la mesure calibrée des tensions et courants (préformés) aux accès multivoies d'amplificateurs de puissances.

Ce système de mesure se révèle être un outil de caractérisation expérimental très efficace pour :

- l'optimisation visuelle des conditions de fonctionnement des composants microondes non linéaires,
- la validation fine des modèles non linéaires associés à ces composants,
- la possibilité d'extraire de nouveaux modèles à partir de bases de données très complètes.



Finale­ment, ce banc calibré de caractérisation temporelle (en tensions et courants) et ses variantes est maintenant un outil totalement opérationnel pour des études beaucoup plus approfondies de l'optimisation expérimentale de fonctionnement de dispositifs (composants ou sous-systèmes) non linéaires en basse fréquence comme en hyper fréquence.





Conclusion générale et perspectives

La connaissance très précise des distorsions de porteuses et d'enveloppe dues aux non linéarités des tensions RF requiert des caractérisations temporelles expérimentales fines et efficaces. Il a été démontré que ces caractérisations nécessitent un système de caractérisation expérimental temporel très performant en termes de bande passante, de dynamique, et de fréquence d'échantillonnage. Il doit ainsi offrir aux ingénieurs de conception un outil très efficace d'analyse et d'optimisation visuelle des performances et des conditions de fonctionnement des systèmes et des composants non linéaires.

Ce manuscrit a présenté, le contexte de développement d'outil de caractérisation des composants radiofréquences et microondes non linéaires utilisés pour des applications civiles ou militaires.

Il est aussi montré dans le premier chapitre les différences essentielles entre les équipements de mesure temporelle fondés sur des têtes de réception de type « Sampler » ou celles de type « Track and Hold Amplifier » en déterminant leurs efficacités d'échantillonnage et en prenant en compte leurs bandes passantes RF. Cette démonstration est fondée sur la modélisation idéale d'une fonction d'échantillonnage considérée comme un système linéaire variant dans le temps. Le premier chapitre a permis aussi de décrire les principes fondamentaux et les modes de fonctionnement des systèmes d'échantillonnage utilisés dans ces oscilloscopes numériques à échantillonnage à travers des exemples d'applications numériques. Cette étude a permis de justifier le choix de l'architecture Track and Hold du système d'échantillonnage adopté pour le système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM. Des études des limitations de ce système pour la mesure temporelle des composants sous pointes et des améliorations sur les performances ont été exposées. Ces améliorations sont liées principalement à la procédure d'acquisition fondée sur :

- l'échantillonnage à temps équivalent cohérent permettant d'atteindre des fréquences d'échantillonnage virtuelles supérieures à 1 TS/ , grâce à la technique de CIS et pour des périodes de signaux à mesurer inférieures à $100 \mu\text{s}$,
- l'échantillonnage DQD permettant une caractérisation temporelle d'enveloppe avec des périodes de répétition qui peuvent atteindre 10 ms à l'heure actuelle,



Le système de mesure temporelle rapporté dans cette thèse permet la mesure calibrée et simultanée des quatre ondes de tension et courant présentes aux accès des dispositifs sous test, qu'ils soient montés sur plaque ou en boîtier. Plusieurs procédures d'étalonnage rigoureuses fondées sur l'utilisation de générateurs de signaux multitons BF et RF ont été développées au cours de ce travail. Ces procédures consistent tout d'abord à réaliser des étalonnages relatifs identiques à ceux utilisés pour les analyseurs de réseaux vectoriels conventionnels, et ensuite à mettre en œuvre un étalonnage absolu fondé sur l'utilisation d'un oscilloscope numérique de référence pré-étalonné d'une part en amplitude à l'aide d'un wattmètre conventionnel et d'autre part en phase en utilisant un générateur de référence.

Les principales capacités et potentialités du système de mesure temporelle proposé dans cette thèse ont été mises en évidence par la mesure temporelle calibrée des composants non linéaires soumis à des excitations complexes pour différentes applications. Ces mesures permettent un contrôle visuel de l'évolution des formes d'ondes des tensions et courants en fonction des niveaux de puissances des signaux d'entrée.

Le système de mesure des formes d'ondes temporelles, proposé dans cette thèse, constitue une contribution significative dans le domaine des microondes. Il permet la prise en compte des distorsions apportées par les dispositifs non linéaires en haute fréquence (RF) et en basse fréquence (BF). Cette prise en compte doit à l'avenir contribuer à l'amélioration de la modélisation non linéaire des tensions RF. La validation des modèles non linéaires des transistors et l'optimisation de leur fonctionnement pour différentes applications sont désormais accessibles aux concepteurs d'amplificateurs de puissances grâce aux capacités de visualisation des formes d'ondes temporelles de signaux modulés complexes acquis avec des très hautes fréquences d'échantillonnage.

A notre connaissance, ce système de mesure temporelle calibré 4-canaux a permis pour la première fois :

- de développer une méthode expérimentale de caractérisation temporelle au niveau composant orientée Doherty permettant au concepteur d'obtenir toutes les informations nécessaires sur les transistors pour déterminer avant la conception l'ensemble des performances atteignables d'un APD,
- de mesurer dans les mêmes plans d'accès à la fois les contributions calibrées en basse fréquence comme aux fréquences RF des tensions et courants en entrée et



sortie de composants ou de systèmes connectés. Cette prise en compte des tensions et courants basses fréquences calibrées dans les mêmes plans que les tensions et courants hyperfréquences doit permettre à l'avenir des améliorations dans la modélisation des composants HEMT GaN notamment les effets de pièges et les effets thermiques,

- de mesurer les tensions/courants temporels calibrés présents aux accès de dispositifs multivoie comme les APD « Dual-Input » afin d'optimiser les signaux d'entrée sur les 2 voies pour satisfaire des critères de PAE, d'OBO, et de linéarité.

Après ces travaux de thèse, les concepteurs de fonctions électroniques possèdent un outil de caractérisation de dispositifs non linéaires (au niveau composant comme au niveau sous-système) pour évaluer très précisément les performances, pour les modéliser et pour valider leurs modèles dans des environnements réalistes.

Les prolongements et perspectives de ces travaux rapportés dans cette thèse pourraient concerner :

❖ **Extension de la bande passante RF**

Une perspective majeure de ces travaux de thèse consiste à augmenter la bande passante RF du système de mesure. En effet, ce dernier est fondé sur l'utilisation de l'architecture du système d'échantillonnage Track and Hold limité à 13 GHz de bande passante, ce qui constitue donc une limitation critique du système. Afin de pallier ce problème, un basculement vers l'architecture Sample and Hold à l'aide de l'utilisation des têtes d'échantillonnage capables d'atteindre des bandes passantes de l'ordre de 50 GHz s'avère indispensable.

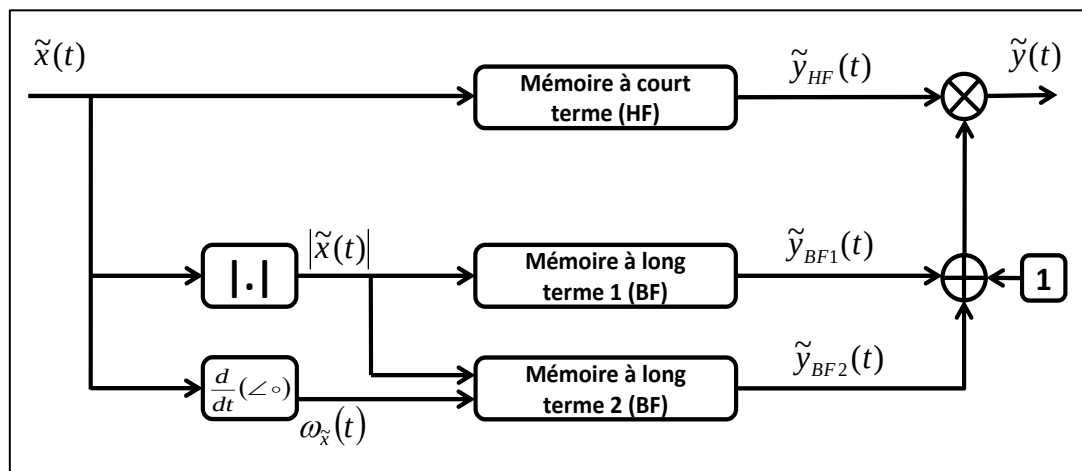
❖ **Extension de la bande passante de numérisation**

Une perspective supplémentaire consiste à augmenter la bande passante de numérisation du système de mesure. Pour ce faire, il est possible de recourir à un CAN 8-canaux capable de numériser les signaux avec une grande vitesse d'échantillonnage de 1 GS/s.



❖ Application à la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance

Etant donné qu'il est capable d'analyser le comportement de dispositifs non linéaires soumis à des modulations complexes, le système de caractérisation temporelle présenté dans cette thèse constitue un nouvel outil très important en ce qui concerne la modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance en utilisant la méthode des séries de Volterra à noyaux dynamiques dont un exemple de topologie est illustré sur la figure ci-dessous [56].



Topologie du modèle de modèle de Volterra modulé à trois noyaux.

L'identification des noyaux s'effectue directement à partir des caractérisations biporteuses ou impulsionnelles.

Finalement, les travaux de thèse ouvrent des champs d'études très vastes pour les années à venir concernant l'étude dynamiques de dispositifs non linéaires hyperfréquences et microondes.



Bibliographie

- [1] Rohde & Schwarz, [En ligne]. Available: <http://www.rohde-schwarz.com/>.
- [2] Agilent Technologies, [En ligne]. Available: <http://www.agilent.com/>.
- [3] 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.
- [4] S. Ahmed, M. Saad El Dine, G. Neveux, T. Reveyrand, J.-M. Nébus et D. Barataud, «4-Channel, time-domain measurement system using track and hold amplifier for the characterization and linearization of high-power amplifiers,» *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 4, pp. 71-79, 2012.
- [5] J. Sachs, *Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing: Theory, Sensors, Applications*, Wiley-VCH, 2012.
- [6] C. D. Hull, «Analysis and Optimization of Monolithic RF Downconversion Receivers,» Ph.D dissertation, University of California, Berkeley, 1992.
- [7] B. Leung, *VLSI for Wireless Communication Second Edition*, Springer, 2011.
- [8] R. Carison, S. Krakauer, K. Magleby, R. Monnier, V. V. Duzer et R. Woodbury, «SAMPLING OSCILLOGRAPHY,» *Application Note 36*, pp. 3-4, 1962.
- [9] M. Dethlefsen et J. Wendler, «Design Considerations in the Microwave Transition Analyzer,» *HEWLETT-PACKARD JOURNAL*, pp. 63-68, 1992.
- [10] B. Gorisse, «Etude d'éléments de base et de concepts pour un numériseur à très large bande passante et à haute résolution,» Ph.D dissertation, Université de Lille, France, 2007.
- [11] G. Regis, «Conception de circuits analogiques-numérique pour le conditionnement de micro-capteurs embarqués,» Ph.D dissertation, Université de Grenoble, 2006.
- [12] National Semiconductor, «Specifications and Architectures of Sample-and-Hold Amplifiers,» *Application Note 775*, 1992.
- [13] Teledyne LeCroy, [En ligne]. Available: <http://teledynelecroy.com/>.



- [14] Tektronix, «Test and Measurement Equipment,» [En ligne]. Available: <http://www.tek.com/>.
- [15] INPHI, «1321TH data sheet,» [En ligne]. Available: <http://www.inphi.com>.
- [16] INPHI, «1821TH data sheet,» [En ligne]. Available: <http://www.inphi.com>.
- [17] Hittite, «HMC1061LC5 data sheet,» [En ligne]. Available: <http://www.hittite.com/>.
- [18] Teledyne, «RTH090 data sheet,» [En ligne]. Available: <http://www.teledyne-si.com/>.
- [19] FMAX Technologies Inc., «FX331A data sheet,» [En ligne]. Available: <http://www.fmaxtech.com/>.
- [20] G. N. Stenbakken et J. P. Deyst, «Comparison of time base nonlinearity measurement techniques,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, pp. 34-39, 1998.
- [21] Tektronix, «DSA8300 Sampling Oscilloscope,» [En ligne]. Available: <http://www.tek.com/oscilloscope/dsa8300-sampling-oscilloscope>.
- [22] M. Mahoney, *DSP-Based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits*, Los Alamitos, California: IEEE Computer Society Press, 1987.
- [23] Teledyne LeCroy, «Coherent Interleaved Sampling and FFT,» LAB_WE770, 2005.
- [24] C.-H. Tseng et H.-F. Chien, «Digital Quadrature Demodulation of Multiple RF Signals,» *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 2005.
- [25] Tektronix, «AWG7000 Arbitrary Waveform Generator,» [En ligne]. Available: <http://www.tek.com/signal-generator/awg7000-arbitrary-waveform-generator>.
- [26] K. EL-Akhdar, S. Ahmed, T. Reveyard, G. Neveux, D. Barataud et J. .. 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.
- [27] MathWorks France, «MATLAB - Le langage du calcul scientifique,» [En ligne]. Available: <http://www.mathworks.fr/products/matlab/>.
- [28] K. Kurokawa, «Power Waves and the Scattering Matrix,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 194-202, 1965.



- [29] M. R. Schroeder, «Synthesis of low peak-factor signals and binary sequences of low auto-correlation,» *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp. 85-89, 1970.
- [30] G. Simon et J. Schoukens, «Robust broadband periodic excitation design,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 270-274, 2000.
- [31] J. Verspecht et K. Rush, «Individual characterization of broadband sampling oscilloscopes with a nose-to-nose calibration procedure,» *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, pp. 347-354, 1994.
- [32] 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.
- [33] J. Verspecht, «Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices,» Doctoral Dissertation, Vrije Universiteit Brussel, 1995.
- [34] Agilent Microwave Corporation, «Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers,» *Application Note 1287-11*, 2009.
- [35] 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.
- [36] 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.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] C. Salmer, P. Eudeline et P. Rolland, «Pulse to Pulse Stability of Solid State Transmitter Module for Radars Application,» chez *28th European Microwave Conference*, 1998.
- [40] S. Farah, L. Ayari, K. El-Akhdar, G. Neveux et D. Barataud, «Improvement of dynamic losses in Pulse CW characterization of non-linear RF devices,» *IET Journals & Magazines*, vol. 52, 2016.



- [41] J. Delprato, D. Barataud, M. Campovecchio, G. Neveux, C. Tolant et P. Eudeline, «Time-domain envelope measurements and simulations of pulse-to-pulse stability in microwave power amplifiers,» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2014.
- [42] «R&S-K6 Pulse Sequencer,» [En ligne]. Available: http://www.rohdeschwarz.fr/fr/Produits/Test_Mesure/Signal_Generators/SMBVK6.html.
- [43] B. Kim, J. Kim, I. Kim et J. Cha, «The Doherty power amplifier,» *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, pp. 42-50, 2006.
- [44] W. H. Doherty, «A new high efficiency power amplifier for modulated waves,» *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 24, pp. 1163-1182, 1936.
- [45] F. H. Raab, «Efficiency of Doherty RF Power Amplifier systems,» *IEEE Transactions on broadcasting*, Vols. 33, pp. 77-83, 1987.
- [46] P. Colantonio, F. Giannini et E. Limiti, *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*, New York: Wiley, 2009.
- [47] O. Gustafsson, J. C. Cahuana, D. Kuylensstierna, I. Angelov, N. Rorsman et C. Fager, «A wideband and compact GaN MMIC Doherty amplifier for microwave link applications,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, pp. 922-930, 2013.
- [48] L. Ayari, M. Ayad, E. Byk, M. Camiade, G. Neveux et D. Barataud, «An Automated Time-Domain Set-up for On-Wafer Characterization, Doherty Oriented, of High Power GaN HEMTs,» chez *85th Microwave Measurement Conference (ARFTG), IMS2015*, Phoenix, AZ, 2015.
- [49] R. M. Fano, «Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances,» *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, pp. 57-83, 1950.
- [50] United Monolithic Semiconductors, «Design of a Packaged 6GHz, 20W, Quasi-MMIC GaN-HEMT Doherty Power Amplifier,» chez *Soumise à International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu Hawaii, 2017.
- [51] C. Berrached, D. Bouw, M. Camiade et D. Barataud, «Wideband High Efficiency High Power GaN Amplifiers Using MIC and Quasi-MMIC Technologies,» chez *European Microwave Conference (EuMC)*, 43rd EuMC, Nuremberg, 2013.

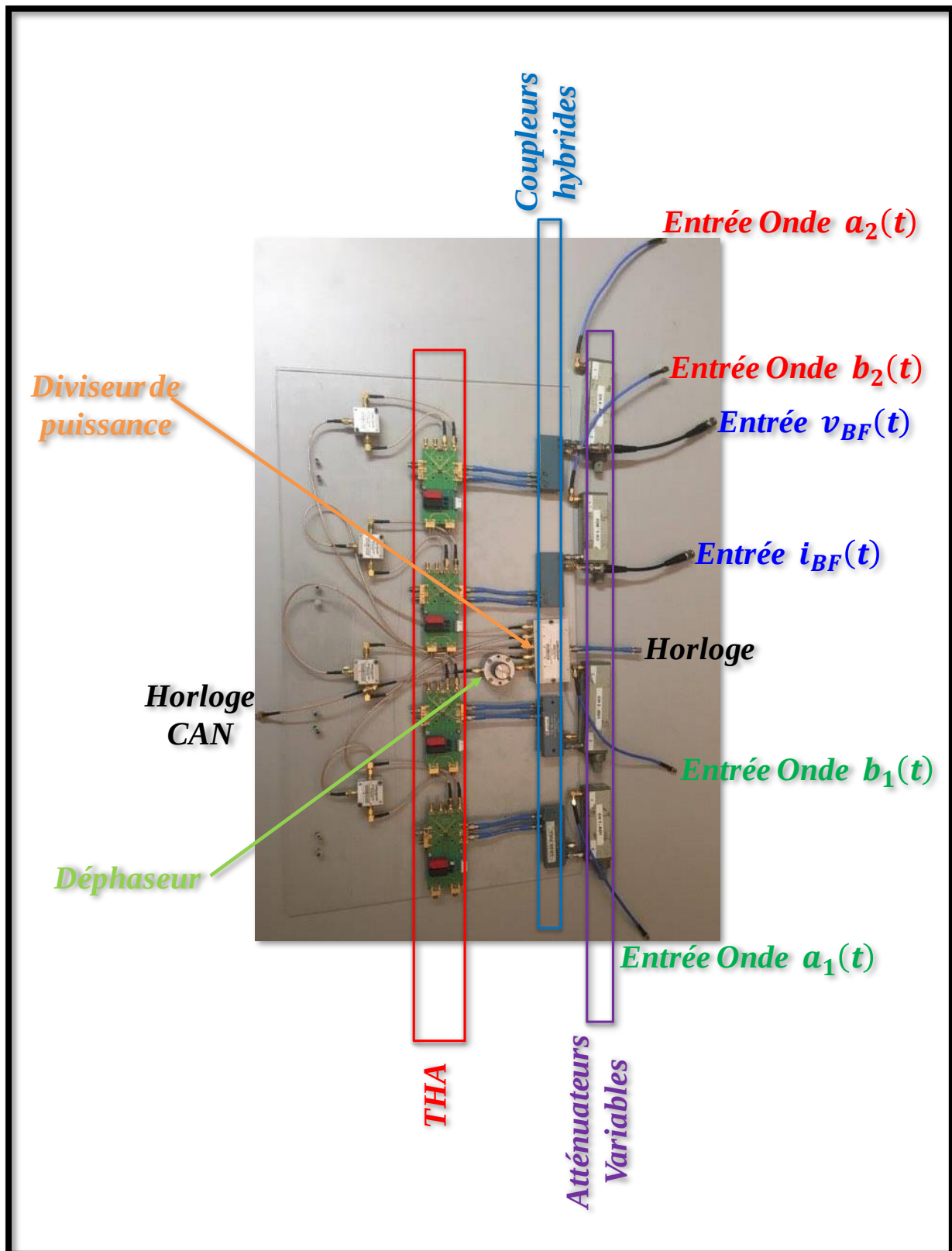


- [52] K. J. Hetling, «Multirate Subharmonic Sampling,» chez *Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on*, New Orleans, LA, 2000.
- [53] S. Ahmed, «Système de mesures temporelles 4-canaux à échantillonnage entrelacé ultra haute fréquence basé sur des amplificateurs « Track & Hold » pour la caractérisation impulsionnelle d'amplificateurs de puissance non linéaires,» Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2012.
- [54] G. N. NKONDEM, «Développement d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppe d'amplificateurs de puissance. Application à la linéarisation d'amplificateurs par prédistorsion en bande de base,» Doctoral Dissertation, Université de Limoges, Limoges, 2008.
- [55] P. MEDREL, «Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille,» Doctorale Dissertation, Université de Limoges, Limoges, 2014.
- [56] C. Quindroit, «Modélisation comportementale et conception de linéariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de prédistorsion numérique,» Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2010.









Photographie du récepteur

Publications et communications relatives à ce travail

- **L. Ayari, G. Neveux, D. Barataud**, “ *Amélioration des pertes dynamiques dans la caractérisation temporelle radiofréquence impulsionnelle*,” 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, Juin 2015.
- **L. Ayari, M. Ayad, E. Byk, M. Camiade, G. Neveux, D. Barataud**, “ *Caractérisation temporelle automatisée, sous pointes et orientée Doherty, de transistors GaN HEMT*,” 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, Juin 2015.
- **M. Ayad, L. Ayari, G. Neveux, D. Barataud, E. Byk, M. Camiade, C. Chang**, “*Evaluation des transistors HEMTs GaN pour la conception d’amplificateurs Doherty*,” 19^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Bordeaux, Juin 2015.
- **L. Ayari, M. Ayad, E. Byk, M. Camiade, C. Chang, G. Neveux, D. Barataud**, “*Experimental Time-Domain Evaluation and Simulation of High Power GaN HEMTs for RF Doherty Amplifier Design*,” European Microwave Conference (EuMC), 45th EuMC, Paris, France, September 2015.
- **L. Ayari, M. Ayad, E. Byk, M. Camiade, G. Neveux, D. Barataud**, “*An Automatized Time-Domain Set-up for On-Wafer Characterization, Doherty Oriented, of High Power GaN HEMTs*,” 85th Microwave Measurement Conference (ARFTG), IMS2015, Phoenix, AZ, May 2015 (**2015 MTT-S Student Paper Award**).
- **S. Farah, L. Ayari, K. El-Akhdar, G. Neveux, D. Barataud**, “Improvement of dynamic losses in Pulse CW characterization of non-linear RF devices,” *IET Journals & Magazines*, vol. 52, 2016.
- **S. Fakhfakh, L. Ayari, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux et D. Barataud**, “*On-Wafer Time-Domain Measurement of Pulse-to-Pulse Stability for Microwave Power GaN HEMT*,” *International Microwave Symposium (IMS2017)*, Honolulu, HAWAII, June 2017.
- **M. Ben-Sassi, L. Ayari, S. Fakhfakh, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux et D. Barataud**, “Système de caractérisation calibré de dispositifs non linéaires pour l'extraction cohérente des enveloppes temporelles RF et des composantes BF associées,” 20^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Saint-Malo, Mai 2017.



- **S. Fakhfakh, L. Ayari, A. Martin, M. Campovecchio, G. Neveux et D. Barataud,**
“*Mesures temporelles sous pointes de la stabilité pulse à pulse des transistors HEMT GaN de puissance,*” 20^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Saint-Malo, Mai 2017.





Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires

Les communications futures pour les applications civiles et militaires utilisent des signaux modulés complexes large bande qui seront émis à travers des amplificateurs de puissance multivoie de type DOHERTY qui devront avoir des performances en puissance, rendement, OBO et largeur de bande qui constituent aujourd'hui un véritable défi à relever. Pour ce faire les concepteurs ont besoin d'outils de caractérisation temporelle permettant la mesure normalisées et l'optimisation des tensions et courants aux accès des dispositifs non linéaires sous pointes ou connectorisés. Ce travail de thèse a permis de mettre en œuvre cet outil de caractérisation temporelle qui a été utilisé pour répondre à des besoins spécifiques pour la modélisation de transistor, pour l'optimisation de leur fonctionnement en termes de stabilité impulsion à impulsion, pour la recherche des conditions optimales de leur fonctionnement dans un amplificateur de type Doherty. Pour cette mise en œuvre une modélisation mathématique des échantillonneurs a été réalisée pour évaluer leurs performances et choisir le mieux adapté à la mesure temporelle RF. Des procédures d'étalonnages rigoureuses ont été développées pour obtenir simultanément des formes d'ondes temporelles calibrées à spectre très large (Basse fréquences jusqu'aux Hyperfréquences).

Mots-clés : [Système d'échantillonnage, Track and Hold Amplifier, système de mesure temporelle, procédure d'étalonnage, échantillonnage à temps équivalent cohérent, HEMT GaN, amplificateur de puissance, Doherty, OBO, stabilité impulsion à impulsion]

Contribution to the development of a 4-channel time-domain measurement set-up for advanced characterization of RF non-linear components and subsystems

The future communications for civil and military applications will use complex wideband modulated signals to be transmitted through multi-channel DOHERTY power amplifiers which should have high performance in terms of power, efficiency, OBO, and bandwidth. In order to meet these stringent requirements, designers need time-domain characterization tools for calibrated measurements and for optimizing voltages and currents at both ports of non-linear connectorized or on-wafer devices. This work successfully implements time-domain characterization tools used to meet specific needs for transistor modeling, to optimize their operation in terms of pulse to pulse stability, and to search optimal conditions of their operation modes in a Doherty power amplifier. For this implementation, mathematical modeling is performed to evaluate sampler's performances in terms of time-domain sampling efficiency in order to choose the best suited sampling architecture for RF time-domain measurements. Rigorous calibration procedures have been developed to obtain simultaneously full time-domain calibrated waveforms (from low Frequencies to Microwave frequencies).

Keywords : [Sampling system, Track and Hold Amplifier, time-domain measurement system, calibration procedure, coherent interleaving sampling, GaN HEMT, high power amplifier, Doherty, OBO, P2P]

