

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCE ET INGÉNIERIE POUR L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire : XLIM Département : C2S2

Thèse N° 77-2013

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

Présentée et soutenue par

Kassem EL AKHDAR

Le 18 décembre 2013

Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes

Thèse dirigée par Denis BARATAUD et Guillaume NEVEUX

JURY :

Michel CAMPOVECCHIO	Professeur, Université de Limoges	Président
Juan Mari COLLANTES	Professeur, Université du Pays Basque de Bilbao	Rapporteur
Eric BERGEAULT	Professeur, Télécom Paris Tech	Rapporteur
Denis BARATAUD	Professeur, Université de Limoges	Examineur
Guillaume NEVEUX	Maître de conférences, Université de Limoges	Examineur
Tony GASSELING	Ingénieur, AMCAD Engineering - Limoges	Examineur
Frans VERBEYST	Ingénieur, National Instruments - Belgique	Examineur
Jean Michel NEBUS	Professeur, Université de Limoges	Invité
Edouard N'GOYA	Directeur de recherche, CNRS –UMR LIMOGES	Invité

À mon père et ma mère

À mes frères et mes sœurs

À Abir et Karim

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 COMPOVECCHIO, 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 Juan Marie COLLANTES, Professeur à l'Université du Pays Basque de Bilbao, et à Monsieur Eric BERGEAULT, 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 Jean Michel NEBUS, Professeur à l'université de Limoges, pour les échanges nombreux et enrichissants que nous avons eus durant ces trois dernières années, et pour son collaboration au jury.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Tony GASSELING, Ingénieur à la société AMCAD Engineering et à Monsieur Frans VERBEYST, Ingénieur à la société National Instruments, pour prendre part au jury en qualité d'examineur. J'adresse également toute ma

gratitude à Monsieur Edouard N'GOYA, Directeur de Recherche UMR Université de Limoges/CNRS, pour avoir accepté de participer à ce jury.

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 C2S2, anciens et nouveaux thésards (Sajjad, Chamssedine, Patrick, Pierre, Julien, Said, Arnaud, Agostino, Lotfi, ...) ou non, pour les discussions et les moments que nous avons partagés.

Enfin, le plus grand merci va à toute ma famille, et à mes compatriotes qui ont rendu mon séjour à limoges plus agréable, plus particulièrement, à Ahmad, Nour, Rim, et Ghaydaa.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Contexte de la caractérisation des amplificateurs de puissance RF	5
I.1 Introduction	7
I.2 Contexte des systèmes de télécommunications	8
I.2.1 Systèmes de communications mobiles.....	8
I.2.2 Radio logicielle	9
I.2.2.1 Radio logicielle restreinte (SDR).....	11
I.2.2.2 Radio cognitive	11
I.2.2.3 Intérêts et conséquences.....	12
I.2.3 Systèmes RADARs	13
I.3 L'amplification de puissance dans les systèmes de télécommunications modernes	14
I.3.1 Défis de la conception et de la caractérisation des amplificateurs de puissance	14
I.3.2 Classes de fonctionnement d'un amplificateur	18
I.3.2.1 Classes de fonctionnement sinusoïdales	18
I.3.2.2 Classes de fonctionnement haut rendement	18
I.3.2.2.1 Les classes F et F inverse.....	19
I.3.2.2.2 La classe J	20
I.3.2.3 Classes de fonctionnement à commutation.....	20
I.3.2.3.1 La classe E	20
I.3.2.3.2 Les classes D.....	21
I.3.3 Architectures avancées d'amplification de puissance.....	22
I.3.3.1 EER	23
I.3.3.2 Classe S	24
I.3.3.3 Architecture polaire	25
I.3.3.3.1 Architecture retenue.....	27
I.3.3.3.2 Modulateur Delta-Sigma.....	29
I.3.3.3.3 Mise en œuvre de l'architecture de modulation polaire numérique	32
I.4 Bilan en puissance des multipôles	36
I.4.1 Notions de puissance en fonction de tension/courant	36
I.4.2 Définitions des ondes de puissance.....	38
I.4.3 Application à un amplificateur de puissance	40
I.4.3.1 Bilan en puissance d'un amplificateur	40
I.4.3.2 Expressions des puissances aux accès de l'amplificateur.....	41
I.4.3.3 Gains en puissance	43
I.4.3.4 Les notions de rendement	44
I.5 Caractérisation des amplificateurs de puissance	45
I.5.1 Caractérisation en mode monoporteuse (CW).....	45
I.5.2 Caractérisation en mode CW impulsionnel [45], [46].....	47
I.5.2.1 Expression des puissances dans le domaine temporel	48
I.5.2.2 Expression des puissances dans le domaine fréquentiel.....	49

I.5.3	Caractérisation en mode multiporteuse.....	50
I.5.3.1	Cas biporteuse.....	50
I.5.3.2	Cas multiporteuse.....	52
I.5.3.2.1	L'ACPR.....	52
I.5.3.2.2	Le NPR.....	53
I.6	Conclusion.....	54
Chapitre II : Système de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires.....		55
II.1	Introduction.....	57
II.2	Système d'échantillonnage.....	61
II.2.1	Approche théorique [58].....	61
II.2.2	Approche physique des deux modes d'échantillonnage.....	64
II.2.2.1	Mode « Sampling » ($tw \ll \tau$).....	64
II.2.2.2	Mode « Tracking » ($tw \gg \tau$).....	66
II.2.3	Techniques de fonctionnement de système d'échantillonnage.....	68
II.2.3.1	Technique « Sample and Hold ».....	69
II.2.3.1.1	Avec retour ou « feedback » [60] [61].....	69
II.2.3.1.2	Sans feedback [63].....	71
II.2.3.2	Technique « Track and Hold ».....	73
II.3	Principes de fonctionnement des oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent.....	75
II.3.1	Echantillonnage à temps équivalent par déclenchement (trigger).....	76
II.3.1.1	Mode séquentiel.....	76
II.3.1.2	Génération du signal de déclenchement (trigger) [61].....	76
II.3.1.3	Avantages et inconvénients.....	77
II.3.2	Echantillonnage à temps équivalent cohérent.....	78
II.3.2.1	Mode « Coherent Interleaving Sampling (CIS) ».....	78
II.3.2.2	Synthèse du signal d'échantillonnage.....	79
II.3.2.3	Avantages et inconvénients.....	80
II.4	Système de mesure temporelle 4 canaux (XLIM).....	81
II.4.1	Description du système de mesure.....	81
II.4.2	Mesure de la dynamique d'amplitude du système de mesure temporelle.....	83
II.4.3	Performances et limitations.....	85
II.4.4	Améliorations de performances.....	86
II.4.5	Nouvelle procédure d'échantillonnage à temps équivalent cohérent.....	88
II.4.5.1	Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Phase d'acquisition.....	88
II.4.5.2	Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Phase de reconstruction.....	90
II.4.5.3	Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Exemple d'application.....	91
II.5	Conclusion.....	95
Chapitre III : Contribution à la mesure large bande temporelle calibrée ..		97

III.1 Introduction	99
III.2 Procédure de calibrage conventionnelle à bande étroite d'enveloppe du système de mesure	102
III.3 Nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle.....	106
III.3.1 Définition du Signal multitons	106
III.3.1.1 Contexte	106
III.3.1.2 Génération numérique du signal multitons	107
III.3.1.3 Génération analogique du signal multitons.....	110
III.3.2 Les étapes de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle utilisant un signal multitons	116
III.3.2.1 Etalonnage relatif	117
III.3.2.2 Etalonnage absolu	120
III.3.2.2.1 Caractérisation de l'étalon en amplitude et en phase.....	121
III.3.2.2.2 Etalonnage en amplitude et en phase	125
III.3.3 Validation de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle	127
III.3.3.1 Première vérification des étalonnages relatif et absolu.....	127
III.3.3.2 Seconde Vérification de l'étalonnage absolu.....	132
III.3.3.3 Exemple d'application et comparaison avec la procédure conventionnelle	133
III.4 Caractérisation temporelle calibrée de dispositifs microondes en présence des signaux impulsionnels	137
III.4.1 Le système de mesure temporelle complet.....	137
III.4.2 Caractérisation en paramètre S d'un dispositif passif à partir de mesures temporelles.....	140
III.4.2.1 Mesure des paramètres S.....	140
III.4.2.2 Caractérisation impulsionnelle en puissance (type NVNA)	143
III.4.3 Caractérisation d'un dispositif actif	146
III.4.3.1 Mesure des paramètre S	147
III.4.3.2 Caractérisation en mode CW.....	149
III.4.3.3 Caractérisation en mode CW impulsionnelle.....	154
III.4.3.3.1 Mesure temporelle.....	154
III.4.3.3.2 Extraction des grandeurs caractéristiques	161
III.5 Conclusion	168
Chapitre IV : Applications à la caractérisation temporelle large bande d'amplificateurs de puissance non linéaires	169
IV.1 Introduction.....	171
IV.2 Caractérisation des non linéarités d'un amplificateur de puissance en présence des signaux multiporteuse	171
IV.2.1 Caractérisation en C/I.....	173
IV.2.2 Caractérisation en NPR large bande	175
IV.2.3 Caractérisation en ACPR large bande.....	181
IV.3 Prédistorion numérique.....	183
IV.3.1 Contexte de la prédistorion numérique en bande de base	183

IV.3.2 Etapes de l'application de la prédistorsion numérique en bande de base	185
IV.3.2.1 Identification du modèle de l'AST.....	185
IV.3.2.2 Extraction de la fonction de prédistorsion	190
IV.3.2.3 Application de la prédistorsion	191
IV.4 Caractérisation d'un amplificateur de puissance dans une architecture de transmission polaire	194
IV.4.1 Contexte de la caractérisation	194
IV.4.2 Caractérisation en présence d'un signal biporteuse	195
IV.4.2.1 Mise en forme de l'information	195
IV.4.2.2 Etapes de la caractérisation temporelle.....	198
IV.4.2.2.1 Cas 1 : Caractérisation de l'amplificateur chargé par une impédance 50 ohms	199
IV.4.2.2.2 Cas 2 : Caractérisation conjointe de l'amplificateur et du filtre de reconstruction	202
IV.4.2.2.3 Cas 3 : Caractérisation de l'amplificateur chargé par le filtre de reconstruction	205
IV.4.2.3 Etude des performances et analyse comparative.....	208
IV.4.2.3.1 Performances globales	210
IV.4.2.3.2 Performances utiles	212
IV.4.2.3.3 Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur les performances	215
IV.4.2.3.4 Bilan comparatif.....	218
IV.4.3 Caractérisation en présence d'une modulation QAM16	219
IV.4.4 Conclusion partielle	223
IV.5 Conclusion	223
Conclusion générale et perspectives	225
Bibliographie.....	231
Annexes.....	241
Photographies du système de mesure temporelle développé à XLIM.....	241
Publications et communications relatives à ce travail	243

Table des figures

Figure I-1 : Evolution des systèmes de communications mobiles [5].....	9
Figure I-2 : Schéma de principe de la radio logicielle idéale.....	10
Figure I-3 : Schéma de principe de la radio logicielle restreinte.	11
Figure I-4 : Cycle simplifié d'un terminal cognitif [12].....	12
Figure I-5 : Fonctionnement de l'amplificateur de puissance.....	16
Figure I-6 : Schéma de principe d'un amplificateur idéal classe F et F^{-1} (a), et formes d'ondes de tension et de courant de la classe F (b), et de la classe F^{-1} (c).....	19
Figure I-7 : Schéma de principe d'un amplificateur classe E.	20
Figure I-8 : Schéma de principe d'un amplificateur classe D en mode tension (a), et en mode courant (b).	22
Figure I-9 : Schéma de principe de l'architecture EER.	24
Figure I-10 : Schéma de principe d'un amplificateur classe S.....	25
Figure I-11 : Schéma de principe d'une architecture polaire.	26
Figure I-12 : Architecture polaire avec modulation numérique.	28
Figure I-13 : Modulateur (a) et démodulateur (b) Δ d'ordre unitaire.	29
Figure I-14 : Modulateur (a) et démodulateur (b) $\Delta\Sigma$ d'ordre unitaire.	30
Figure I-15 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 1.	30
Figure I-16 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre N.	31
Figure I-17 : Bruit dans la bande d'un modulateur $\Delta\Sigma$ (a), mise en forme du signal utile (b) et du bruit (c).....	32
Figure I-18 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2.	33
Figure I-19 : Structure du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 à contre réaction.	34
Figure I-20 : Signal d'entrée et de sortie du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 (a) et spectre du signal codé (b).....	34
Figure I-21 : Puissance délivrée à un dipôle linéaire.	36
Figure I-22 : Amplificateur de puissance.....	40
Figure I-23 : Principe de caractérisation AM/AM et AM/PM en mode monoporteuse.....	46
Figure I-24 : Caractérisation en mode CW impulsif.	48
Figure I-25 : Caractérisation en mode biporteuse.	51
Figure I-26 : Principe de la caractérisation multiporteuse, critère ACPR.....	52
Figure I-27 : Principe de la caractérisation multiporteuse, critère NPR.	53
Figure II-1 : Les principales techniques de mesure temporelle [48].....	58
Figure II-2 : Principe du système d'échantillonnage.	62
Figure II-3 : Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage en mode « Sampling ».	65
Figure II-4 : Synoptique de principe d'un système d'échantillonnage en mode « Sampling ».	66
Figure II-5 : Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage ($tw \gg \tau$).....	67
Figure II-6 : Synoptique de base du système d'échantillonnage en mode « Tracking ».....	68
Figure II-7 : Schéma de principe de l'architecture « Sample and Hold » avec « feedback ». .	69
Figure II-8 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Sample and Hold » avec « feedback ».	70
Figure II-9 : Schéma de principe de l'architecture « Sample and Hold » sans feedback.....	72
Figure II-10 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Sample and Hold » sans feedback.	72
Figure II-11 : Schéma de principe de l'architecture « Track and Hold ».....	73
Figure II-12 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Track and Hold ».	74
Figure II-13 : Principe de l'échantillonnage par déclenchement en mode séquentiel.....	76

Figure II-14 : Schéma de principe de la génération du signal de déclenchement (trigger).....	77
Figure II-15 : Principe de l'échantillonnage cohérent en mode CIS.....	79
Figure II-16 : Schéma de principe de la synthèse du signal d'échantillonnage cohérent.	80
Figure II-17 : Synoptique du système de mesure développé à XLIM.	82
Figure II-18 : Synoptique du banc de caractérisation de la dynamique du système de mesure.	84
Figure II-19 : Dynamique du système de mesure.	85
Figure II-20 : organigramme de la phase d'acquisition.	92
Figure II-21 : Signal acquis par échantillonnage cohérent.....	93
Figure II-22 : Organigramme de la phase de reconstruction.....	94
Figure II-23 : Signal reconstruit par échantillonnage cohérent.....	94
Figure III-1 : Synoptique simplifié du système de mesure.	100
Figure III-2 : Illustration des étapes de la procédure de calibrage conventionnelle.	103
Figure III-3 : Calibrage large bande partiel.....	105
Figure III-4 : Représentations spectrales et temporelles de différents signaux multitons numériques (à amplitude constante et selon différentes répartitions de phases).....	109
Figure III-5 : Signal multitons avec phase de Schroeder mesuré à la sortie de l'AWG (a) et de l'amplificateur linéaire d'instrumentation (b).	111
Figure III-6 : Organigramme de la prédistorsion numérique du signal multitons.	112
Figure III-7 : Signal multitons prédistordu mesuré à la sortie du générateur de puissance multitons.....	113
Figure III-8 : Dynamique de l'unité de mesure en présence des coupleurs.	114
Figure III-9 : Illustration de l'étalonnage relatif sur le port P_{1D}	117
Figure III-10 : Illustration de l'étalonnage relatif dans le plan P_{2D}	119
Figure III-11 : Illustration de l'étalonnage relatif en connexion directe.	120
Figure III-12 : Caractérisation de l'étalon avec un générateur HPR.....	121
Figure III-13 : Vérification fréquentielle de la réponse de l'étalon.	122
Figure III-14 : Différence en puissance entre l'étalon et le wattmètre.....	124
Figure III-15 : Réponses fréquentielles en puissance d'un générateur de signaux sinusoïdal obtenues par le wattmètre de référence et par l'étalon.	125
Figure III-16 : Configuration du système de mesure pour l'étalonnage absolu.....	126
Figure III-17 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Short $P_{avg} = 0 \text{ dBm}$. 128	
Figure III-18 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Open $P_{avg} = 0 \text{ dBm}$. 129	
Figure III-19 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Load $P_{avg} = 0 \text{ dBm}$. 130	
Figure III-20 : Vérification de l'étalonnage relatif en connexion directe $P_{avg} = 10 \text{ dBm}$. 131	
Figure III-21 : Vérification de l'étalonnage absolu $P_{avg} = 10 \text{ dBm}$	131
Figure III-22 : Incertitude en puissance de la mesure calibrée.	132
Figure III-23 : Amplitude du coefficient d'erreur absolu pour les deux calibrages.....	134
Figure III-24 : Ondes de tensions incidente $a_{1D}(t)$ et transmise $b_{2D}(t)$ pour le cas (a)....	135
Figure III-25 : Ondes de tensions incidente $a_{1D}(t)$ et transmise $b_{2D}(t)$ pour le cas (b). ...	136
Figure III-26 : Organigramme de la nouvelle procédure de calibrage.....	138
Figure III-27 : Organigramme de la procédure de mesure.....	139
Figure III-28 : Photographie du filtre passe-bande [89].....	140
Figure III-29 : Synoptique du système pour la mesure des paramètres S.....	141
Figure III-30 : Paramètres S mesurés avec le VNA et le système de mesure temporelle proposé (XLIM).	142
Figure III-31 : Formes des tensions et des courants à l'entrée du DST obtenues par la mesure (126 Géch/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.	144
Figure III-32 : Formes des tensions et des courants à la sortie du DST obtenues par la mesure (126 Géch/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.	145

Figure III-33 : Comparaison fréquentielle des tensions et des courants à la sortie du DST obtenues par la mesure (126 Géch/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.	146
Figure III-34 : Photographie de l'amplificateur large bande (1-3GHz MIC HPA).	147
Figure III-35 : Paramètres S de l'amplificateur de puissance obtenus par différents outils de caractérisation ($V_{ds0}=50\text{ V}$, $I_{dsq}=300\text{mA}$).	148
Figure III-36 : Formes d'ondes de tensions et de courants à l'entrée et à la sortie de l'AP mesurées avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 600 Géch/s.	150
Figure III-37 : Caractéristiques de puissance de l'AP.	151
Figure III-38 : Efficacité de l'AP.	152
Figure III-39 : Conversion AM/PM de l'AP.	153
Figure III-40 : Coefficients de réflexion à $f_0=2\text{GHz}$ sur une plage de puissance d'entrée de 0 à 33 dBm.	154
Figure III-41 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation CW impulsionnelle.	155
Figure III-42 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à l'entrée de l'AP ($V_{ds0}=50\text{V}$, $I_{dsq}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s.	157
Figure III-43 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à la sortie de l'AP ($V_{ds0}=50\text{V}$, $I_{dsq}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s.	158
Figure III-44 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à la sortie de l'AP ($V_{ds0}=50\text{V}$, $I_{dsq}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s dans le cas d'une impulsion de 1% de rapport cyclique.	160
Figure III-45 : Courbes de conversions AM/AM obtenus par les deux méthodes de calcul de la puissance (cas a (calcul temporel) et cas b (calcul fréquentiel)).	162
Figure III-46 : Courbes de conversion AM/AM résultant de la caractérisation en mode CW impulsionnel de l'AP pour différents rapports cycliques.	163
Figure III-47 : Efficacité de l'AP en mode CW impulsionnel.	165
Figure III-48 : Conversion AM/PM de l'AP en mode CW impulsionnel.	166
Figure III-49 : Profils de variation de la puissance et de la phase dans l'impulsion.	167
Figure IV-1 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation multiporteuse.	172
Figure IV-2 : C/I_3 mesuré à vide en fonction de la puissance moyenne d'entrée Pe	173
Figure IV-3 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions $a1D t$, $b2D(t)$ mesurées à l'entrée et à la sortie de l'AST au point de saturation ($Pe=31.5\text{ dBm}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 100 Géch/s.	174
Figure IV-4 : Produits d'intermodulation C/I_3 (a) et C/I_5 (b) en fonction de la puissance moyenne d'entrée Pe	175
Figure IV-5 : Représentation spectrale et temporelle du signal type NPR.	177
Figure IV-6 : NPR mesuré à vide en fonction de la puissance moyenne d'entrée Pe	178
Figure IV-7 : Représentations spectrales et temporelles des signaux mesurés à l'entrée et à la sortie de l'AST en caractérisation NPR large bande ($f\nu=100\text{ Géch/s}$).	179
Figure IV-8 : Critère NPR de l'AST en fonction de la puissance moyenne d'entrée Pe	180
Figure IV-9 : Critère ACPR de l'AST en fonction de la puissance moyenne d'entrée Pe	181
Figure IV-10 : Comparaison entre ACPR et NPR à la sortie de l'AST.	182
Figure IV-11 : Principe de la prédistorsion.	184
Figure IV-12 : Photographie de l'amplificateur (2-4 GHz Quasi-MMIC balanced HPA). ...	185
Figure IV-13 : Formes d'ondes temporelles de tensions incidente et réfléchiée à l'entrée de l'AST et les amplitudes d'enveloppes associées.	187

Figure IV-14 : Formes d'ondes temporelles de tensions incidente et transmise et les amplitudes d'enveloppes associées.	188
Figure IV-15 : Extraction de la caractéristique AM/AM.	189
Figure IV-16 : Extraction de la caractéristique AM/PM.	190
Figure IV-17 : Fonction de prédistorsion.	191
Figure IV-18 : Comparaison des enveloppes des signaux avant et après l'application de la prédistorsion.	192
Figure IV-19 : Représentation de AM/AM (a) et AM/PM (b) dynamiques avec et sans prédistorsion.	192
Figure IV-20 : Spectre de sortie de l'amplificateur pour une puissance disponible moyenne délivré par le générateur ($Pdg= 33.5$ dBm) avec un signal modulé QAM16, 20 Msymb/s avec et sans l'application de la prédistorsion numérique.	193
Figure IV-21 : Représentation de l'amplitude de l'enveloppe du signal biporteuse à l'entrée et à la sortie du $\Delta\Sigma$ (a), et le spectre associé à l'amplitude codée (b).	196
Figure IV-22 : représentation temporelle et fréquentielle du signal RF à enveloppe constante.	197
Figure IV-23 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST chargé par une impédance 50 ohms (cas 1).	199
Figure IV-24 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions incidente $a1D1t$ et réfléchie $b1D1t$ à l'entrée du DST ($fv= 180$ Géch/s) et les spectres associés.	200
Figure IV-25 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions transmise $b2D1t$ et réfléchie $a2D1t$ à la sortie du DST ($fv= 180$ Géch/s), et les spectres associés.	201
Figure IV-26 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST et du filtre de reconstruction chargé par une impédance 50 ohms (cas 2).	203
Figure IV-27 : Représentation temporelle et fréquentielle de l'onde temporelle transmise $b2D2t$ à la sortie du DST ($fv= 180$ Géch/s).	204
Figure IV-28 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST chargé par le filtre de reconstruction (cas 3).	206
Figure IV-29 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions transmise $b2D3t$ et réfléchie $a2D3t$ à la sortie du DST ($fv= 180$ Géch/s), et les spectres associés.	207
Figure IV-30 : Principe d'une architecture de transmission RF conventionnelle.	209
Figure IV-31 : Critère AM/AM pour les différentes caractérisations.	210
Figure IV-32 : Critère PAE pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance moyenne disponible du générateur.	211
Figure IV-33 : Critère C/I3 pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance moyenne disponible du générateur.	212
Figure IV-34 : Critère AM/AM utile pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur Pdg_u	213
Figure IV-35 : Critère PAE utile pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur Pdg_u	214
Figure IV-36 : Critère C/I3 pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur Pdg_u	215
Figure IV-37 : Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur la caractéristique AM/AM utile.	216
Figure IV-38 : Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur la caractéristique PAE utile (a) et C/I3 (b).	217
Figure IV-39 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée $a1Df$ et à la sortie $b2Df$ de l'amplificateur caractérisé dans une architecture de transmission conventionnelle.	220
Figure IV-40 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée $a1D1t$ et à la sortie $b2D1t$ du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 1).	220

Figure IV-41 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée $a1D2t$ et à la sortie $b2D2t$ du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 2).	221
Figure IV-42 : Spectres des signaux (16QAM) transmis $b2D3t$ et réfléchi $a2D3t$ à la sortie du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 3).	222

Liste des tableaux

Tableau I-1 : Classes de fonctionnement sinusoïdales.	18
Tableau I-2 : Définitions des puissances aux accès de l'amplificateur de puissance.	43
Tableau II-1 : Bilan des systèmes de mesure temporels.	96
Tableau IV-1 : Puissance contenue dans différentes bandes de spectre du signal EC.	198
Tableau IV-2 : Distribution de la puissance sur la bande dans le premier cas de caractérisation (cas 1) au point de saturation de l'amplificateur.	202
Tableau IV-3 : Distribution de la puissance sur la bande dans le deuxième cas de caractérisation (cas 2) au point de saturation de l'amplificateur.	205
Tableau IV-4 : Distribution de la puissance sur la bande dans le troisième cas de caractérisation (cas 3) au point de saturation de l'amplificateur.	208
Tableau IV-5 : Bilan comparatif des résultats obtenus au point de saturation de l'amplificateur.	218
Tableau IV-6 : Bilan comparatif des résultats obtenus au point de saturation de l'amplificateur en présence d'une modulation 16QAM.	222

Glossaire

ADS	- Advanced Design System
ACPR	- Adjacent Channel Power Ratio
AP	- Amplificateur de Puissance
AST	- Amplificateur Sous Test
BF	- Basse Fréquence
ARV	- Analyseur de Réseau Vectoriel
CAN	- Conversion Analogique Numérique
CIS	- Coherent Interleaving Sampling
CNA	- Conversion Numérique Analogique
CF	- Crest Factor
CW	- Continuous Wave
C/I	- Carrier to Intermodulation
DC	- Direct Current
DE	- Drain Efficiency
DSP	- Digital Signal Processing
DST	- Dispositif Sous Test
EC	- Enveloppe Constante
éch/s	- échantillons par second
EFA	- Emitter Follower Amplifier
EV	- Enveloppe Variable
FI	- Fréquence intermédiaire
FFT	- Fast Fourier Transform
GaN	- Gallium Nitride
HF	- Haute Fréquence
HPA	- High Power Amplifier
HPR	- Harmonic Phase Reference
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
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
RADAR	- RADio Detection And Ranging
RF	- Radio Frequency
RMS	- Root Mean Square
SE	- Sampling Efficiency
SDR	- Software Defined Radio
SNR	- Signal to Noise Ratio
SOLT	- Short, Open, Load, Through
THA	- Track and Hold Amplifier
VNA	- Vector Network Analyzer
$\Delta\Sigma$	- Delta-Sigma

Introduction générale

L'évolution des systèmes de télécommunications dans les applications satellite, RADAR et grand public (mobile), a conduit à la recherche de nouvelles techniques de transmission de données pour répondre aux besoins croissants de transmettre ou d'accéder à un volume d'information de plus en plus important, avec des vitesses de plus en plus grandes, avec la plus grande souplesse, et le tout avec une mobilité, si possible, sans limite. Cette nécessité requiert une utilisation de techniques de modulations de plus en plus complexes qui se concrétisent par la mise en œuvre de signaux modulés compliqués occupant une largeur de bande de plus en plus importante et présentant de grandes variations d'amplitudes et/ou de phases ou de fréquences. La modulation, contenant l'information à acheminer, doit être suffisamment amplifiée pour être émise sur l'ensemble du trajet souhaité. L'amplification de puissance est une fonction critique dans la chaîne de transmission dans la mesure où elle a une influence prépondérante sur les performances globales de la chaîne en termes de puissance, de consommation et de distorsion. Cette fonction doit être optimisée pour satisfaire les contraintes sur les performances.

L'optimisation actuelle des critères de performance d'un amplificateur de puissance (puissance, consommation, linéarité) consiste à trouver un compromis entre ces critères, plutôt que d'atteindre de manière conjuguée et simultanée le triple objectif. La difficulté de recherche de compromis s'accroît avec l'élargissement des bandes passantes et la complexité des signaux. Cette recherche de compromis dans les conceptions actuelles peut se faire :

- en simulation au niveau circuit (simulation en équilibrage harmonique) : des simulations en mode CW ou biton sont effectuées mais elles ne prennent pas en compte des effets mémoire liés à l'utilisation de signaux modulés complexes,
- en simulation au niveau système (simulation transitoire d'enveloppe) : ces simulations requièrent l'utilisation de modèles fiables aptes à représenter tous les effets mémoires hautes fréquences et basses fréquences qui peuvent exister dans les systèmes non linéaires,
- en caractérisation au niveau circuit : des mesures CW ou biton apportent des connaissances fondamentales au concepteur sur le comportement non linéaire des composants ou des circuits utilisés. Toutefois tous les phénomènes transitoires liés

à l'utilisation de signaux modulés complexes ne peuvent être déduits de ces caractérisations,

- en caractérisation au niveau système : des mesures permettent l'accès aux enveloppes des signaux présents aux accès de dispositifs sous test non linéaires dans des bandes relativement étroites et en omettant (par filtrage passe bande autour de la porteuse) tous les phénomènes qui existent aux fréquences harmoniques.

Un système de caractérisation temporelle calibré, à très large bande et à forte dynamique d'amplitude émulant la mesure temporelle RF simultanée aux accès de dispositifs microondes non linéaires, se révèle d'être un outil très intéressant pour offrir aux concepteurs un outil d'analyse et d'optimisation des performances visuelles. Cet outil doit encore permettre l'extraction et la validation des modèles électriques et électrothermiques au niveau circuit/composant ou système. Les travaux de la thèse présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans ce contexte de développement d'outil de caractérisation temporelle à très large bande pour la mesure d'architectures complexes d'amplificateur de puissance.

Le premier chapitre est consacré à la présentation du contexte de la caractérisation des amplificateurs RF de forte puissance et à l'écriture des définitions des principaux facteurs de mérite utilisés en simulation et en caractérisation expérimentale des architectures avancées d'amplification de puissance dans les systèmes de télécommunications.

Un second chapitre, présente l'état actuel des systèmes de mesure temporelle. Dans les travaux de cette thèse, une forte attention est portée aux oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent. Les principes fondamentaux des architectures des systèmes d'échantillonnage utilisés dans ces oscilloscopes pour la mesure à temps équivalent sont présentés. Ces architectures conduisent à deux principes de fonctionnement avec échantillonnage à temps équivalent : l'échantillonnage « par déclenchement » et l'échantillonnage « cohérent ». Les avantages et les inconvénients liés à ces deux principes sont exposés. Ce chapitre décrit aussi les améliorations que ces travaux de thèse ont permis d'apporter à l'architecture de base du système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM. Ces améliorations portent principalement sur les performances de ce système de caractérisation temporelle et sur des études des limitations pour la mesure temporelle large bande. Ces dernières sont principalement liées à l'implémentation de la procédure

d'acquisition avec échantillonnage à temps équivalent cohérent entrelacé non séquentiel qui est détaillée dans ce second chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la description d'une nouvelle procédure de calibrage du système de mesure pour la caractérisation large bande et ultra haute résolution. Les étapes de validation et de vérification de la nouvelle procédure, particulièrement pour l'étalonnage absolu, sont décrites. A la fin de ce chapitre des résultats expérimentaux des caractérisations impulsionnelles temporelles calibrées de dispositifs passif et actif sont présentés. Ces résultats permettent de démontrer que le système de mesure associé à la nouvelle procédure de calibrage constitue un instrument de mesure innovant avec des potentialités très attractives.

Le chapitre quatre met en évidence l'intérêt primordial de l'utilisation du système de mesure complet. Les capacités et les potentialités dans la mesure temporelle calibrée sont exposées pour différentes applications :

- la caractérisation large bande des non linéarités d'un amplificateur de forte puissance (C/I, ACPR, NPR),
- la linéarisation par prédistorsion numérique en bande de base,
- la caractérisation d'un amplificateur de puissance dans une architecture de transmission polaire.

Finalement, une conclusion générale résume les travaux de cette thèse et présente les investigations futures associées à ce travail.

Chapitre I : Contexte de la caractérisation des amplificateurs de puissance RF

I.1 Introduction

Les systèmes de télécommunications modernes ont subi une évolution spectaculaire dans les applications satellite, RADAR et grand public, afin d'élargir l'offre des services aux utilisateurs (téléphonie, vidéo, transmissions de données multimédias, Internet, ...). Cette évolution a conduit à la recherche de nouvelles techniques de transmission des données afin d'optimiser l'utilisation du spectre radio. Elle s'accompagne aussi d'une demande de conception de systèmes de transmission fonctionnant avec des bandes très larges capables de supporter des signaux multiporteuse ou des modulations à large bande passante. Le point déterminant dans l'évolution de ses système réside dans la conception d'amplificateurs RF de très fortes puissances (plusieurs dizaines de Watts), larges bandes, linéaires, et à haut rendements.

Ce chapitre est consacré à la présentation du contexte des principales évolutions futures des systèmes de télécommunications. Un second paragraphe présentera les paramètres fondamentaux qui sont nécessaires pour évaluer les performances des étages d'amplification de puissance de ces futurs systèmes de télécommunications. Ces derniers doivent travailler en présence de signaux modulés complexes qui requièrent souvent des architectures avancées d'amplification de puissance et qui doivent permettre d'accéder à des fonctionnements optimisés en termes de puissance, rendement et linéarité. Quelques-unes de ces architectures sont succinctement présentées (amplificateurs en classe commutée, architecture polaire). Le test, la compréhension du fonctionnement et la modélisation de ces architectures nécessitent des outils de caractérisation expérimentale très performants pour accéder au maximum d'informations utiles à :

- la quantification de leurs performances,
- l'évaluation de leurs caractéristiques fondamentales,
- la définition de leurs paramètres principaux.

. Les définitions des principaux paramètres et facteur de mérite utilisés en caractérisation comme en simulation pour rendre compte du fonctionnement en puissance, rendement et linéarité des amplificateurs sont présentés dans la dernière partie de ce chapitre.

I.2 Contexte des systèmes de télécommunications

I.2.1 Systèmes de communications mobiles

Les systèmes de communications mobiles [1] ont suivi de nombreuses évolutions pour atteindre des objectifs majeurs de performances : en termes de débit et d'efficacité énergétique. La première génération (1G) correspond au déploiement de la téléphonie mobile de base fonctionnant à partir de différentes technologies analogiques. La seconde génération (2G) a marqué une rupture avec la première génération grâce au passage de l'analogique vers le numérique pour offrir plus de performances et de services. Le GSM (Global System for Mobile Communications) a été la première norme 2G principalement utilisée pour la communication vocale. Elle permettait de transmettre des données numériques grâce à des débits de 64 kbps maximum.

Une évolution significative des systèmes de communications mobiles a été présentée par la troisième génération (3G) dont les exigences ont été précisées par l'Union Internationale de Télécommunications (UIT) dans le cadre du programme IMT-2000 (International Mobile Telecommunications). Cette génération est portée principalement par la norme UMTS (Universal Mobile Telecommunications System). Elle utilise un codage W-CDMA (Wideband Code Division Multiple Access) [2] et autorise des débits bien plus rapides puisqu'ils peuvent atteindre 2 Mbps avec une bande passante fréquentielle de 5 MHz. La 3G ouvre alors la porte à des applications multimédia telles que la transmission de vidéo, la visio-conférence et l'accès à l'internet haut débit.

L'émergence de nouvelles technologies dans les systèmes de communications mobiles ainsi que l'augmentation du nombre d'utilisateurs ont permis l'apparition d'une nouvelle génération de standards téléphoniques (4G). Les deux normes LTE-A (Long Term Evolution-Advanced) et WIMAX mobile (Worldwide Interoperability for Microwave Access-802.16m) ont répondu aux exigences de cette génération, détaillées dans les spécifications de IMT-Advanced [3] [4]. Ces normes utilisent des techniques de codage OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) et SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) qui doivent être capables, selon les exigences formulées, de supporter des débits supérieurs à 100 Mbps en mobilité totale et d'au minimum 1 Gbps à l'arrêt ou en mobilité réduite avec une bande fréquentielle de 100 MHz. Ces normes apportent aussi des

améliorations comme l'efficacité spectrale, l'apport du tout IP (Internet Protocol) et la gestion dynamique des réseaux. La Figure I-1 illustre l'évolution des systèmes de communications mobiles depuis le début des années 1990 jusqu'à maintenant.

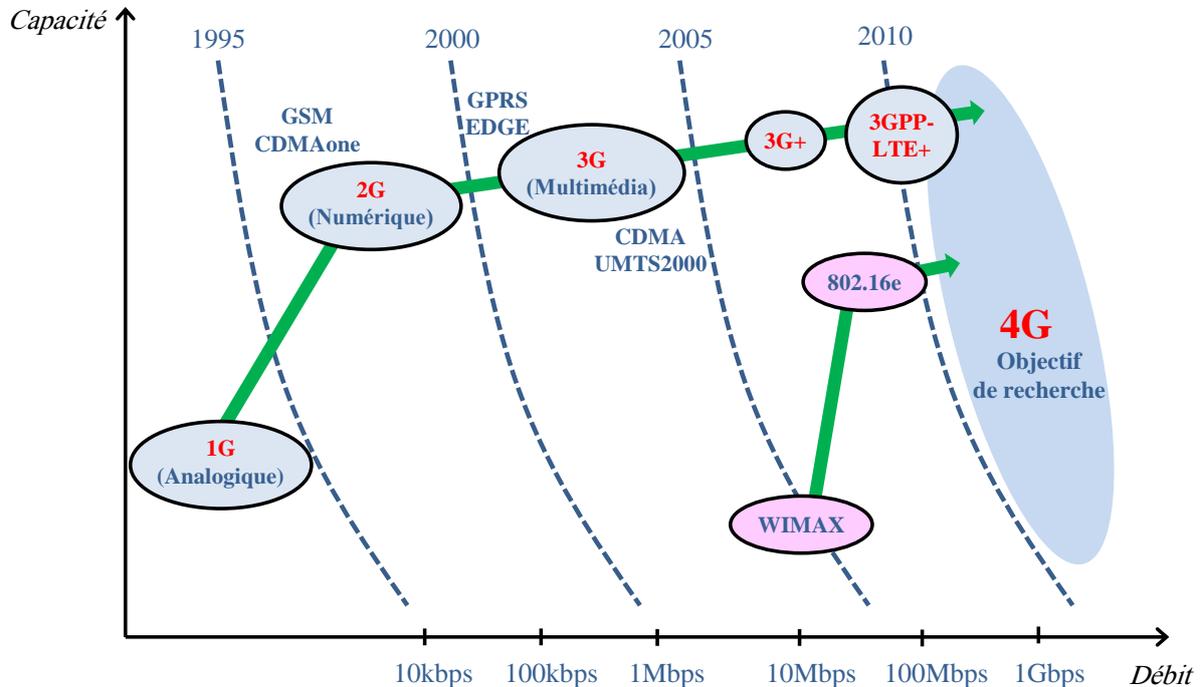


Figure I-1 : Evolution des systèmes de communications mobiles [5].

Malgré l'évolution spectaculaire des systèmes de communications mobiles pendant ces deux dernières décennies, les usagers demandent de plus en plus de capacités en termes d'applications et de débits élevés avec une souplesse et une mobilité sans limite. Le nouveau défi qui se pose alors est celui de la conception de systèmes universels capables de communiquer dans tout environnement à travers différents standards et différentes bandes de fréquences.

I.2.2 Radio logicielle

Les terminaux mobiles actuels utilisent généralement plusieurs émetteurs-récepteurs. Chaque émetteur-récepteur est consacré à un mode de fonctionnement lié à un standard de communication (GSM, Bluetooth, Wi-Fi, ...). La réalisation d'un émetteur-récepteur pour chaque mode de fonctionnement offre une meilleure performance, mais d'un autre côté, cette approche pénalise considérablement la complexité du circuit global et donc la consommation d'énergie et le coût de la mise en œuvre. Afin de résoudre ces problèmes et d'avoir un accès

efficace aux réseaux sans fils à travers différents standards et plusieurs bandes de fréquences, des architectures radio logicielles sont très largement étudiées.

Le concept de la radio logicielle (en anglais Software Radio) a été proposée à l'origine par Mitola [6]. Idéalement, la radio logicielle est un émetteur-récepteur qui réalise le maximum du traitement de signal dans le domaine numérique plutôt que dans le domaine analogique afin d'augmenter la flexibilité et la reconfigurabilité. Cette technologie rend plus flexible l'accès aux services, et permet aux terminaux de se reconfigurer par logiciel afin de communiquer avec plusieurs standards ayant des spécifications différentes, telles que la fréquence porteuse, la largeur de bande du signal, et la technique de modulation. La radio logicielle idéale est un système multi-standard, multi-modulation, multi-bande et multi-mode capable de moduler et de démoduler en numérique n'importe quel signal. La Figure I-2 représente le principe de la radio logicielle idéale.

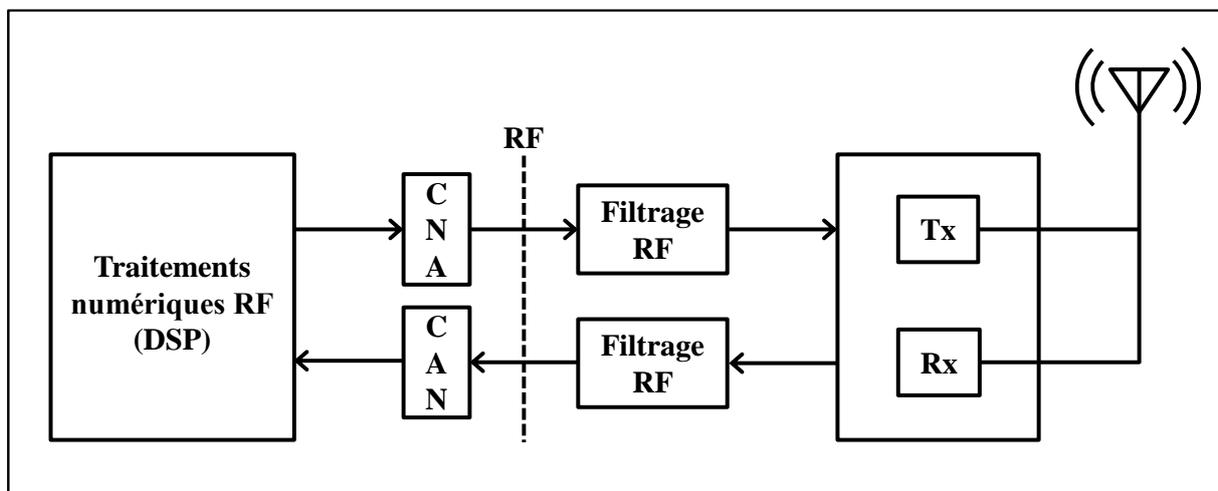


Figure I-2 : Schéma de principe de la radio logicielle idéale.

Cette architecture qui consiste à amener les conversions analogique numérique (CAN) et numérique analogique (CNA) au plus proche de l'antenne pour effectuer un maximum d'opérations en numérique, reste irréalisable dans un avenir proche à cause de limitations technologiques (résolution des convertisseurs, limitation de la bande passante, consommation élevée, ...) [7] [8]. De nombreux travaux se sont orientés vers une technologie sous optimale, il s'agit de la radio logicielle restreinte (en anglais Software Defined Radio).

I.2.2.1 Radio logicielle restreinte (SDR)

La radio logicielle restreinte (SDR, Software Defined Radio) est définie comme une version actuelle réalisable de la radio logicielle idéale [9] [10]. Le concept de système SDR fait intervenir un traitement préliminaire de signaux, afin de réduire la fréquence à l'interface du système SDR par une phase de translation de la fréquence vers une fréquence intermédiaire (FI). La partie logicielle ne s'applique donc qu'à un sous ensemble du système radio complet, et la numérisation est effectuée à un certain étage (en aval ou en amont) de l'antenne. Le synoptique simplifié de l'architecture d'un système SDR est illustré sur la Figure I-3.

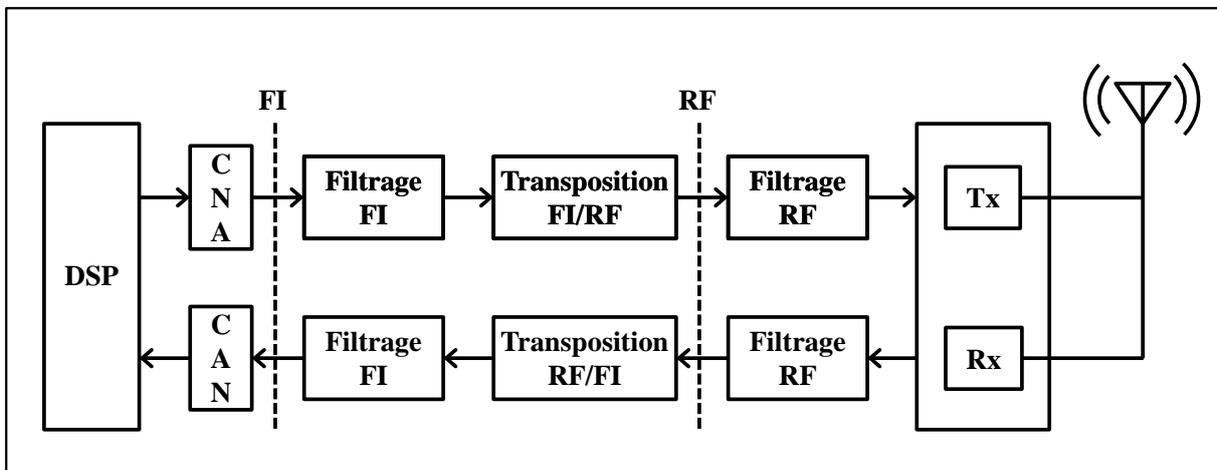


Figure I-3 : Schéma de principe de la radio logicielle restreinte.

I.2.2.2 Radio cognitive

Une radio cognitive est un système autonome fondé sur une radio logicielle et ayant la capacité de détecter l'activité radio dans son environnement, de suivre les modifications, et d'adapter en fonction d'objectifs prédéfinis (orienter le traitement, planifier des configurations, allouer des ressources, reconfiguration, ...) [11] [12]. Un terminal radio cognitif peut être décrit de façon simplifiée par la Figure I-4.

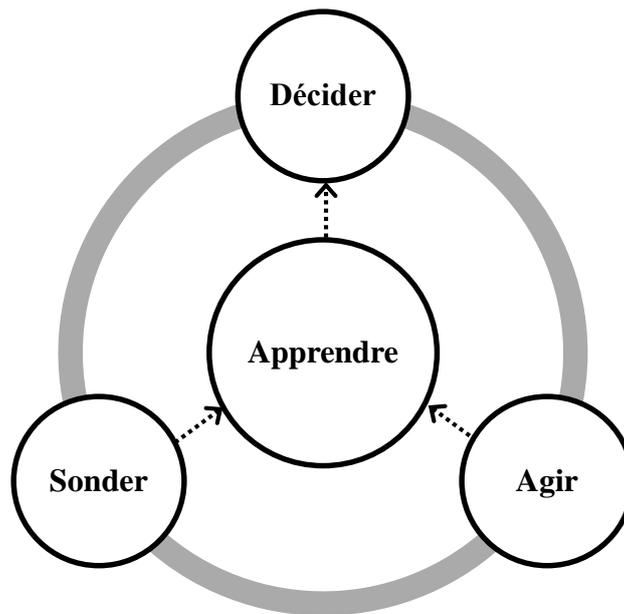


Figure I-4 : Cycle simplifié d'un terminal cognitif [12].

L'une des utilisations principales du concept de radio cognitive est actuellement la gestion des ressources radio fondée sur l'accès dynamique au spectre radio (DSA, Dynamic Spectrum Access) où l'accès opportuniste aux bandes de fréquences sous-utilisées est libre. Ainsi la radio cognitive est une technologie qui peut aider à optimiser l'utilisation des fréquences radio disponibles et à fournir des connexions hétérogènes dans les futurs réseaux de communication sans fil.

I.2.2.3 Intérêts et conséquences

La radio logicielle apporte de nombreux avantages pour les systèmes de télécommunications et plus particulièrement pour les systèmes de communication mobiles (gestion des mises à jour, intégration de nouvelles technologies, ...) et les systèmes RADARS (attaque électronique, identification des types d'émission radio, ...). Une radio logicielle est un choix pertinent pour offrir une grande variété de fonctionnalités et une mobilité totale grâce à un fonctionnement multi-standard. En conséquence, la radio logicielle est la technologie qui peut être une solution pour réduire la complexité des circuits et donc la consommation d'énergie et le coût de la mise en œuvre grâce à la disparition de certains équipements analogiques coûteux et encombrants (oscillateur, filtre, etc.).

D'autre part, le concept multi-standard et multi-bande de la radio logicielle implique une grande diversité de bandes de fréquences et différentes techniques de modulation à

prendre en considération. L'objectif d'un émetteur radio logicielle est donc d'émettre l'ensemble de la bande correspondant aux standards avec une seule chaîne radio. Les signaux résultants de différents standards sont alors **à très large bande** et **à forte dynamique**, et par conséquent ces signaux sont très sensibles aux **non linéarités** des éléments analogiques de la chaîne d'émission et plus particulièrement à celles de l'amplificateur de puissance RF.

I.2.3 Systèmes RADARs

Les RADARs sont des systèmes de télédétection, et peuvent être rattachés au monde des télécommunications. Un RADAR (RADio Detection And Ranging) utilise la propriété de réflexion totale ou partielle des ondes électromagnétiques afin de détecter et localiser des cibles utiles situées à sa portée.

Différentes classifications des systèmes RADARs sont utilisées en fonction de l'information recherchée (vitesse, distance, ...), du type de cibles (primaires, secondaires), et de la résolution (conventionnelle, haute résolution). Suite à ces classifications, les systèmes RADARs utilisent globalement deux types d'ondes afin de détecter leurs cibles.

Les RADARs à onde continue génèrent un signal hyperfréquence continu à amplitude constante. Ces systèmes servent à mesurer des vitesses grâce au principe de l'effet Doppler [13], et ne permettent pas d'accéder à la mesure des distances.

Le second type est les RADARs à impulsions, capable de fournir plus d'informations, en émettant des signaux hyperfréquences impulsionnels de forte puissance. Ils sont très largement utilisés pour des applications militaires et civiles, telles que l'aéronautique et la météorologie. Ces RADARs à impulsions permettent de déterminer les vitesses, les distances, les directions et les altitudes, et parfois les formes des objets. La résolution et la couverture de ces RADARs dépendent de la fréquence et de la largeur d'impulsions choisies.

Des besoins modernes comme l'amélioration de l'identification des cibles en termes de résolution, de discrimination et de classification accrue ont conduit à l'utilisation de nouvelles technologies dans les systèmes RADARs à impulsions. Les nouveaux systèmes RADARs [14] [15] utilisent des signaux à très large bande passante obtenus soit directement par l'émission d'un signal très bref (signal RF sinusoïdal émis pendant 1 ns par exemple), soit indirectement, par modulation du signal RF émis. A titre d'exemple, la compression

d'impulsion est une technique de modulation utilisée dans les RADARs afin d'augmenter la résolution en distance ainsi que le rapport signal sur bruit [16]. L'idée générale de cette technique est d'obtenir une impulsion longue modulée en fréquence ou en phase afin de maximiser l'énergie émise. Cette technique consiste à conserver une énergie suffisante à la réception, sans pour autant sacrifier la résolution par rapport à une impulsion courte. Une des problématiques importante de ces RADARs réside dans le fait que le signal émis doit être distordu le moins possible par les fonctions analogiques d'amplification de puissance qui se doivent d'être le plus linéaires possible, à large bande et , en général, à haut rendement.

I.3 L'amplification de puissance dans les systèmes de télécommunications modernes

I.3.1 Défis de la conception et de la caractérisation des amplificateurs de puissance

L'évolution spectaculaire des systèmes de télécommunications modernes pour des applications mobile et RADAR a conduit à la recherche de nouvelles techniques de transmission de données afin d'optimiser l'utilisation du spectre radio, et d'élargir l'offre des services aux utilisateurs avec une grande variété de fonctionnalités. L'utilisation de ces techniques a considérablement augmenté la demande de conception de systèmes de transmission :

- fonctionnant avec des signaux multiporteuses et à large bande passante pour la transmission de données à haut débit (LTE, WIMAX),
- fonctionnant avec des signaux impulsionnels modulés à très large bande pour la détection à haute résolution (RADARs à impulsions).
- fonctionnant en multi-mode et en multi-standard pour la radio logicielle et la radio cognitive.

Force est de constater qu'un dénominateur commun entre tous ces systèmes de télécommunications est le besoin de dispositifs à large bande passante, de forte puissance, à faible consommation d'énergie et à haute linéarité. Ce besoin est le plus souvent limité dans les systèmes par l'étage d'amplification de puissance à l'émission. La conception d'un amplificateur de puissance RF fonctionnant avec des signaux large bande, et répondant aux

exigences de bande passante, de linéarité et la consommation est effectivement extrêmement complexe et fait l'objet depuis plusieurs années d'une recherche très importante.

L'amplificateur de puissance est donc un élément déterminant de la chaîne de transmission. En effet, les performances du système de transmission sont directement liées aux performances de l'amplificateur de puissance qui a une influence déterminante sur le bilan global du système en termes de puissance délivrée, de consommation (rendement) et de distorsions (linéarité). Un autre critère de performance du système de transmission fortement lié à l'amplificateur de puissance RF est la bande passante dans laquelle l'amplificateur est capable de travailler. Cette bande passante est le plus souvent limitée par les dispositifs d'adaptation passifs de l'amplificateur.

Les critères de performance (puissance, rendement, linéarité) d'un amplificateur de puissance sont antagonistes. La conception actuelle des amplificateurs consistent plutôt à trouver des compromis entre puissance, rendement et linéarité plutôt que d'atteindre de manière conjuguée et simultanée ce triple objectif. La recherche d'un compromis entre ces critères s'accroît avec l'élargissement des bandes passantes lié à une utilisation de signaux modulés large bande, à enveloppe variable et à forte dynamique en puissance. Le cahier des charges pour la conception de l'amplificateur est fortement dépendant de la définition des signaux modulés associés aux applications auxquelles il est destiné. Les signaux modulés imposent donc de concevoir l'amplificateur avec une linéarité définie sur une dynamique en puissance caractérisée par le critère appelé Peak to Average Power Ratio (PAPR). Le PAPR est défini par l'équation (I.1) comme étant la différence en dB entre la puissance maximale (P_{peak}) et la puissance moyenne (P_{avg}) du signal modulé. La grandeur de ce facteur est liée à la technique de modulation utilisée.

$$PAPR (dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{peak}}{P_{avg}} \right) \quad (I.1)$$

L'utilisation de ces signaux (large bande et à enveloppe variable) dans un système de transmission conduit à améliorer l'efficacité de transmission des données. En revanche, ces signaux imposent à l'amplificateur de puissance de fonctionner avec un recul en puissance très important (back-off) par rapport au point de compression à 1dB. La valeur de ce recul est égale, au minimum, au facteur de dynamique en puissance du signal, afin de travailler dans la zone linéaire et pour éviter de déformer le signal par les non linéarités de l'amplificateur de

puissance. Cela conduit à une réduction du rendement de l'amplificateur et par la même de celui du système global. Le comportement de l'amplificateur de puissance en régime linéaire et près de la zone de saturation se présente selon le principe décrit sur la Figure I-5.

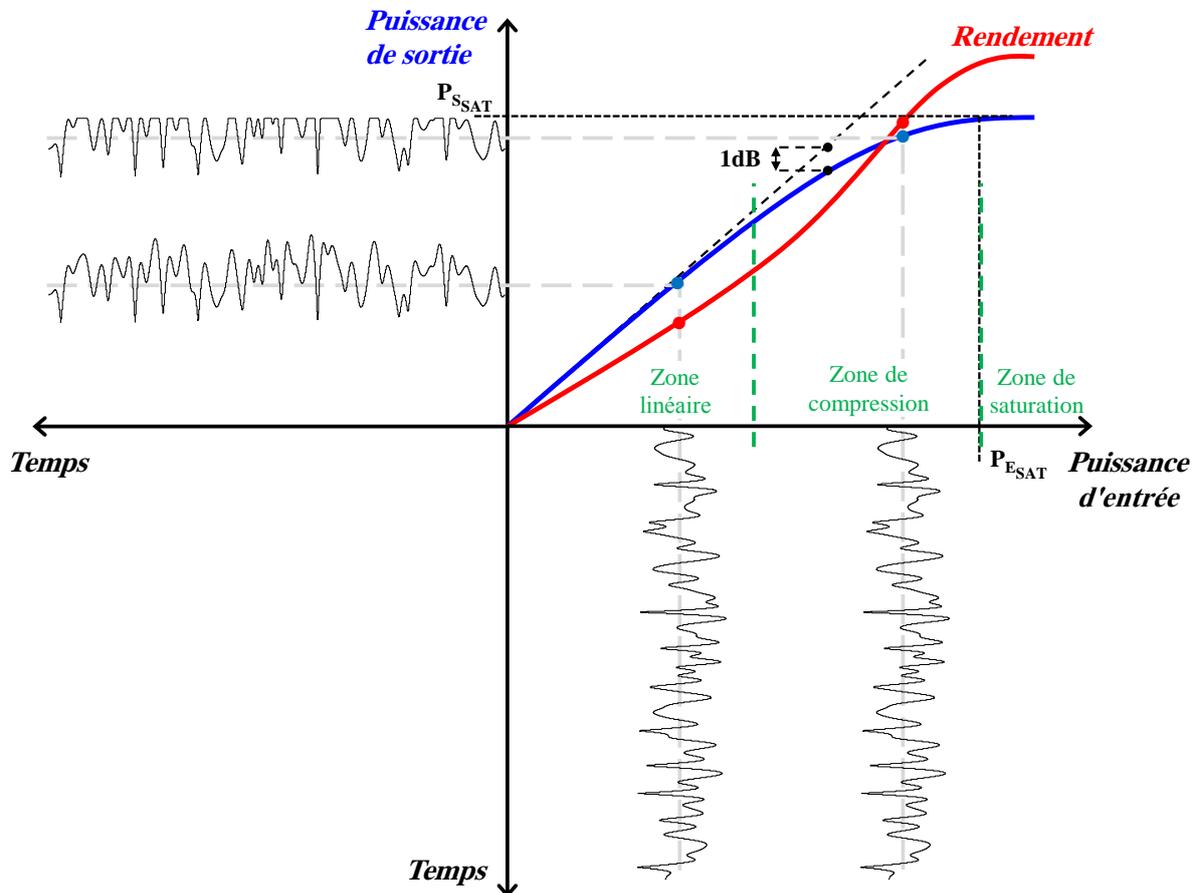


Figure I-5 : Fonctionnement de l'amplificateur de puissance.

D'après la Figure I-5, deux zones de fonctionnement de l'amplificateur de puissance sont clairement identifiées. La zone linéaire dans laquelle une bonne linéarité est obtenue : il n'y a alors pas de distorsions pour le signal temporel en sortie de l'amplificateur. En revanche, comme le rendement augmente avec la puissance d'entrée, le fonctionnement à faible puissance pour avoir une bonne linéarité implique un faible rendement et donc engendre une forte perte d'énergie.

L'autre zone de fonctionnement à forte puissance d'entrée près de la zone de saturation conduit à un bon rendement. En revanche, les effets de non linéarités sont importants, et le signal temporel à la sortie de l'amplificateur subit des distorsions importantes.

La réponse de l'amplificateur de puissance présentée sur la Figure I-5 est déterminée par une caractérisation mono-porteuse (CW, Continuous Wave), en excitant l'amplificateur avec un signal sinusoïdal non modulé ($PAPR = 0$ dB). Cette caractérisation, simple à mettre en œuvre, permet d'évaluer grossièrement les capacités de l'amplificateur. D'autre part, la réponse de l'amplificateur déterminée par ce type de caractérisation est dépendante de la fréquence du signal CW de test. Cette dépendance vient des effets dispersifs de mémoire haute fréquence [17] [18].

Généralement, on distingue deux catégories de phénomènes de mémoire en fonction de leurs constantes de temps, la mémoire haute fréquence (HF) et la mémoire basse fréquence (BF). Les effets de mémoire haute fréquence sont la conséquence des constantes de temps courtes du même ordre de grandeur que la période de la porteuse RF. Ils sont principalement liés aux composants (transistors), et aux réseaux d'adaptations qui présentent des variations du gain de l'amplificateur dans la bande. A la différence de la mémoire HF, les effets de mémoire basse fréquence [19] proviennent des constantes de temps longues du même ordre de grandeur que la période de l'enveloppe du signal RF. Ils résultent principalement des phénomènes de pièges, des circuits de polarisation et des effets thermiques. Ces effets de mémoire BF n'influent sur les caractéristiques de l'amplificateur qu'en présence d'un signal à enveloppe variable.

La connaissance très précise et très fine de ces effets de mémoire et donc de la distorsion apportée par l'amplificateur de puissance sur les signaux modulés requiert une caractérisation plus complexe que celle mono-porteuse. C'est donc la nature des signaux utilisés par les systèmes de télécommunications modernes (majoritairement à enveloppe variable et à très large bande passante), qui impose une caractérisation expérimentale fine et efficace en présence de signaux complexes. Cette caractérisation permet d'observer les dispositifs dans leurs conditions réelles de fonctionnement. Il est donc indispensable de disposer d'un outil de caractérisation fonctionnelle de dispositifs sous test excités avec des signaux plus ou moins complexes (CW, impulsionnel, modulations numériques, ...). Cet outil doit alors permettre de fournir aux concepteurs les informations nécessaires pour obtenir le meilleur compromis entre les différents critères de performance de l'amplificateur de puissance.

I.3.2 Classes de fonctionnement d'un amplificateur

Les classes de fonctionnement permettent de connaître le mode de fonctionnement d'un transistor en fonction de sa polarisation et lorsqu'il est excité par un signal sinusoïdal (classes A, B, AB, C, F, J). Avec l'arrivée de techniques modernes utilisées pour amplifier des signaux non sinusoïdaux, d'autres classes sont apparues (classes D, E, S, etc.) [20] [21].

I.3.2.1 Classes de fonctionnement sinusoïdales

Les classes de fonctionnement sinusoïdales permettent de déterminer le rendement de l'amplificateur en fonction de la polarisation (courant de repos appliqué au transistor) et de l'angle d'ouverture (angle de conduction, θ) du transistor. Le Tableau I-1 résume les classes de fonctionnement sinusoïdales ainsi que leurs angles d'ouverture, rendements maximums théoriques, et linéarités associés.

Tableau I-1 : Classes de fonctionnement sinusoïdales.

Classe	Angle d'ouverture, θ	Rendement théorique	Linéarité
A	2π	50 %	Excellent
AB	$\pi - 2\pi$	50 – 78.5 %	Entre A et B
B	π	78.5 %	Raisonnable
C	$0 - \pi$	78.5 – 100 %	Faible

I.3.2.2 Classes de fonctionnement haut rendement

Les classes de fonctionnement haut rendement, comme les classes sinusoïdales cherchent à diminuer le temps de coexistence entre le courant et la tension de drain afin d'améliorer le rendement en diminuant la puissance dissipée. Ces classes comprennent des techniques de gestion des signaux aux fréquences harmoniques (classe F, F^{-1} , ...), et des techniques de fonctionnement en commutation (classe D, E, ...). Ces techniques permettent de réduire l'angle d'ouverture et par conséquent d'augmenter le rendement qui peut atteindre théoriquement 100%. En conséquence, les classes de fonctionnement haut rendement servent à distinguer les technologies utilisées et non plus l'angle d'ouverture.

I.3.2.2.1 Les classes F et F inverse

La classe F [20] [22] permet d'obtenir un rendement élevé et une forte puissance de sortie en utilisant un signal d'excitation de forme sinusoïdale. Le principe de la classe F est de gérer les signaux aux fréquences harmoniques en présentant des impédances de charge spécifiques dans le réseau d'adaptation de sortie aux différentes fréquences harmoniques. Idéalement, des courts circuits sont présentés aux bornes de la source de courant non linéaire aux fréquences harmoniques paires et des circuits ouverts aux fréquences harmoniques impaires. La tension de drain ainsi obtenue aux bornes de la source non linéaire est de forme carrée. Elle est associée à un courant en opposition de phase de forme demi-sinusoïdale. En pratique, la complexité des circuits résonnants utilisés pour réaliser de telles adaptations limite le contrôle à un nombre fini d'harmoniques (en générale les trois premières harmoniques) [23].

A l'inverse de la classe F, la classe F inverse (F^{-1}) présente aux bornes de la source de courant non linéaire des circuits ouverts aux fréquences harmoniques paires et des courts circuits aux fréquences harmoniques impaires. Les composantes aux fréquences impaires du courant de drain généré par la source de courant non linéaire conduisent à l'obtention d'une forme carrée de ce courant. La tension associée se rapproche d'une forme demi-sinusoïdale.

La Figure I-6 illustre le schéma de principe d'un amplificateur idéal fonctionnant selon les classes F et F^{-1} . Cet amplificateur idéal dispose d'un rendement théorique de 100 %.

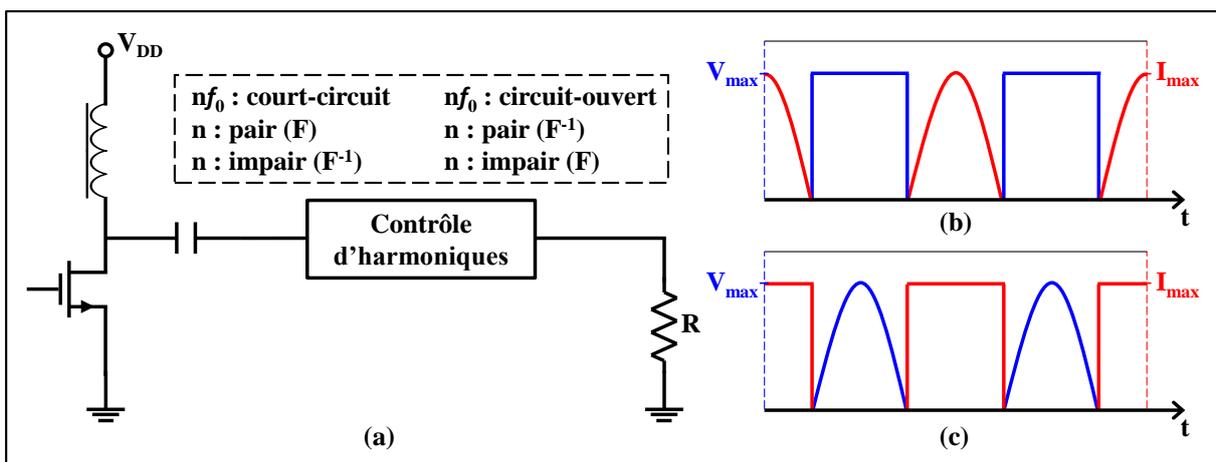


Figure I-6 : Schéma de principe d'un amplificateur idéal classe F et F^{-1} (a), et formes d'ondes de tension et de courant de la classe F (b), et de la classe F^{-1} (c).

La forme carrée de la tension (classe F, Figure I-6(b)) et du courant (classe F⁻¹, Figure I-6(c)) est inaccessible en réalisation pratique, à cause de la limitation du nombre de fréquences harmoniques contrôlées dans les circuits d'adaptation.

I.3.2.2 La classe J

Cette classe de fonctionnement est définie par S. Cripps dès 2006 [20]. Cette classe évite l'utilisation de circuits d'adaptation résonants très sélectifs. Elle est fondée sur l'utilisation d'une charge qui a une fonction de type passe bas dont l'objectif est d'atténuer les composantes aux fréquences harmoniques. Cette classe présente donc un intérêt certain pour obtenir des performances RF en puissance sur des bandes passantes plus larges que celles proposées par les classes F et F⁻¹.

I.3.2.3 Classes de fonctionnement à commutation

I.3.2.3.1 La classe E

La classe E est une classe en commutation, pour laquelle le mode de fonctionnement du transistor est soit passant, soit bloqué [24]. Cependant, l'amplificateur classe E ne dispose que d'un seul transistor utilisé comme un interrupteur. Le principe de fonctionnement consiste à employer un réseau d'éléments passifs (réseau de charge) destiné à empêcher la tension et le courant de drain de se superposer afin d'atteindre théoriquement un rendement de 100 %. La Figure I-7 représente le schéma de principe d'un amplificateur classe E, ainsi que les formes d'ondes de tension et de courant RF de drain intrinsèque.

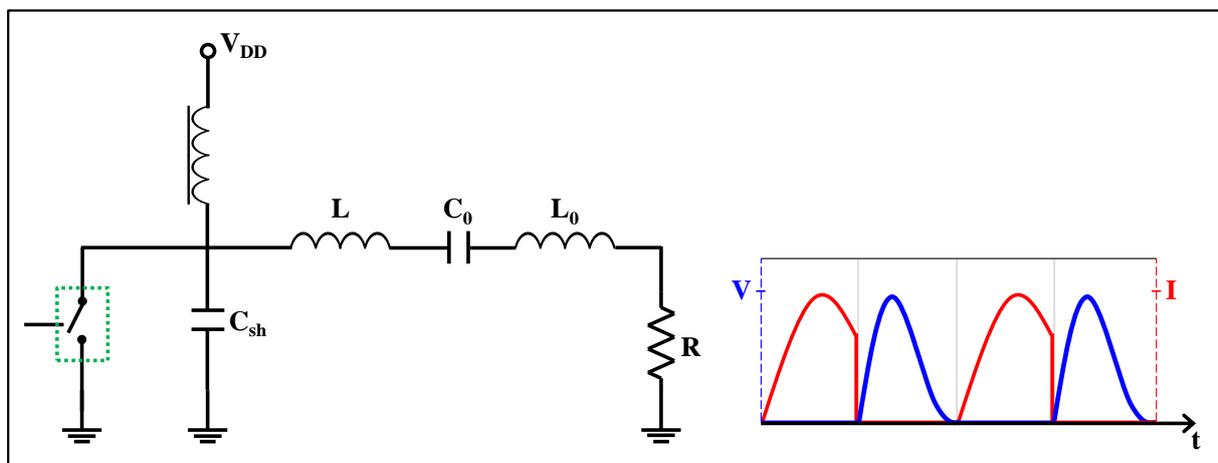


Figure I-7 : Schéma de principe d'un amplificateur classe E.

Le réseau de charge à la sortie du transistor [25] comporte un circuit résonant série L_0C_0 à la fréquence fondamentale, présentant des fortes impédances aux fréquences harmoniques, et une capacité en « shunt » (C_{sh}), permettant la mise en forme de la tension de drain.

I.3.2.3.2 Les classes D

Un amplificateur de classe D (classe dite ‘en commutation’ [20]), fonctionne avec deux transistors qui travaillent comme des interrupteurs commandés par deux excitations sinusoïdales déphasées de 180° . Des résonateurs sont placés à la sortie des transistors afin de retrouver la fréquence fondamentale et d’éliminer les fréquences harmoniques d’ordre supérieur. Suivant la position du circuit résonnant, deux topologies d’amplificateur classe D sont distinguées. La première représentée sur la Figure I-8(a) est connue comme amplificateur classe D en mode tension (VMCD, Voltage Mode Class D) [26]. Dans cette topologie, le circuit résonnant est connecté en série à la sortie du transistor, donnant lieu à une commutation de la tension et un courant demi-sinusoïdal.

Dans la deuxième topologie, le circuit résonnant est connecté en parallèle, permettant une commutation en courant et donnant lieu à une tension demi-sinusoïdale. Cette topologie représentée sur la Figure I-8(b) est connue comme amplificateur classe D en mode courant (CMCD, Current Mode Class D) [27].

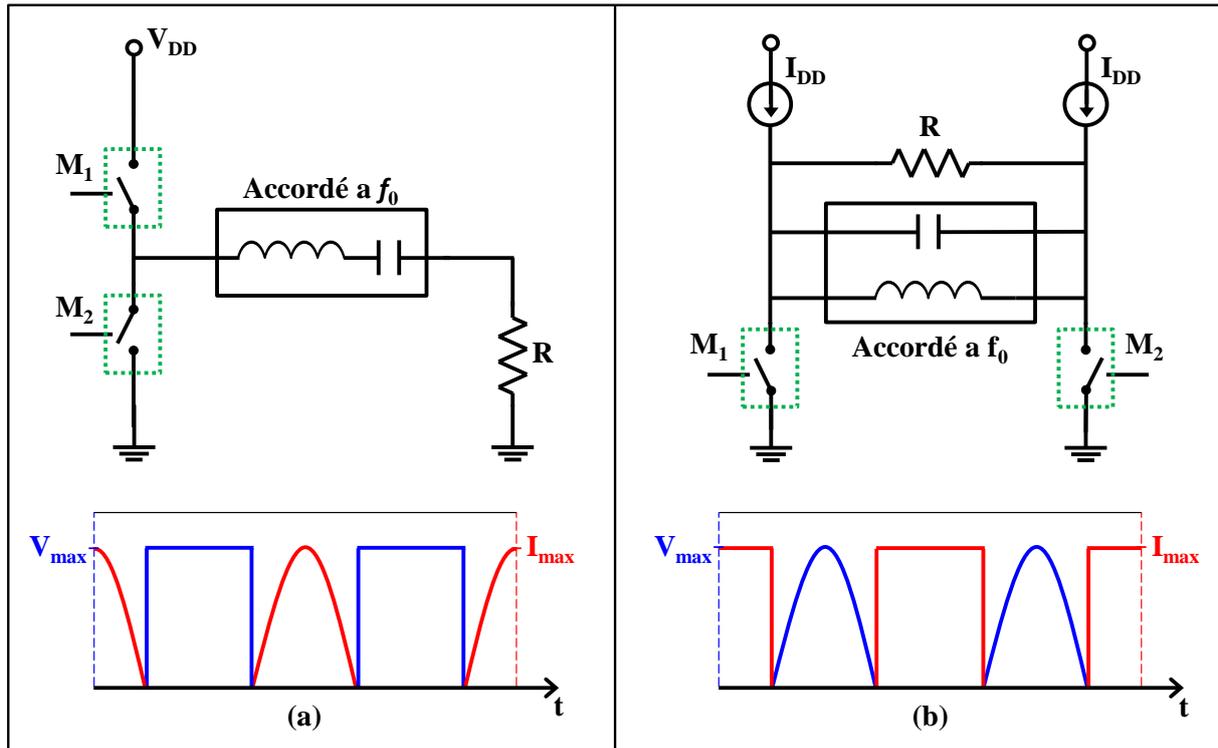


Figure I-8 : Schéma de principe d'un amplificateur classe D en mode tension (a), et en mode courant (b).

Les amplificateurs classe D peuvent atteindre théoriquement un rendement de 100%, comme il n'y a pas un temps de coexistence entre la tension et le courant RF intrinsèques. En revanche, ces amplificateurs souffrent d'un certain nombre de problèmes qui les rendent difficiles à réaliser en particulier à des fréquences élevées. Ces problèmes sont liés aux pertes de commutations (vitesse de commutation, résistance de saturation, capacité parasite). Ainsi, la génération de signaux d'excitations à des fréquences élevées et de forte puissance demeure un point très difficile. En général, les amplificateurs classe D utilisent la modulation de largeur d'impulsion, la modulation de densité d'impulsions ou des formes plus avancées de modulation comme la modulation Delta-Sigma afin de générer les signaux d'excitations.

I.3.3 Architectures avancées d'amplification de puissance

Les amplificateurs de puissance à haut rendement, tels que les classes F, F^{-1} , D et E, en théorie, peuvent atteindre un rendement de 100%, puisqu'ils convertissent la totalité de la puissance continue d'alimentation (DC, Direct Current) en forme amplifiée du signal d'entrée. Donc, théoriquement, aucune puissance n'est dissipée en interne. Le principe de fonctionnement en commutation de ces amplificateurs entraîne le plus souvent des performances faibles en termes de linéarité. En revanche, lorsqu'ils sont utilisés comme une

unité d'amplification dans une architecture d'amplification avancée, ils peuvent fournir une bonne linéarité en garantissant un fort rendement.

Les architectures avancées d'amplification de puissance [28] comprennent des techniques d'amélioration de la linéarité, telles que la prédistorsion, la correction par contre-réaction (Feedback) et la correction par réaction anticipée (Feedforward). D'autres techniques sont dédiées à l'amélioration du rendement, telles que celles utilisées dans les architectures de type :

- LINC (Linear amplification with Nonlinear Components),
- Doherty,
- EER (Enveloppe Elimination and Restoration),
- suivi d'enveloppe (ET, Envelope Tracking),
- classe S,
- polaires.

Les architectures qui semblent répondre à la fois aux exigences des systèmes de télécommunications modernes en termes de compromis linéarité/rendement, de bande passante et de flexibilité (multi-standard, multi-bande, ...), sont les architectures qui utilisent des amplificateurs en classe commutée excités avec des signaux à enveloppe constante. Ce principe de fonctionnement est employé dans la technique EER, l'amplification classe S et dans des architectures polaires d'amplification.

I.3.3.1 EER

La technique d'élimination et restauration d'enveloppe (EER) a été initialement proposée par Kahn [29]. Cette technique consiste à traiter séparément l'amplitude et la phase du signal RF en utilisant deux amplificateurs à haut rendement (classe commutée). Le schéma de principe est illustré par la Figure I-9.

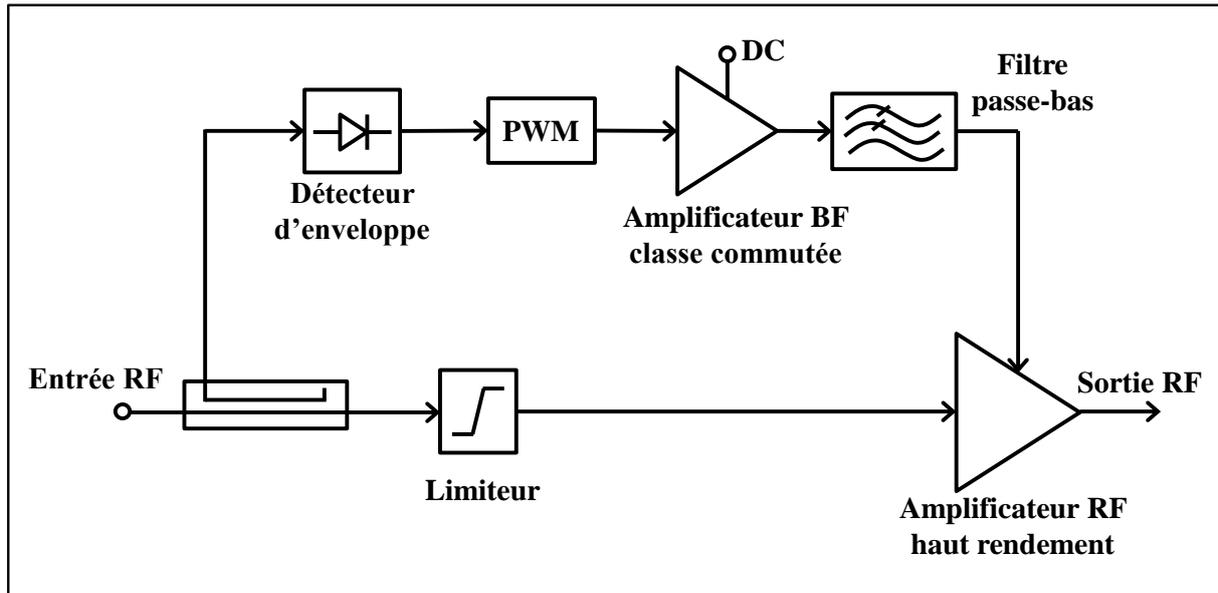


Figure I-9 : Schéma de principe de l'architecture EER.

Le signal modulé RF à l'entrée de l'architecture est écrêté par un limiteur afin d'obtenir un signal à enveloppe constante contenant l'information de phase. Ce signal est ensuite amplifié par un amplificateur RF de classe commutée (D, E, F, ...). L'excitation de l'amplificateur de puissance avec un signal à enveloppe constante permet de relaxer les contraintes de non linéarités en garantissant un fort rendement. D'un autre côté, un détecteur d'enveloppe est utilisé afin de séparer l'amplitude de l'enveloppe du signal RF. Ensuite, l'amplitude est codée et amplifiée en utilisant un étage comprenant un modulateur en largeur d'impulsion (PWM, Pulse Width Modulation), un amplificateur basse fréquence à haut rendement de type classe commutée et un filtre passe-bas [30]. Le signal résultant permet de contrôler l'alimentation de l'amplificateur et en même temps de reconstruire le signal amplifié à enveloppe variable à la sortie.

Malgré l'amélioration linéarité/rendement qui peut être obtenue par cette technique, elle reste très sensible aux erreurs de synchronisation des voies d'enveloppe et de phase.

I.3.3.2 Classe S

Un amplificateur classe S [31] peut être considéré comme une architecture avancée d'amplification de puissance composée de quatre blocs principaux illustrés par la Figure I-10. Le premier comporte un modulateur qui peut être de type Delta-Sigma passe-bande [32]. Ce modulateur réalise la conversion du signal RF modulé en une séquence binaire RF. Le bloc suivant est un circuit de pilotage permettant d'amplifier les signaux d'excitations afin

d'atteindre le niveau de puissance d'entrée requis par l'amplificateur en classe commutée (classe D) qui intervient dans le troisième bloc de l'architecture. Le circuit de pilotage permet encore de décaler les signaux à la vitesse requise de fonctionnement des commutateurs de l'amplificateur classe D. Dans le dernier bloc de l'architecture, le signal amplifié est filtré avec un filtre passe-bande afin de reconstruire le signal RF initial à enveloppe variable avant l'émission.

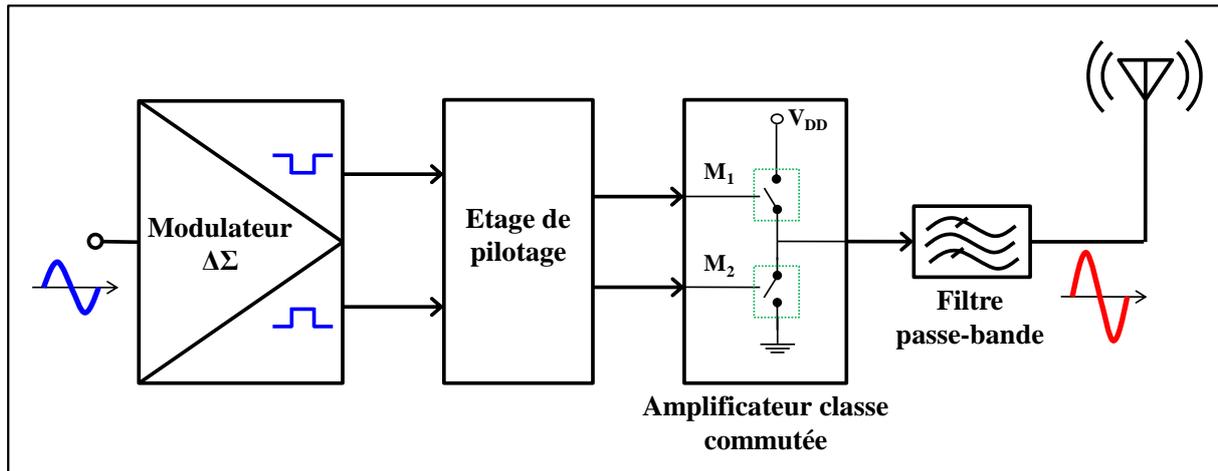


Figure I-10 : Schéma de principe d'un amplificateur classe S.

L'intégration de signaux numériques dans la classe S implique une architecture d'amplification plus compliquée. En revanche, cette intégration rend l'architecture plus flexible pour répondre aux demandes des systèmes de télécommunications modernes sans oublier que la réalisation demeure un point très difficile.

I.3.3.3 Architecture polaire

Les architectures polaires peuvent être considérées comme des évolutions de l'architecture EER, et comme des architectures réalisables de la classe S. Elles suivent le procédé de séparation de l'enveloppe et de la phase utilisé dans l'EER, avec des différences au niveau du type de codeur d'enveloppe, de la technique de recombinaison des voies et du type de filtre de reconstruction qui peut être soit passe-bas pour filtrer l'enveloppe, soit passe-bande pour reconstruire le signal à la sortie de l'amplificateur.

L'architecture EER classique peut être modifiée de telle manière que la recombinaison des signaux de l'enveloppe codée et de phase est faite par une simple multiplication avant l'amplificateur de puissance. Cependant, le signal à enveloppe variable est reconstruit après

l'amplificateur par un filtrage passe-bande. Une telle architecture utilisant un modulateur d'enveloppe de type Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$) passe-bas à deux niveaux (0 et $+a$) est reportée dans [33]. Une évolution de cette architecture consiste à générer les signaux d'enveloppe et de phase numériquement à partir d'un signal en bande de base, ce qui permet donc d'utiliser un modulateur $\Delta\Sigma$ numérique et repousser les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage du modulateur [34]. Dans cette architecture, l'enveloppe est codée à deux niveaux d'amplitude ($+a$ et $-a$). Une autre modification de l'architecture reportée dans [33] a été proposée dans [35]. Son but est de surmonter le problème du bruit de convolution qui intervient lors de la recombinaison d'enveloppe codée et de phase. Une autre architecture polaire utilisant un modulateur $\Delta\Sigma$ avec une horloge modulée par le signal de phase est reportée dans [36]. Un schéma de principe simplifié d'une architecture polaire est illustré par la Figure I-11.

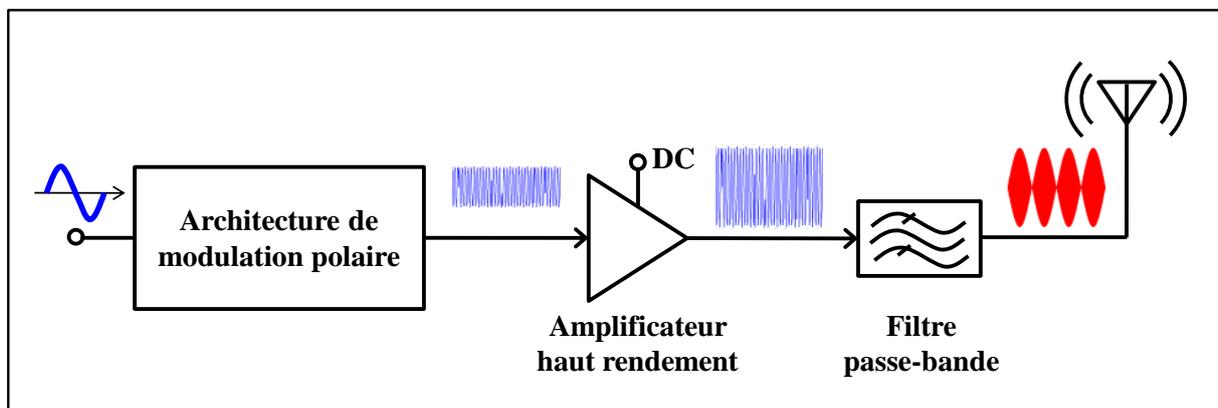


Figure I-11 : Schéma de principe d'une architecture polaire.

Un avantage des architectures polaires par rapport à l'EER est que les erreurs de synchronisation des voies d'enveloppe et de phase sont diminuées, car la recombinaison est établie avant l'amplificateur et, par conséquent, le filtre passe-bas sur la voie d'enveloppe n'est plus utilisé. En revanche, indépendamment du type de recombinaison utilisé, un des principaux problèmes des architectures polaires reste le décalage entre les voies d'enveloppe et de phase même s'il est diminué par rapport à l'EER. Un autre inconvénient de ces architectures réside dans le bruit de quantification, introduit par le modulateur $\Delta\Sigma$ et qui doit être filtré après l'amplification.

Les architectures polaires permettent d'obtenir théoriquement une amélioration de la linéarité en garantissant un bon rendement grâce à l'utilisation d'un amplificateur en classe commutée excité avec des signaux à enveloppe constante. D'autre part, ces architectures

flexibles et reconfigurables peuvent être particulièrement intéressantes pour des applications radios logicielles et cognitives.

Malgré toutes les modifications apportées sur les différentes architectures polaires citées, l'implémentation reste un point très difficile. Autrement, afin de repousser les difficultés de la mise en œuvre et surtout le problème de synchronisation des voies, l'idée de décomposition de l'enveloppe et de la phase et celle du codage de l'enveloppe sont retenues dans le cadre de ce travail de thèse. Une implémentation totalement numérique d'une architecture de modulation polaire en positionnant la conversion numérique analogique au plus proche de l'amplificateur de puissance est proposée et détaillée dans le paragraphe suivant.

L'implémentation totalement numérique d'une architecture de modulation polaire peut être utile tant que d'autres solutions ne sont pas élaborées. Cette implémentation permet de valider le principe de fonctionnement et de caractériser efficacement les performances d'un amplificateur de puissance en classe commutée utilisé dans une architecture d'amplification polaire sans tenir compte des problèmes liés à la génération des signaux (modulation polaire) qui doivent être à enveloppe constante dans une telle architecture.

I.3.3.3.1 Architecture retenue

L'architecture polaire retenue, consiste à générer numériquement les signaux d'excitations RF à enveloppe constante et à réaliser la conversion numérique analogique avant l'amplificateur de puissance. Le principe est fondé sur l'idée de décomposition de l'enveloppe et de la phase et sur celle de la modulation de l'information de l'enveloppe avec un modulateur de type $\Delta\Sigma$ implémenté numériquement. Le schéma de principe de cette architecture est représenté sur la Figure I-12.

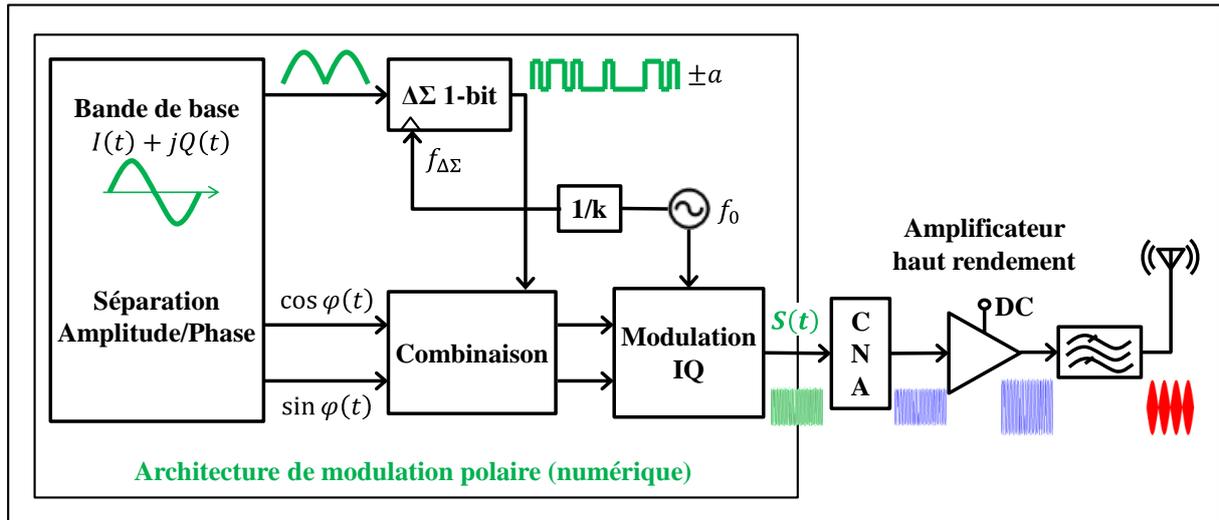


Figure I-12 : Architecture polaire avec modulation numérique.

Dans l'architecture de modulation polaire, les données sont traitées numériquement en bande de base afin d'extraire l'amplitude (I.2) et la phase (I.3) de l'enveloppe. L'amplitude est ensuite modulée avec un $\Delta\Sigma$ 1-bit passe-bas. Par conséquent, comme spécifié en sortie du bloc $\Delta\Sigma$ de la Figure I-12, le signal résultant a une amplitude d'enveloppe constante ($|a|$) et une phase d'enveloppe variable ($\pm\pi$). Ensuite, la sortie du modulateur $\Delta\Sigma$ et les signaux de la phase ($\cos \varphi(t)$, $\sin \varphi(t)$) sont recombinaés et modulés en RF avec un modulateur IQ numérique. Finalement, le signal $S(t)$ à la sortie du modulateur IQ décrit par l'équation (I.6) est à enveloppe constante.

$$|Enveloppe(t)| = \sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (I.2)$$

$$\cos \varphi(t) = \frac{I(t)}{\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2}} ; \quad \sin \varphi(t) = \frac{Q(t)}{\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \quad (I.3)$$

$$S(t) = \pm a(\cos(\omega_0 t) \cos \varphi(t) - \sin(\omega_0 t) \sin \varphi(t)) \quad (I.4)$$

$$S(t) = \pm a \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (I.5)$$

$$S(t) = a \cos(\omega_0 t + \varphi(t) \pm \pi) \quad (I.6)$$

Un convertisseur numérique analogique permet la génération du signal RF à enveloppe constante $S(t)$ avant d'exciter l'amplificateur de puissance qui, idéalement, doit être en classe commutée afin d'obtenir un fort rendement. Avant l'émission, le signal RF modulé en amplitude et en phase est restitué par filtrage passe-bande.

I.3.3.3.2 Modulateur Delta-Sigma

Le modulateur Delta-Sigma ($\Delta\Sigma$) est un bloc critique de l'architecture de modulation polaire. Il permet de coder les signaux analogiques avec un niveau de résolution élevé en employant juste un bit. Le principe de fonctionnement du modulateur $\Delta\Sigma$ découle de celui du modulateur Delta (Δ) qui code sur 1-bit la pente du signal d'entrée en quantifiant le changement du signal d'un échantillon à l'autre plutôt que la valeur absolue du signal à chaque échantillon [37], et par conséquent, les performances du modulateur Δ sont dépendantes de la fréquence du signal d'entrée.

Le modulateur Δ est constitué d'un comparateur, d'un quantificateur, d'un échantillonneur-bloqueur (SHA, Sample and Hold Amplifier) et d'un ou plusieurs intégrateurs suivant l'ordre du modulateur. Le schéma de principe d'un modulateur et d'un démodulateur Δ d'ordre unitaire est représenté sur la Figure I-13.

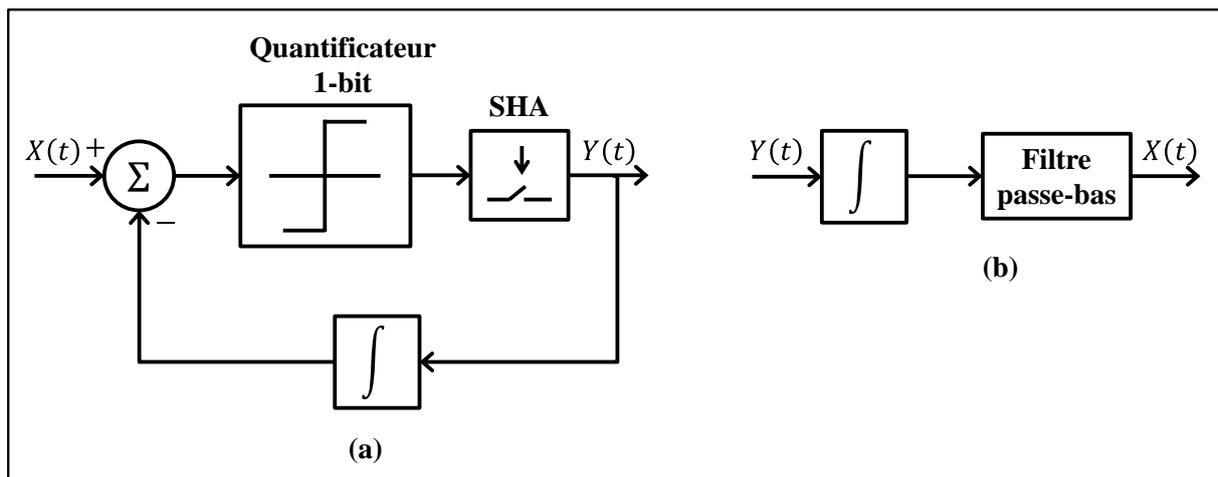


Figure I-13 : Modulateur (a) et démodulateur (b) Δ d'ordre unitaire.

Du fait que l'intégration est une opération linéaire, le modulateur $\Delta\Sigma$ permet d'inclure l'intégrateur du démodulateur Δ devant le modulateur Δ . Ensuite, les deux intégrateurs peuvent être remplacés par un seul intégrateur dans la voie directe comme illustré par la Figure I-14. Le terme Δ correspond donc à la différence entre le signal d'entrée et le signal de sortie quantifié et le terme Σ à l'intégration, d'où le nom $\Delta\Sigma$ du modulateur.

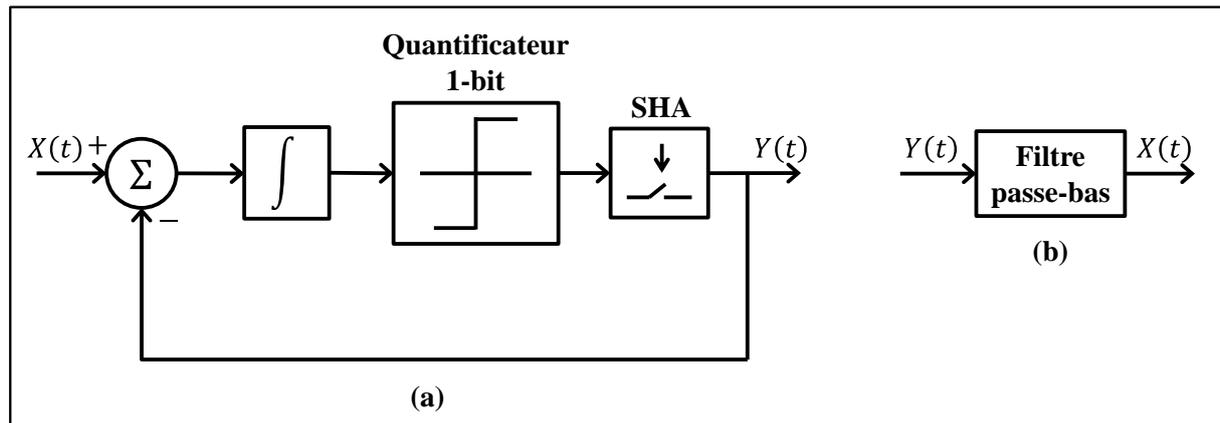


Figure I-14 : Modulateur (a) et démodulateur (b) $\Delta\Sigma$ d'ordre unitaire.

Le modulateur $\Delta\Sigma$ quantifie la valeur absolue du signal à chaque échantillon et non plus son changement. Par conséquent, les performances sont indépendantes de la fréquence du signal d'entrée [38].

Un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 1 peut être encore décrit dans le domaine z tel que montré par la Figure I-15.

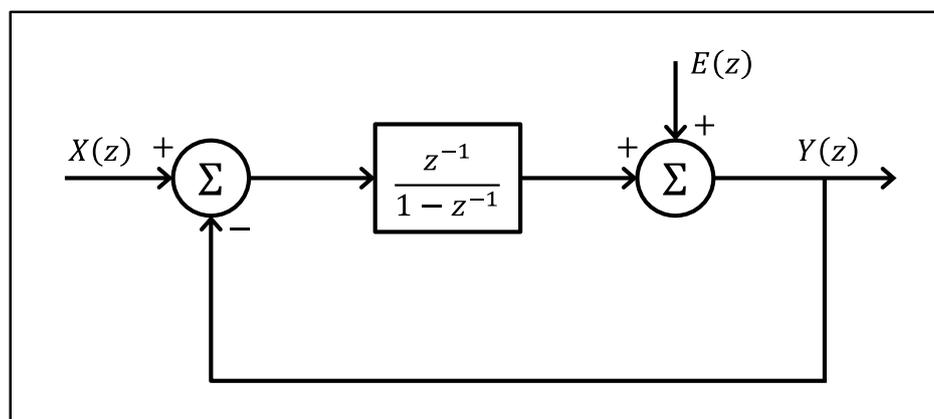


Figure I-15 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 1.

Dans ce modèle, le quantificateur 1-bit est modélisé comme une source de bruit additif ($E(z)$). Le signal de sortie en domaine z du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 1 est décrit par l'équation simplifiée (I.7).

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})E(z) \quad (\text{I.7})$$

L'ordre du modulateur $\Delta\Sigma$ est défini par le nombre d'intégrateurs dans la structure. Dans un modèle du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre égale ou supérieur à 1, d'une manière générale,

le(s) intégrateur(s) peuvent être représentés par une fonction de transfert ($H(z)$) comme illustré par la Figure I-16.

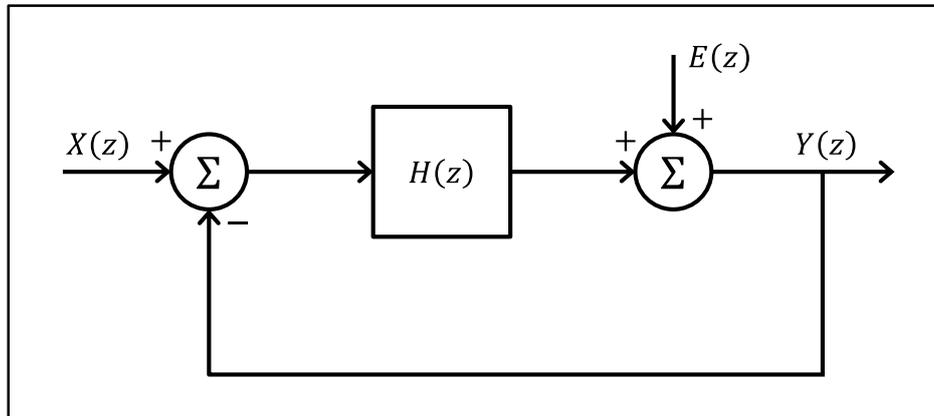


Figure I-16 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre N.

Le signal de sortie du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre N est donc décrit par l'équation (I.8).

$$\begin{aligned} Y(z) &= H(z)(X(z) - Y(z)) + E(z) \\ &= STF X(z) + NTF E(z) \end{aligned} \quad (I.8)$$

La mise en évidence de la fonction de transfert du signal (STF, Signal Transfer Function), et celle du bruit (NTF, Noise Transfer Function) permet de les définir en tant que :

$$STF = \frac{H(z)}{1 + H(z)} \quad (I.9)$$

$$NTF = \frac{1}{1 + H(z)} \quad (I.10)$$

Un des avantages de l'utilisation d'un modulateur $\Delta\Sigma$ est la mise en forme du bruit de quantification en dehors de la bande du signal utile. Les performances en termes de bruit dans la bande du signal utile (f_B), sont exprimées par le rapport signal sur bruit (SNR, Signal to Noise Ratio). Le SNR dépend de la fréquence de codage ainsi que de l'ordre du modulateur. Un modulateur d'ordre élevé permet d'obtenir une meilleure mise en forme du bruit. En revanche, pour des modulateurs d'ordres supérieurs à 2, des problèmes d'instabilités peuvent apparaître [39] [40]. D'autre part, le facteur de sur-échantillonnage (OSR, Over Sampling Ratio) défini comme le rapport entre la fréquence d'échantillonnage ($f_{\Delta\Sigma}$) et la fréquence de Shannon ($2f_B$) a encore un effet direct sur le SNR. La Figure I-17(a) montre les variations du

bruit de quantification en fonction de l'ordre du modulateur $\Delta\Sigma$, ainsi que l'avantage de l'utilisation d'un modulateur $\Delta\Sigma$ sur-échantillonné par rapport à un modulateur Nyquist. La mise en forme du signal utile et celle du bruit de quantification par le modulateur $\Delta\Sigma$ sont respectivement illustrées par les Figure I-17(b) et Figure I-17 (c) t.

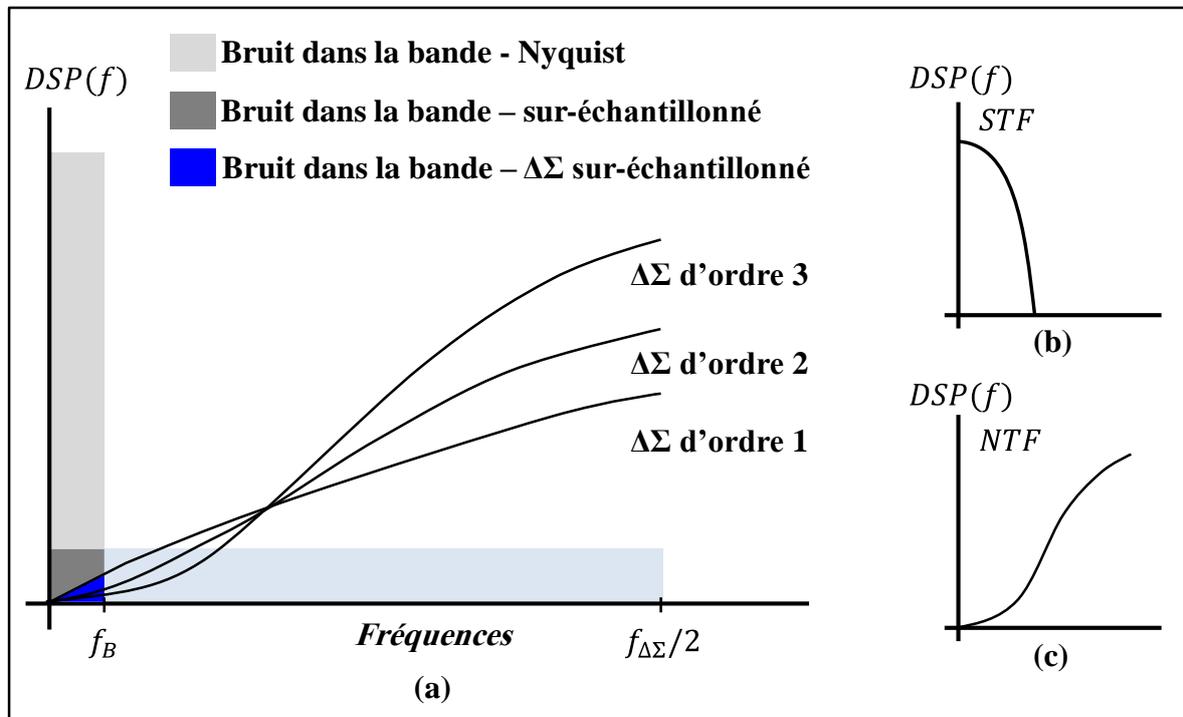


Figure I-17 : Bruit dans la bande d'un modulateur $\Delta\Sigma$ (a), mise en forme du signal utile (b) et du bruit (c).

Pour respecter les contraintes de réalisation d'un modulateur $\Delta\Sigma$, un compromis entre OSR, SNR, et l'ordre du modulateur est donc nécessaire.

I.3.3.3 Mise en œuvre de l'architecture de modulation polaire numérique

L'avantage principal de l'architecture de modulation polaire est qu'elle génère un signal à enveloppe constante obtenu grâce au codage de l'enveloppe par un modulateur $\Delta\Sigma$. Ce dernier est l'élément déterminant de l'architecture de modulation polaire. Ainsi, les performances de l'architecture en termes de bruit sont directement liées à la structure du modulateur. Dans l'architecture retenue, un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 est choisi afin d'éviter les problèmes d'instabilités [39] et pour respecter les contraintes de l'implémentation.

Dans le modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2, une boucle supplémentaire est ajoutée par rapport à un modulateur d'ordre unitaire. Cette boucle comporte un intégrateur sans retard de manière à

n'avoir qu'un seul intégrateur dans chacune des boucles. Le modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 en domaine z est représenté par la Figure I-18.

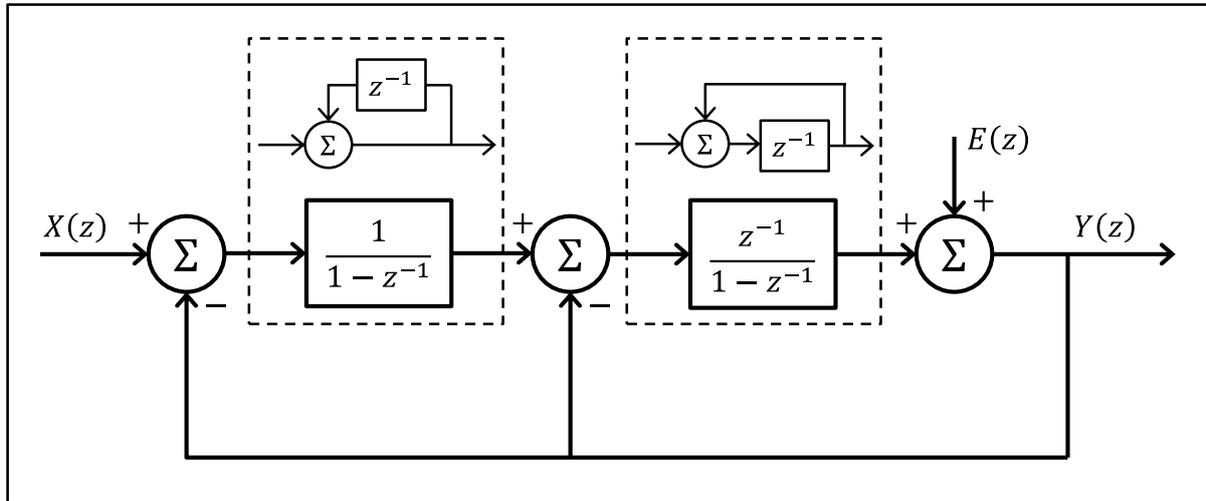


Figure I-18 : Modèle d'un modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2.

Le signal de sortie du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 est décrit par l'équation (I.11).

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})^2E(z) \quad (\text{I.11})$$

La mise en œuvre du modulateur $\Delta\Sigma$ comporte deux étapes. La première étape consiste à déterminer les coefficients de la structure à synthétiser en utilisant la toolbox Matlab de Schreier [41]. Premièrement, la fonction de transfert du bruit est synthétisée avec la toolbox par le réglage de certains paramètres comme l'ordre du modulateur et le facteur de sur-échantillonnage. Ensuite, les coefficients du modulateur sont synthétisés en choisissant une structure du modulateur proposée par la toolbox. Une structure d'ordre 2 telle que celle à cascades d'intégrateurs et à contre réaction (CIFB, Cascade-of-Integrators, FeedBack form) représentée par la Figure I-19 a été choisie pour sa meilleure stabilité [41].

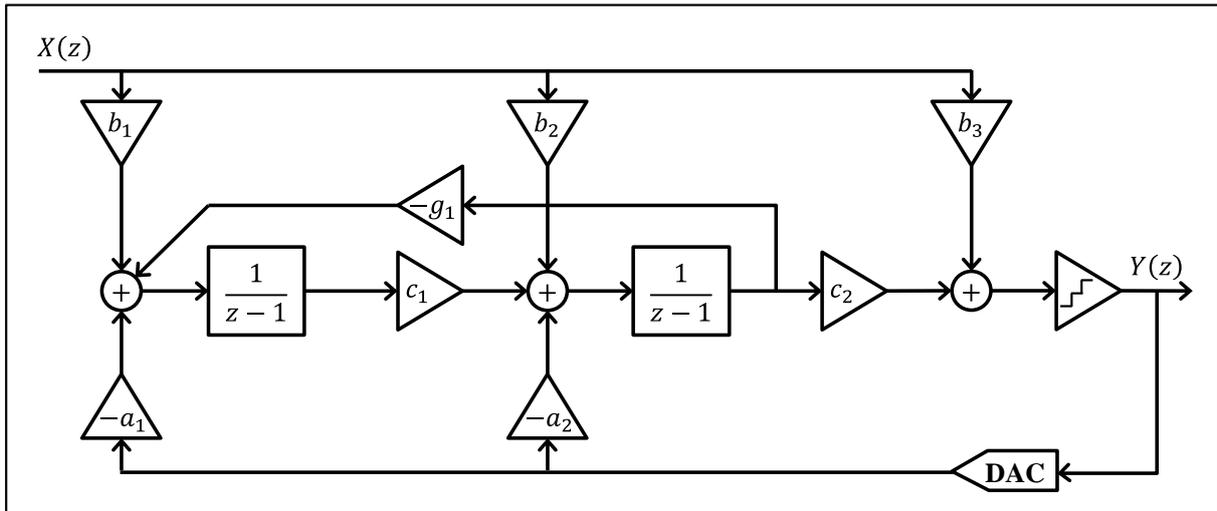


Figure I-19 : Structure du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 à contre réaction.

Une fois que les coefficients de la structure $(a_1, a_2, b_1, b_2, b_3, c_1, c_2, g_1)$ sont synthétisés, le modulateur est implémenté en utilisant le logiciel de simulation ADS – Ptolemy (Advanced Design System).

L'exemple d'un signal sinusoïdal codé par le modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 est présenté sur la Figure I-20(a). La Figure I-20(b) présente ainsi le spectre du signal à la sortie du modulateur.

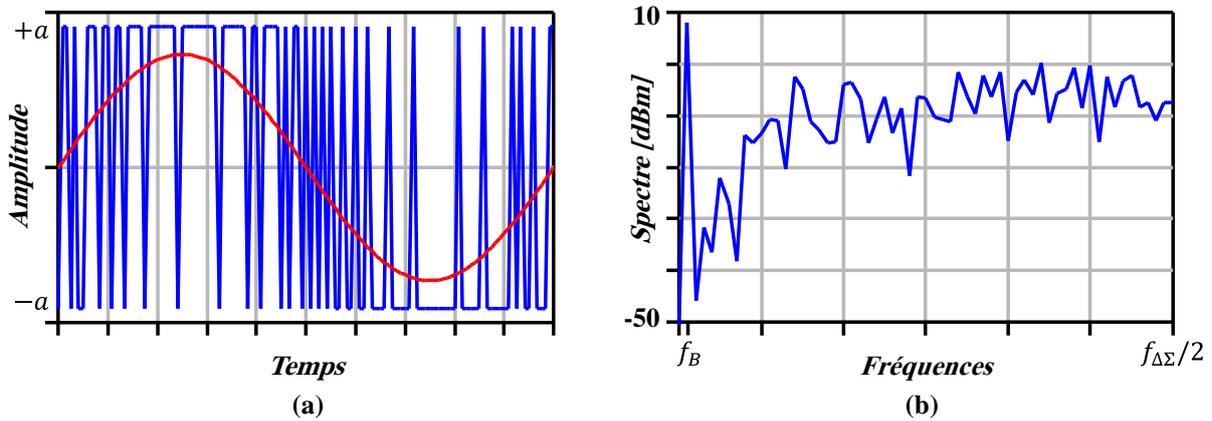


Figure I-20 : Signal d'entrée et de sortie du modulateur $\Delta\Sigma$ d'ordre 2 (a) et spectre du signal codé (b).

Le spectre du signal codé montre la mise en forme de bruit de quantification par le modulateur $\Delta\Sigma$ en le repoussant vers les hautes fréquences. D'autre part, un repliement de spectre du signal codé est obtenu aux fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage $(f_{\Delta\Sigma})$.

L'architecture de modulation polaire comporte d'autres fonctions que le modulateur $\Delta\Sigma$ tels que, d'une part, la recombinaison des signaux de l'enveloppe codée et de la phase et, d'autre part, la modulation IQ (Figure I-12). Ces fonctions de traitement numérique sont encore développées sous Matlab. La transposition du signal à la fréquence porteuse par le modulateur IQ est réalisée par une simple multiplication numérique des signaux. Cette multiplication dans le domaine temporel est mathématiquement une convolution dans le domaine fréquentiel. Par conséquent, afin d'éviter le recouvrement de spectre, une condition entre la fréquence de codage du modulateur ($f_{\Delta\Sigma}$ dans la Figure I-12) et la fréquence de la porteuse (f_0 dans la Figure I-12) doit être respectée. Cette condition peut être exprimée par l'équation (I.12).

$$f_{\Delta\Sigma} = \frac{f_0}{m} \quad (\text{I.12})$$

Où m est un entier.

Le signal obtenu à la sortie de l'architecture de modulation polaire mise en œuvre est un signal numérique à enveloppe constante. Ce signal est ensuite converti dans le domaine analogique par l'intermédiaire d'un étage de conversion numérique analogique de puissance (CNA dans la Figure I-12). Cette étage comporte un générateur de signaux arbitraires (AWG, Arbitrary Waveform Generator) [42] qui assure la conversion numérique analogique du signal, suivi par un amplificateur linéaire d'instrumentation afin d'atteindre le niveau de puissance d'entrée requis par l'amplificateur de puissance en classe commutée.

L'architecture de modulation polaire implémentée numériquement va permettre de caractériser efficacement les performances d'un amplificateur de puissance à haut rendement utilisé dans une architecture d'amplification polaire. Un des objectifs de ce travail de thèse consiste à comprendre et vérifier l'intérêt de ce type d'architecture d'amplificateur de puissance. Pour ce faire, un outil de caractérisation spécifique a été conçu afin de récupérer le maximum d'informations aux accès d'un amplificateur à architecture polaire. Avant de détailler le fonctionnement de cet outil, il est fondamental d'explicitement les caractéristiques qui sont nécessaires à la mesure des performances d'un amplificateur et plus généralement d'un dispositif radiofréquence non linéaire de forte puissance.

I.4 Bilan en puissance des multipôles

I.4.1 Notions de puissance en fonction de tension/courant

Considérons le cas d'un dipôle linéaire représenté par la Figure I-21. Ce dipôle linéaire est connecté à son entrée à un générateur (E_g, Z_g) sinusoïdal à la fréquence fondamentale f_0 . Les notions de puissance sont donc définies en régime sinusoïdal établi.

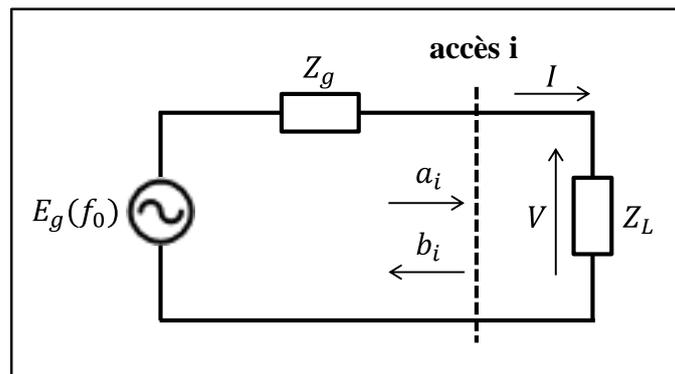


Figure I-21 : Puissance délivrée à un dipôle linéaire.

Dans le cas général, en utilisant la notation complexe, la tension et le courant à l'accès i du dipôle sont exprimés à la pulsation (ω_0) par les équations suivantes :

$$V(\omega_0) = \tilde{V} e^{j\omega_0 t} \quad (\text{I.13})$$

Avec l'amplitude complexe en tension (voltage phasor) :

$$\tilde{V} = V_0 e^{j\varphi_1} \quad (\text{I.14})$$

Et :

$$I(\omega_0) = \tilde{I} e^{j\omega_0 t} \quad (\text{I.15})$$

Avec l'amplitude complexe en courant (current phasor) :

$$\tilde{I} = I_0 e^{j\varphi_2} \quad (\text{I.16})$$

Dans le domaine temporel, en régime sinusoïdal établi, la tension et le courant sont exprimés comme suit :

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) \quad (\text{I.17})$$

$$I(t) = I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_2) \quad (\text{I.18})$$

Les équations (I.17) et (I.18) conduisent à une définition de la puissance instantanée ($P_{ins}(t)$) à l'accès i du dipôle :

$$\begin{aligned} P_{ins}(t) &= V(t) \times I(t) \\ &= V_0 I_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_1) \cos(\omega_0 t + \varphi_2) \\ &= \frac{V_0 I_0}{2} [\cos(2\omega_0 t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos(\varphi_1 - \varphi_2)] \end{aligned} \quad (\text{I.19})$$

Le premier terme de l'équation est la partie variable dans le temps de la puissance, et le second terme est la partie constante. La puissance moyenne délivrée à un dipôle linéaire à l'accès i et à la pulsation ω_0 s'écrit donc :

$$P_{avg}(\omega_0) = \frac{V_0 I_0}{2} \cos \varphi \quad (\text{I.20})$$

Où $\varphi = (\varphi_1 - \varphi_2)$, décrit le déphasage entre la tension et le courant à l'accès i du dipôle.

Ainsi, il est possible de déterminer la puissance moyenne délivrée à un dipôle ($P_{avg}(\omega_0)$) en intégrant la puissance instantanée sur la période du signal ($T_0 = 2\pi/\omega_0$) comme défini par l'équation (I.21).

$$P_{avg}(\omega_0) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} P_{ins}(t) dt \quad (\text{I.21})$$

De même, la puissance moyenne peut être définie en utilisant les amplitudes complexes définies par les équations (I.14) et (I.16) :

$$P_{avg}(\omega_0) = \frac{1}{2} \Re[\tilde{V} \times \tilde{I}^*] \quad (\text{I.22})$$

La puissance disponible du générateur à la pulsation ω_0 ($P_{dg}(\omega_0)$) est décrite par la force électromotrice du générateur et son impédance interne comme :

$$P_{dg}(\omega_0) = \frac{1}{8} \frac{|E_g(\omega_0)|^2}{\Re[Z_g]} \quad (\text{I.23})$$

I.4.2 Définitions des ondes de puissance

Dans le domaine des microondes, la taille des circuits est de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Les tensions et courants présents dans ces circuits dépendent du temps, mais aussi de l'espace. La caractérisation de dispositifs microondes nécessite la définition très précise d'accès (ou ports) aux bornes desquels il est très difficile de mesurer les courants et les tensions faute de sondes existantes à ces fréquences. Les mesures les plus courantes des dispositifs microondes consistent à déterminer les ondes de puissance présentes à leurs accès dans le domaine fréquentiel.

Ces ondes de puissance incidente et réfléchie sont des grandeurs complexes permettant de traiter de façon plus simple les problèmes de transfert de puissance dans les circuits microondes [43]. L'onde de puissance incidente à l'accès i d'un multipôle et à la fréquence f_0 est définie par l'équation (I.24).

$$a_i(f_0) = \frac{\tilde{V}_i(f_0) + Z_c \times \tilde{I}_i(f_0)}{2\sqrt{\Re[Z_c]}} \quad (\text{I.24})$$

$\tilde{V}_i(f_0)$ et $\tilde{I}_i(f_0)$ décrivent respectivement la tension et le courant complexes à la fréquence f_0 .

L'onde de puissance réfléchie à l'accès i et à la fréquence f_0 est définie par l'équation (I.25).

$$b_i(f_0) = \frac{\tilde{V}_i(f_0) - Z_c^* \times \tilde{I}_i(f_0)}{2\sqrt{\Re[Z_c]}} \quad (\text{I.25})$$

Z_c définit l'impédance complexe caractéristique du circuit connecté à l'accès i , et Z_c^* est le complexe conjugué de Z_c . La majorité des instruments disponibles à l'heure actuelle présente des impédances caractéristiques réelles égales à 50 ohms.

A partir des équations (I.24) et (I.25) les ondes de tensions incidente et réfléchie déterminées à l'accès i du multipôle à la fréquence f_0 [44] :

$$a_i(f_0) = \frac{\tilde{V}_i(f_0) + Z_c \times \tilde{I}_i(f_0)}{2} \quad (\text{I.26})$$

$$b_i(f_0) = \frac{\tilde{V}_i(f_0) - Z_c \times \tilde{I}_i(f_0)}{2} \quad (\text{I.27})$$

Il est encore possible en utilisant les équations (I.26) et (I.27) de remonter à la tension et au courant présents à un accès i à la fréquence f_0 :

$$\tilde{V}_i(f_0) = a_i(f_0) + b_i(f_0) \quad (\text{I.28})$$

$$\tilde{I}_i(f_0) = \frac{a_i(f_0) - b_i(f_0)}{Z_c} \quad (\text{I.29})$$

Ces relations peuvent être encore exprimées dans le domaine temporel :

$$V_i(t) = a_i(t) + b_i(t) \quad (\text{I.30})$$

$$I_i(t) = \frac{a_i(t) - b_i(t)}{Z_c} \quad (\text{I.31})$$

D'après les formalismes d'ondes de tension données ci-dessous ((I.26) et (I.27)), la puissance moyenne dissipée par un dipôle linéaire à la pulsation ω_0 peut être définie comme la différence entre la puissance incidente ($P_{inc}(\omega_0)$) et la puissance réfléchie ($P_{ref}(\omega_0)$) par ce dipôle à la même pulsation. La puissance moyenne délivrée à un dipôle linéaire à l'accès i et à la pulsation $\omega_0 = 2\pi f_0$ est donc décrite par l'équation (I.32).

$$P_{avg}(\omega_0) = \frac{1}{2\Re[Z_c]} (|a_i(\omega_0)|^2 - |b_i(\omega_0)|^2) \quad (\text{I.32})$$

Dans le cas où l'impédance interne du générateur (Z_g) est égale à l'impédance caractéristique (Z_c), la puissance disponible du générateur à la pulsation ω_0 ($P_{dg}(\omega_0)$) est décrite par l'équation (I.33).

$$P_{dg}(\omega_0) = \frac{1}{2\Re[Z_c]} |a_i(\omega_0)|^2 \quad (\text{I.33})$$

I.4.3 Application à un amplificateur de puissance

Dans la partie précédente, les principales notions et définitions de puissance en régime sinusoïdal ont été établies à la fréquence de fonctionnement f_0 . Il s'agit maintenant de définir, dans le cas d'un amplificateur de puissance, des notions de puissance plus générales pouvant être appliqués en mode monoporteuse (f_0) et en mode multiporteuse pour des signaux modulés plus complexes.

I.4.3.1 Bilan en puissance d'un amplificateur

Un amplificateur de puissance (AP) est considéré comme un quadripôle non linéaire permettant le transfert de l'énergie entre deux dipôles. La Figure I-22 donne la représentation d'un amplificateur connecté à son entrée (accès 1) à un générateur (E_g, Z_g) et chargé par une impédance (Z_L) à l'accès 2.

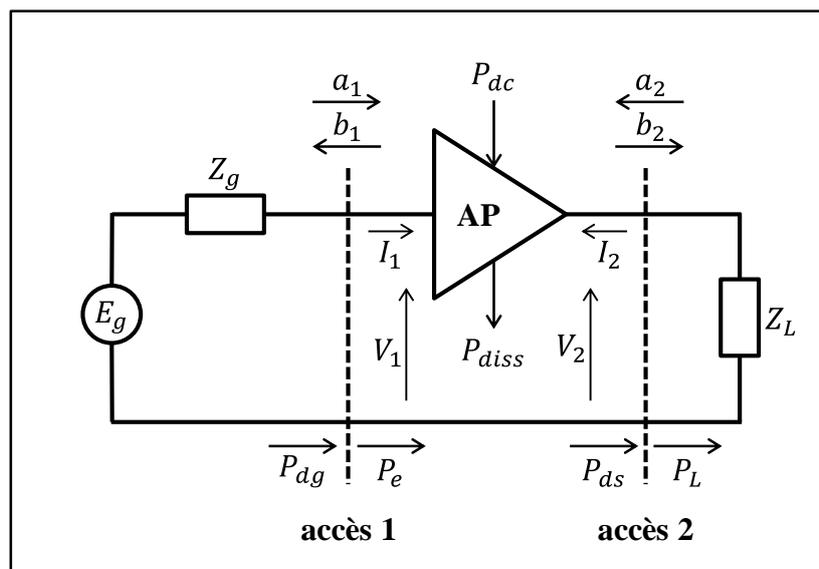


Figure I-22 : Amplificateur de puissance.

Les puissances moyennes mises en jeu sont définies comme suit :

P_{dg} : Puissance maximale disponible du générateur

P_e : Puissance entrante dans l'amplificateur

P_{ds} : Puissance maximale disponible à la sortie de l'amplificateur

P_L : Puissance délivrée à la charge

P_{dc} : Puissance continue fournie par l'alimentation

P_{diss} : Puissance thermique dissipée par l'amplificateur

Les puissances moyennes sont généralement exprimées en dBm. La relation entre la puissance exprimée en milliwatts et celle exprimée en dBm est définie par l'équation (I.34).

$$P_{(dBm)} = 10 \times \log_{10}(P_{(mW)}) \quad (I.34)$$

I.4.3.2 Expressions des puissances aux accès de l'amplificateur

D'une manière générale, et en mode de fonctionnement réel, un amplificateur de puissance est excité avec un signal RF réel modulé plus ou moins complexe exprimé sous la forme :

$$x(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad (I.35)$$

Où :

- $A(t)$: correspond à la variation d'amplitude instantanée,
- $\varphi(t)$: correspond à la variation de phase instantanée,
- ω_0 : représente la pulsation liée à la fréquence $f_0 = \omega_0/2\pi$ au centre de la bande.

Il est possible d'associer à ce signal RF réel, une représentation de l'enveloppe complexe à bande limitée exprimée par :

$$\tilde{x}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (I.36)$$

Ce signal est lié au signal RF réel par la relation suivante :

$$x(t) = \Re[\tilde{x}(t)e^{j\omega_0 t}] \quad (I.37)$$

L'enveloppe complexe $\tilde{x}(t)$ se décompose généralement en deux signaux en bande de base (format I/Q) décrits par les équations suivantes :

$$I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \quad (\text{I.38})$$

$$Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \quad (\text{I.39})$$

On pose T_{env} , la période de l'enveloppe du signal modulé et l'impédance de référence normalisée à 1 ohm. Alors, la puissance moyenne (P_{avg}) d'un signal RF réel peut être exprimée par l'équation suivante :

$$P_{avg} = \frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} |x(t)|^2 dt \quad (\text{I.40})$$

L'enveloppe complexe conduit encore à une définition de la puissance moyenne (P_{avg}) décrite par :

$$P_{avg} = \frac{1}{2T_{env}} \int_0^{T_{env}} |\tilde{x}(t)|^2 dt \quad (\text{I.41})$$

On peut encore introduire la notion de la puissance instantanée du signal RF réel (P_{avg_inst}), comme la puissance moyenne du signal RF réel dans une fenêtre de largeur très inférieure à une période de l'enveloppe T_{env} . Cette puissance est décrite par l'équation suivante :

$$P_{avg_inst} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} |x(t)|^2 dt \quad (\text{I.42})$$

Avec $\tau = n \times T_0$ correspond à la largeur de la fenêtre, n est un entier et $T_0 = 1/f_0$.

La puissance instantanée peut être encore obtenue à partir de l'enveloppe complexe comme défini par l'équation (I.43).

$$\tilde{P}_{avg_inst} = \frac{1}{2} |\tilde{x}(t)|^2 \quad (\text{I.43})$$

Dans le domaine des microondes, les expressions des puissances aux accès de l'amplificateur de puissance doivent être définies en fonction des expressions d'ondes de tension à l'entrée (a_1, b_1) et à la sortie (a_2, b_2) de l'amplificateur (Figure I-22). Suivant le domaine de représentation d'ondes de tension (temporel ou fréquentiel), des définitions

différentes des puissances moyennes mises en jeu aux accès de l'amplificateur sont écrites. Un bilan des expressions des puissances est donné, par rapport à une impédance caractéristique réelle $R_0 = Z_g = 50$ ohms, dans le Tableau IV-2.

Tableau I-2 : Définitions des puissances aux accès de l'amplificateur de puissance.

	Domaine temporel	Domaine fréquentiel
P_{dg}	$\frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ a_1(t) ^2}{R_0} dt$	$\frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} a_1(f) ^2$
$P_e = P_{inc1} - P_{ref1}$	$\frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ a_1(t) ^2}{R_0} dt - \frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ b_1(t) ^2}{R_0} dt$	$\frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} a_1(f) ^2 - \frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} b_1(f) ^2$
P_{ds}	$\frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ b_2(t) ^2}{R_0} dt$	$\frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} b_2(f) ^2$
$P_L = P_{inc2} - P_{ref2}$	$\frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ b_2(t) ^2}{R_0} dt - \frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{ a_2(t) ^2}{R_0} dt$	$\frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} b_2(f) ^2 - \frac{1}{2R_0} \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} a_2(f) ^2$

Ces expressions des puissances sont exprimées en Watt. Elles sont encore valables pour déterminer les puissances à la fréquence f_0 en utilisant les définitions dans le domaine fréquentiel avec ($f_{min} = f_{max} = f_0$).

I.4.3.3 Gains en puissance

Les relations entre les puissances mises en jeu pour un amplificateur de puissance sont exprimées par trois types de gains qui sont les suivants :

Le gain en puissance (G_p) est défini par l'équation (I.44) comme le rapport de la puissance (en Watt) délivrée à la charge sur la puissance (en Watt) entrant effectivement dans l'amplificateur.

$$G_p = \frac{P_L}{P_e} \quad (I.44)$$

Le gain transducique (G_T) aussi appelé gain d'insertion est défini par l'équation (I.45) comme le rapport de la puissance (en Watt) délivrée à la charge sur la puissance disponible du générateur en Watt :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{dg}} \quad (\text{I.45})$$

Enfin, le gain disponible (G_d) est défini par l'équation (I.46) comme le rapport entre la puissance maximale disponible (en Watt) à la sortie de l'amplificateur sur la puissance maximale disponible du générateur (en Watt).

$$G_d = \frac{P_{ds}}{P_{dg}} \quad (\text{I.46})$$

L'expression du gain transducique est la plus utilisée dans la conception des amplificateurs de puissance, puisqu'elle est facilement mesurable et qu'elle permet de prendre en compte l'adaptation en entrée et en sortie de l'amplificateur.

I.4.3.4 Les notions de rendement

Afin d'amplifier un signal, les amplificateurs de puissance utilisent une alimentation continue comme illustré sur la Figure I-22. Cependant, il est impossible d'avoir une conversion totale de l'énergie DC vers l'énergie RF en sortie de l'amplificateur du fait que tous les composants contiennent des éléments à pertes (dissipatifs). La notion de rendement d'un amplificateur de puissance doit donc être introduite. Le bilan de transfert de l'énergie est donc défini par l'équation (I.47).

$$P_e + P_{dc} = P_{ds} + P_{diss} \quad (\text{I.47})$$

Généralement, deux notions de rendement sont définies.

Le rendement de drain (DE , Drain Efficiency) est défini par l'équation (I.48) comme le rapport entre la puissance disponible à la sortie de l'amplificateur (en Watt) et la puissance continue fournie par l'alimentation.

$$DE_{(\%)} = \frac{P_{ds}}{P_{dc}} \times 100 \quad (\text{I.48})$$

La deuxième notion est le rendement en puissance ajoutée (*PAE*, Power Added Efficiency) défini par l'équation (I.49). La *PAE* prend en compte la puissance d'entrée de l'amplificateur.

$$PAE_{(\%) } = \frac{P_{ds} - P_e}{P_{dc}} \times 100 \quad (\text{I.49})$$

Dans le cas où le gain en puissance est important ($G_p > 10$), le rendement en puissance ajoutée (*PAE*) tend vers le rendement de drain (*DE*).

I.5 Caractérisation des amplificateurs de puissance

Les méthodes de caractérisation expérimentale des amplificateurs de puissance ne cessent de s'améliorer afin d'offrir aux concepteurs toutes les caractéristiques et grandeurs indispensables à la conception de sous-systèmes. Ces méthodes de caractérisation consistent à placer les dispositifs dans des conditions réelles de fonctionnement. Cela conduit à définir des méthodes de caractérisations avec des signaux plus ou moins complexes, à enveloppe fixe ou variable, en monoporteuse (CW) ou avec des signaux d'excitation à très large bande passante (modulations multiporteuses, impulsions, ...). Il est donc indispensable de définir des critères de performance pour les différentes méthodes de caractérisation afin de mettre en évidence les différentes grandeurs (puissance, rendement, linéarité). Il convient aussi de mettre en œuvre des bancs de caractérisation fonctionnelle permettant la mesure de ces grandeurs.

I.5.1 Caractérisation en mode monoporteuse (CW)

La caractérisation fonctionnelle la plus courante (hors caractérisation en paramètre [S]) de l'amplificateur de puissance s'effectue en présence d'un signal sinusoïdal ($x(t)$) à la fréquence fondamentale (f_0) positionnée au centre de la bande de fonctionnement. Ce signal est décrit par l'équation (I.50).

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (\text{I.50})$$

Cette caractérisation dite en mode monoporteuse (CW, Continuous Wave) est relativement simple à mettre en œuvre. Elle permet de décrire la zone de fonctionnement

optimale de l'amplificateur et d'évaluer dans une première approche ses capacités et la forme de non linéarité en puissance qu'il présente. Elle consiste à décrire les courbes de conversion AM/AM et AM/PM ainsi que le rendement à la fréquence fondamentale de l'amplificateur sous test. Le principe de la caractérisation mono-porteuse est représenté par la Figure I-23.

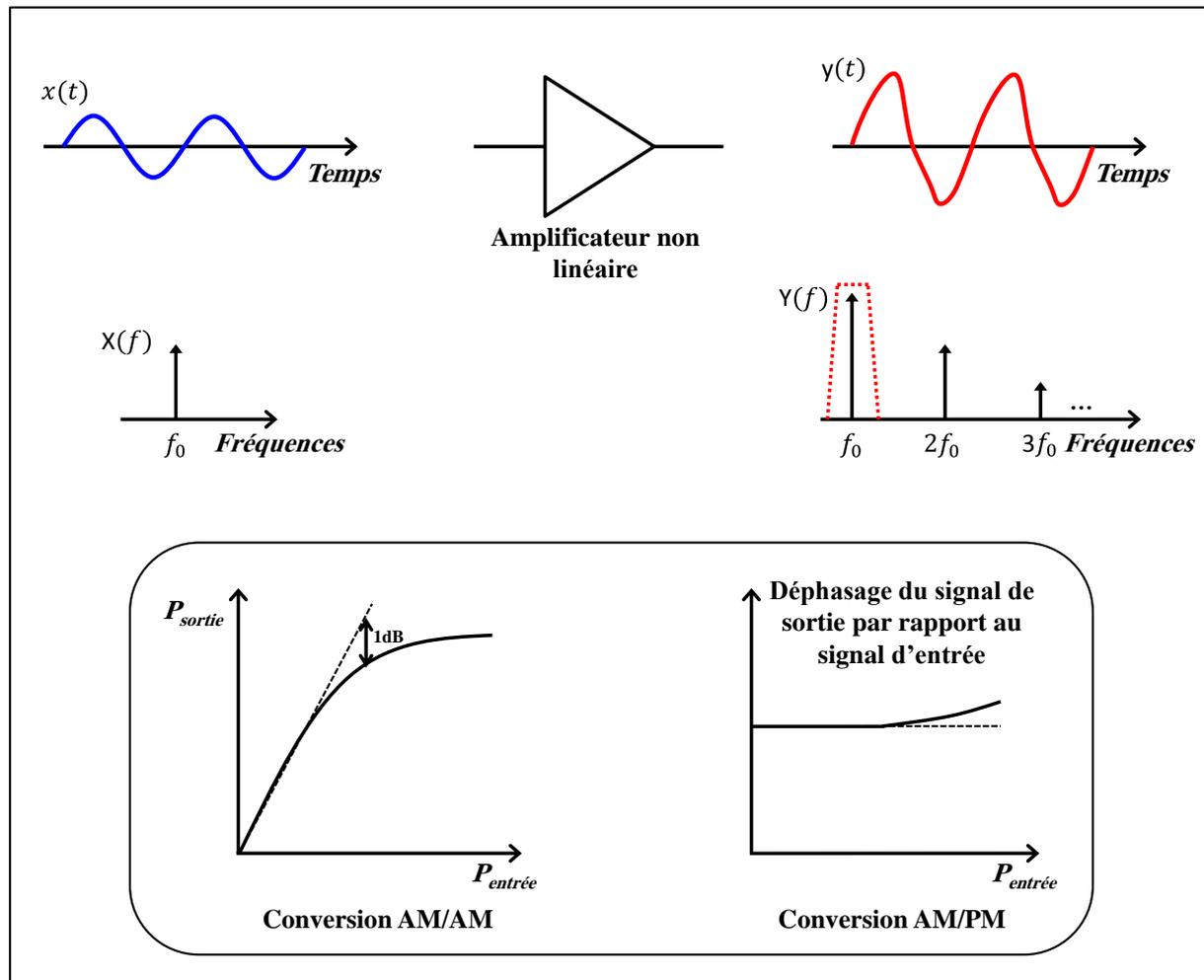


Figure I-23 : Principe de caractérisation AM/AM et AM/PM en mode monoporteuse.

La courbe AM/AM traduit la variation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale (f_0). Elle permet de déterminer les trois zones de fonctionnement de l'amplificateur (linéaire, compression, saturation) et d'en déduire le gain dans la zone linéaire et dans la zone de compression (à 1, 2 ou x dB de compression). En revanche la caractéristique AM/AM à la fréquence fondamentale (f_0) manque de précision puisqu'elle ne donne pas d'information quantitative de la distorsion engendrée par les non linéarités de l'amplificateur (fréquences harmoniques notamment).

Dans la caractérisation en mode CW, les puissances moyennes délivrées aux charges d'entrée et de sortie de l'amplificateur à la fréquence fondamentale (f_0) peuvent être exprimées en se référant aux équations définies dans le paragraphe (I.4.3.2).

I.5.2 Caractérisation en mode CW impulsionnel [45], [46]

Les amplificateurs de forte puissance, et particulièrement ceux utilisés dans les systèmes RADARs ne sont pas toujours conçus pour un fonctionnement en mode continu (CW), ainsi la caractérisation en mode CW peut engendrer un risque de destruction des composants. En revanche, en utilisant des signaux d'excitations CW impulsionnel (Continuous Pulsed Wave), ces amplificateurs peuvent être caractérisés dans des conditions réelles de fonctionnement et avec des niveaux d'amplitudes plus importants pouvant aller jusqu'à la saturation tout en réduisant les risques de destruction. De plus, la caractérisation en mode CW impulsionnel offre un meilleur contrôle de l'influence de l'auto-échauffement sur les performances des dispositifs sous test au cours de la caractérisation.

Un signal CW impulsionnel idéal peut être exprimé mathématiquement dans le domaine temporel comme une sinusoïde de pulsation ω_0 multipliée par une impulsion carrée de largeur τ . Ce signal est décrit analytiquement par l'équation suivante :

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t) \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{\tau}(t - nT) \quad (\text{I.51})$$

T est la période de répétition de l'impulsion (PRI, Pulse Repetition Interval).

La caractérisation d'un amplificateur en mode CW impulsionnel est représentée par la Figure I-24.

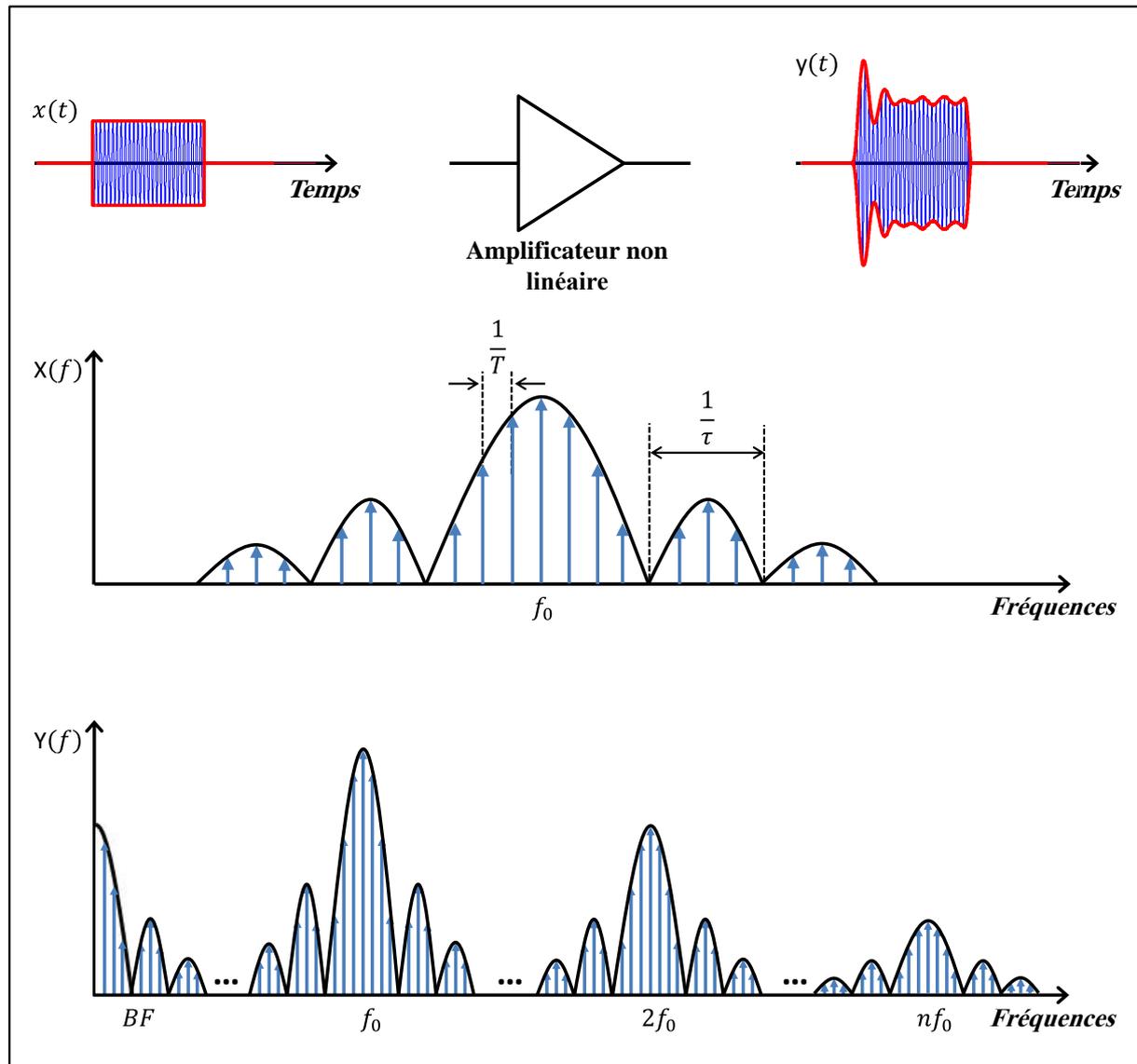


Figure I-24 : Caractérisation en mode CW impulsionnel.

Généralement, la caractérisation en mode CW impulsionnel consiste, comme le mode CW, à décrire les courbes de conversion AM/AM et AM/PM de l'amplificateur sous test à la fréquence fondamentale (f_0). En revanche, plusieurs puissances caractéristiques pour les signaux d'entrée et de sortie obtenus par ce mode de caractérisation peuvent être définies. Ces définitions dépendent le plus souvent du domaine dans lequel l'outil de caractérisation fonctionne : domaine temporel ou fréquentiel.

I.5.2.1 Expression des puissances dans le domaine temporel

Pour une caractérisation dans le domaine temporel, la puissance instantanée d'un signal CW impulsionnel est définie par l'équation suivante :

$$P_{ins}(t) = V(t) \times I(t) \quad (I.52)$$

Dans ce cas, la tension ($V(t)$) et le courant ($I(t)$) sont mesurés sur une large bande autour de la fréquence de la porteuse (f_0), et non plus à la fréquence (f_0) uniquement.

A partir de la puissance instantanée, il est possible de définir la puissance impulsionnelle (P_p), qui correspond à la puissance moyenne sur la largeur de l'impulsion. Cette grandeur est décrite par l'équation (I.53). Elle est égale dans le cas d'une impulsion idéale à la puissance moyenne de la sinusoïde de la porteuse dans l'impulsion.

$$P_p = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} P_{ins}(t) dt \quad (I.53)$$

$$\text{Avec } \tau = T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}.$$

Ainsi, la puissance moyenne d'un signal CW impulsionnel (P_{avg}) est définie par l'équation suivante :

$$P_{avg} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{ins}(t) dt \quad (I.54)$$

Dans le cas d'une impulsion idéale, la puissance moyenne d'un signal CW impulsionnel peut être reliée à la puissance impulsionnelle par la relation suivante :

$$P_{avg} = P_p \left(\frac{\tau}{T} \right) \quad (I.55)$$

I.5.2.2 Expression des puissances dans le domaine fréquentiel

La caractérisation en mode CW impulsionnel dans le domaine fréquentiel consiste généralement à filtrer le spectre du signal de manière à ne garder que la raie centrale. Donc, elle permet de mesurer seulement la puissance de la raie centrale à la fréquence f_0 .

Ensuite, des relations entre la puissance contenue à la fréquence f_0 et les différentes puissances définies précédemment à partir de la caractérisation dans le domaine temporel peuvent être établies. Ces relations sont décrites par les équations (I.56) et (I.57).

$$P_{f_0} = P_{avg} \left(\frac{\tau}{T} \right) \quad (\text{I.56})$$

$$P_{f_0} = P_p \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 \quad (\text{I.57})$$

Ces relations ne sont valables que pour une impulsion idéale. Dans le cas réel, un signal impulsionnel présente des temps de montée et de descente non négligeables et peut présenter certaines fluctuations dans l'impulsion.

Un autre inconvénient de la caractérisation dans le domaine fréquentiel est la perte en dynamique de mesure qui représente la différence en dB entre le plancher de bruit et le plus grand signal pouvant être mesuré [47]. En mode CW impulsionnel, cette grandeur est habituellement réduite par le rapport cyclique (τ/T) . La formulation analytique de la perte en dynamique est donnée par l'équation (I.58).

$$\text{Perte en dynamique}_{(dB)} = 20 \log_{10} \left(\frac{\tau}{T} \right) \quad (\text{I.58})$$

I.5.3 Caractérisation en mode multiporteuse

Un amplificateur de puissance non linéaire génère des distorsions de type harmonique et non harmonique (distorsions de porteuse et d'enveloppe). La distorsion harmonique est due aux fréquences harmoniques de la porteuse qui sont générés sur les fréquences multiples $(2f_0, 3f_0, \dots)$. La distorsion non harmonique intervient à l'intérieur et autour de la bande de fréquence occupée par le signal modulant. La distorsion harmonique est facilement éliminée par filtrage passe-bas, ce qui n'est pas le cas pour la distorsion non harmonique. D'où la nécessité des différents modes de caractérisation autres que le mode CW, afin de caractériser les non linéarités de l'amplificateur qui sont associés par défaut à la distorsion non harmonique.

I.5.3.1 Cas biporteuse

La technique classique de caractérisation des non linéarités de l'amplificateur de puissance consiste à réaliser des mesures en mode biporteuse : l'amplificateur est excité par un signal composé de deux porteuses sinusoïdales de pulsation ω_1 et ω_2 espacées d'une pulsation $2\omega_{BF}$. Le principe de cette caractérisation est représenté sur la Figure I-25.

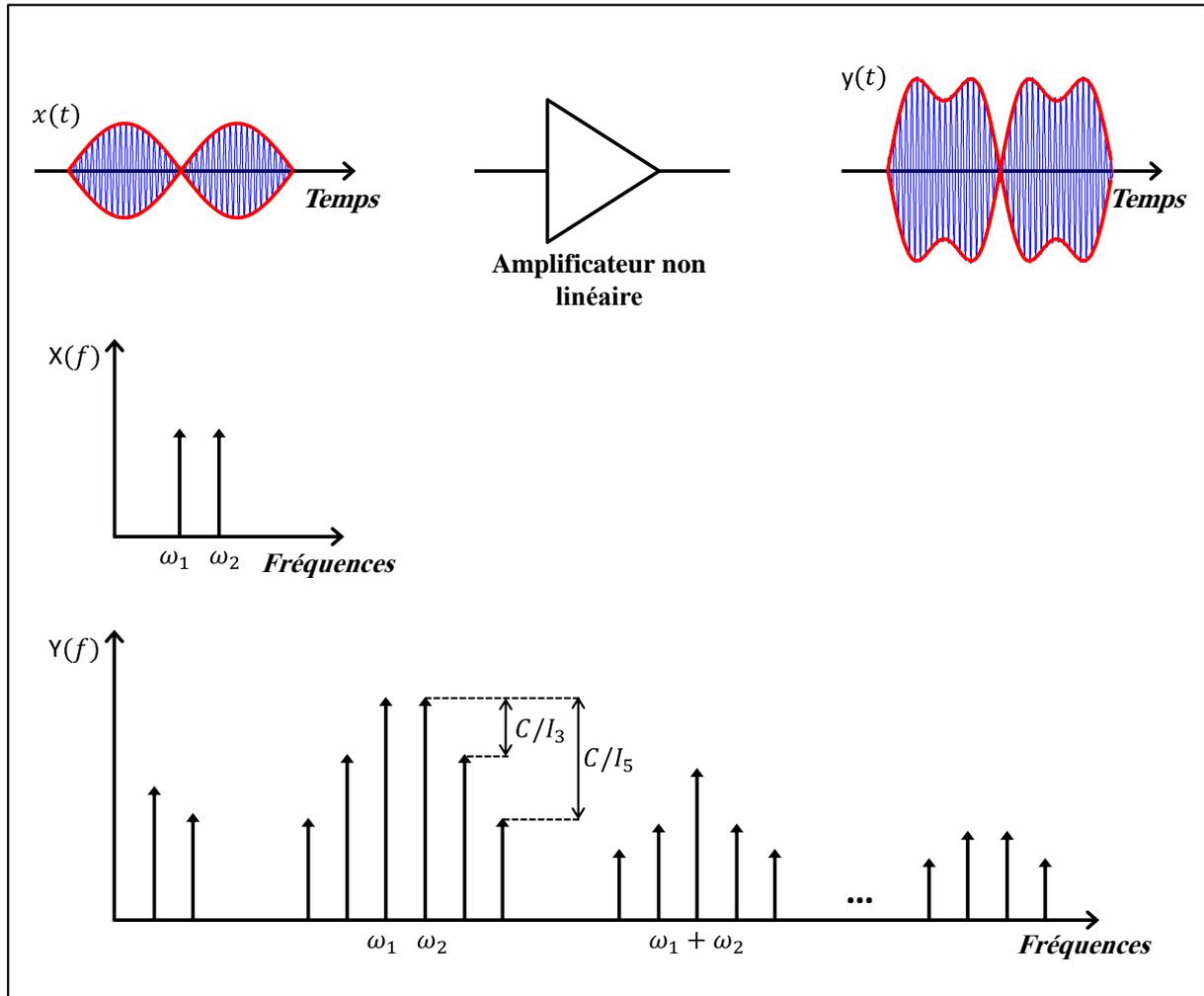


Figure I-25 : Caractérisation en mode biporteuse.

D'après la Figure I-25, l'amplificateur de puissance excité par un signal biporteuse génère des composantes parasites autour de la bande du signal modulant ($2\omega_{BF}$). Ces composantes sont des produits d'intermodulations qui correspondent à une combinaison linéaire des fréquences fondamentales du signal et des fréquences harmoniques multiples des fréquences fondamentales.

Pour quantifier les produits d'intermodulations, et ensuite le degré de linéarité de l'amplificateur, un facteur de mérite est défini : il est nommé C/I (Carrier to Intermodulation) et correspond à la différence de puissance entre la raie d'une fondamentale (C) et une raie d'intermodulation (I).

Ainsi on peut définir le rapport C/I d'ordre 3, 5, 7, ... suivant l'ordre de la raie d'intermodulation.

I.5.3.2 Cas multiporteuse

La caractérisation par un signal biporteuse n'est plus suffisante pour rendre effectivement compte du comportement de l'amplificateur de puissance utilisé pour des applications de télécommunications fonctionnant avec des signaux majoritairement large bande et multiporteuse. La caractérisation de l'amplificateur avec un signal multiporteuse devient alors nécessaire afin d'obtenir des mesures dans des conditions réelles de fonctionnement.

Suivant le signal d'excitation utilisé, deux critères sont définis pour quantifier les non linéarités de l'amplificateur de puissance.

I.5.3.2.1 L'ACPR

Le critère d'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est un facteur de mérite utilisé pour quantifier les remontées spectrales dans les bandes adjacentes de la bande du signal utile. L'ACPR est la différence en puissance entre le lobe principal (signal utile) et un des lobes secondaires. Les ACPR droite et gauche sont alors définis suivant le coté de la bande adjacente. La dégradation de l'ACPR à travers un amplificateur de puissance est illustrée sur la Figure I-26.

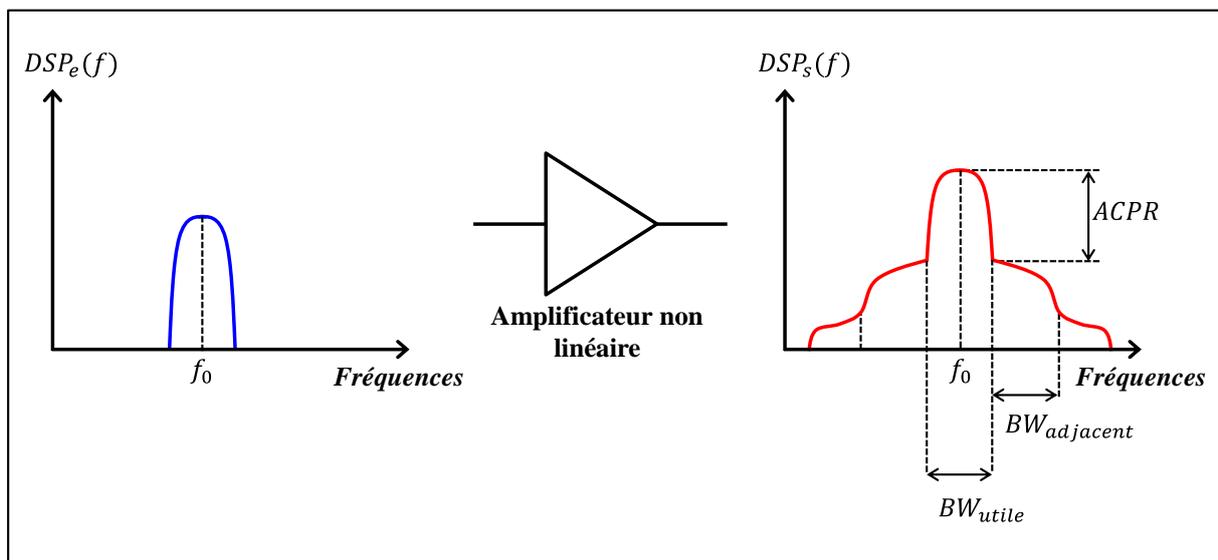


Figure I-26 : Principe de la caractérisation multiporteuse, critère ACPR.

L'expression de l'ACPR est donnée par l'équation (I.59).

$$ACPR (dBc) = \frac{\int_{BW_{utile}} DSP_s(f).df}{\int_{BW_{adjacent}} DSP_s(f).df} \quad (I.59)$$

I.5.3.2.2 Le NPR

Le critère NPR (Noise Power Ratio) est utilisé pour quantifier le bruit généré par les non linéarités de l'amplificateur de puissance dans la bande du signal. Le signal utilisé pour déterminer le critère du NPR est constitué d'un grand nombre de porteuses d'amplitudes égales et de phases aléatoires afin de se rapprocher d'un bruit gaussien à bande limitée. Pour mesurer le bruit dans la bande du signal, un trou (en anglais notch) est généralement créé dans le centre de la bande d'une largeur correspond à 1% de la bande. Le principe de la caractérisation en NPR d'un amplificateur est illustré sur la Figure I-27.

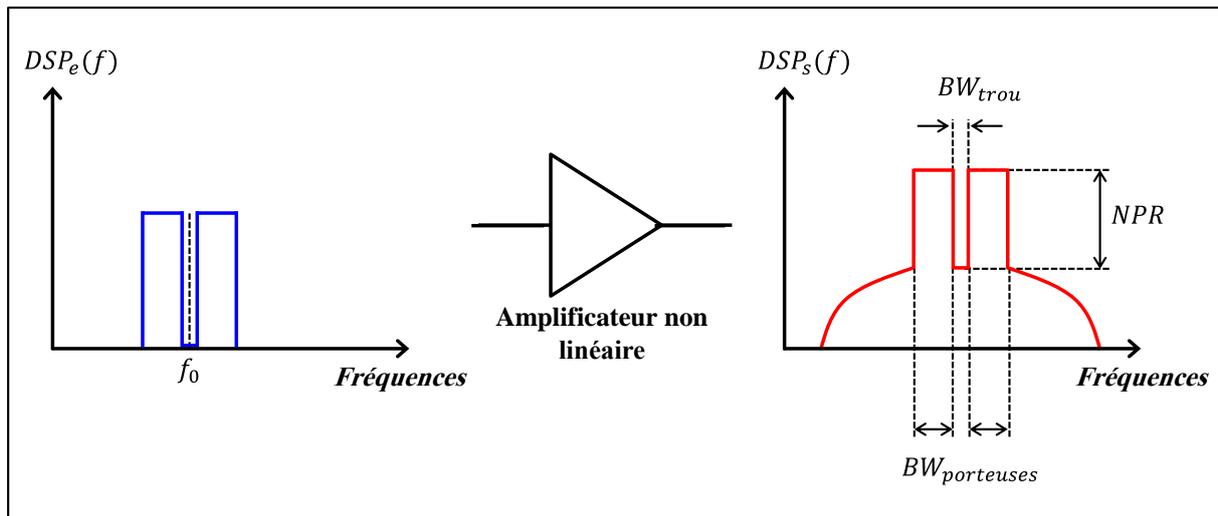


Figure I-27 : Principe de la caractérisation multiporteuse, critère NPR.

Le NPR est alors défini par l'équation (I.60) comme le rapport entre la puissance du signal dans la bande utile et la puissance contenue dans le trou.

$$NPR (dB) = \frac{\int_{BW_{porteuses}} DSP_s(f).df}{\int_{BW_{trou}} DSP_s(f).df} \quad (I.60)$$

I.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation du contexte des systèmes de télécommunications modernes, et plus particulièrement l'environnement et les contraintes associés à l'amplification de puissance dans ces systèmes. Les difficultés de la conception et de la caractérisation des amplificateurs de puissance utilisés dans des architectures de transmission avancées ont été évoquées. La mise en œuvre d'une architecture polaire de transmission permettant d'obtenir théoriquement une amélioration de la linéarité en garantissant un bon rendement grâce à l'utilisation d'un amplificateur en classe commuté excité avec des signaux à enveloppe constante est présenté. Enfin les différents modes de caractérisation d'un amplificateur de puissance ont été détaillés ainsi que les facteurs de mérite décrivant les grandeurs caractéristiques. Des outils de caractérisation temporelle expérimentale fine et efficace permettant de déterminer les différents facteurs de mérite sont alors indispensables.

Chapitre II : Système de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires

II.1 Introduction

Le chapitre précédent a mis l'accent sur l'importance de la caractérisation fine et efficace de dispositifs non linéaires d'amplification de puissance utilisés dans les systèmes de télécommunications. Ces systèmes, qu'ils soient utilisés pour des applications civiles ou militaires, nécessitent l'emploi de techniques de modulation de plus en plus complexes dont la bande passante occupée est de plus en plus importante afin de répondre aux besoins croissants d'efficacité et de rapidité. L'amplification de puissance est une fonction extrêmement critique dans ces systèmes dans la mesure où elle a une influence prépondérante sur le bilan global du système de transmission en termes de puissance, de consommation et de linéarité. De plus, la recherche de compromis entre ces paramètres s'accroît avec la complexité des signaux utilisés et l'élargissement des bandes passantes.

Des systèmes de caractérisation expérimentale très performants sont donc indispensables pour offrir aux concepteurs les outils d'évaluation des comportements de dispositifs non linéaires dans les systèmes de transmission, et pour aider à l'optimisation expérimentale des performances de ces dispositifs. D'autre part, ces systèmes de mesure sont très utiles pour la validation des méthodes de conception et celle des modèles des circuits radiofréquences (RF) et microondes utilisés dans les logiciels de conception assistée par ordinateur (CAO). De plus, ces systèmes peuvent fournir des outils d'extraction de modèles électriques et/ou électrothermiques, à partir des résultats de caractérisation, dans le cas où les modèles n'existent pas ou ne sont pas encore fiables.

Afin de caractériser finement les dispositifs non linéaires d'amplification de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement, le développement d'un outil de caractérisation précis pour des signaux modulés à très large bande et à forte dynamique d'amplitude devient essentiel pour toute investigation sur les distorsions non linéaires. Cet outil doit permettre, d'une part, d'extraire les critères de performance en puissance, en rendement et en linéarité. D'autre part, il doit contribuer à aider à l'extraction des modèles au niveau composant ou système. Comme la linéarité est devenu un critère capital pour les performances globales des systèmes de transmission, la caractérisation des effets non linéaires dans les dispositifs d'amplification de puissance doit consister à mesurer le plus précisément possible les distorsions qui résultent des non linéarités de dispositifs ainsi que les phénomènes de mémoire résultant des effets électriques, thermiques ou des phénomènes de pièges. Dans ce

contexte, il s'avère que seul un outil de caractérisation permettant la mesure des signaux RF calibrés dans le domaine **temporel** permet l'extraction **complète** de toutes les informations utiles décrivant totalement le comportement du dispositif sous test à ses accès.

Les systèmes de mesure temporelle RF avec des capacités de mesure large bande sont actuellement divisés en deux catégories suivant la stratégie de mesure qu'ils adoptent [48]. Ces systèmes sont capables de reproduire une forme d'onde dans le domaine temporel :

- à partir d'une transformation de l'ensemble de toutes les composantes fréquentielles mesurées avec les informations d'amplitude et phase extraites à un instant donné,
- ou bien directement à partir d'un nombre d'échantillons temporels suffisants pour décrire les variations les plus rapides des signaux sur une durée d'acquisition donnée de ces derniers.

Les systèmes de mesure les plus significatifs pour la caractérisation temporelle sont représentés sur la Figure II-1.

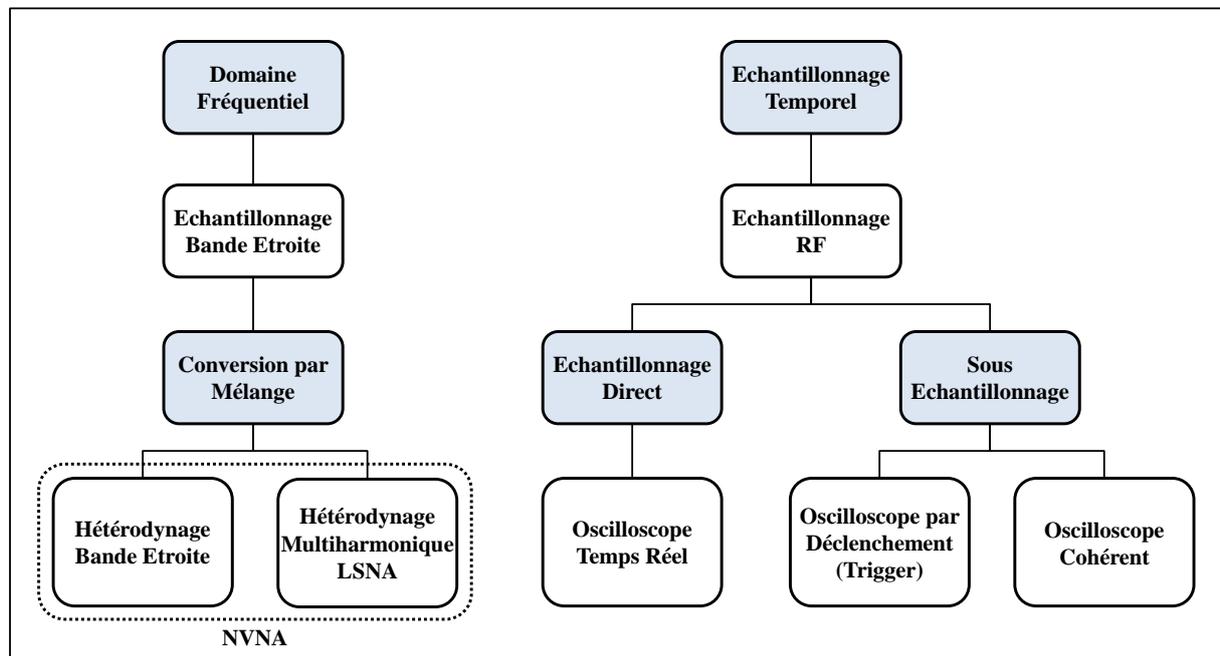


Figure II-1 : Les principales techniques de mesure temporelle [48].

La première catégorie de ces systèmes de mesure (dans le domaine fréquentiel) regroupe ceux fondés sur le principe de mesure par balayage fréquentiel (branche gauche de la Figure II-1). Cette catégorie a conduit à la définition d'outils regroupés sous la

dénomination NVNA (Non-linear Vector Network Analyzer) [49] [50]. Sous cette dénomination, deux types d'outils très différents dans leur principe de fonctionnement peuvent être distingués. Le premier est celui fondé sur le principe de l'« hétérodynage à bande étroite ». Son fonctionnement est principalement lié à l'utilisation d'une tête de réception (« Front end ») constituée de mélangeurs pour réaliser une mesure hétérodyne. Cette tête de réception convertit donc le signal RF constitué de plusieurs fréquences harmoniques en un signal à plus basse fréquence (Fréquence Intermédiaire f_{FI}). Ce signal est alors envoyé dans un filtre à bande étroite autour de la fréquence f_{FI} . Ensuite, ce signal est converti dans le domaine numérique par l'utilisation d'un convertisseur analogique numérique (CAN) à bande étroite et à haute résolution pour obtenir une grande dynamique de mesure. En revanche, l'inconvénient majeur de ces systèmes se situe dans la perte de la cohérence de phase entre les différentes composantes fréquentielles du signal. Elle est due à la nécessité de réaliser un balayage fréquentiel pour traiter chacune des fréquences composant le signal à mesurer. Ce balayage implique une perte de cohérence de phase de l'oscillateur local du mélangeur de la tête de réception à chaque changement de fréquence. Ainsi, pour préserver l'information de phase durant la mesure et reconstruire le signal temporel, une référence de phase HPR (Harmonic Phase Reference) et un mélangeur de référence supplémentaire sont indispensables [51]. Cette voie de référence en phase additionnelle rend le système plus complexe et la mesure temporelle limitée en bande d'enveloppe [52].

Le second outil de caractérisation regroupé sous la dénomination NVNA est appelé LSNA (Large Signal Network Analyser). Il utilise le principe de l'« hétérodynage multiharmonique » qui peut être vu d'un point de vue temporel comme un sous-échantillonnage du signal RF. Il a été utilisé pour la caractérisation temporelle RF de dispositifs non linéaires pour mesurer des signaux composés de la fréquence fondamentale et de plusieurs fréquences harmoniques ou pour des signaux modulés dont les bandes d'enveloppe étaient principalement étroites [53] (inférieures à la bande passante du filtre FI placé en sortie du mélangeur harmonique de la tête de réception : soit entre 10 et 20 MHz). Il est à noter toutefois que ce système mesure aussi les composantes d'enveloppe autour des fréquences harmoniques. Des modifications des têtes de réception pour des mesures de signaux modulés large bande ont aussi été proposées [54] [55] mais n'ont jamais connu de valorisation commerciale lié à la difficulté de proposer un étalon adéquat pour l'étalonnage. Les systèmes de mesure à sous échantillonnage modifiés sont ainsi restés à l'état d'outil de caractérisation de laboratoire. Ces travaux de thèse ne reprennent pas les descriptifs déjà

souvent décrits dans les travaux précédents réalisés à XLIM ou dans d'autres laboratoires de recherche mondiaux.

Les systèmes de mesure fonctionnant dans le domaine temporel par échantillonnage constituent la seconde catégorie d'outils de caractérisation RF (Branche droite de la Figure II-1). Dans ces systèmes de mesure par échantillonnage les composantes fréquentielles contenue dans la bande passante de la tête de réception sont mesurées simultanément.

Les oscilloscopes numériques qui sont utilisés pour réaliser cet échantillonnage RF se subdivisent généralement en deux familles qui permettent la caractérisation temporelle large bande de dispositifs non linéaires :

- d'une part, les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps réel sont capables d'échantillonner directement les signaux RF en utilisant des têtes d'échantillonnage ultra rapides. Ces oscilloscopes, appelés aussi oscilloscopes numériques à échantillonnage direct (DSO, Digital Sampling Oscilloscope), sont souvent limités en dynamique pour des raisons liées aux contraintes de la conception des CAN à grande vitesse d'échantillonnage et de haute résolution,
- d'autre part, les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent fonctionnent avec le principe de sous-échantillonnage. Comme ils sont fondés sur des horloges fonctionnant à des fréquences plus basses que les oscilloscopes à temps réel, ces oscilloscopes sont capables d'atteindre des meilleures dynamiques.

Parmi les principes de fonctionnement des oscilloscopes à échantillonnage à temps équivalent, deux sont largement utilisés :

- l'échantillonnage à temps équivalent « par déclenchement » (trigger),
- l'échantillonnage à temps équivalent « cohérent ».

Certains de ces oscilloscopes peuvent garantir une mesure temporelle RF de signaux pour des bandes fréquentielles analogiques pouvant aller jusqu'à 100 GHz [56] [57].

Ce chapitre est donc principalement consacré à la description de ces deux types d'échantillonnage. Toutefois, la première partie de ce chapitre est tout d'abord dédiée à la description des principes fondamentaux des systèmes d'échantillonnage. Les différentes

architectures des systèmes d'échantillonnage utilisées pour la mesure à sous échantillonnage à temps équivalent sont détaillées.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, les différentes techniques de génération du signal d'horloge utilisées dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent sont présentées. Elles permettent de distinguer clairement le fonctionnement des oscilloscopes à temps équivalent « par déclenchement » et ceux à temps équivalent « cohérent ». Les avantages et les inconvénients de ces deux types d'oscilloscopes sont présentés. La dernière partie de ce chapitre consiste en une description succincte du système de mesure temporelle développé à XLIM.

II.2 Système d'échantillonnage

II.2.1 Approche théorique [58]

Différentes architectures d'échantillonnage se retrouvent dans les systèmes de numérisation qui permettent de convertir un signal analogique en un signal numérique. Pour réaliser cette conversion, deux étapes de discrétisation sont nécessaires : une discrétisation temporelle réalisée par un échantillonneur, et une discrétisation d'amplitude à l'aide d'un quantificateur.

Dans un système d'échantillonnage réel, la quantification de l'échantillon n'est pas immédiate. Ainsi, une deuxième fonction doit être associée à l'échantillonneur afin de maintenir la valeur de l'échantillon à la sortie. Les deux fonctions constituent un échantillonneur-bloqueur qui est physiquement réalisé en associant un étage de commutation à une capacité de maintien. Le principe de fonctionnement d'un système d'échantillonnage idéal est représenté sur la Figure II-2.

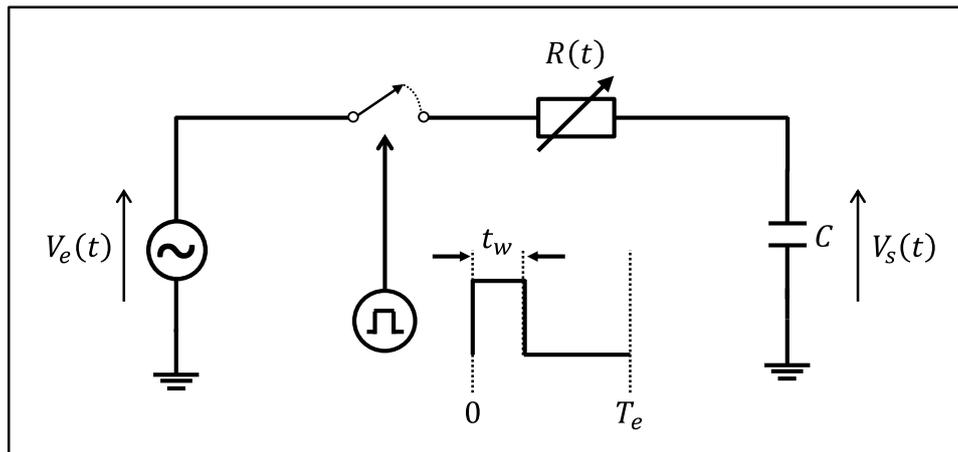


Figure II-2 : Principe du système d'échantillonnage.

Une modélisation simple à mettre en œuvre consiste à considérer le système d'échantillonnage idéal comme une résistance variable dans le temps ($R(t)$), définie par l'équation (II.1), placée en série avec une capacité de maintien fixe (C). La sortie de ce circuit est bien la tension aux bornes de la capacité. Cette dernière est supposée totalement déchargée à l'état initial.

$$R(t) = \begin{cases} R_0, & t \in [0; t_w] \\ +\infty, & t \in [t_w; T_e] \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

On peut définir la résistance variable comme une fonction rectangulaire d'amplitude (R_0) et de durée (t_w). Alors, la réponse impulsionnelle ($h(t)$) du système d'échantillonnage peut être calculée :

$$h(t) = \begin{cases} \frac{1}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}, & 0 < t < t_w \\ 0, & t_w < t < T_e \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec $\tau = R_0 C$, la constante de temps du système d'échantillonnage.

La réponse en fréquence du système d'échantillonnage ($H(f)$) est obtenue par Transformée de Fourier (TF) de la réponse impulsionnelle :

$$H(f) = \frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\tau}(1+j2\pi f\tau)}}{1 + j2\pi f\tau} \quad (\text{II.3})$$

L'expression de l'efficacité d'échantillonnage (SE , Sampling Efficiency) peut être déterminée à partir de l'équation (II.3), puisqu'elle correspond au gain en DC ($f = 0$) du système d'échantillonnage. Cette expression est décrite par l'équation (II.4).

$$SE = 1 - e^{-\frac{t_w}{\tau}} \quad (\text{II.4})$$

Cette efficacité spectrale est un critère qui permet de donner une valeur quantitative de l'estimation de la tension de sortie du circuit RC par rapport à la tension d'entrée. Deux cas peuvent être distingués à partir de la réponse fréquentielle du système d'échantillonnage (équation (II.3)) :

- 1) $t_w \ll \tau$: dans ce cas appelé par la suite « mode Sampling », la durée d'ouverture est très petite par rapport à la constante de temps du système d'échantillonnage. La réponse en fréquence du système d'échantillonnage est alors définie par l'équation suivante :

$$H(f) = \frac{t_w}{\tau} \text{sinc}(ft_w) \quad (\text{II.5})$$

Un paramètre très important à déterminer à l'aide de la réponse en fréquence, est la bande passante du système d'échantillonnage. En utilisant l'équation (II.5), la bande passante (à -3 dB) [58] peut être définie par:

$$f_c(-3 \text{ dB}) = \frac{0.442}{t_w} \quad (\text{II.6})$$

Ainsi, l'efficacité d'échantillonnage s'exprime dans ce cas par la relation suivante:

$$SE = \frac{t_w}{\tau} \quad (\text{II.7})$$

A τ donné, plus la durée de l'échantillonnage est courte, plus la tension de sortie est « différente » de la tension d'entrée.

- 2) $t_w \gg \tau$: dans ce cas appelé par la suite « mode Tracking », la durée d'ouverture est très grande par rapport à la constante de temps du système d'échantillonnage.

La réponse en fréquence du système d'échantillonnage est alors donnée par l'équation suivante :

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi f\tau} \quad (\text{II.8})$$

La bande passante dans ce cas est exprimée par la relation suivante :

$$f_c(-3 \text{ dB}) = \frac{1}{2\pi\tau} \quad (\text{II.9})$$

Cependant, l'efficacité d'échantillonnage est indépendante de la constante de temps du système, et elle est égale à 100% : la tension de sortie est exactement la tension d'entrée du système.

II.2.2 Approche physique des deux modes d'échantillonnage

Pour évaluer les caractéristiques fondamentales du système d'échantillonnage, les deux cas présentés dans la partie précédente ont été étudiés théoriquement et plus précisément en donnant des valeurs numériques aux éléments composants le circuit illustrant le principe d'échantillonnage (Figure II-2).

II.2.2.1 Mode « Sampling » ($t_w \ll \tau$)

Dans ce cas d'étude, les valeurs numériques données aux éléments R_0 , C et t_w sont les suivantes :

- $R_0 = 30 \Omega$,
- $C = 10 \text{ pF}$,
- $t_w = 10 \text{ ps}$.

La réponse fréquentielle du système déterminée à partir de l'équation (II.5) avec les valeurs précédentes est représentée sur la Figure II-3.

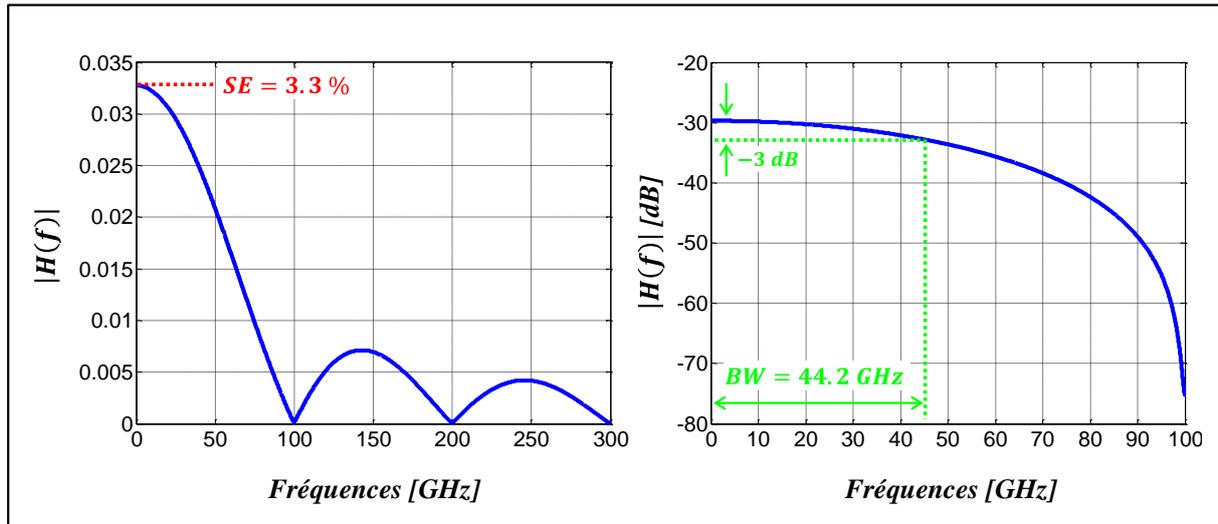


Figure II-3 : Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage en mode « Sampling ».

D'après la réponse présentée sur la Figure II-3, et en calculant les caractéristiques du système d'échantillonnage, les grandeurs caractéristiques suivantes sont obtenues :

- la bande passante déterminée à -3 dB est égale à 44.2 GHz,
- l'efficacité d'échantillonnage est de 3.3%,
- le premier zéro dans la réponse fréquentielle (zéro du sinc) tombe à 100 GHz.

Dans ce cas d'étude, force est de constater que la bande passante fréquentielle du système d'échantillonnage est très large. En revanche, l'efficacité d'échantillonnage obtenue est très faible.

Ce cas est typique d'un système d'échantillonnage en mode « Sampling ». Un synoptique de principe de ce système réalisé à base de diodes Schottky est représentée sur la Figure II-4 [58].

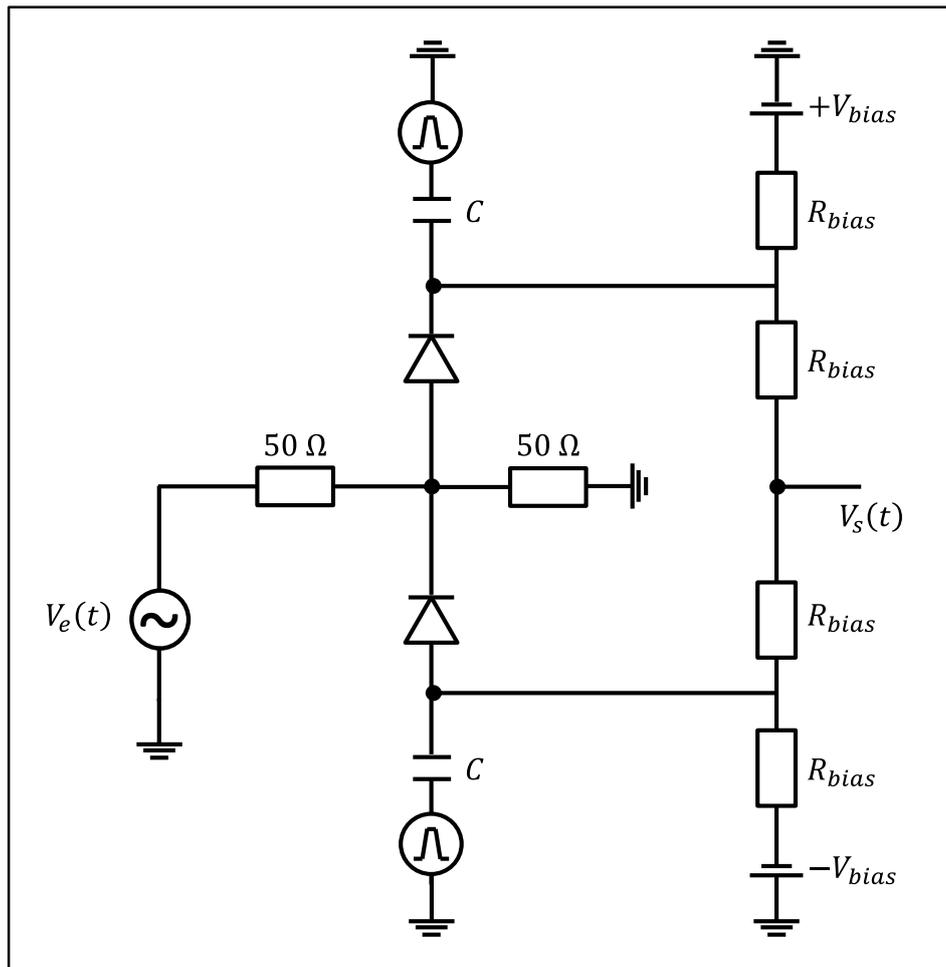


Figure II-4 : Synoptique de principe d'un système d'échantillonnage en mode « Sampling ».

La Figure II-4 décrit le synoptique d'une tête d'échantillonnage. Cette structure est fondée sur un pont de diodes, polarisées en inverse par le réseau de résistance (R_{bias}). Les diodes sont ensuite rendues brièvement passantes par deux signaux impulsionnels (t_w) en opposition de phase, ayant une largeur de quelques ps . Les charges accumulées dans les deux capacités (C) durant l'échantillonnage, sont ensuite mesurées à la sortie par la tension $V_s(t)$, à travers le sommateur de tension formé par les deux résistances (R_{bias}). L'architecture différentielle permet une bonne isolation entre les entrées différentielles du signal impulsionnel d'échantillonnage et la sortie $V_s(t)$. Cette structure ne nécessite pas de préamplificateur et peut donc atteindre des bandes passantes de plusieurs dizaines de GHz.

II.2.2.2 Mode « Tracking » ($t_w \gg \tau$)

Les valeurs numériques données aux éléments R_0 , C et t_w du circuit, dans ce cas d'étude, sont les suivantes :

- $R_0 = 1.5 \Omega$,
- $C = 10 \text{ pF}$,
- $t_w = 1500 \text{ ps}$.

La réponse fréquentielle du système d'échantillonnage peut être déterminée à l'aide de l'équation (II.8). Cette réponse est illustrée par la Figure II-5.

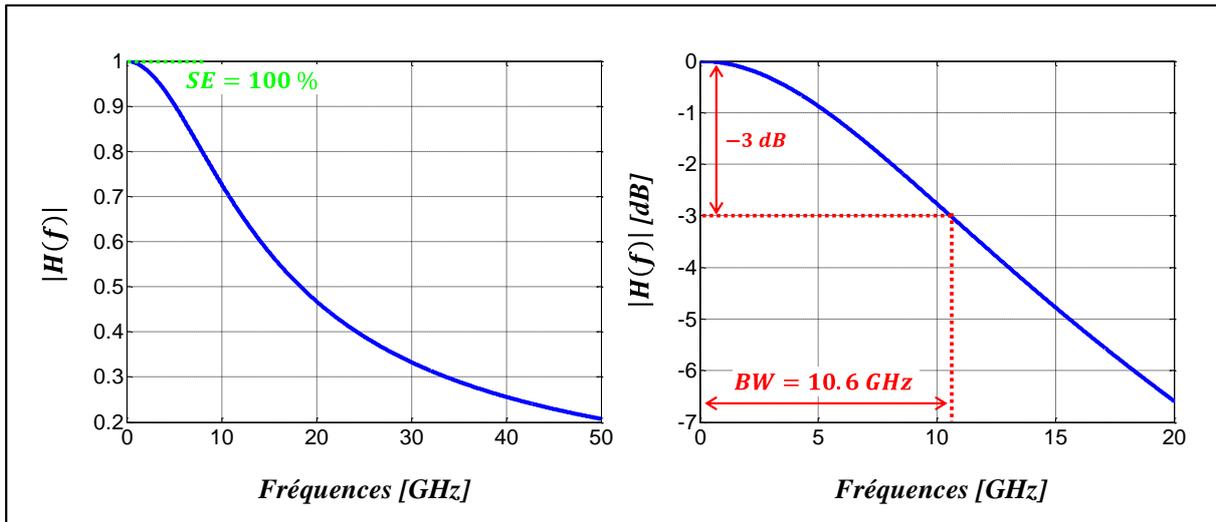


Figure II-5 : Réponse fréquentielle du système d'échantillonnage ($t_w \gg \tau$).

Dans ce cas d'étude, les caractéristiques suivantes sont obtenues :

- la bande passante déterminée à -3 dB est égale à 10.6 GHz,
- l'efficacité d'échantillonnage est de 100%.

Une efficacité d'échantillonnage parfaite est obtenue, mais le système d'échantillonnage est limité en bande passante. Cette limitation est directement liée à la constante de temps (τ) et donc à l'impédance présentée par le circuit constitué des éléments R_0 et C . La diminution de cette impédance présente actuellement un enjeu de recherche. Une solution utilisée dans les systèmes dits « Track and Hold » consiste à ajouter à l'entrée du système d'échantillonnage un amplificateur suiveur de tension large bande avec une faible impédance de sortie (R_s) et une impédance d'entrée élevée. Ce dernier circuit permet alors de diminuer la résistance équivalente dans le calcul de la constante de temps de l'échantillonneur. En revanche, la diminution de la valeur de la capacité de maintien peut entraîner une augmentation des phénomènes liés aux capacités parasites, d'où la nécessité de trouver un compromis entre la bande passante et la résolution qui peut être affectée par ces

phénomènes [59]. Un synoptique de base du système d'échantillonnage en mode « Tracking » est représentée par la Figure II-6.

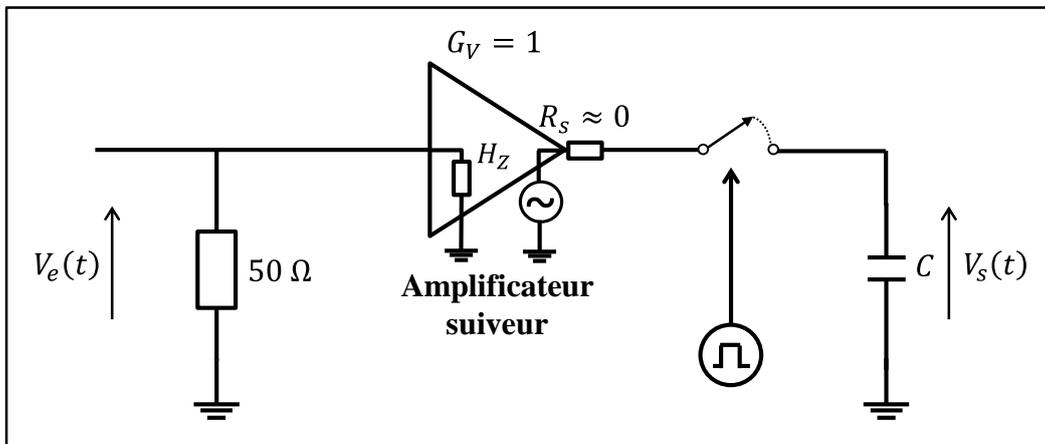


Figure II-6 : Synoptique de base du système d'échantillonnage en mode « Tracking ».

L'entrée de ce système est adaptée par une résistance 50 ohms, l'impédance d'entrée élevée de l'amplificateur suiveur, permet à ce dernier de mesurer la tension ($V_e(t)$) aux bornes de la résistance (50 Ω) puis, de présenter cette tension au système d'échantillonnage avec une impédance de sortie très faible. Ainsi la constante de temps du système d'échantillonnage est fortement réduite. En prenant un temps de fermeture $t_w \gg 5\tau$ (5τ correspond à la durée du régime transitoire), la tension $V_s(t)$ aux bornes de la capacité (C) peut ainsi suivre la tension d'entrée, avec une efficacité de 100% si la fréquence est inférieure à la fréquence de coupure du réseau RC , d'où le nom du mode « Tracking ».

II.2.3 Techniques de fonctionnement de système d'échantillonnage

La conclusion concernant les deux modes d'échantillonnage : « Sampling » et « Tracking » présentés dans le paragraphe précédent est la suivante :

- ✓ le mode « Sampling » permet d'atteindre des bandes passantes très élevées (100 GHz), mais possède une efficacité d'échantillonnage très faible,
- ✓ le mode « Tracking » permet quant à lui, d'avoir une efficacité d'échantillonnage proche de 100%, mais a une bande passante relativement faible (< 20 GHz).

Dans la suite, deux techniques permettant d'atteindre une efficacité d'échantillonnage de 100% pour des architectures de type « Sampling » sont présentées. Ce sont celles à partir

desquelles sont conçus les circuits appelés « Sample and Hold circuits ». L'architecture dite « Tracking » peut elle aussi être modifiée pour aboutir aux circuits actuels appelés « Track and Hold circuits ».

II.2.3.1 Technique « Sample and Hold »

Un défi majeur à relever dans les systèmes d'échantillonnage de type « Sampling » est celui de l'augmentation significative de l'efficacité d'échantillonnage qui est fondamentalement très faible. Cette problématique conduit à l'ajout d'étages supplémentaires à la sortie de la tête d'échantillonnage afin de compenser les pertes. Deux techniques de type « Sample and Hold » permettant d'obtenir une efficacité d'échantillonnage de 100%, sont présentées dans ce paragraphe.

II.2.3.1.1 Avec retour ou « feedback » [60] [61]

L'architecture « Sample and Hold » avec retour ou « feedback » est largement utilisée dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent [62]. Le principe de fonctionnement de cette architecture consiste à capturer la différence de tension entre deux échantillons consécutifs plutôt que la tension absolue de chaque échantillon. Ce principe peut être appliqué, si la différence de tension entre deux échantillons consécutifs n'est pas trop grande. A cet effet, la tension capturée est réinjectée à l'entrée par feedback. Le schéma de principe de l'architecture « Sample and Hold » avec feedback et son principe de fonctionnement sont représentés respectivement sur la Figure II-7 et la Figure II-8.

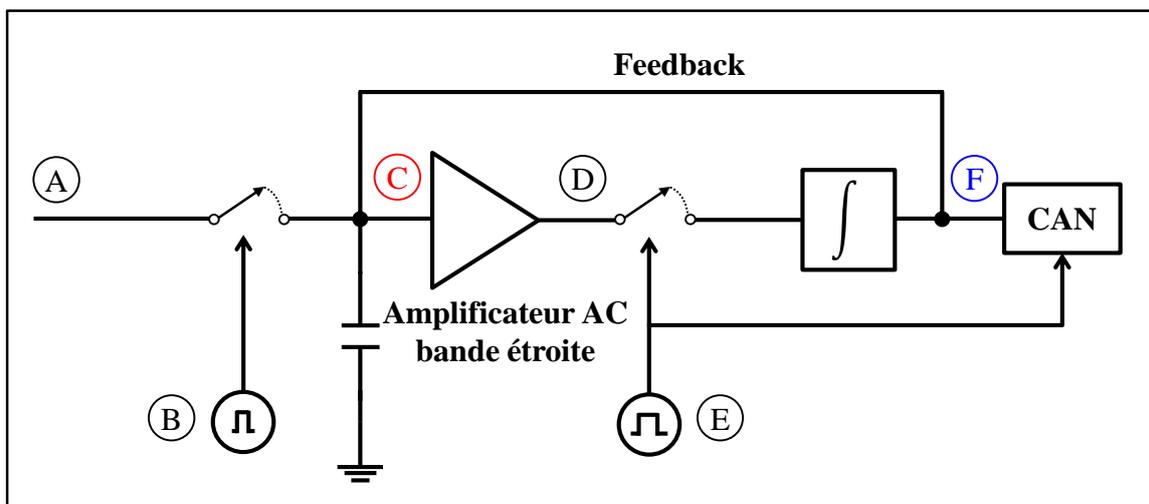


Figure II-7 : Schéma de principe de l'architecture « Sample and Hold » avec « feedback ».

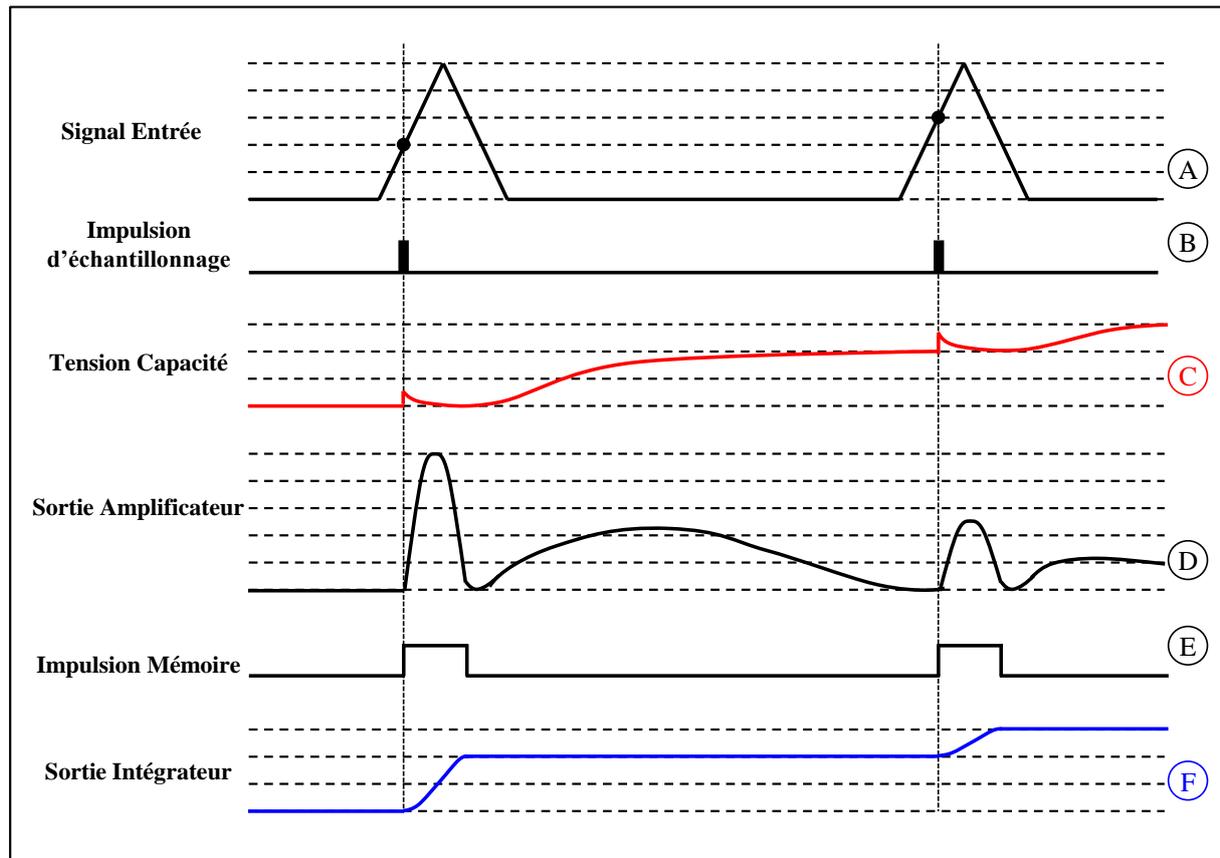


Figure II-8 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Sample and Hold » avec « feedback ».

Précédemment, il a été montré, que dans un système d'échantillonnage « Sample and Hold », la durée d'ouverture est très petite par rapport à la constante de temps du circuit RC ($t_w \ll \tau$). Pour cette raison, la capacité de maintien n'a pas le temps de se charger à 100% de la tension RF du signal d'entrée. Par conséquent, comme illustré sur le diagramme de la Figure II-8, l'impulsion d'échantillonnage est extrêmement étroite, et l'efficacité d'échantillonnage réelle peut être plus petite que 3%. L'amplificateur AC bande étroite permet d'obtenir une version amplifiée et étirée dans le temps de l'impulsion échantillonnée. Ensuite, l'impulsion à la sortie de l'amplificateur est intégrée pendant une durée relativement longue afin d'atteindre un niveau égale à la tension RF d'entrée. La sortie de l'intégrateur est le résultat cumulé des échantillons d'entrées successifs. Elle est également réinjectée à l'entrée de l'amplificateur avec une boucle de feedback. Le feedback possède une constante de temps très lente afin de stabiliser le système. Ainsi, il faudra près de la moitié de la période d'échantillonnage pour « recharger » la capacité d'entrée au même niveau que celui qui existait lorsque l'échantillon a été prélevé avant les opérations d'amplification, de « mémorisation » et d'intégration. L'utilisation de ce circuit de retour « feedback » se justifie

par le maintien du niveau de tension de l'échantillon dans la capacité. Avec la seconde impulsion d'échantillonnage, c'est la différence de tension entre deux échantillons qui est alors capturée. Ainsi, la boucle de feedback peut être considérée comme un circuit auto-correcteur qui rend la performance de l'échantillonnage indépendante des variations de gain de l'amplificateur [60].

Les avantages et les inconvénients d'un système d'échantillonnage « Sample and Hold » avec feedback sont les suivants :

Inconvénients :

- le système est incapable de fonctionner plus rapidement qu'à un taux d'échantillonnage de 200 kéch/s, à cause de la durée d'intégration relativement longue et de la constante de temps très lente de la boucle de feedback,
- la différence entre les échantillons successifs doit être faible.

Avantages :

- le système possède une large bande passante (70 GHz),
- l'efficacité d'échantillonnage est de 100%.

II.2.3.1.2 Sans feedback [63]

L'architecture du système d'échantillonnage « Sample and Hold » sans feedback peut être encore utilisée dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent [57]. Le principe de fonctionnement est plus simple qu'une architecture avec feedback, puisqu'elle comporte un amplificateur de type « Charge Amplifier » capable de compenser les pertes du système d'échantillonnage, et d'avoir une efficacité d'échantillonnage de 100%. Le schéma de principe de cette architecture est représenté sur la Figure II-9.

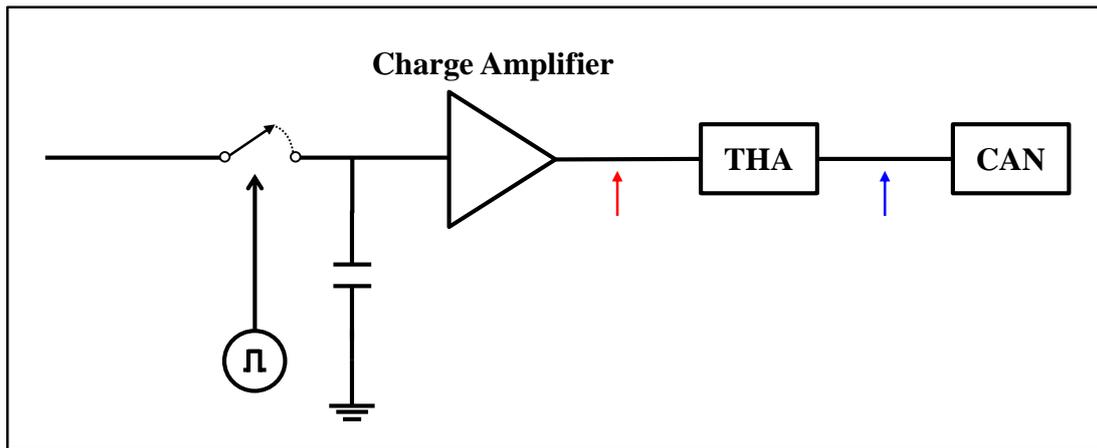


Figure II-9 : Schéma de principe de l'architecture « Sample and Hold » sans feedback.

Ainsi, le principe de fonctionnement de l'architecture est illustré par la Figure II-10.

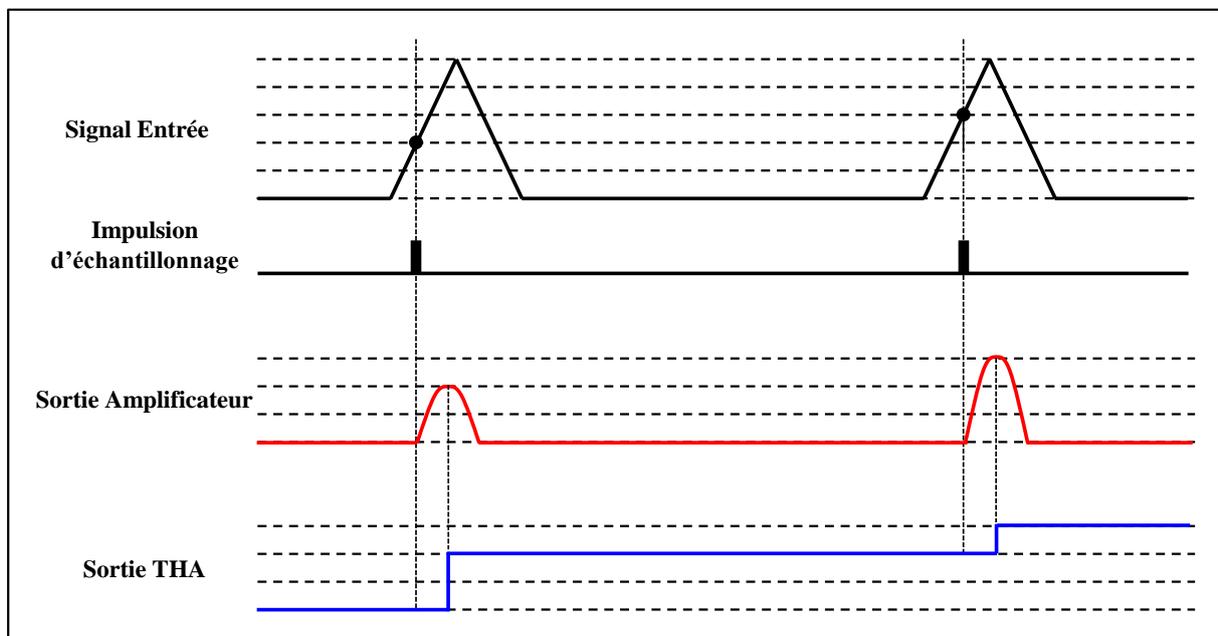


Figure II-10 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Sample and Hold » sans feedback.

Dans cette architecture, l'amplitude maximale de l'impulsion d'échantillonnage amplifiée et étirée dans le temps à la sortie de l'amplificateur est égale à la tension RF échantillonnée. Afin de donner suffisamment de temps au CAN pour numériser la tension, un THA (Track and Hold Amplifier) permet de maintenir la tension RF échantillonnée à la sortie de l'amplificateur pendant toute la période d'échantillonnage.

Le système d'échantillonnage « Sample and Hold » est capable d'offrir les performances suivantes :

- une large bande passante (100 GHz),
- une efficacité d'échantillonnage de 100%,
- un taux d'échantillonnage pouvant atteindre 10 Méc/s,
- cette architecture peut fonctionner avec des échantillons successifs ayant des valeurs très différentes.

II.2.3.2 Technique « Track and Hold »

Dans un système d'échantillonnage en mode « Tracking », la durée d'ouverture est très grande par rapport à la constante de temps ($t_w \gg \tau$). Cette condition rend le système limité en termes de bande passante comme montré dans le paragraphe (II.2.2.2), mais avec une efficacité proche de 100%. Ce système est encore capable d'atteindre des fréquences d'échantillonnage élevées.

L'architecture réelle d'un système d'échantillonnage « Track and Hold » est composée de deux étages (échantillonneurs-bloqueurs master et slave) cascades et déclenchés en opposition de phase afin d'optimiser la vitesse de conversion du système. Chaque étage est précédé par un amplificateur suiveur de tension large bande (EFA, Emitter Follower Amplifier) présentant une forte impédance d'entrée et une impédance de sortie quasiment nulle, afin d'optimiser la bande passante [59] [64]. Le schéma de principe de cette architecture est représenté sur la Figure II-11.

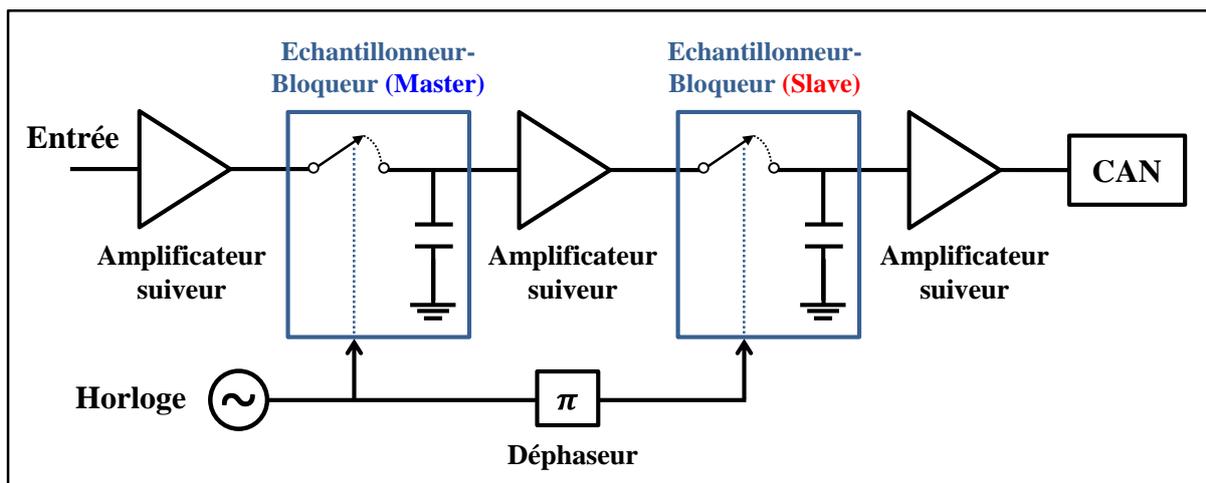


Figure II-11 : Schéma de principe de l'architecture « Track and Hold ».

Le principe de fonctionnement de l'architecture « Track and Hold » est illustré par la Figure II-12.

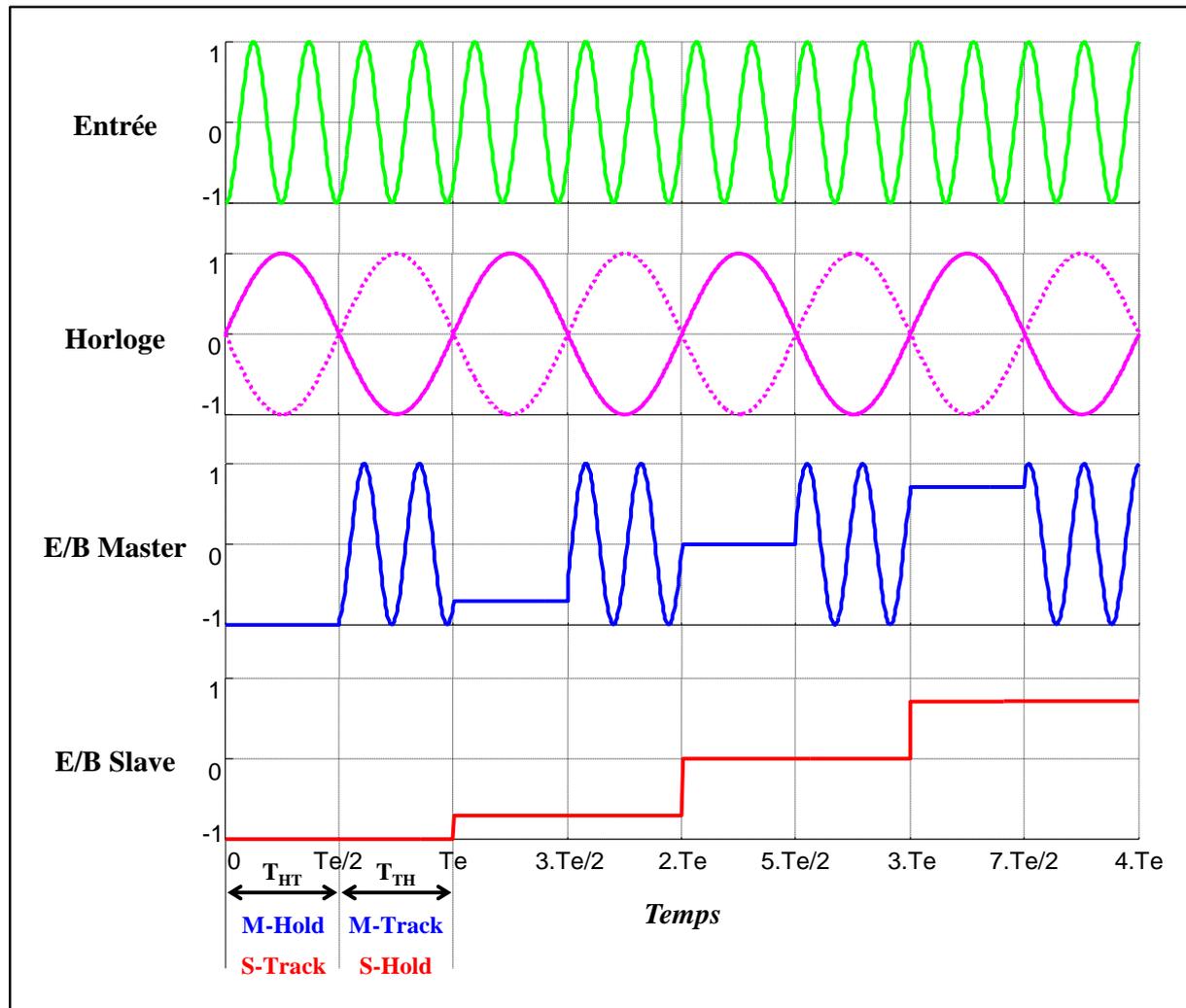


Figure II-12 : Principe de fonctionnement de l'architecture « Track and Hold ».

La demi-période de l'horloge d'échantillonnage correspondant au mode bloqué (Hold) du premier étage et au mode suiveur (Track) du second étage est appelée demi-période T_{HT} .

La demi-période de l'horloge d'échantillonnage correspondant au mode suiveur (Track) du premier étage et au mode bloqué (Hold) du second étage est appelée demi-période T_{TH} .

La sortie du deuxième étage en mode suiveur lors de la demi-période T_{HT} est donc la valeur de la sortie du premier étage en mode suiveur à la fin de la demi-période précédente T_{TH} maintenue par le second étage pendant cette demi-période T_{HT} . Le second étage suit (Track) la tension bloquée du premier étage obtenue à la fin de la demi-période précédente.

Lorsque le premier étage repasse en mode suiveur (demi- période T_{TH}), le deuxième étage est en mode bloqué et par conséquent, la valeur de l'échantillon est conservée à la sortie.

Cette architecture composée de deux étages permet de conserver l'amplitude de l'échantillon à la sortie pendant toute la période d'échantillonnage. D'autre part, elle sert aussi à isoler complètement le signal de sortie du signal d'entrée. La tension RF est directement échantillonnée avec une efficacité de 100% et le CAN a suffisamment de temps pour quantifier la tension.

L'inconvénient d'une telle architecture réside dans le compromis à établir entre les trois paramètres qui définissent les performances du système : la fréquence d'échantillonnage, la bande passante et la résolution. Si la bande passante doit être privilégiée, les caractéristiques suivantes d'un système « Track and Hold » [64] [65] peuvent être définie:

- une efficacité d'échantillonnage de 100%,
- des fréquences d'échantillonnage très élevées (2 Géch/s),
- signal d'échantillonnage (horloge) sinusoïdal,
- une bande passante limitée (13 / 18 GHz).

II.3 Principes de fonctionnement des oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent

Les principales architectures qui permettent de réaliser l'échantillonnage ont été décrites dans le paragraphe précédent. Ces architectures nécessitent ensuite l'utilisation de circuits particuliers permettant de définir les instants d'échantillonnage. Ces circuits sont conçus selon deux techniques principales dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent :

- la technique de l'échantillonnage à temps équivalent par « déclenchement » (trigger),
- l'échantillonnage à temps équivalent « cohérent ».

II.3.1 Echantillonnage à temps équivalent par déclenchement (trigger)

II.3.1.1 Mode séquentiel

Le mode d'échantillonnage séquentiel est le plus utilisé dans les instruments de mesure temporelle fonctionnant par déclenchement. L'idée est de prendre un seul échantillon à chaque période (ou toutes les N périodes) du signal RF. Le déclenchement de l'échantillonnage, géré par un circuit « trigger », est décalé légèrement d'un échantillon à un autre. Ce décalage correspondant à un court intervalle de temps est noté (Δt) . La valeur de Δt détermine la densité d'échantillons et ensuite la fréquence d'échantillonnage équivalente. Ce processus, illustré par la Figure II-13, est répété jusqu'à ce que la totalité du signal soit acquis.

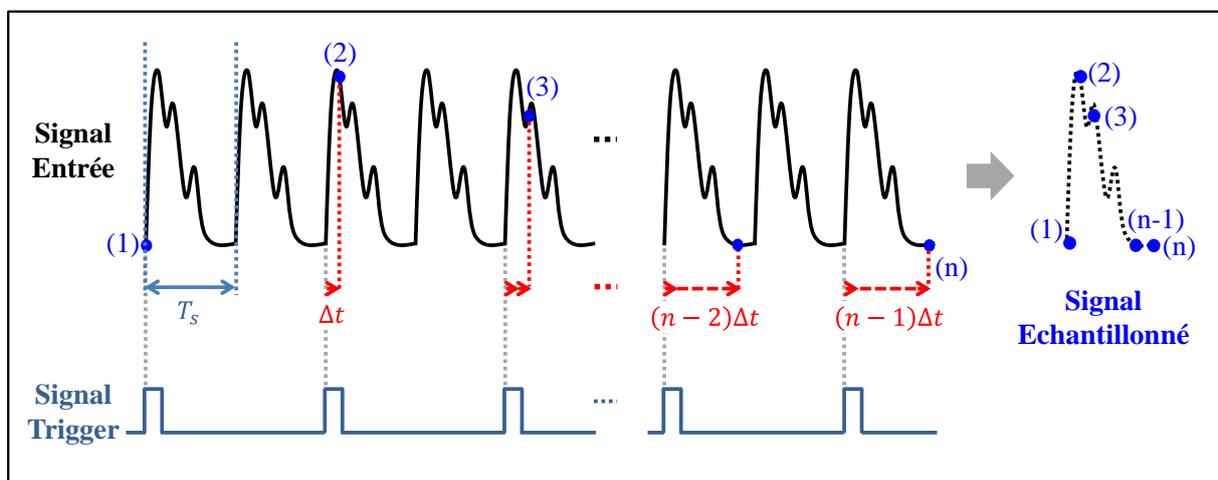


Figure II-13 : Principe de l'échantillonnage par déclenchement en mode séquentiel.

La période d'échantillonnage réelle est donc :

$$T_e = NT_s + \Delta t \quad (\text{II.10})$$

Ce qui permet de représenter le signal avec une résolution temporelle Δt .

II.3.1.2 Génération du signal de déclenchement (trigger) [61]

Le circuit de déclenchement (trigger) permet de gérer le délai (Δt) supplémentaire à ajouter successivement sur les instants d'échantillonnage dans un mode de fonctionnement séquentiel par déclenchement. Le schéma de principe de ce circuit est illustré par la Figure II-14.

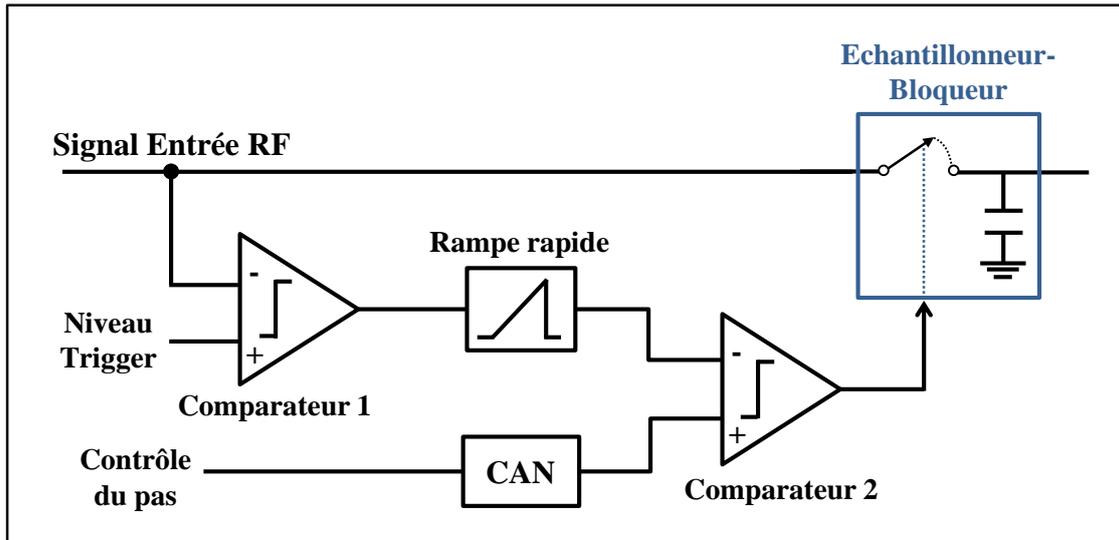


Figure II-14 : Schéma de principe de la génération du signal de déclenchement (trigger).

Le contrôle de délai se fait en utilisant deux rampes de tension. D'abord, un circuit de déclenchement (comparateur 1) permet de démarrer le générateur de signal rampe (rapide) d'une manière synchrone avec le signal RF d'intérêt. La durée de la rampe définit la longueur de la fenêtre d'observation en tenant compte de la profondeur mémoire disponible. Une deuxième rampe (tension en escalier), générée par le CNA, se déplace lentement de sorte que les points d'intersections avec la rampe rapide sont légèrement retardés d'une période à une autre. Les intersections sont détectées par un deuxième comparateur (comparateur 2) qui déclenche les événements d'échantillonnage. La taille du pas de la tension d'escalier et la vitesse de montée de la rampe rapide permettent de déterminer la fréquence d'échantillonnage équivalente.

II.3.1.3 Avantages et inconvénients

L'échantillonnage par déclenchement englobe tous les intérêts de l'échantillonnage en temps équivalent et en particulier :

- ce principe ne demande pas une connaissance de la fréquence du signal à échantillonner,
- la synchronisation avec le signal d'échantillonnage est réalisée automatiquement.

Néanmoins, le circuit de génération du signal d'échantillonnage souffre de quelques limitations qui résultent principalement du bruit sur les rampes de tension, des effets non

linéaires, et de la dérive de temps [61]. Ces limitations amènent aux principaux inconvénients de l'échantillonnage par déclenchement :

- distorsion de la base du temps due à la déviation de la rampe non idéale [66],
- limitation en profondeur mémoire (16 kpts) [56],
- taux d'échantillonnage lent de 200 kéch/s,
- la profondeur mémoire étant limitée, et la distorsion de la base de temps importante, il est donc très difficile de mesurer un signal répétitif complexe long composé de deux échelles de temps : la période de la porteuse et la période du signal modulant (avec cohérence entre l'enveloppe et la porteuse).

II.3.2 Echantillonnage à temps équivalent cohérent

Le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent peut être utilisé avec des systèmes d'échantillonnage « Sample and Hold » sans feedback et « Track and Hold ». Effectivement, ces systèmes tolèrent une grande différence de niveau entre des échantillons successifs. Ce principe permet d'avoir un instrument de meilleure précision car il ne fait pas appel à un générateur de retard (comme dans les oscilloscopes à échantillonnage par déclenchement décrit dans le paragraphe précédent). En revanche, la synchronisation sur le signal d'entrée n'est pas automatique. Donc une configuration de l'instrument de mesure avant le lancement de l'acquisition est nécessaire.

II.3.2.1 Mode « Coherent Interleaving Sampling (CIS) »

L'échantillonnage à temps équivalent cohérent est implémenté dans les oscilloscopes numériques dits « presque temps réel » (NRO, Near Real-time Oscilloscope) fonctionnant avec le mode « Coherent Interleaving Sampling (CIS) » [67]. Le principe de fonctionnement de la technique CIS est illustré par la Figure II-15.

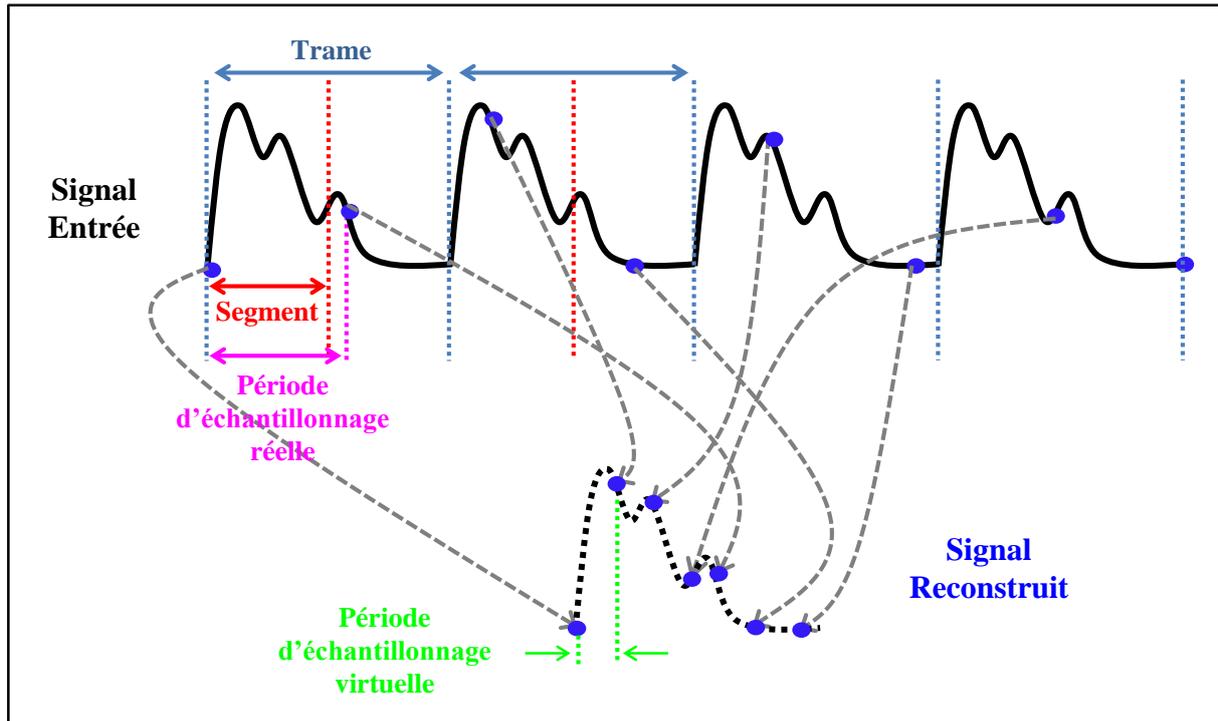


Figure II-15 : Principe de l'échantillonnage cohérent en mode CIS.

Ce mode de fonctionnement aboutit à une fréquence du signal d'échantillonnage constante autour de 10 Méch/s, synthétisé grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL, Phase Locked Loop) [68]. La fréquence constante autour de 10 Méch/s est obtenue en découpant la trame du signal à acquérir en plusieurs sous intervalles (segments). Ensuite, une acquisition d'un échantillon est effectuée dans chaque segment. Cela permet d'augmenter la vitesse d'acquisition d'au moins 50 fois par rapport au mode d'échantillonnage séquentiel (10 Méch/s contre 200 kéch/s).

La notion d'entrelacement (Interleaving) vient du fait que les échantillons ne sont pas acquis dans l'ordre croissant. Ainsi, un algorithme de reconstruction est nécessaire afin de remettre chaque échantillon à sa place et permettre la visualisation du signal acquis.

II.3.2.2 Synthèse du signal d'échantillonnage

Le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent nécessite une synthèse du signal d'échantillonnage à partir d'une horloge issue de la même référence que le signal à capturer, et cela grâce à une boucle à verrouillage de phase PLL [69]. La fréquence du signal à synthétiser est déterminée grâce aux paramètres de la configuration de l'instrument fournis par l'utilisateur (pour rappel, ce principe nécessite une configuration de l'instrument avant

l'acquisition afin de synchroniser la base du temps sur l'horloge d'entrée) [70]. Un schéma de principe de la synthèse du signal d'échantillonnage est illustré par la Figure II-16

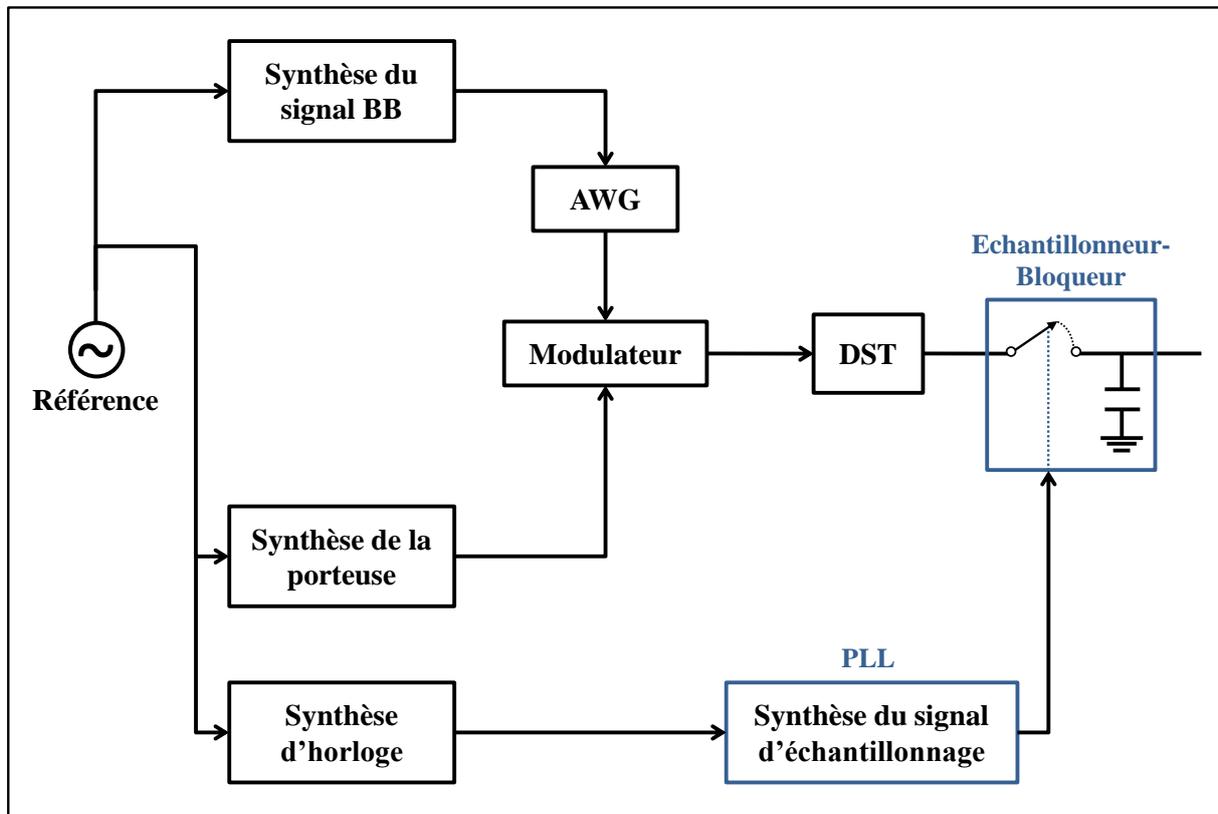


Figure II-16 : Schéma de principe de la synthèse du signal d'échantillonnage cohérent.

Comme le montre la Figure II-16, ce type d'échantillonnage s'adresse à des signaux composés de deux échelles de temps : la période d'une porteuse et la période du signal modulant. Une cohérence entre la porteuse et l'enveloppe doit donc être assurée, ceci implique que la période de l'enveloppe doit être un multiple de celle de la porteuse. Ainsi, le signal d'échantillonnage doit être cohérent avec le signal à mesurer, ce qui implique une référence commune entre l'enveloppe, la porteuse et le signal d'échantillonnage.

II.3.2.3 Avantages et inconvénients

L'échantillonnage à temps équivalent cohérent apporte de nouvelles fonctionnalités et performances par rapport au principe d'échantillonnage par déclenchement en termes de :

- taux d'échantillonnage : 50 fois plus rapide (10 Méc/s contre 200 kéch/s),
- une profondeur mémoire 250 fois plus large (4 Mpts contre 16 kpts),

- la précision de l'instrument est améliorée, car il n'est pas nécessaire de calibrer le générateur de retard (trigger),
- ce principe ne souffre pas de distorsions de la base du temps, puisque les instants d'échantillonnage sont équidistants,
- comme le montre la Figure II-16, il est maintenant possible avec ce type d'échantillonnage, de mesurer un signal répétitif complexe long composé de deux échelles de temps : porteuse et enveloppe.

L'inconvénient de l'échantillonnage cohérent réside dans:

- la cohérence entre le signal à mesurer et le signal d'échantillonnage.

II.4 Système de mesure temporelle 4 canaux (XLIM)

II.4.1 Description du système de mesure

Le système d'échantillonnage « Track and Hold » est apparu comme un composant très intéressant dans le domaine d'instrumentation. Malgré la limitation de la bande passante RF (13 ou 18 GHz), ce système offre une meilleure flexibilité avec des fréquences d'échantillonnage pouvant atteindre 2 Géch/s et une efficacité d'échantillonnage de 100%.

Pour ces raisons, un système de mesure temporelle 4-canaux fondé sur l'utilisation des THAs (Track and Hold Amplifiers) a été développé à XLIM avec, pour objectif, la caractérisation temporelle large bande d'amplificateurs de puissance non linéaires excités avec des signaux modulés et impulsionnels [71]. Le synoptique de ce système de mesure est représenté par la Figure II-17. Il est à noter que ce travail de thèse n'a pas modifié l'architecture de base du système de mesure mais il a contribué à en améliorer notablement les performances en termes de résolution et de bandes passantes d'enveloppe mesurées.

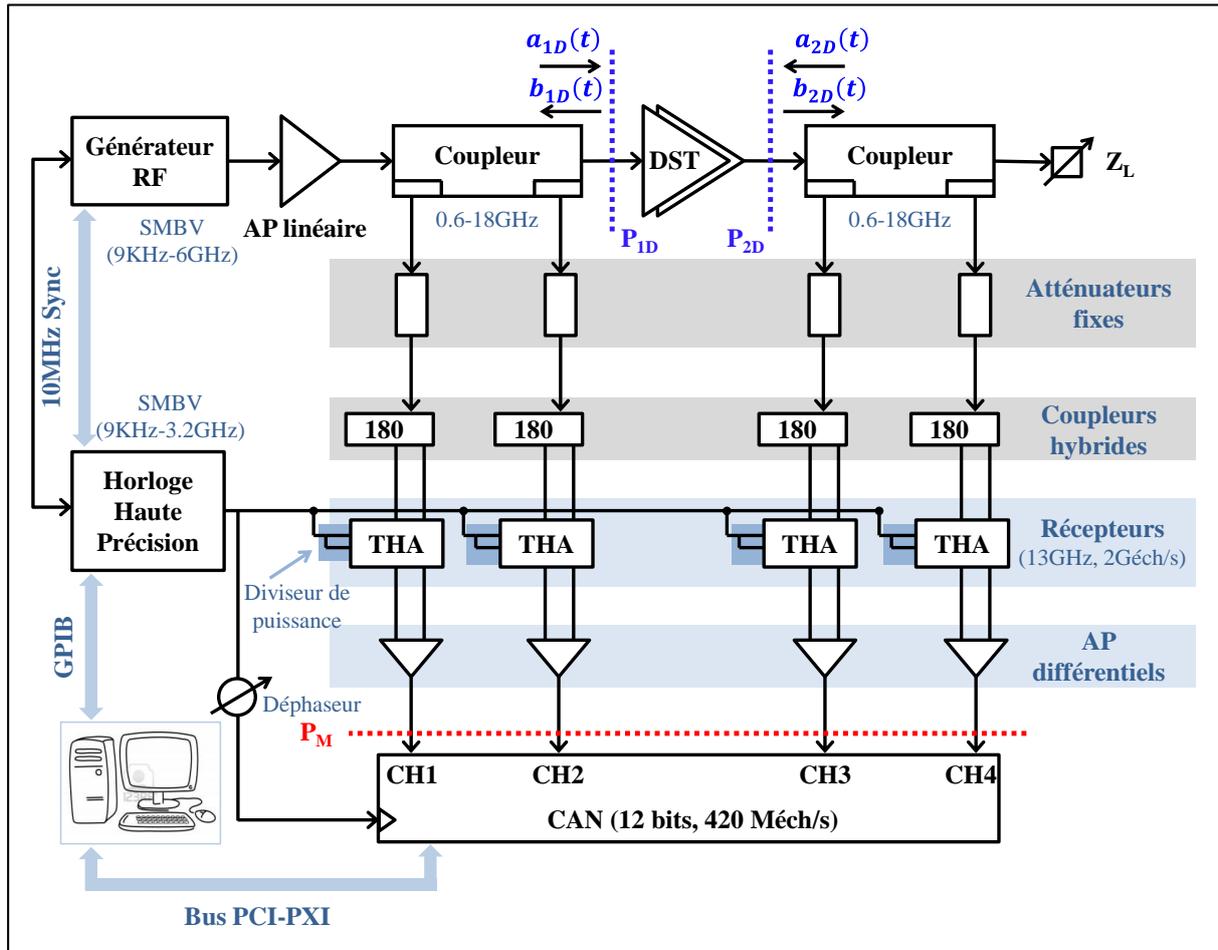


Figure II-17 : Synoptique du système de mesure développé à XLIM.

Le système de mesure 4-canaux permet de mesurer simultanément les formes d'ondes temporelles RF à l'entrée et à la sortie de dispositifs sous test (DST). Il utilise pour cela deux coupleurs bidirectionnels large bande (2-18 GHz) capables de séparer les signaux incidents et réfléchis aux accès du DST. Ensuite, des coupleurs hybrides (180°) permettent d'envoyer les signaux incidents et réfléchis d'entrée et de sortie en mode différentiels vers les entrées différentielles de quatre récepteurs THAs (13 GHz BW, 2 Géch/s) [64]. Les signaux à la sortie des THAs sont ensuite amplifiés à l'aide d'amplificateurs différentiels permettant de minimiser le bruit de mesure et d'améliorer la dynamique du système. Les signaux à la sortie des amplificateurs sont directement numérisés en utilisant un CAN 4-canaux à grande vitesse d'échantillonnage (420Méch/s) et de haute résolution (12 bits). Une source d'horloge commune est utilisée à la fois pour le CAN et les THAs, ce qui réduit fortement la complexité du système. Des atténuateurs sont ajoutés sur les voies couplées afin de garantir un niveau de puissance respectant la zone linéaire des récepteurs lors de la caractérisation de dispositifs de forte puissance.

Les signaux d'excitation sont générés par un générateur de signaux vectoriels RF (R&S, SMBV100A) [49], suivi d'un amplificateur linéaire d'instrumentation afin d'atteindre le niveau de puissance souhaité à l'entrée des DST. Le système, avant ce travail de thèse était totalement piloté en utilisant le logiciel Labview via la couche VISA de National Instrument [72].

Deux modes de caractérisation de dispositifs non linéaires liés à deux principes de fonctionnement différents du système de mesure développé sont accessibles. Le premier est fondé sur le principe de sous échantillonnage en quadrature et il est dédié à la caractérisation temporelle d'enveloppe. Dans ce mode de fonctionnement, la bande passante du système de mesure est sensiblement améliorée par rapport à d'autres systèmes fonctionnant avec le même principe (bande d'enveloppe instantanée 5 fois plus large que le LSNA) [73] [74].

Le deuxième principe de fonctionnement est dédié à la caractérisation temporelle RF large bande de dispositifs non linéaires. Il est fondé sur le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent. Ce principe permet d'acquérir les signaux RF large bande avec des fréquences d'échantillonnage « virtuelles » supérieures à 100 Géch/s [75]. Cette fréquence d'échantillonnage virtuelle est définie dans les paragraphes suivants. Le travail de thèse décrit dans ce manuscrit porte principalement sur la mise en place d'un étalonnage spécifique pour la mesure de signaux large bande présents à l'accès de dispositifs non linéaires à l'aide de ce banc de caractérisation. L'amélioration de ses performances et l'étude de ses limitations ont constitué une part importante de ce travail de thèse et sont évoquées dans la suite de ce chapitre.

II.4.2 Mesure de la dynamique d'amplitude du système de mesure temporelle

Une fréquence d'échantillonnage élevée et une grande dynamique de mesure sont des critères indispensables pour un système de caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires. Avec le principe d'échantillonnage cohérent, une haute fréquence d'échantillonnage virtuelle est abordable. La dynamique du système de mesure est principalement liée à la dynamique des THA et des CAN. Une précédente étude avait montré qu'une dynamique de 70 dB des THAs seule est obtenue [75]. Afin de caractériser la dynamique complète du système de mesure une caractérisation en puissance de chaque voie du système de mesure a été réalisée dans ces travaux de thèse. Une voie de mesure comprend le coupleur hybride, le THA, l'amplificateur différentiel et une voie du CAN. Le synoptique du banc de

caractérisation de la dynamique d'une voie de mesure du système de caractérisation temporelle est représenté par la Figure II-18.

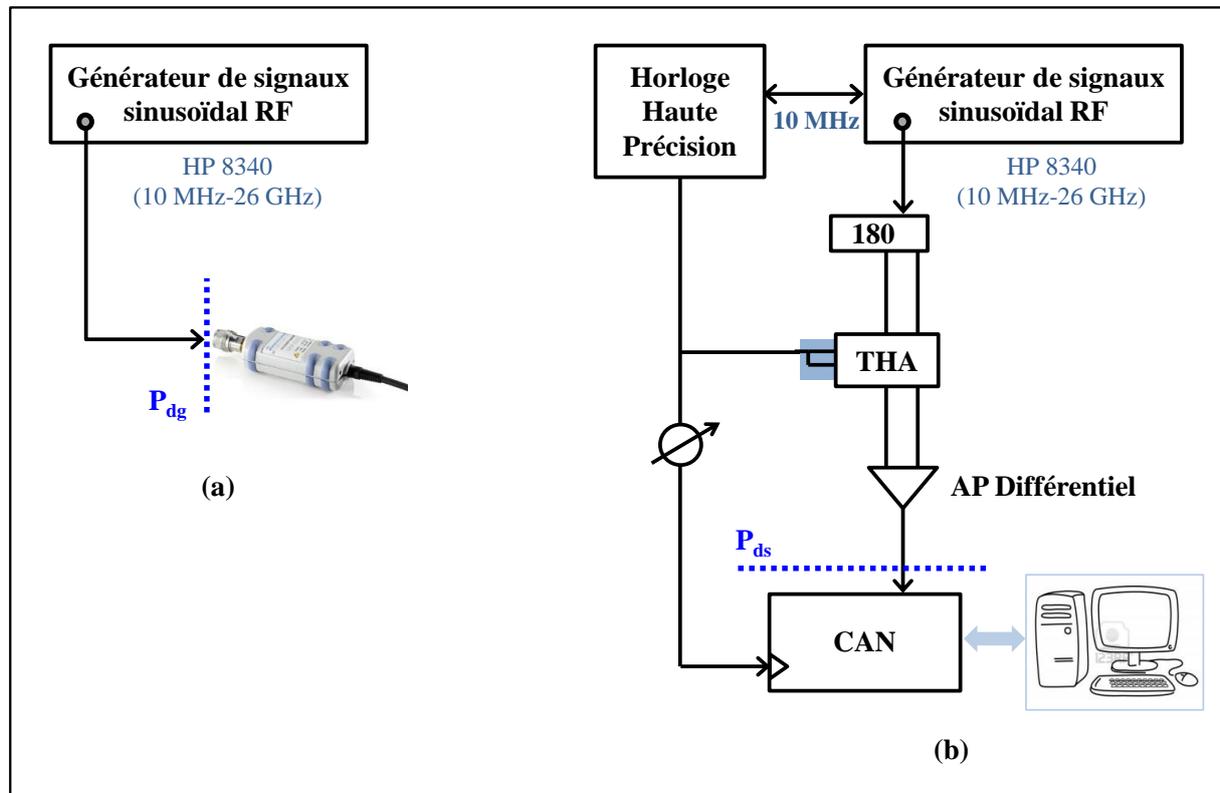


Figure II-18 : Synoptique du banc de caractérisation de la dynamique du système de mesure.

Les caractéristiques en puissance sont déterminées par deux phases de mesure. La première phase représentée par la Figure II-18(a) consiste à mesurer les puissances disponibles du générateur de signaux sinusoïdal au cours d'un balayage multiple de fréquences et de puissances. Les puissances disponibles sont mesurées en utilisant une sonde de puissance connectée directement à la sortie du générateur. Dans la deuxième phase de mesure (Figure II-18(b)), les puissances de sortie sont déduites des formes d'ondes temporelles mesurées avec le CAN en appliquant le principe d'échantillonnage à temps équivalent cohérent. Les caractéristiques en puissance du système pour différentes fréquences d'excitations sont illustrées sur la Figure II-19.

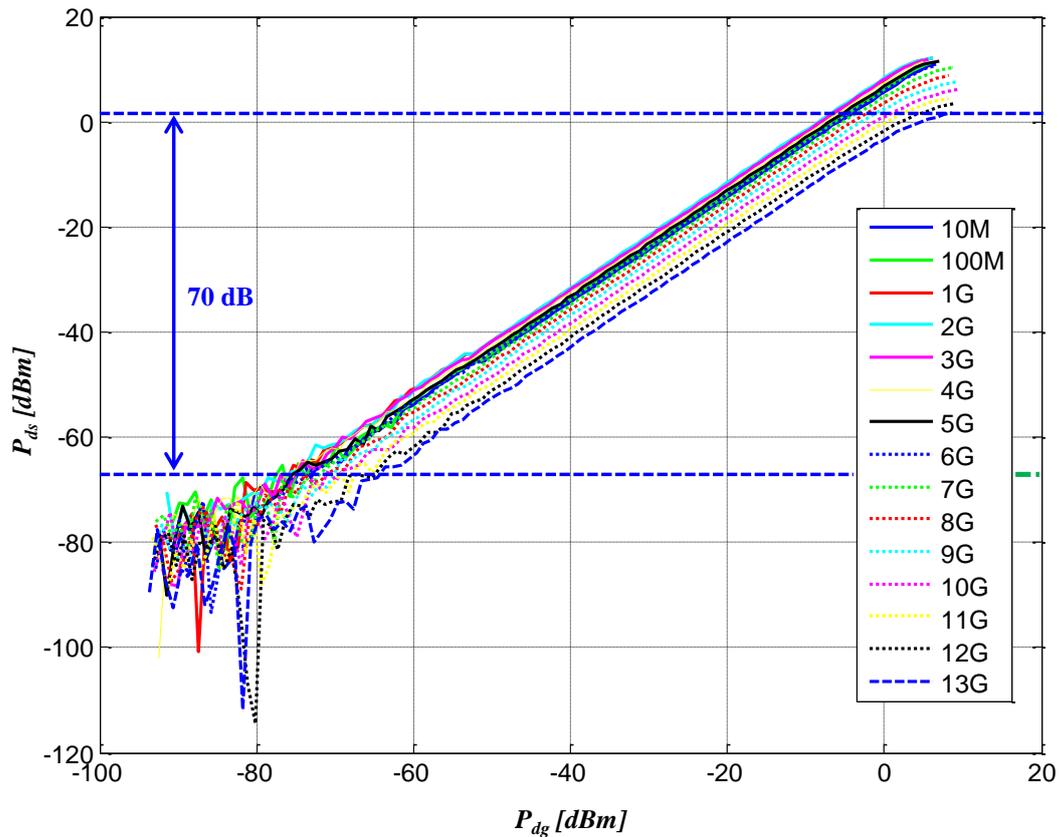


Figure II-19 : Dynamique du système de mesure.

D'après ces caractéristiques en puissance, la dynamique du système de mesure peut être extraite. Cette dynamique indique la zone de fonctionnement linéaire du système de mesure.

Pour ce système de mesure, une dynamique de près de 70 dB est obtenue sur une bande passante de 13 GHz. Ce tracé de caractéristique en dynamique a été obtenu pour les 3 autres voies du système complet de mesure. Des résultats identiques de dynamique égale à 70 dB ont été obtenus.

II.4.3 Performances et limitations

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

- une bande passante analogique de 13 GHz (une extension de la bande jusqu'à 18 GHz est possible avec d'autres THAs commercialement disponibles) [64];

- une puissance maximale de 100 W (puissance supportée par les coupleurs bidirectionnels);
- une dynamique de mesure de 70 dB;
- capacité de la mesure temporelle d'enveloppe;
- capacité de la mesure temporelle RF des formes d'ondes des tensions et des courants aux accès de dispositifs sous test avec une fréquence d'échantillonnage virtuelle pouvant être supérieure à 100 Géch/s. Les ondes mesurées ne sont corrigées qu'à la fréquence de la porteuse et ses harmoniques;
- capacité de la mesure avec différentes impédances de charge ou de source (Load-pull/Source-pull).

Toutefois le système de mesure avant ce travail de thèse possédait aussi quelques limitations :

- la mesure calibrée de signaux modulée était limitée à une bande d'enveloppe de quelques MHz avec des hypothèses fortes de temps de propagation de groupe constant concernant les voies de mesure du système de caractérisation temporel;
- les algorithmes implémentant la procédure d'acquisition à échantillonnage à temps équivalent cohérent sont assez complexes, ce qui diminue fortement la vitesse d'acquisition et de traitement de données. De plus, le nombre d'échantillons acquis avec ces algorithmes est limité à 1M échantillons à cause des problèmes liés à l'allocation de mémoire. Ces limitations venaient principalement, avant ce travail de thèse, du logiciel utilisé pour le traitement et la commande des instruments;
- la limitation la plus importante, avant ce travail de thèse était liée au manque de procédure de calibrage large bande (supérieure à quelques MHz) et de haute résolution du système de mesure;
- le système de mesure ne permet pas la mesure basse fréquence dans la bande DC-500 MHz, puisque cette bande est non comprise dans la bande des coupleurs bidirectionnels.

II.4.4 Améliorations de performances

L'objectif des travaux de la thèse est d'améliorer les performances du système de mesure afin d'avoir un outil expérimental fin et efficace permettant la caractérisation

temporelle large bande de dispositifs non linéaires, et surtout d'architectures avancées d'amplification de puissance, telles que celles citées dans le chapitre précédent. La mesure précise des formes d'ondes temporelles donne les informations les plus riches en ce qui concerne la connaissance du fonctionnement de dispositifs non linéaires et la quantification de ses grandeurs caractéristiques. Dans ce contexte, plusieurs améliorations des performances du système de mesure sont proposées, notamment en terme de qualité de la procédure d'étalonnage et par conséquent de finesse de la caractérisation temporelle.

Les améliorations majeures rapportées concernent :

- l'utilisation d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) [42] qui permet la génération de signaux de très large bande passantes (plusieurs GHz). L'AWG possède une résolution de 10 bits et il est capable de fonctionner en mode direct avec une fréquence d'échantillonnage réelle de 12 Géc/s et en mode entrelacé avec une fréquence d'échantillonnage pouvant atteindre 24 Géc/s;
- tous les algorithmes d'acquisition, de correction et de traitement de données, ainsi que les algorithmes de pilotage des instruments sont développés avec le logiciel Matlab [76]. Malgré la difficulté de développement des interfaces graphiques, Matlab offre une meilleure flexibilité à cause de son principe de programmation et de calcul numérique fondé sur la manipulation de scalaires, de vecteurs, et de matrices. Ceci a réduit fortement le temps de traitement par rapport aux anciens algorithmes implémentés sous Labview. Ainsi, en utilisant Matlab, le nombre maximal d'échantillons admissibles par le CAN (4 Mpts) est maintenant accessible, ce qui permet d'atteindre des fréquences d'échantillonnage virtuelles supérieures à 1 Téch/s et d'acquérir des signaux ayant une période plus étendue;
- la logique de développement de la procédure d'échantillonnage à temps équivalent cohérent est simplifiée notamment pour l'algorithme de reconstruction de signaux. Cette procédure est détaillée dans le paragraphe suivant;
- une procédure de calibrage large bande et ultra haute résolution fondée sur l'utilisation d'un signal multitons est proposée afin de calibrer finement le système de mesure. Cette procédure est encore détaillée et validée dans la suite de ce chapitre;
- les atténuateurs fixes sont remplacés par des atténuateurs variables afin de garantir durant toutes les phases d'étalonnage et de mesures un niveau de puissance

appartenant à la zone de fonctionnement linéaire du système de mesure. Par conséquent, les erreurs dues à des réponses non linéaires de la chaîne de mesure sont minimisées et permettent d'améliorer la dynamique globale du système;

- une technique permettant la mesure simultanée de la variation du courant basse fréquence sur la voie d'alimentation des DST est développée (le courant de drain BF d'un amplificateur). Cette technique consiste à capter le courant BF avec une sonde de courant et ensuite à l'injecter sur la chaîne de mesure en utilisant un té de polarisation placé avant le THA. Le courant BF est ainsi mesuré simultanément sur la même base de temps que le signal RF.

II.4.5 Nouvelle procédure d'échantillonnage à temps équivalent cohérent

En s'inspirant des standards IEEE 1057-1994 [77] et IEEE 1241-2010 [78], et du mode d'échantillonnage « Coherent Interleaving Sampling (CIS) », déposé par LeCroy [67] et implémenté dans les oscilloscopes LeCroy (NRO) dédiés à la mesure des séquences binaires, une nouvelle procédure d'échantillonnage à temps équivalent cohérent a été développée pour la mesure temporelle très large bande avec une ultra haute fréquence d'échantillonnage des signaux RF.

II.4.5.1 Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Phase d'acquisition

L'idée principale de l'échantillonnage à temps équivalent cohérent (Figure II-15) est de générer le signal d'échantillonnage en cohérence de fréquence avec le signal modulé à mesurer. Le signal modulé à mesurer, dans le cadre d'une caractérisation expérimentale de laboratoire, est généralement composé de deux échelles de temps en cohérence : la période de la porteuse (ex : $T_p = 1$ ns) et la période de l'enveloppe (ex : $T_{env} = 1$ μs). Ainsi, il est possible d'appliquer le principe de sous-échantillonnage à un signal modulé. Il est fondé sur l'utilisation de l'équation suivante :

$$T_e = T_{env} + \Delta t \quad (\text{II.11})$$

Cependant, cette équation conduit à l'utilisation d'une fréquence d'échantillonnage faible. Alors, pour augmenter la fréquence d'échantillonnage réelle et diminuer la durée totale de mesure le principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel est proposé.

Dans le système de mesure proposé, une fréquence d'échantillonnage réelle proche de 50 Mch/s est calculée afin d'obtenir une vitesse d'acquisition supérieure à celle utilisée dans les oscilloscopes à temps équivalent dont les performances sont présentées dans les paragraphes précédents. Ce choix a été guidé par la caractéristique du niveau de bruit de phase du générateur d'horloge à 50 MHz (-120 dBc @ 10 Hz).

Ainsi, pour avoir une fréquence d'échantillonnage réelle (f_e) proche de 50 MHz, Le signal modulé périodique de test dont la période d'enveloppe (appelée trame par la suite) (ex : $T_{trame}=1 \mu s$) est « découpé » en un nombre entier de K segments de durée $T_{segment}$. Cela se traduit par la relation suivante :

$$T_{segment} = \frac{T_{trame}}{K} \quad (II.12)$$

Selon ce principe, N échantillons représentant une période T_{trame} , sont obtenus à partir de la définition de la période d'échantillonnage virtuelle (T_v) :

$$T_v = \frac{T_{trame}}{N} \quad (II.13)$$

T_v est donc la résolution temporelle avec laquelle est représenté finalement le signal modulé mesuré.

Comme présenté par la Figure II-15, la période d'échantillonnage réelle (T_e) est donc définie comme suivant :

$$T_e = T_{segment} + T_v \quad (II.14)$$

Soit :

$$T_e = \frac{T_{trame}}{K} + \frac{T_{trame}}{N} \quad (II.15)$$

$$T_e = T_{trame} \times \left[\frac{N + K}{N \times K} \right] \quad (II.16)$$

Et la fréquence d'échantillonnage réelle (f_e) :

$$f_e = \frac{1}{T_{trame}} \times \left[\frac{N \times K}{N + K} \right] \quad (\text{II.17})$$

Où, $N = m \times K$ ($m \in \mathbb{N}$), afin d'acquérir N échantillons par trame sur une période totale appelée T_{acq} qui vaut :

$$T_{acq} = N \times T_e \quad (\text{II.18})$$

$$T_{acq} = M \times T_{trame} \quad (\text{II.19})$$

Et :

$$M = \frac{N \times T_e}{T_{trame}} \quad (\text{II.20})$$

II.4.5.2 Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Phase de reconstruction

La vitesse d'acquisition est augmentée en implémentant ce principe d'échantillonnage. En revanche, les échantillons acquis avec cette procédure ne sont plus rangés dans l'ordre croissant, mais K échantillons sont acquis dans la première période de trame, et puis K échantillons légèrement décalés sont acquis dans la deuxième période et ainsi de suite. Afin de visualiser la trame finale, il est donc nécessaire de développer un algorithme de reconstruction remettant chaque échantillon à sa place.

En se fondant sur des fonctions prédéfinies dans le logiciel Matlab, un algorithme de reconstruction simple, rapide, et nécessitant moins de ressources en termes d'allocations de mémoire que celles nécessaires précédemment a été développé au cours de ce travail afin de reconstruire le signal, à partir des données acquises.

La première étape de cet algorithme consiste à déterminer le vecteur (t_v) qui comprend les instants temporels virtuels des échantillons non ordonnés qui doivent être reconstruits. Ce vecteur est déterminé par l'équation (II.21).

$$t_v[i] = \text{modulo}[(t_e[i]), T_{trame}] \quad (\text{II.21})$$

Avec, $i = 1, \dots, N$ décrivant les indices des échantillons, et $t_e[i] = ((i - 1) \cdot T_e)$ décrivant les instants temporels réels des échantillons acquis.

La deuxième étape, consiste à ordonner dans l'ordre croissant les instants déterminés dans le vecteur (t_v) en utilisant la fonction Matlab $sort()$ qui permet de déterminer un vecteur des indices des instants temporels (I) dans l'ordre croissant. Ceci est défini par l'équation (II.22).

$$I[i] = sort(t_v) \quad (II.22)$$

Finalement, le signal est reconstruit par indexation du vecteur de mesure X , avec le vecteur I . Ceci est représenté par l'équation suivante :

$$Y[i] = X[I] \quad (II.23)$$

Où, X et Y sont respectivement les signaux acquis et reconstruit.

II.4.5.3 Principe du sous-échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel - Exemple d'application

Pour illustrer l'utilisation de la procédure d'échantillonnage à temps équivalent cohérent entrelacé non séquentiel avec le système de mesure, un exemple représentant les deux phases détaillées précédemment sera présenté dans ce paragraphe.

Dans cet exemple d'application, un signal impulsionnel idéal $(x(t))$ avec une période de répétition ($T_s = 40 \text{ ns}$) et un rapport cyclique de 50% module une fréquence porteuse de 100 MHz. Des caractéristiques simples sont choisies afin de simplifier l'illustration de la procédure. Ce signal doit être mesuré par le système implémentant la procédure d'échantillonnage cohérent entrelacé non séquentiel avec une fréquence d'échantillonnage virtuelle de 500 MHz, ainsi 20 échantillons ($T_v = 2 \text{ ns}$ et $T_s/T_v = 20$) doivent être acquis afin de reconstruire le signal final.

La phase d'acquisition est résumée par l'organigramme représenté sur la Figure II-20.

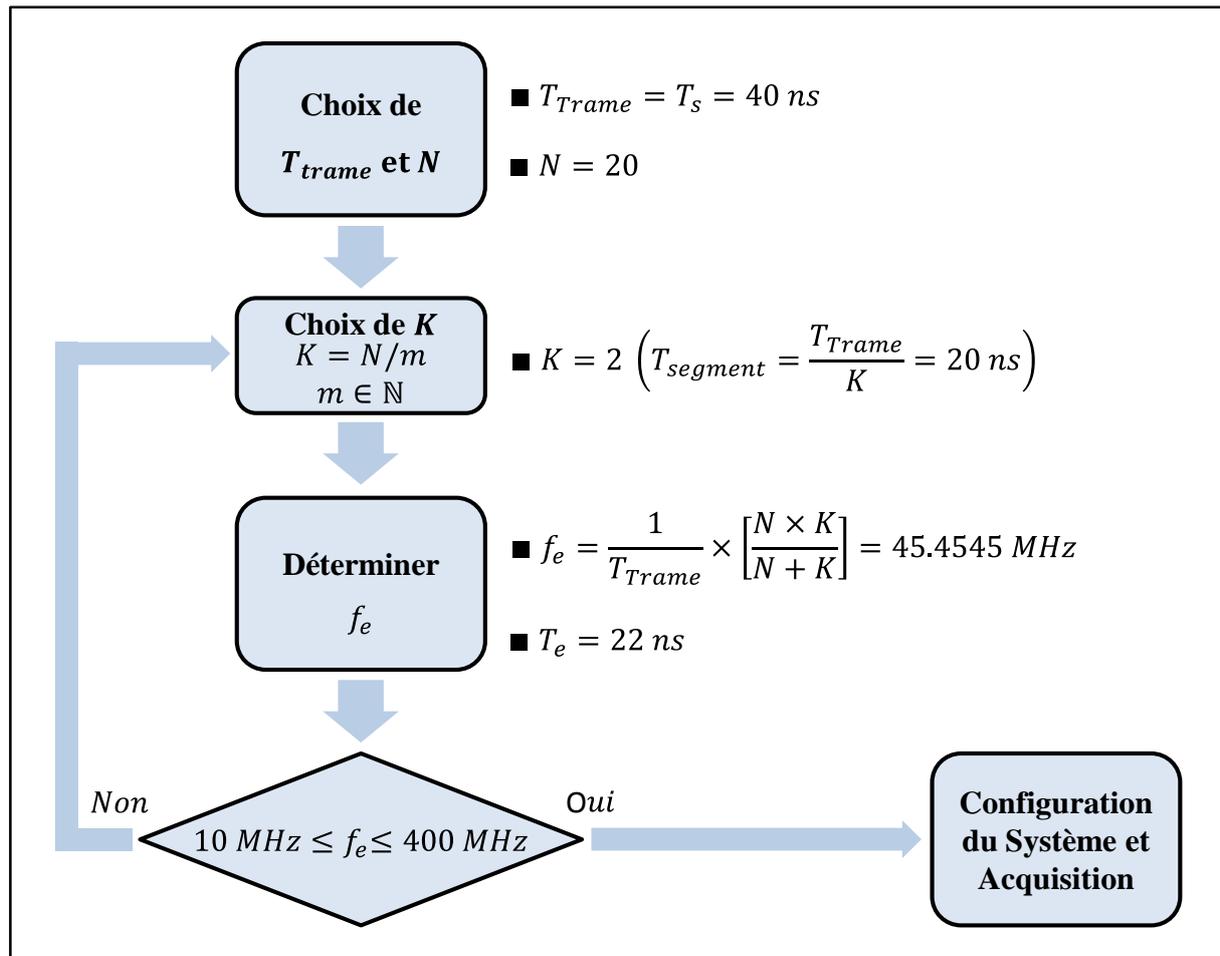


Figure II-20 : organigramme de la phase d'acquisition.

D'après la Figure II-20, trois paramètres sont requis par le programme implémentant cette phase afin de calculer la fréquence d'échantillonnage réelle (f_e) :

- la durée de la trame (T_{trame}),
- le nombre d'échantillons (N) et
- le nombre de segment (K).

K est choisi de manière itérative pour parvenir à une valeur de (f_e) fixée par l'utilisateur et comprise entre 10 MHz (limite basse imposée par les THAs) et 400 MHz (limite haute imposée par l'ADC).

Le signal acquis (X) est présenté par la Figure II-21.

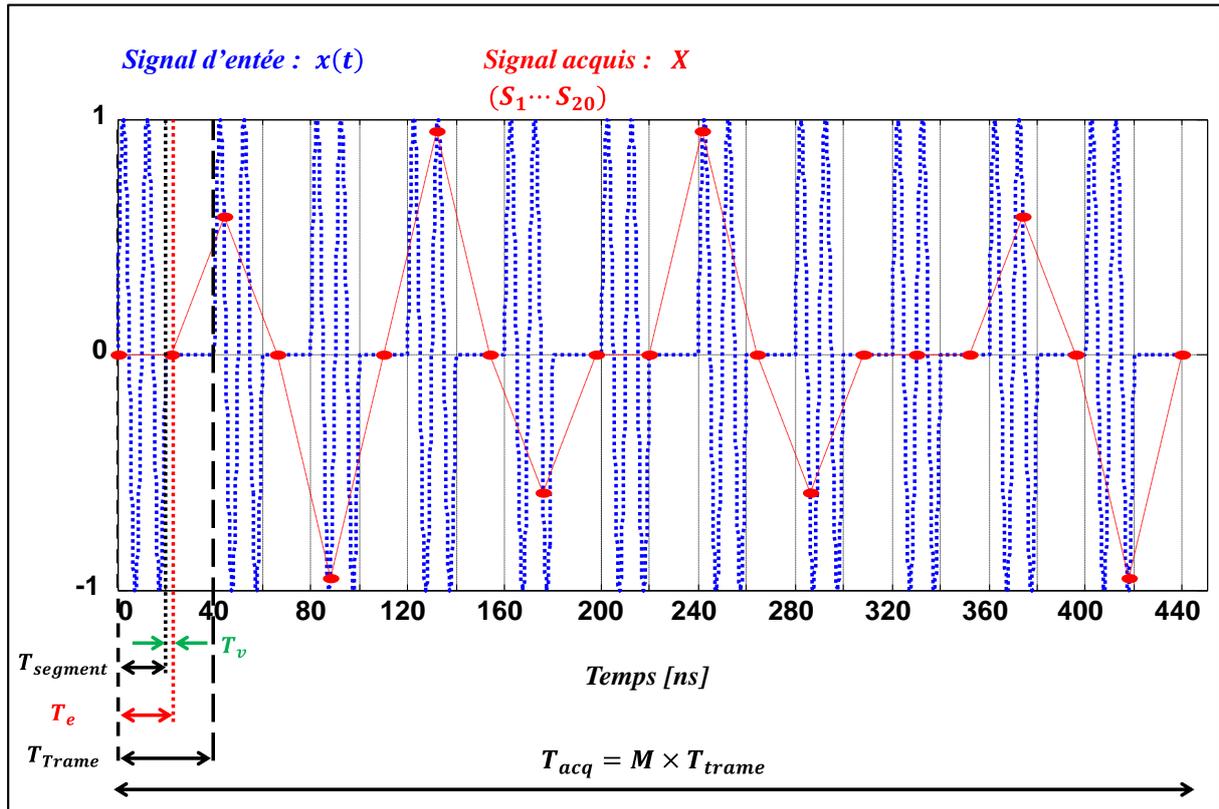


Figure II-21 : Signal acquis par échantillonnage cohérent.

La deuxième phase de la procédure est décrite par l'organigramme illustré par la Figure II-22.

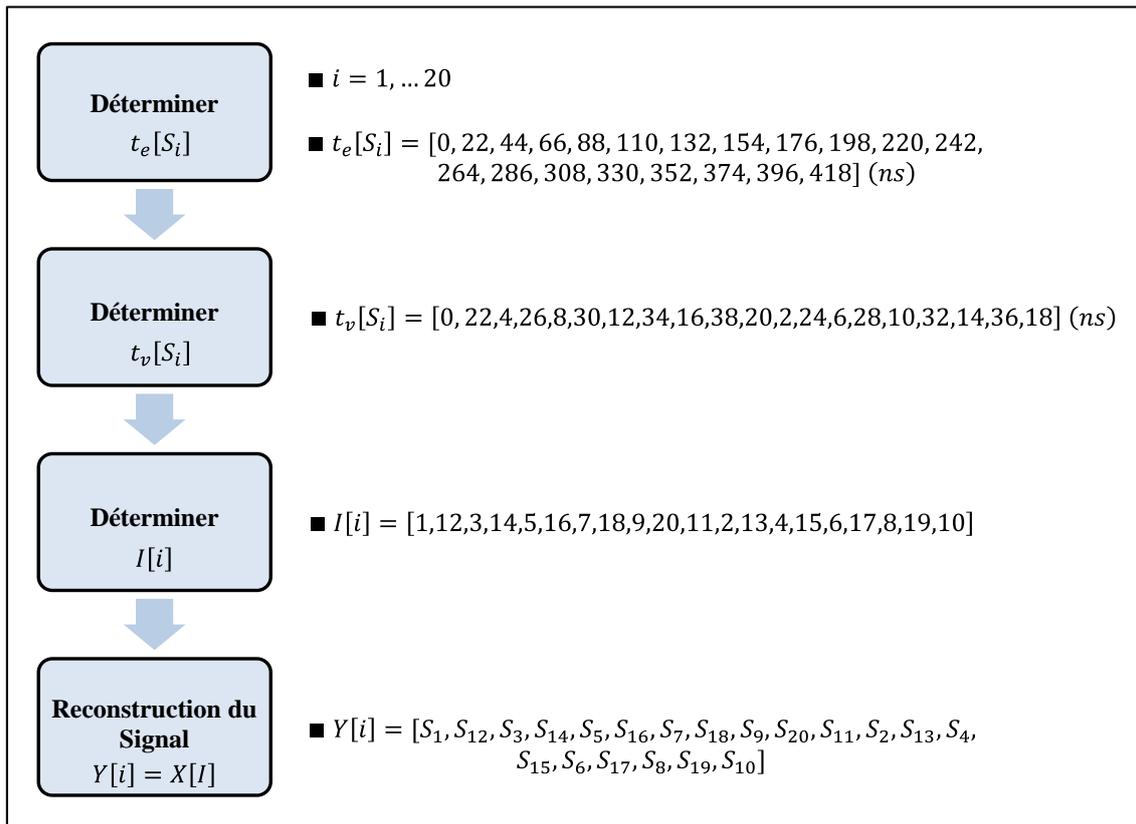


Figure II-22 : Organigramme de la phase de reconstruction.

Finalement, le signal reconstruit (Y) est représenté sur la Figure II-23.

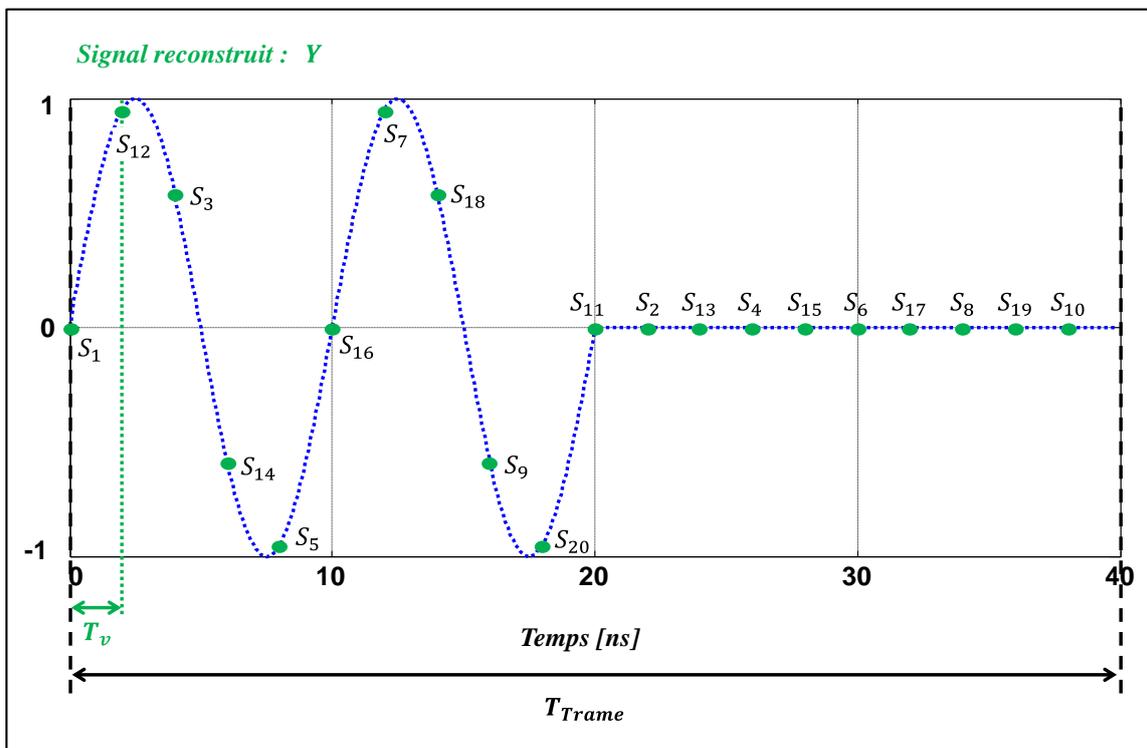


Figure II-23 : Signal reconstruit par échantillonnage cohérent.

II.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, une brève description des systèmes de mesure temporels RF qui peuvent être utilisés pour la caractérisation très large bande de dispositifs non linéaires est présentée. Il est démontré que les oscilloscopes numériques à échantillonnage sont capables de répondre à ses besoins sous certaines conditions. La compréhension des principes de fonctionnement des oscilloscopes numériques, a été abordée à travers une étude théorique générale et des exemples d'applications numériques. Ensuite, trois architectures de systèmes d'échantillonnages capables d'être utilisés dans le domaine de l'instrumentation temporelle large bande ont été détaillées. Parmi elles, deux architectures sont utilisées dans les oscilloscopes numériques à échantillonnage « Sample and Hold », avec et sans feedback. Ces architectures conduisent à deux principes de fonctionnement des oscilloscopes numériques à échantillonnage à temps équivalent : l'échantillonnage par déclenchement, et l'échantillonnage cohérent. Les avantages et les inconvénients liés à ces deux principes ont été exposés.

La deuxième partie de ce chapitre a été consacré à la description du système de mesure temporelle développé à XLIM et fondé sur l'utilisation d'une architecture de système d'échantillonnage « Track and Hold ». Des améliorations sur les performances de ce système sont présentées. Elles sont principalement liées à la nouvelle écriture de la procédure de l'échantillonnage à temps équivalent cohérent entrelacé non séquentiel. Le système de mesure complet permet la mesure temporelle large bande des signaux RF avec des fréquences d'échantillonnage équivalentes pouvant atteindre 1 Téch/s.

Le bilan des performances et des caractéristiques des systèmes de mesure temporels disponibles dans le commerce (oscilloscopes) et celles du système développé à XLIM sont illustrés dans le Tableau II-1.

Tableau II-1 : Bilan des systèmes de mesure temporels.

	Sous Echantillonnage			Echantillonnage Direct
Système d'Echantillonnage	S & H avec feedback	S & H sans feedback	THA	S & H
Instrument	Tektronix DSA-8300 [56]	LeCroy WaveExpert 100H [57]	Système temporel XLIM [79]	Agilent DSO-X [80]
Mode	Séquentiel (Trigger)	Cohérent	Cohérent	Temps Réel
Bande Passante RF	80 GHz	100 GHz	13/18 GHz	63 GHz
Taux d'Echantillonnage maximal réel	300 kéch/s	10 Méch/s	2 Géch/s	160 Géch/s
Taux d'Echantillonnage maximal virtuel	100 Géch/s	4.34 Téch/s	1 Téch/s	160 Géch/s
Résolution	16-bit	14-bit	≈12-bit	8-bit
Profondeur Mémoire	16 kpts	10 Mpts–512 Mpts	4 Mpts	20 Mpts-50Mpts
Coût	≈30 KEuro+10 KEuro/tête	≈35 KEuro+10 KEuro/tête	50 KEuro	≈350 KEuro

Ce tableau montre que les solutions de sous-échantillonnage restent très compétitives en termes de coût, de résolution et de dynamique d'amplitude.

Chapitre III : Contribution à la mesure large bande temporelle calibrée

III.1 Introduction

Les composants d'un système de mesure ou d'un instrument sont loin d'être parfaits et entraînent des erreurs. Ainsi, au-delà des erreurs aléatoires non reproductibles et imprévisibles dues au bruit de mesure, les données brutes acquises par le système sont entachées des erreurs systématiques caractéristiques de la réponse en amplitude et en phase de la chaîne de mesure. Ces erreurs sont dues à des réponses linéaires et non linéaires des différents éléments présents dans les voies de mesure. Elles sont introduites par les composants passifs et actifs constituant la chaîne de mesure que sont les coupleurs, les atténuateurs, les câbles RF, les échantillonneurs, les convertisseurs, etc.

Dans ces travaux, le système de mesure temporelle développé est composé de dispositifs non linéaires utilisés pour l'échantillonnage et la conversion (THAs, amplificateurs différentiels, CAN). Un synoptique simplifié de ce système est représenté par la Figure III-1.

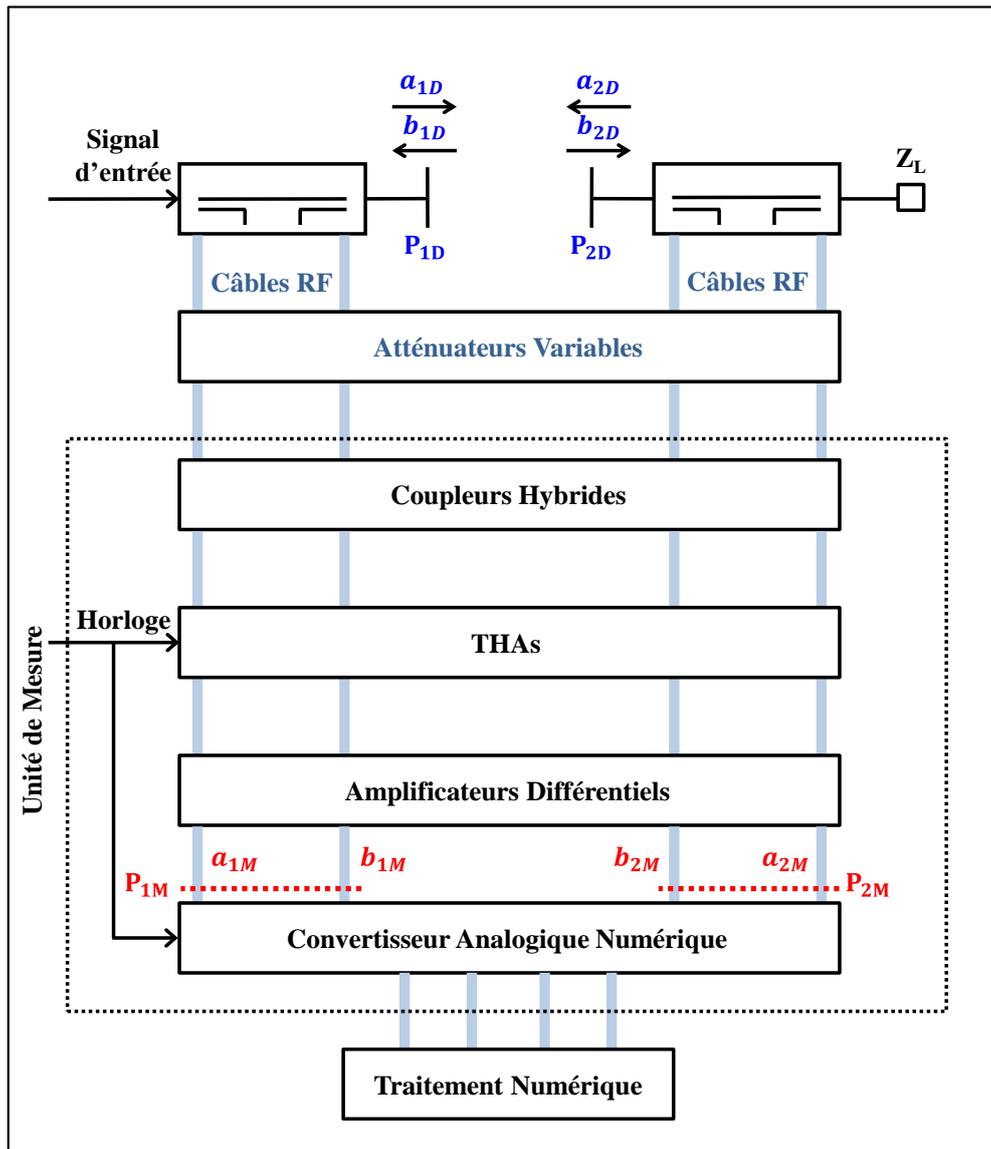


Figure III-1 : Synoptique simplifié du système de mesure.

Dans le chapitre précédent, une caractérisation en terme de linéarité de dispositifs non linéaires composant le système [71] a été présentée. Il est ainsi possible d'en conclure que, si le niveau de puissance à l'entrée de chaque voie de l'unité de mesure (Figure III-1) est maintenu inférieur à un certain niveau (3 dBm) pendant toutes les phases d'étalonnage et de mesure, les erreurs dues à des réponses non linéaires de la chaîne de mesure peuvent être négligées. Cependant, les erreurs dues à des réponses linéaires de la chaîne de mesure doivent être corrigées et nécessitent donc un calibrage complet du système de mesure [81].

Ce dernier consiste à déterminer des relations linéaires entre les ondes mesurées dans le plan de mesure du système (P_{1M} et P_{2M} de la Figure III-1) et les ondes dans les plans de référence (P_{1D} et P_{2D} de la Figure III-1). Dans le domaine temporel, la détermination de ces

relations nécessite la connaissance de la réponse impulsionnelle de chaque voie de la chaîne de mesure. Cette réponse est très difficilement accessible actuellement. Par conséquent, le calibrage des systèmes de mesure RF est toujours effectué dans le domaine fréquentiel plutôt que dans le domaine temporel, même si l'objectif final reste celui de la réalisation d'une mesure dans le domaine temporel.

Pour calibrer complètement le système de mesure très large bande mis en place à XLIM, une nouvelle procédure de calibrage complet dans le domaine fréquentiel utilisant le même formalisme mathématique de description des matrices d'erreurs que celui utilisé dans les Analyseurs de Réseau Vectoriel (ARV) a été adoptée. Toutefois, un coefficient complexe supplémentaire ($K^i = |K^i|e^{j\varphi_k^i}$) est nécessaire dans la description mathématique précédente afin de déterminer les relations en amplitude et en phase des ondes [82]. Cette procédure conduit à un étalonnage dit absolu, puisqu'il s'agit de déterminer des ondes en amplitude et en phase, par opposition à l'étalonnage relatif des ARV qui mesure des rapports d'ondes sans dimension. Les relations matricielles établies par cette procédure entre les ondes des plans P_{1D} et P_{1M} et celles des plans P_{2D} et P_{2M} sont décrites par le système d'équations suivant :

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

Avec $i = 1, \dots, N$ décrit les indices fréquentiels.

Le vecteur $[a_{1D}^i, b_{1D}^i, a_{2D}^i, b_{2D}^i]$, défini dans le domaine fréquentiel, représente les ondes de tensions incidentes et réfléchies dans les plans de références (P_{1D} et P_{2D}) de la Figure III-1.

Le vecteur $[a_{1M}^i, b_{1M}^i, a_{2M}^i, b_{2M}^i]$, défini dans le domaine fréquentiel, correspond aux ondes de tensions incidentes et réfléchies mesurées en sortie de l'unité de mesure (P_{1M} et P_{2M} de la Figure III-1).

Les zéros de la matrice proviennent de l'hypothèse d'une isolation parfaite entre les voies du système de mesure. Par ailleurs, le but de la procédure de calibrage est de déterminer

avec précision pour chaque fréquence les huit coefficients complexes inconnus $(K^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$.

La détermination des coefficients pour le calibrage du système de mesure de dispositifs sous test connectés peut être réalisée en deux étapes :

- un étalonnage relatif,
- un étalonnage absolu.

Ce chapitre décrit, une nouvelle procédure de calibrage du système de mesure mise en place pour déterminer les coefficients complexes de la matrice de correction pour un grand nombre de composantes fréquentielles sur une très large bande passante. Il présente aussi des résultats des mesures temporelles calibrées sur de larges bandes passantes qui permettent de valider cette nouvelle procédure. Finalement, des résultats expérimentaux à partir de caractérisations réalisées grâce à des signaux d'excitation impulsionnelle de dispositifs passif et actif sont présentés afin de mettre en évidence les capacités du système de mesure complet.

III.2 Procédure de calibrage conventionnelle à bande étroite d'enveloppe du système de mesure

La procédure de calibrage conventionnelle du système de mesure temporelle décrit dans le chapitre précédent consiste à déterminer les coefficients définis dans l'équation (III.1) selon deux étapes successives [82]. Un étalonnage relatif de type SOLT (Short, Open, Load, Through) équivalent à celui utilisé dans les Analyseurs de Réseau Vectoriel qui permet de déterminer les sept coefficients de la matrice qui relie le vecteur d'ondes mesurées au vecteur d'ondes dans les plans de référence du DST. Ceci est réalisé en mesurant tout d'abord respectivement les standards (SOL), dont les caractéristiques sont parfaitement connues, dans les deux plans du DST (P_{1D} et P_{2D}). Ensuite, une mesure en connexion directe est établie entre les deux plans. Cela implique que pour déterminer ces coefficients, sept mesures différentes doivent être effectuées à chaque fréquence.

La deuxième étape consiste à réaliser un étalonnage absolu en déterminant l'amplitude et la phase du coefficient complexe (K^i) . L'étalonnage en amplitude, dans le cadre de la procédure de calibrage conventionnelle à bande étroite du système de mesure temporelle est

fondé sur l'utilisation d'un wattmètre radiofréquence connecté dans le plan de référence du DST (P_{1D}). Une mesure de la puissance dans ce plan est faite pour chaque fréquence d'intérêt. En outre, la phase peut être déterminée en utilisant un générateur de référence en phase (HPR, Harmonic Phase Reference) qui produit un signal composé de nombreuses fréquences harmoniques dont les relations de phase sont parfaitement connues grâce à une caractérisation précise de sa réponse [82]. Une seule mesure doit être effectuée afin d'extraire simultanément les relations de phases de toutes les composantes fréquentielles en connectant le générateur HPR dans le plan de référence du DST (P_{1D}).

Les étapes de la procédure de calibrage conventionnelle à bande étroite du système de mesure temporelle sont illustrées par la Figure III-2.

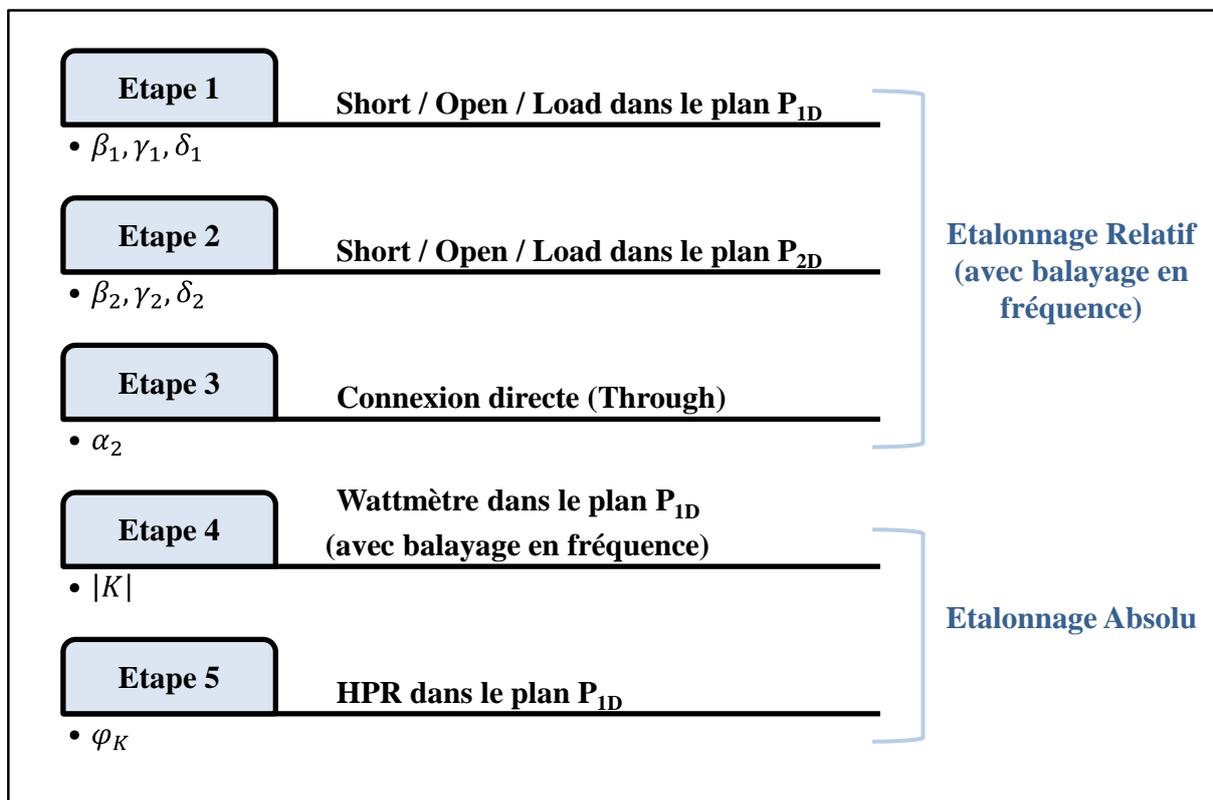


Figure III-2 : Illustration des étapes de la procédure de calibrage conventionnelle.

Le générateur de référence en phase est limité à une fréquence d'excitation minimale d'une centaine de MHz. Cette limitation a une influence prépondérante sur la résolution et la largeur de la bande du calibrage. Par conséquent, un étalonnage absolu conventionnel n'est valable que pour une caractérisation multi-harmonique bande étroite. Le plus souvent, cette caractérisation s'effectue en mode CW pour lequel le système de mesure temporelle est calibré à la fréquence de la porteuse et à celles de ses harmoniques.

L'objectif principal de ce travail de thèse consiste à étudier les capacités de mesure à large bande passante d'enveloppe et à large bande passante RF (fréquences fondamentale et fréquences harmoniques d'enveloppe) du système de mesure temporelle développé à XLIM et présenté dans le chapitre précédent. Cette mesure doit permettre la caractérisation temporelle large bande RF d'amplificateurs de puissance non linéaires excités avec des signaux impulsionnels de largeur d'impulsion variable. Un signal sinusoïdal RF impulsionnel possède un spectre reparti autour de la porteuse RF sur une large bande fréquentielle (théoriquement infinie) avec une résolution fréquentielle à l'intérieur de la bande égale à l'inverse de la période de répétition de l'impulsion (PRI). Donc, pour un étalonnage en phase précis et sans faire la moindre hypothèse de temps de propagation de groupe constant des voies de mesure, le calibrage doit être effectué pour chaque composante fréquentielle de ce signal autour de la fréquence porteuse RF. Lorsque ce signal excite un dispositif non linéaire, le spectre global en sortie du dispositif est encore plus complexe puisqu'il contient des composantes supplémentaires autour des fréquences harmoniques de la porteuse et autour des fréquences harmoniques de l'enveloppe.

La HPR précédemment utilisée et excitée en mode CW dans la procédure d'étalonnage conventionnelle à bande passante étroite d'enveloppe est un dispositif non linéaire. Cette HPR est donc théoriquement capable, lorsqu'elle est excitée par un signal sinusoïdal impulsionnel de générer des signaux avec le même contenu spectral que celui des dispositifs sous tests (amplificateurs de puissance) qui doivent être caractérisés au cours de ce travail. Dans la pratique, certaines bandes passantes RF et certaines résolutions fréquentielles sont difficiles à atteindre avec une HPR. Par ailleurs, la puissance à la sortie de la HPR soumise à une excitation par un signal sinusoïdal impulsionnel est limitée. Le niveau de puissance par composante spectrale est donc très faible et peut se retrouver en dessous du plancher de bruit défini dans les caractéristiques de dynamique des voies de mesure décrites dans le chapitre précédent. De plus, la HPR disponible au sein d'XLIM, lorsqu'elle est soumise à de tels signaux d'excitation (modulés ou impulsionnels) n'est pas calibrée : la connaissance de son signal de sortie n'est pas connue explicitement que ce soit dans le domaine temporel ou dans le domaine fréquentiel. Elle ne peut donc en aucun cas être utilisée pour un étalonnage à large bande passante d'enveloppe précis du système de mesure sans hypothèse préalable.

Préalablement à ce travail de thèse, un calibrage large bande partiel, proposé dans [71], faisait l'hypothèse d'une réponse en amplitude et en phase constante de la chaîne de

mesure dans des bandes définies autour de la fréquence porteuse et ses composantes harmoniques. Ce calibrage partiel, dont le principe est représenté sur la Figure III-3, consiste à calibrer le système de mesure avec la procédure d'étalonnage conventionnelle à bande étroite d'enveloppe uniquement à la fréquence de la porteuse (f_0) et ses harmoniques (nf_0). Ensuite, une extension de ce calibrage est réalisée afin d'obtenir une matrice de correction avec une haute résolution fréquentielle. Cette extension consiste à corriger toutes les composantes fréquentielles dans une bande passante ($BW = f_0$) autour de la porteuse et de ses harmoniques avec les coefficients de calibrage de l'équation (III.1) obtenus aux fréquences f_0 et nf_0 par la procédure de calibrage conventionnelle à bande étroite d'enveloppe.

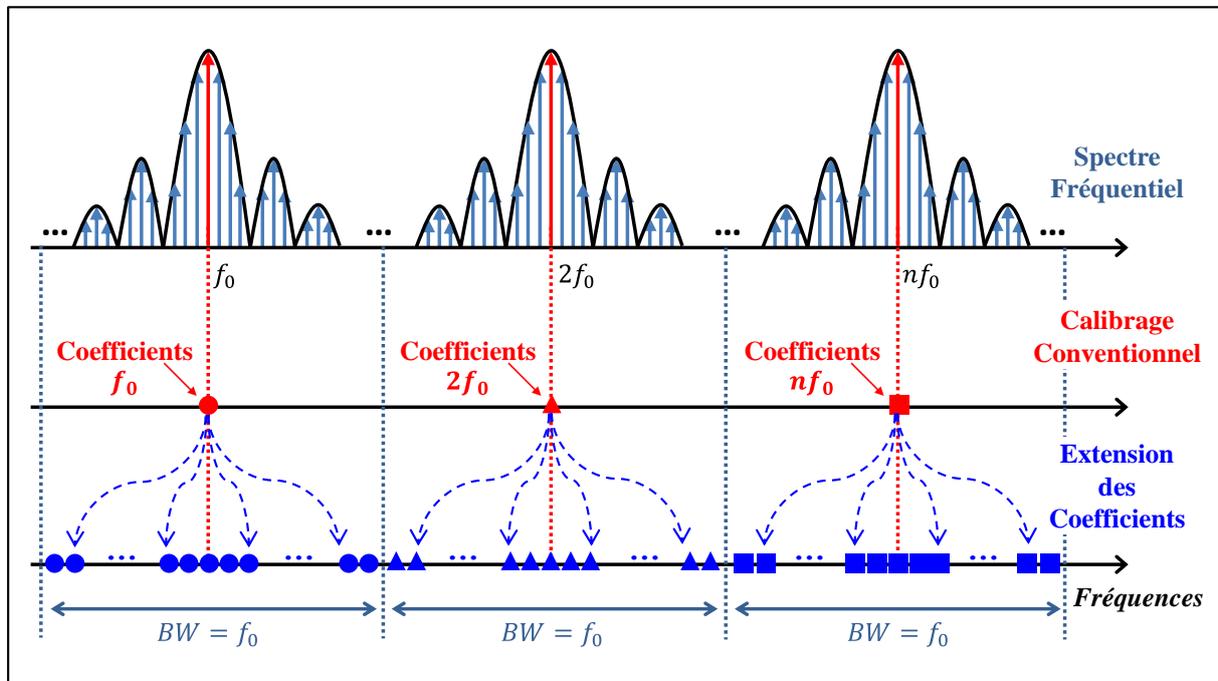


Figure III-3 : Calibrage large bande partiel.

Compte-tenu des hypothèses en amplitude et en phase réalisées sur la fonction de transfert des voies de mesure pour des enveloppes large bande, la précision de ce type n'est pas suffisamment importante et peut conduire à des résultats qui peuvent être erronés comme il sera montré plus loin dans le paragraphe III.3.3.3.

III.3 Nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle.

Un calibrage précis à large bande passante d'enveloppe, large bande passante RF et haute résolution du système de mesure temporelle requiert la connaissance très fine des coefficients d'étalonnage absolus de toutes les composantes spectrales dans une bande passante associée aux signaux générés par les dispositifs non linéaires sous tests. A ce jour et à notre connaissance, il n'existe pas encore de générateur de référence calibré en amplitude et en phase capable de générer un nombre d'harmoniques élevés avec une haute résolution et un niveau de puissance suffisant. Afin de pallier cette insuffisance, une nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution est proposée. Cette nouvelle procédure, appliquée pour calibrer le système de mesure temporelle présenté précédemment, est fondée sur l'utilisation d'un signal multitons [83] généré par un équipement commercial spécifique et requiert l'utilisation d'un récepteur commercial particulier. .

III.3.1 Définition du Signal multitons

III.3.1.1 Contexte

Un étalonnage absolu du système de mesure sur une large bande fréquentielle contenant un nombre extrêmement élevé de composantes spectrales n'est pas réalisable à l'aide du générateur de référence en phase (HPR) disponible à XLIM. De plus, la mise en pratique de l'étalonnage par des mesures séquentielles de composantes spectrales en nombre très important (>1000), notamment en ce qui concerne l'étalonnage absolu en amplitude effectué avec un wattmètre, n'est plus raisonnable car elle implique un temps de calibrage très long.

Afin de pallier ces limitations, une nouvelle procédure de calibrage fondée sur l'utilisation d'un signal multitons comportant simultanément toutes les composantes spectrales présentes dans la bande passante définie à la fois par le signal d'excitation et par la réponse du dispositif non linéaire est devenue une nécessité. Le signal multitons peut être utilisé pour réaliser un étalonnage relatif simultanément à toutes les composantes spectrales.

Le temps de calibrage par rapport aux systèmes utilisant un balayage fréquentiel [84] est alors très fortement réduit.

Le chapitre précédent a montré que seul un instrument oscilloscopique est capable de visualiser le signal multitons présent à un instant donné dans le système de mesure temporelle développé à XLIM. Cet instrument doit toutefois être lui-même parfaitement calibré pour donner une définition très précise en amplitude et en phase et pour toutes les composantes spectrales de ce signal multitons à partir d'une seule mesure. Ce paragraphe décrit comment le signal multitons est généré et comment il est caractérisé pour devenir un signal de référence qui est utilisé comme étalon dans la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle.

III.3.1.2 Génération numérique du signal multitons

Un signal multitons (ou multiporteuse) est composé de plusieurs porteuses sinusoïdales de différentes fréquences, d'amplitudes et de phases spécifiques. La génération dans le domaine temporel d'un signal multitons ($x(t)$) comportant des sinusoïdes dont les fréquences sont définies dans une bande limitée entre f_{min} et f_{max} avec un espacement Δf est exprimée par l'équation (III.2).

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

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 donc égale à l'inverse de la résolution fréquentielle ($T_s = \frac{1}{\Delta f}$).

Le choix des valeurs des amplitudes et des phases des composantes fréquentielles composant le signal multitons a une influence directe sur la dynamique du signal temporel et donc sur le rapport signal sur bruit (SNR, Signal Noise Ratio) associé. La dynamique du signal multitons peut être évaluée par le facteur de crête (CF , Crest Factor) qui est défini comme le rapport entre l'amplitude du pic du signal ($x(t)$) et la valeur efficace (RMS, Root Mean Square).

$$CF = \frac{x_{peak}}{x_{RMS}} = \frac{\max(|x(t)|)}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 \cdot dt}} \quad (\text{III.3})$$

Pour un étalonnage précis en amplitude avec le signal multitons, toutes les composantes spectrales doivent être définies avec des niveaux égaux d'amplitudes des signaux sinusoïdaux qui le composent. Ce n'est pas le cas de la phase des différentes composantes sinusoïdales qui vont permettre d'ajuster le facteur crête du signal à la dynamique du système de mesure temporelle. Les valeurs des phases des différentes composantes sinusoïdales doivent être optimisées afin de diminuer le facteur de crête du signal multitons. Une distribution de phase dite « phase de Schroeder » [85] [86] décrite par l'équation (III.4), a un effet significatif pour diminuer le facteur de crête par rapport à des distributions de phases constante ou aléatoire (loi uniforme).

$$\varphi_k = -\frac{k(k-1)}{N}\pi \quad (\text{III.4})$$

La diminution du facteur de crête du signal multitons par l'utilisation de la phase de Schroeder, conduit à une meilleure utilisation de la dynamique du système de mesure pendant l'étalonnage. Des représentations de signaux multitons générés numériquement sont illustrées par la Figure III-4. Les composantes spectrales de ces signaux sont définies dans une bande de fréquence comprise entre 600 MHz et 4.2 GHz avec une résolution de 10 MHz et avec des amplitudes unitaires égales et différentes distributions de phases.

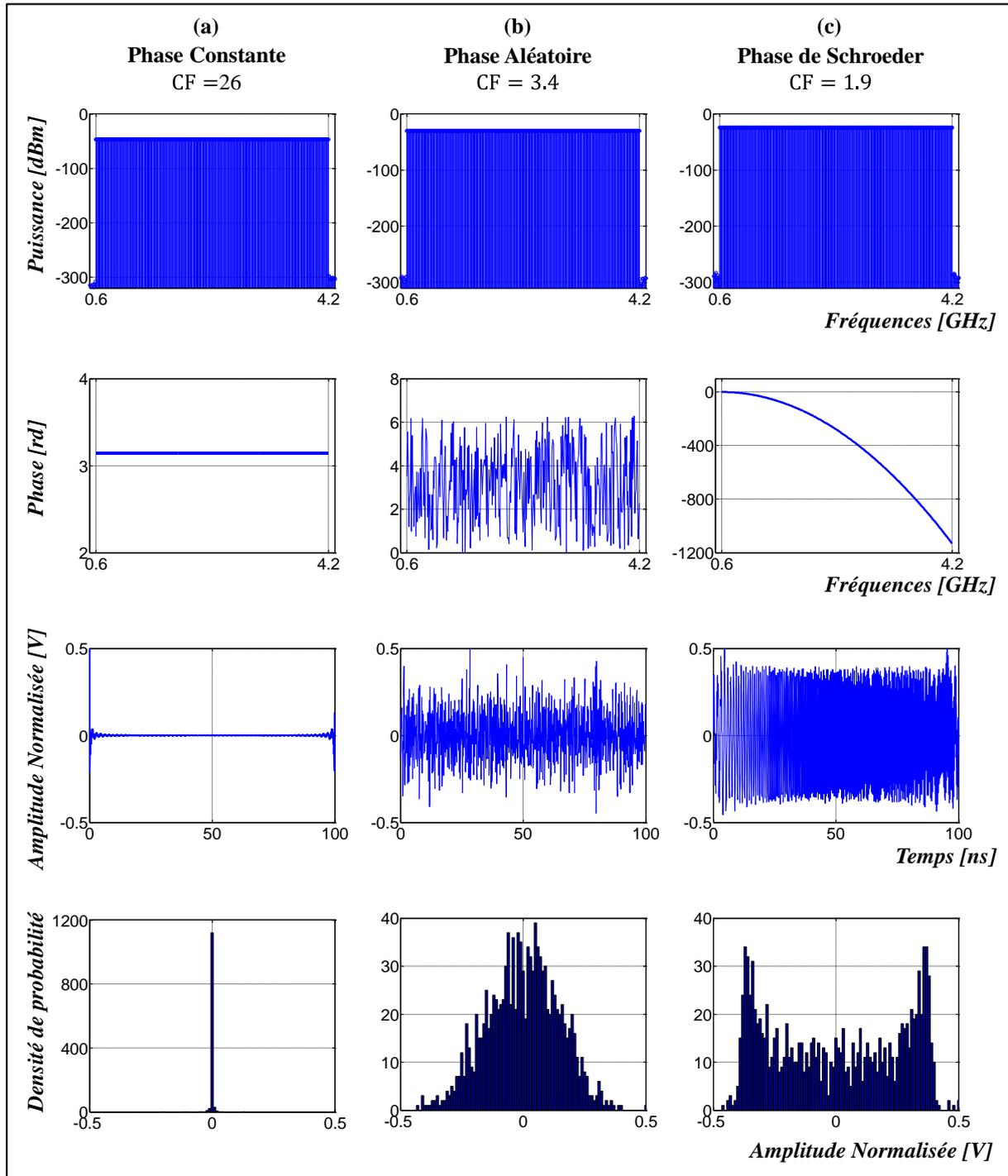


Figure III-4 : Représentations spectrales et temporelles de différents signaux multitons numériques (à amplitude constante et selon différentes répartitions de phases).

Le signal multitons avec une distribution de phase de Schroeder est généré en utilisant les techniques DSP de Matlab. Les paramètres de synthèse du signal multitons incluent les limites de la bande de caractérisation définie par f_{min} et f_{max} et la résolution fréquentielle (Δf).

III.3.1.3 Génération analogique du signal multitons

Une fois le signal multitons généré numériquement, une conversion vers le domaine analogique est réalisée à l'aide d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) [42] dont la fréquence d'échantillonnage maximale peut atteindre 24 GHz. La puissance maximale à la sortie de l'AWG est limitée à un niveau moyen autour de 0 dBm. Dans le cas d'un signal multitons, la puissance totale (P_{avg}) est distribuée sur une large bande fréquentielle, et chaque composante spectrale d'indice (i) doit contenir une fraction de la puissance totale. Cette puissance associée à chaque composante spectrale est notée (P_i). La puissance totale est donc décrite par la relation suivante :

$$P_{avg} = \sum_{i=0}^N P_i \quad (\text{III.5})$$

Où N est le nombre de composantes spectrales.

La dynamique du système de mesure temporelle déterminée dans le chapitre précédent impose de travailler avec un niveau de puissance minimal (mesurable par le système de mesure temporelle) pour chaque composante fréquentielle $P_{i_{min}}$. Ce niveau de puissance $P_{i_{min}}$ n'est souvent pas disponible à la sortie de l'AWG qui possède une puissance moyenne maximale P_{avg} autour de 0 dBm liée par l'équation (III.5) à la puissance P_i . Il est donc nécessaire d'amplifier le signal multitons avec un amplificateur linéaire d'instrumentation qui permet d'atteindre un niveau de puissance $P_{i_{min}}$. Dans le même temps, il est nécessaire de veiller que ce niveau $P_{i_{min}}$ ne conduise pas à la saturation de chaque voie de mesure du système de mesure temporelle. Le choix de l'amplificateur d'instrumentation doit non seulement respecter les conditions de puissance précédentes mais il doit aussi permettre d'éliminer en les filtrant les copies du spectre produit par l'AWG sur les fréquences multiples de la fréquence d'échantillonnage de l'AWG. Ainsi, les fréquences d'échantillonnage de l'AWG sont choisies en fonction de la bande passante de l'amplificateur de puissance. Dans le cadre de ces travaux, la bande passante de l'amplificateur d'instrumentation est comprise entre 600 MHz et 4.2 GHz.

Le même signal multitons avec une distribution de phase de Schroeder présenté sur la Figure III-4(c) est envoyé vers l'AWG, qui assure la conversion numérique analogique du

signal avec une fréquence de 12 Géch/s dans ce cas (24 Géch/s accessible avec le mode entrelacé). L'amplificateur joue bien alors son rôle de filtre vis-à-vis des repliements de spectre produits par l'AWG. La Figure III-5 présente les signaux multitons mesurés successivement à la sortie de l'AWG et de l'amplificateur linéaire d'instrumentation à l'aide d'un oscilloscope numérique ($BW_{RF} = 20 \text{ GHz}$, 14 bits) fonctionnant avec une base de temps de type CIS (Coherent Interleaving Sampling) [67]. Un atténuateur est ajouté à la sortie de l'amplificateur d'instrumentation afin d'avoir un niveau de puissance admissible par l'oscilloscope. Les amplitudes présentées sont normalisées.

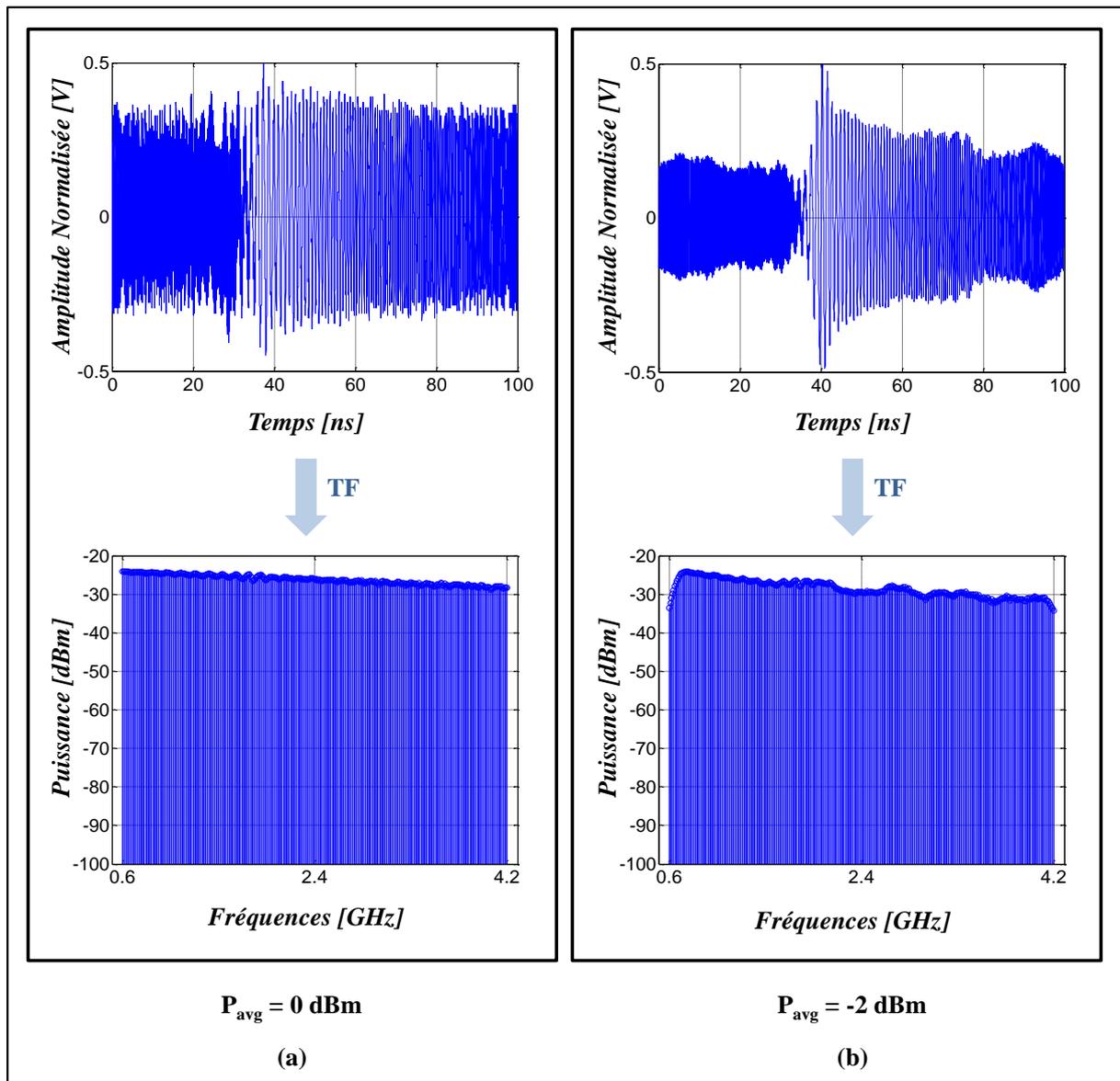


Figure III-5 : Signal multitons avec phase de Schroeder mesuré à la sortie de l'AWG (a) et de l'amplificateur linéaire d'instrumentation (b).

Des distorsions d'amplitudes des raies spectrales dues à la réponse fréquentielle des éléments constituant le générateur de puissance multitons (AWG, Amplificateur linéaire et atténuateur) sont observées sur la Figure III-5. Ces distorsions influent sur le facteur de crête du signal multitons. Une prédistorsion simple est donc ensuite appliquée sur le signal numérique afin de compenser ces distorsions et garantir des niveaux d'amplitudes des raies spectrales presque égales et avec le minimum de fluctuations possible.

La première étape de la prédistorsion consiste à déterminer la réponse fréquentielle de la chaîne de génération ($H(f)$). Pour ce faire, le signal multitons numérique ($x(t)$) (Figure III-4(c)) et le signal mesuré par l'oscilloscope à la sortie du générateur de puissance multitons ($y(t)$) (Figure III-5(b)) sont employés afin d'extraire la réponse fréquentielle. L'organigramme qui décrit cette phase d'extraction est présenté sur la Figure III-6.

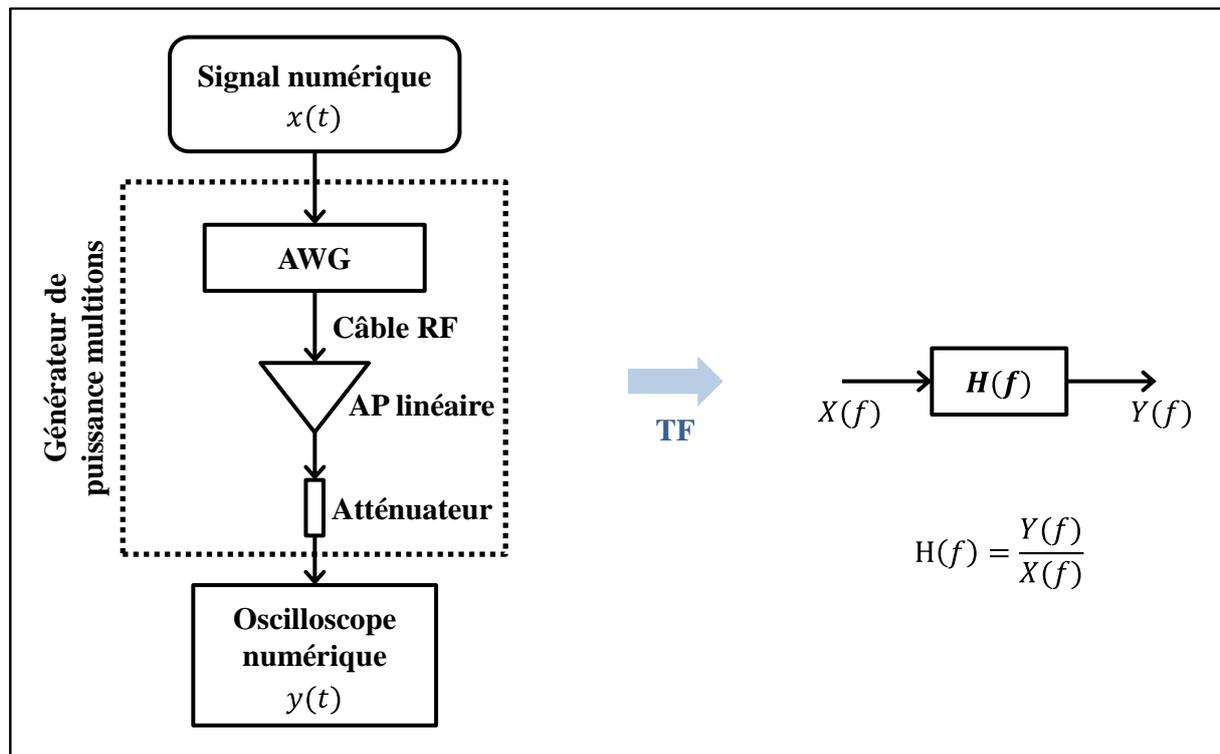


Figure III-6 : Organigramme de la prédistorsion numérique du signal multitons.

Une fois la réponse fréquentielle déterminée, la prédistorsion est appliquée sur le signal numérique. Le signal prédistoré dans le domaine fréquentiel ($X_p(f)$) est décrit par l'équation (III.6).

$$X_p(f) = \frac{X(f)}{H(f)} \quad (\text{III.6})$$

La Figure III-7 présente le signal mesuré à la sortie du générateur de puissance multitons après l'application de la prédistorsion.

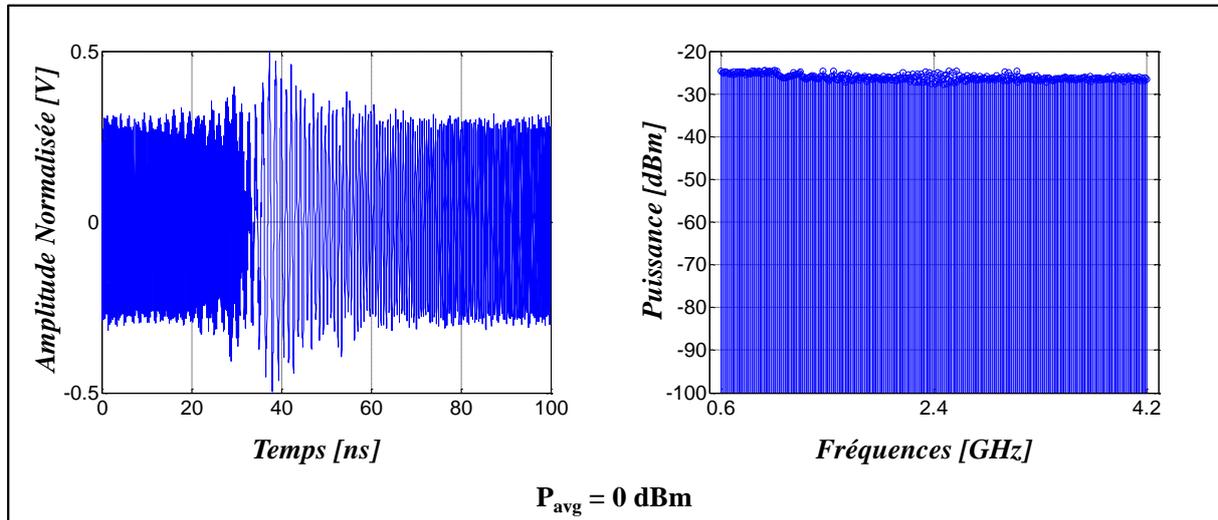


Figure III-7 : Signal multitons prédistoré mesuré à la sortie du générateur de puissance multitons.

Une différence d'amplitudes entre les raies spectrales inférieure à 1 dB est obtenue sur la largeur de la bande, grâce à cette simple prédistorsion.

Un facteur important à prendre en compte lors de la génération d'un signal multitons est le nombre N de raies spectrales composant le signal. Ce nombre doit être défini en fonction de la dynamique du système de mesure. La caractérisation en puissance du système présentée dans le chapitre précédent (Figure II-19), montre une dynamique de 70 dB comprise entre un niveau minimal de puissance (P_{min}) de -67 dBm et un niveau maximal (P_{max}) de 3 dBm. Cette caractérisation de dynamique est réalisée sur la voie de mesure (Figure III-1) elle-même. Les coefficients de couplage des coupleurs bidirectionnels ne sont pas pris en compte dans ce calcul de dynamique. Afin d'estimer la dynamique globale du système, une caractérisation à quelques fréquences de fonctionnement est réalisée. Le synoptique du système de mesure pour cette caractérisation de dynamique globale ainsi que les caractéristiques en puissance du système de mesure sont représentées sur la Figure III-8. La puissance calibrée mesurée dans le plan P_{1D} est déterminée selon la procédure de calibrage

conventionnelle à bande étroite d'enveloppe du système de mesure (wattmètre utilisé comme étalon de référence en puissance).

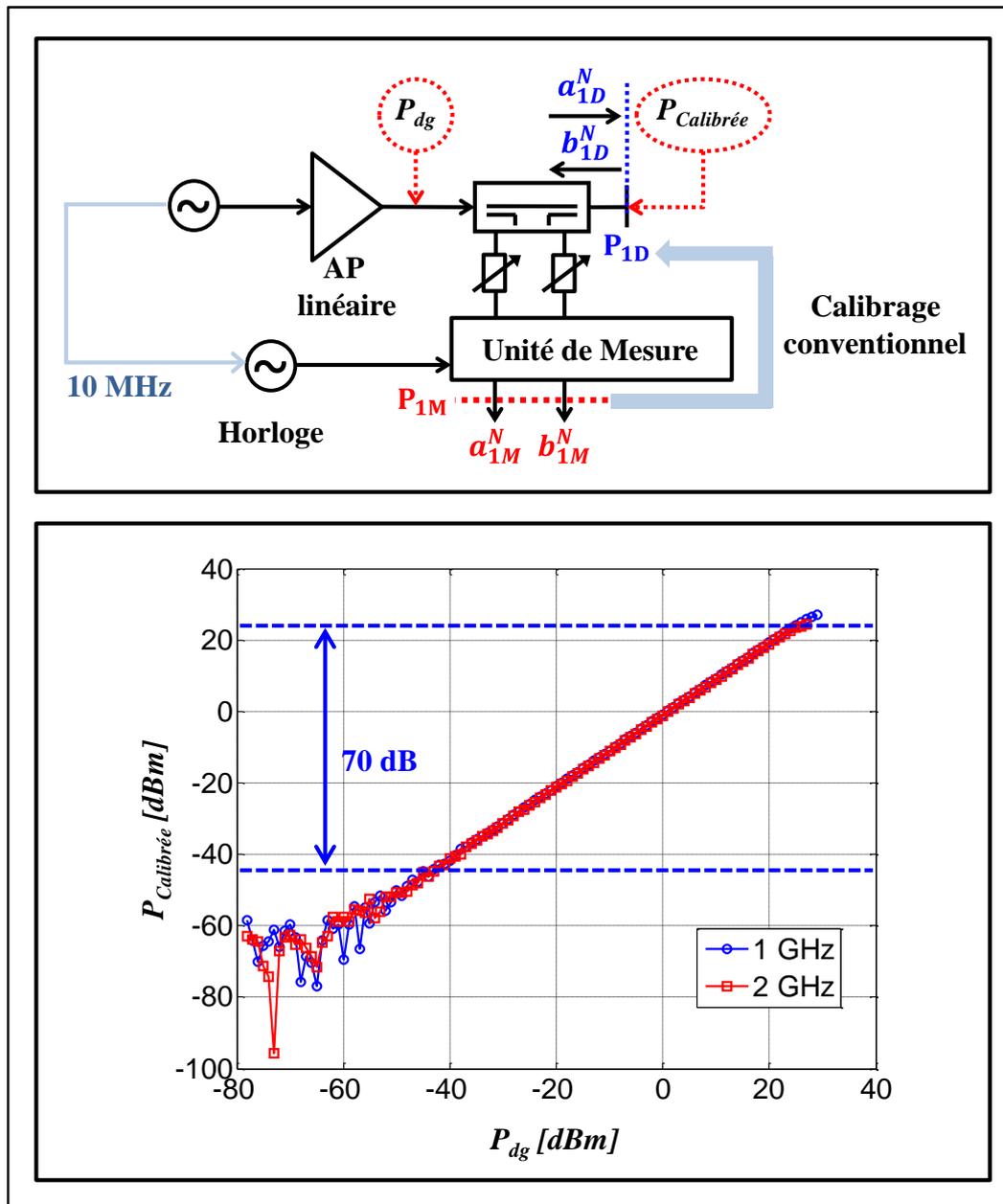


Figure III-8 : Dynamique de l'unité de mesure en présence des coupleurs.

La dynamique du système de mesure (70 dB) est conservée mais elle est décalée à cause des coefficients de couplage des coupleurs : elle est alors comprise entre $P_{min} = -44$ dBm et $P_{max} = 26$ dBm.

Afin de respecter les conditions de non saturation de la chaîne de mesure et d'obtention d'un niveau de puissance minimal requis, deux contraintes doivent être toujours respectées :

$$P_{peak} < P_{max} \quad (III.7)$$

$$P_i > P_{min} \quad (III.8)$$

Avec, P_i : la puissance de la raie spectrale i du signal multitons,

P_{peak} : la puissance pic du signal multitons. Cette puissance peut être déterminée à partir du facteur de crête du signal (ou PAPR).

Le calcul de la valeur de N doit intégrer la valeur du PAPR que l'utilisateur souhaite définir pour le signal multitons. A titre d'exemple d'application, l'hypothèse d'un signal multitons avec un PAPR de 6 dB est faite. La puissance moyenne maximale du signal multitons P_{avg} doit donc être égale à 20 dBm (définie à 6 dB de recul en puissance). Afin de s'assurer d'avoir des composantes spectrales qui entre bien dans la dynamique du système, la puissance minimale requise par composante spectrale $P_{i_{min}}$ est choisie égale à -35 dBm (soit 9 dB au-dessus de $P_{min} = -44$ dBm déterminée précédemment). Compte tenu de ces hypothèses, le nombre de raies spectrales (N) doit respecter l'expression définie par l'équation suivante :

$$N \times P_i < P_{avg} \quad (III.9)$$

Dans ce cas, $P_{avg} = 10^2$ et $P_i = 10^{-3.5}$ (exprimées en milliwatt (mW)). La valeur de N déduite de ce calcul est alors de 316227 tons.

A partir de cette valeur de N , et en utilisant la formule suivante, il est alors possible de déterminer la résolution fréquentielle de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle.

$$\Delta f = \left(\frac{f_{max} - f_{min}}{N - 1} \right) \quad (III.10)$$

III.3.2 Les étapes de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle utilisant un signal multitons

Le principe de la nouvelle procédure de calibrage est le même que la procédure conventionnelle présentée précédemment. Il consiste à déterminer les coefficients d'erreurs systématiques caractéristiques de la réponse en amplitude et en phase de la chaîne de mesure selon deux étapes successives : un étalonnage relatif de type SOLT et un étalonnage absolu.

L'originalité de la nouvelle procédure fondée sur l'utilisation d'un signal multitons, réside dans le fait qu'une seule mesure est faite pour chaque étape de la procédure de calibrage afin d'extraire simultanément les coefficients d'erreurs de toutes les composantes spectrales. Le temps de calibrage est alors très fortement réduit par rapport aux systèmes de mesure à balayage fréquentiel.

Dans toutes les étapes de la procédure de calibrage, les atténuateurs variables du système de mesure (Figure III-1) sont fixés à 0 dB, afin de profiter de toute la dynamique du système. Ensuite, les données brutes acquises par le système pendant la phase de calibrage, sont corrigées à l'aide des paramètres-S en transmission des atténuateurs qui doivent être utilisés pendant la phase de mesure.

Les relations établies par cette nouvelle procédure entre les ondes fréquentielles des plans P_{1D} et P_{1M} et celles des plans P_{2D} et P_{2M} sont décrites par le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} a_{1D}^N \\ b_{1D}^N \\ a_{2D}^N \\ b_{2D}^N \end{bmatrix} = K^N \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^N & 0 & 0 \\ \gamma_1^N & \delta_1^N & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^N & \beta_2^N \\ 0 & 0 & \gamma_2^N & \delta_2^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1M}^N \\ b_{1M}^N \\ a_{2M}^N \\ b_{2M}^N \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

N est le nombre de composantes fréquentielles constituant le signal multitons.

Le vecteur défini dans le domaine fréquentiel par $[a_{1D}^N, b_{1D}^N, a_{2D}^N, b_{2D}^N]$, représente les ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons dans les plans de références (P_{1D} et P_{2D}) de la Figure III-1.

Le vecteur défini dans le domaine fréquentiel par $[a_{1M}^N, b_{1M}^N, a_{2M}^N, b_{2M}^N]$, correspond aux ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons, mesurées en sortie de l'unité de mesure (P_{1M} et P_{2M} de la Figure III-1).

Le but de la nouvelle procédure de calibrage est de déterminer avec précision les huit coefficients complexes inconnus $(K^N, \beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N, \alpha_2^N, \beta_2^N, \gamma_2^N, \delta_2^N)$ **simultanément** pour toutes les composantes fréquentielles du signal multitons.

III.3.2.1 Etalonnage relatif

La première phase de la procédure de calibrage pour des dispositifs sous test connectés consiste en un étalonnage relatif utilisant les standards SOLT. Cet étalonnage comporte trois étapes successives afin d'extraire sept coefficients inconnus [82]. A noter que, tous les signaux acquis dans le plan (P_{1M}) du système de mesure sont corrigés à l'aide des paramètres-S des atténuateurs choisis et qui seront utilisés pendant la phase de mesure.

Ces trois étapes consistent à mesurer successivement, en utilisant le signal d'excitation multitons, les standards (Short, Open, Load) dans le plan P_{1D} du système de mesure. Cette étape est illustrée par la Figure III-9.

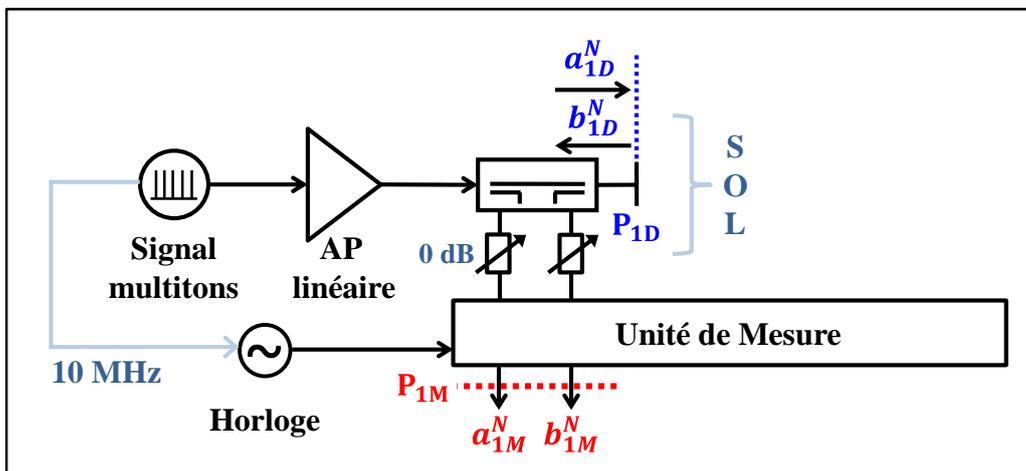


Figure III-9 : Illustration de l'étalonnage relatif sur le port P_{1D} .

Ces trois premières mesures permettent d'écrire :

$$\Gamma_{(S)}^N a_{1D(S)}^N = b_{1D(S)}^N \quad (\text{III.12})$$

$$\Gamma_{(O)}^N a_{1D(O)}^N = b_{1D(O)}^N \quad (\text{III.13})$$

$$\Gamma_{(L)}^N a_{1D(L)}^N = b_{1D(L)}^N \quad (\text{III.14})$$

$\Gamma_{(S)}^N, \Gamma_{(O)}^N, \Gamma_{(L)}^N$ sont respectivement les coefficients des standards (Short, Open et Load) [87].

$a_{1D(S)}^N, a_{1D(O)}^N, a_{1D(L)}^N, b_{1D(S)}^N, b_{1D(O)}^N, b_{1D(L)}^N$ sont respectivement les ondes de tensions incidentes et réfléchies du signal multitons obtenues lors des trois mesures (Short, Open, Load) après compensation des atténuateurs.

En utilisant l'équation (III.11), il est possible d'écrire :

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

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

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

Ce système d'équations peut être développé et il s'écrit alors de la façon suivante :

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

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

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

Ce système d'équations peut être représenté sous forme matricielle afin de faire apparaître le vecteur des coefficients inconnus :

$$\begin{bmatrix} \beta_1^N \\ \gamma_1^N \\ \delta_1^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{1M(S)}^N & -a_{1M(S)}^N & -b_{1M(S)}^N \\ \Gamma_{(S)}^N b_{1M(O)}^N & -a_{1M(O)}^N & -b_{1M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{1M(L)}^N & -a_{1M(L)}^N & -b_{1M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{1M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{1M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{1M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{III.21})$$

Toutes les variables du membre droit de l'équation (III.21) sont des grandeurs mesurées ou connues (standards). Cette équation permet alors de déterminer trois coefficients ($\beta_1^N, \gamma_1^N, \delta_1^N$) de la matrice de correction.

Dans la deuxième étape de l'étalonnage relatif, les mêmes mesures des trois standards sont réalisées dans le plan P_{2D} . Cette étape est illustrée par la Figure III-10.

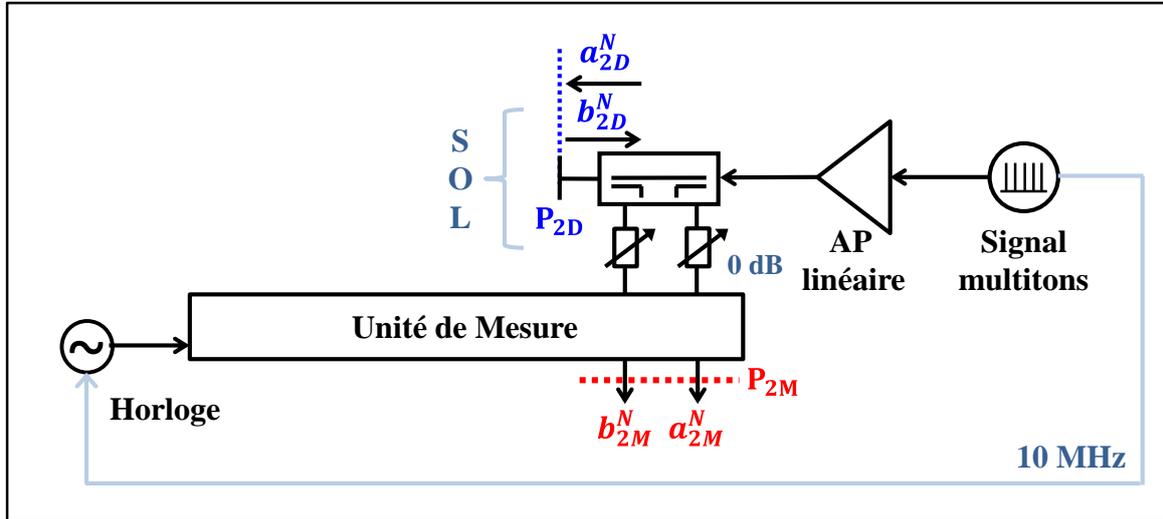


Figure III-10 : Illustration de l'étalonnage relatif dans le plan P_{2D} .

Les mêmes calculs que ceux employés pour la première étape sont effectués. Cela se traduit par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} \beta_{2n}^N \\ \gamma_{2n}^N \\ \delta_{2n}^N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{(S)}^N b_{2M(S)}^N & -a_{2M(S)}^N & -b_{2M(S)}^N \\ \Gamma_{(O)}^N b_{2M(O)}^N & -a_{2M(O)}^N & -b_{2M(O)}^N \\ \Gamma_{(L)}^N b_{2M(L)}^N & -a_{2M(L)}^N & -b_{2M(L)}^N \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\Gamma_{(S)}^N a_{2M(S)}^N \\ -\Gamma_{(O)}^N a_{2M(O)}^N \\ -\Gamma_{(L)}^N a_{2M(L)}^N \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Avec $(\beta_{2n}^N, \gamma_{2n}^N, \delta_{2n}^N)$ des coefficients normalisés par rapport à α_2^N telles que :

$$\begin{bmatrix} \beta_2^N \\ \gamma_2^N \\ \delta_2^N \end{bmatrix} = \alpha_2^N \begin{bmatrix} \beta_{2n}^N \\ \gamma_{2n}^N \\ \delta_{2n}^N \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

La troisième étape de l'étalonnage relatif consiste à établir une connexion directe entre les deux plans du DST (Through). Cette étape est représentée sur la Figure III-11.

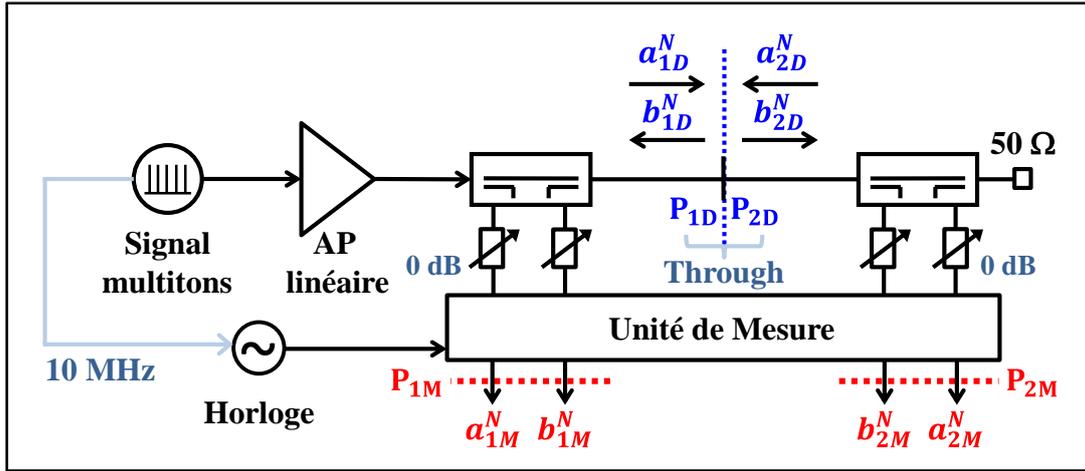


Figure III-11 : Illustration de l'étalonnage relatif en connexion directe.

Cette mesure permet d'écrire :

$$a_{1D(T)}^N = b_{2D(T)}^N \quad (\text{III.24})$$

En utilisant l'équation (III.11), il est possible d'écrire :

$$a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N = \alpha_2^N (\gamma_{2n}^N a_{2M(T)}^N + \delta_{2n}^N b_{2M(T)}^N) \quad (\text{III.25})$$

Il en résulte le calcul du coefficient α_2^N :

$$\alpha_2^N = \frac{a_{1M(T)}^N + \beta_1^N b_{1M(T)}^N}{\gamma_{2n}^N a_{2M(T)}^N + \delta_{2n}^N b_{2M(T)}^N} \quad (\text{III.26})$$

En utilisant les équations (III.21), (III.22), (III.23) et (III.26) successivement, les 7 coefficients relatifs de la matrice de correction (III.11) sont déterminés.

III.3.2.2 Etalonnage absolu

L'étalonnage absolu est la phase la plus importante dans la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle utilisant un signal multiton. Pour ce faire, le même signal multiton utilisé pour l'étalonnage relatif est mesuré à l'aide d'un oscilloscope numérique calibré dans son plan d'entrée (étalon). Ce signal est utilisé comme une référence à la fois en amplitude et en phase afin de déterminer le coefficient complexe (K^N) de l'équation (III.11) pour toutes les composantes fréquentielles du signal multiton par **une seule mesure**.

III.3.2.2.1 Caractérisation de l'étalon en amplitude et en phase.

L'étalon utilisé pour l'étalonnage absolu est un oscilloscope numérique à échantillonnage à temps équivalent ($BW_{RF} = 20$ GHz, 14 bits). Cet oscilloscope fonctionnant avec une base de temps de type CIS [67], permet de mesurer des signaux modulés RF avec une fréquence d'échantillonnage équivalente pouvant atteindre 1 Téch/s.

La précision de l'étalonnage absolu dépend très fortement de la précision de l'étalon (oscilloscope LeCroy). Pour cela, l'étalon a lui-même été pré-caractérisé.

La première caractérisation consiste à évaluer la réponse en amplitude et en phase de l'étalon grâce à un générateur de référence HPR caractérisé avec un oscilloscope numérique qui est lui-même précaractérisé grâce à une procédure d'étalonnage « nose to nose » [88].

La HPR est excitée avec un signal sinusoïdal à la fréquence minimale de fonctionnement (600 MHz) afin d'avoir un nombre maximal de raies spectrales dans la bande de caractérisation (600 MHz–20 GHz). Le synoptique de cette caractérisation ainsi que la représentation temporelle de la tension mesurée à l'aide de l'oscilloscope et de la tension de référence, est donnée sur la Figure III-12. Sur cette figure, sont aussi représentées les composantes spectrales en amplitude et en phase de la tension mesurée et de celle de la tension de référence.

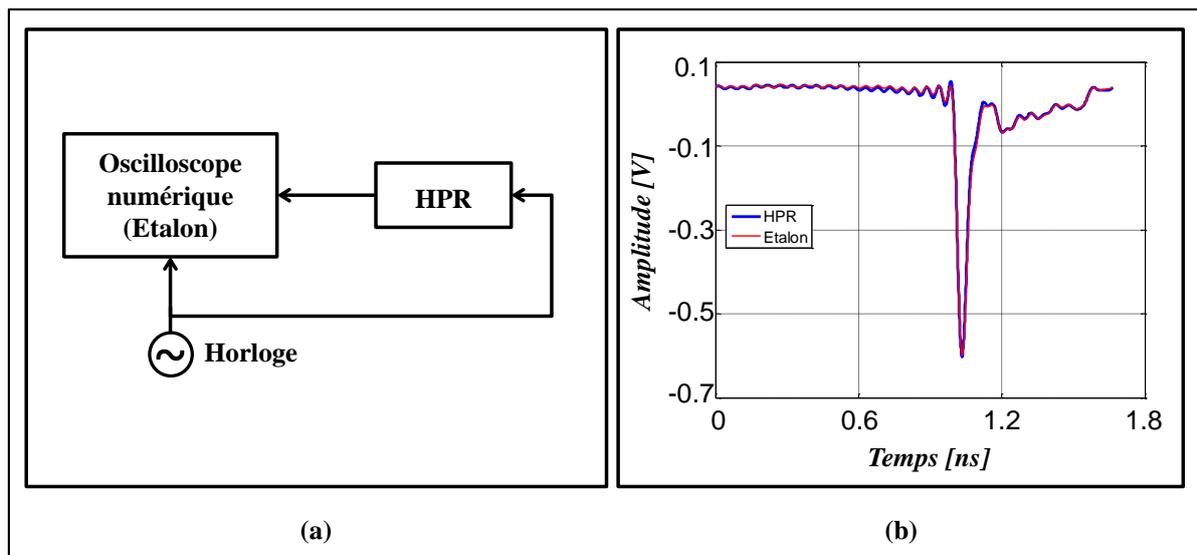


Figure III-12 : Caractérisation de l'étalon avec un générateur HPR.

Une forte concordance entre la tension de référence du générateur HPR et la tension mesurée à l'aide de l'oscilloscope est observée dans le domaine temporel (Figure III-12(b)).

Afin d'établir une caractérisation précise et de déterminer la réponse en phase de l'étalon, les deux signaux sont encore comparés dans le domaine fréquentiel. Les composantes spectrales en amplitude et en phase de la tension mesurée et de celle de référence sont représentées sur la Figure III-13.

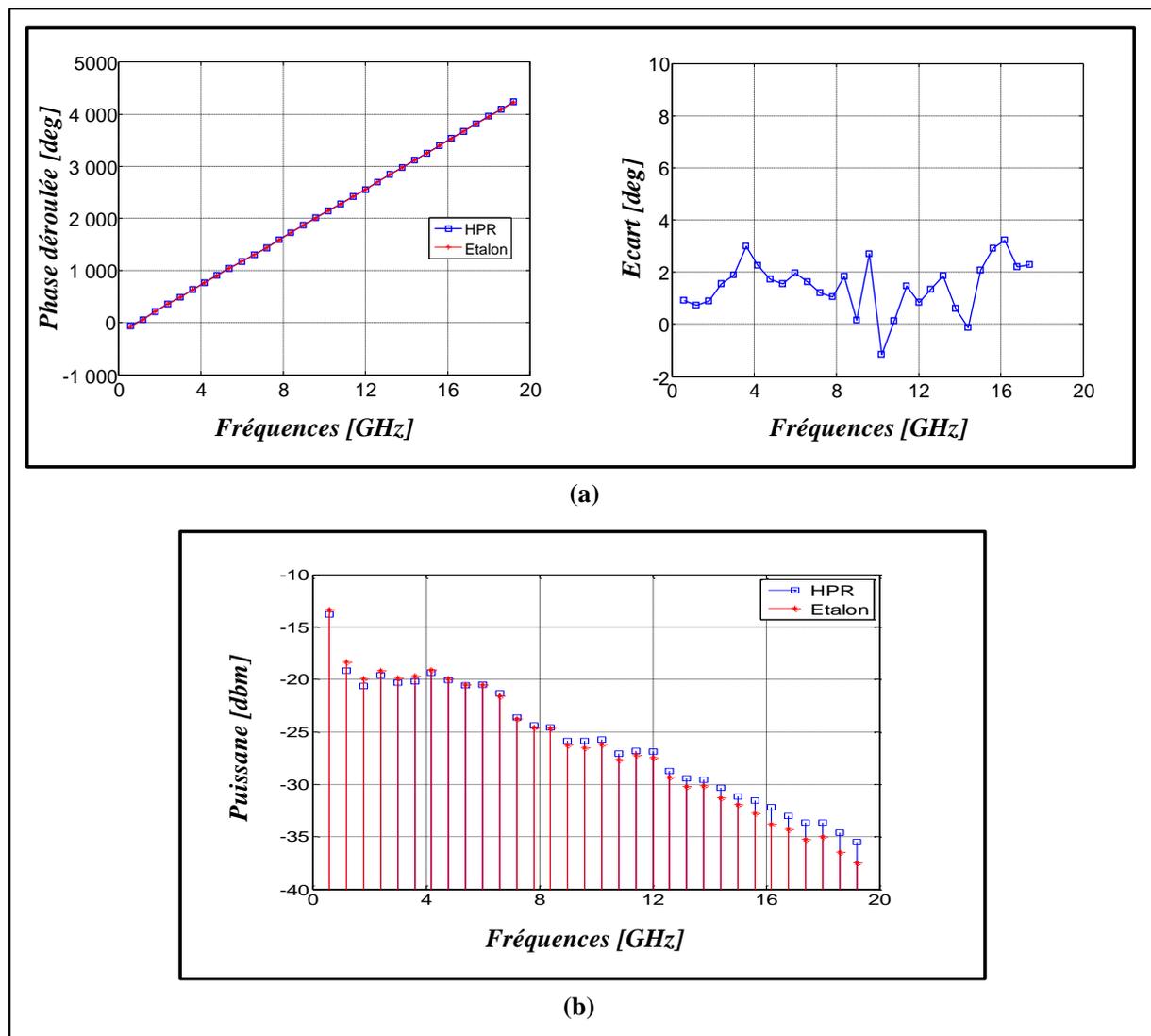


Figure III-13 : Vérification fréquentielle de la réponse de l'étalon.

Un très bon accord est obtenu sur les variations de la phase des deux mesures (Figure III-13(a)) validant la précision en phase de l'étalon. La différence de phases de deux mesures est inférieure à 3° sur la largeur de la bande passante de l'étalon (jusqu'à 17 GHz). A noter que, des corrections dues à l'utilisation d'une transition entre l'oscilloscope et la HPR sont

prises en compte afin de synchroniser les signaux pour la comparaison. D'autre part, les amplitudes des raies spectrales (Figure III-13(b)) sont plus cohérentes en basse fréquence qu'en haute fréquence, mais il est difficile de juger de la réponse en amplitude de l'étalon car le générateur HPR est étalonné en phase. Une autre caractérisation en amplitude plus précise a donc été mise en œuvre.

La deuxième caractérisation consiste alors à valider la réponse en amplitude de l'étalon. Cette validation est réalisée par comparaison avec la mesure obtenue à l'aide d'un wattmètre calibré (Rohde & Schwarz NRP-Z81) [49] qui est utilisé comme une référence de puissance dans les instruments de mesure.

La caractérisation en puissance de l'étalon est réalisée en deux étapes :

- la première étape consiste à caractériser, aux fréquences d'étude, la dynamique en puissance d'un générateur de signaux sinusoïdaux, en connectant le wattmètre directement à la sortie du générateur. Cela permet d'obtenir une plage de puissances de référence pour chaque fréquence ;
- dans la deuxième étape, la même mesure est réalisée en connectant l'oscilloscope à la sortie du générateur.

A partir de ces deux étapes de caractérisation, la différence entre les puissances mesurées avec l'étalon et celles obtenues par le wattmètre est calculée. Cette différence est représentée sur la Figure III-14 pour plusieurs fréquences d'étude comprises dans la bande de caractérisation utilisée dans les travaux de cette thèse (0 – 6 GHz).

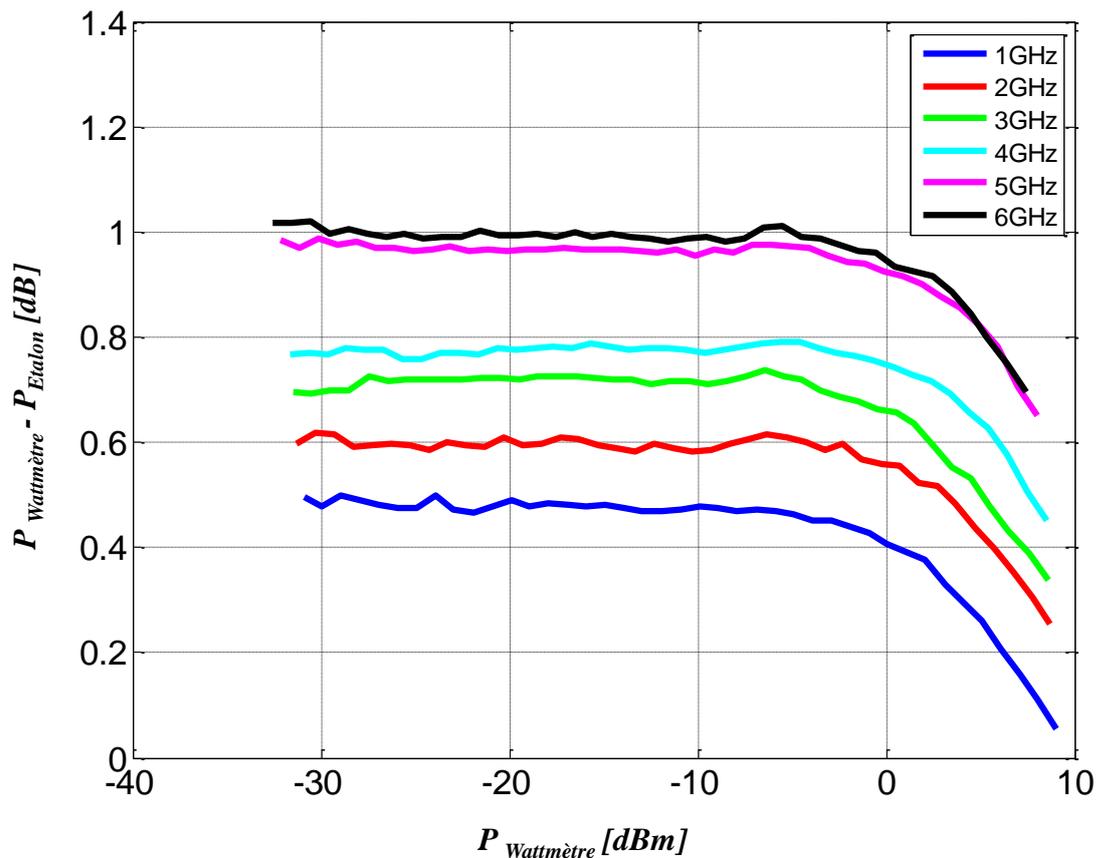


Figure III-14 : Différence en puissance entre l'étalon et le wattmètre.

D'après cette figure, il est possible de constater que, pour des niveaux de puissances inférieurs à 0 dBm, la dispersion de puissance est faible (< 0.1 dB) sur la plage de variation de la puissance. Ceci permet de déterminer la zone linéaire de l'oscilloscope. En revanche, la valeur de la différence ($P_{Wattmètre} - P_{Étalon}$) est dépendante de la fréquence du signal d'excitation. Donc, la réponse en amplitude de l'étalon présente des imperfections dépendantes de la fréquence, dans le cas où la puissance est maintenue inférieure à 0 dBm.

Si le niveau de puissance des composantes spectrales à l'entrée de l'oscilloscope est maintenu inférieur à 0 dBm pendant l'étalonnage absolu, une compensation des imperfections sur les amplitudes mesurées par l'étalon est possible. Cette compensation consiste à caractériser l'étalon sur la largeur de la bande de travail avec une haute résolution fréquentielle (1 MHz) par la même procédure de caractérisation que celle présentée précédemment utilisant un générateur de signaux sinusoïdal et un wattmètre. Cependant, il est suffisant de faire la caractérisation pour chaque fréquence à un seul niveau de puissance

inférieur à 0 dBm puisque la réponse de l'étalon est considérée indépendante de la puissance. Les caractéristiques mesurées sont données sur la Figure III-15.

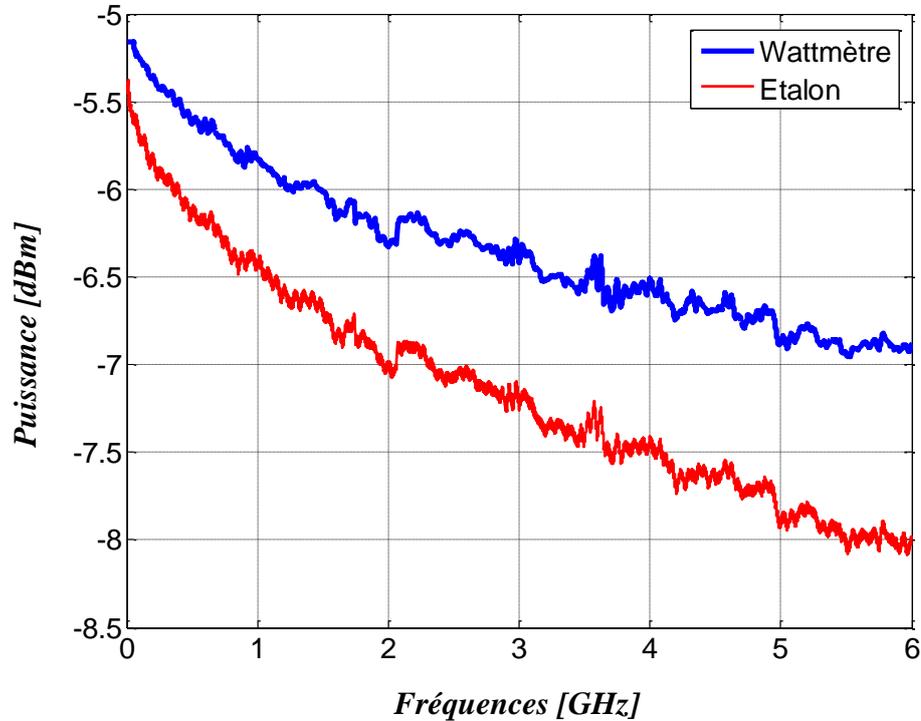


Figure III-15 : Réponses fréquentielles en puissance d'un générateur de signaux sinusoïdal obtenues par le wattmètre de référence et par l'étalon.

A partir de cette caractérisation, une fonction permettant de corriger les erreurs sur les amplitudes mesurées avec l'étalon peut être extraite. Une résolution inférieure à 1 MHz peut être encore obtenue en interpolant la fonction de correction.

III.3.2.2.2 Etalonnage en amplitude et en phase

La configuration du système de mesure pour l'étalonnage absolu est représentée sur la Figure III-16.

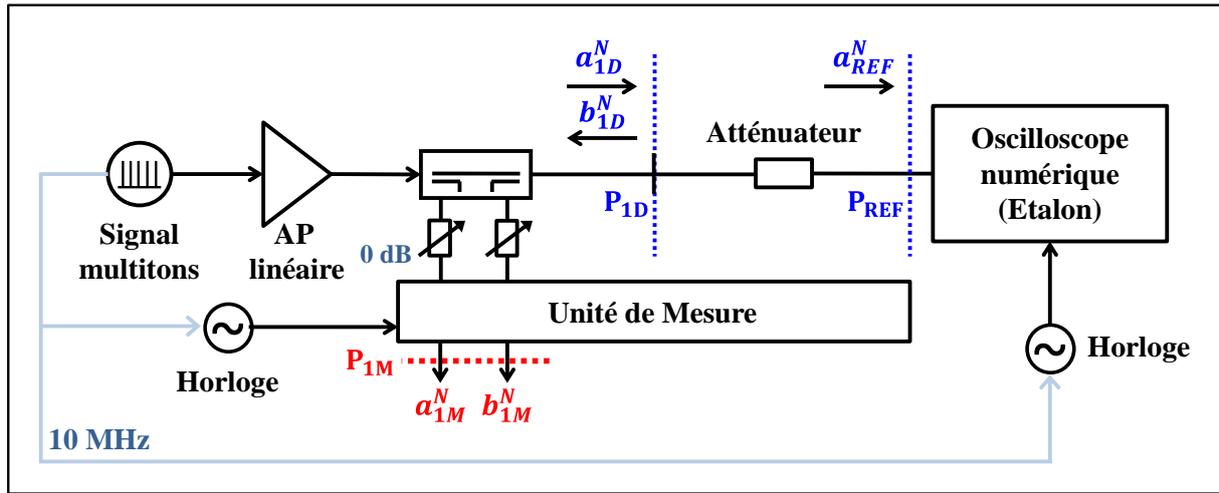


Figure III-16 : Configuration du système de mesure pour l'étalonnage absolu.

Pour cet étalonnage, le même signal multiton que celui utilisé pour l'étalonnage relatif est mesuré simultanément avec le système de mesure et avec l'oscilloscope calibré (étalon). Un atténuateur est utilisé entre le plan du système de mesure (P_{1D}) et le plan de référence de l'étalon (P_{REF}) afin :

- d'assurer la précision en amplitude de l'étalon (puissance des raies < 0 dBm),
- d'assurer son fonctionnement dans sa zone linéaire.

Ensuite, le signal acquis dans le plan de référence est corrigé à l'aide des paramètres-S de l'atténuateur pour obtenir le signal de référence en amplitude et en phase pour toutes les composantes fréquentielles (a_{REF}^N) dans le plan P_{1D} .

Les signaux acquis simultanément dans le plan (P_{1M}) du système de mesure temporelle sont corrigés à l'aide des paramètres-S des atténuateurs qui seront utilisés pendant la phase de mesure, afin de les intégrer directement dans les coefficients de la matrice de correction.

Par ces mesures simultanées, on peut écrire :

$$a_{1D}^N = a_{REF}^N \quad (III.27)$$

Ce qui donne la relation suivante :

$$a_{REF}^N = K^N (a_{1M(REF)}^N + \beta_1^N b_{1M(REF)}^N) \quad (III.28)$$

Soit :

$$K^N = \frac{a_{REF}^N}{(a_{1M(REF)}^N + \beta_1^N b_{1M(REF)}^N)} \quad (\text{III.29})$$

Toutes les variables du membre droit de l'équation sont des grandeurs mesurées. Cette équation permet de déterminer le coefficient complexe (K^N) de la matrice de correction.

III.3.3 Validation de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle

III.3.3.1 Première vérification des étalonnages relatif et absolu.

L'étape de validation de la nouvelle procédure de calibrage est indispensable pour vérifier la précision des étalonnages relatif et absolu. La première vérification à effectuer, concerne l'étalonnage SOLT. Elle peut être réalisée, dans un premier temps, en mesurant à nouveau les standards de référence (SOL) sur les deux accès du système de mesure, et par une mesure avec une connexion directe établie entre les deux plans.

Pour cette vérification, le système de mesure temporelle a été calibré avec le même signal multitons à distribution de phase de Schroeder que celui utilisé dans le paragraphe (III.3.1). Ce signal est défini dans une bande de fréquence comprise entre 600 MHz et 4.2 GHz avec une résolution de 10 MHz.

Une fois que les coefficients de la matrice de correction sont déterminés, les ondes de tensions incidentes et réfléchies mesurées dans le plan P_M du système, sont corrigées en utilisant l'équation (III.11) qui relie les ondes mesurées et celles présentes dans les plans de référence (P_{1D} et P_{2D}).

Les formes d'ondes temporelles de tensions incidentes et réfléchies ($a_{1D}(t)$, $b_{1D}(t)$) obtenues par la mesure temporelle, avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente (320 Géch/s), des trois standards de référence (SOL) dans le plan P_{1D} du système sont données sur les figures suivantes (Figure III-17, Figure III-18, et Figure III-19). Sur ces figures sont aussi représentés les coefficients de réflexion obtenues à partir des signaux mesurés dans le plan P_{1D} et ceux correspondant aux trois standards.

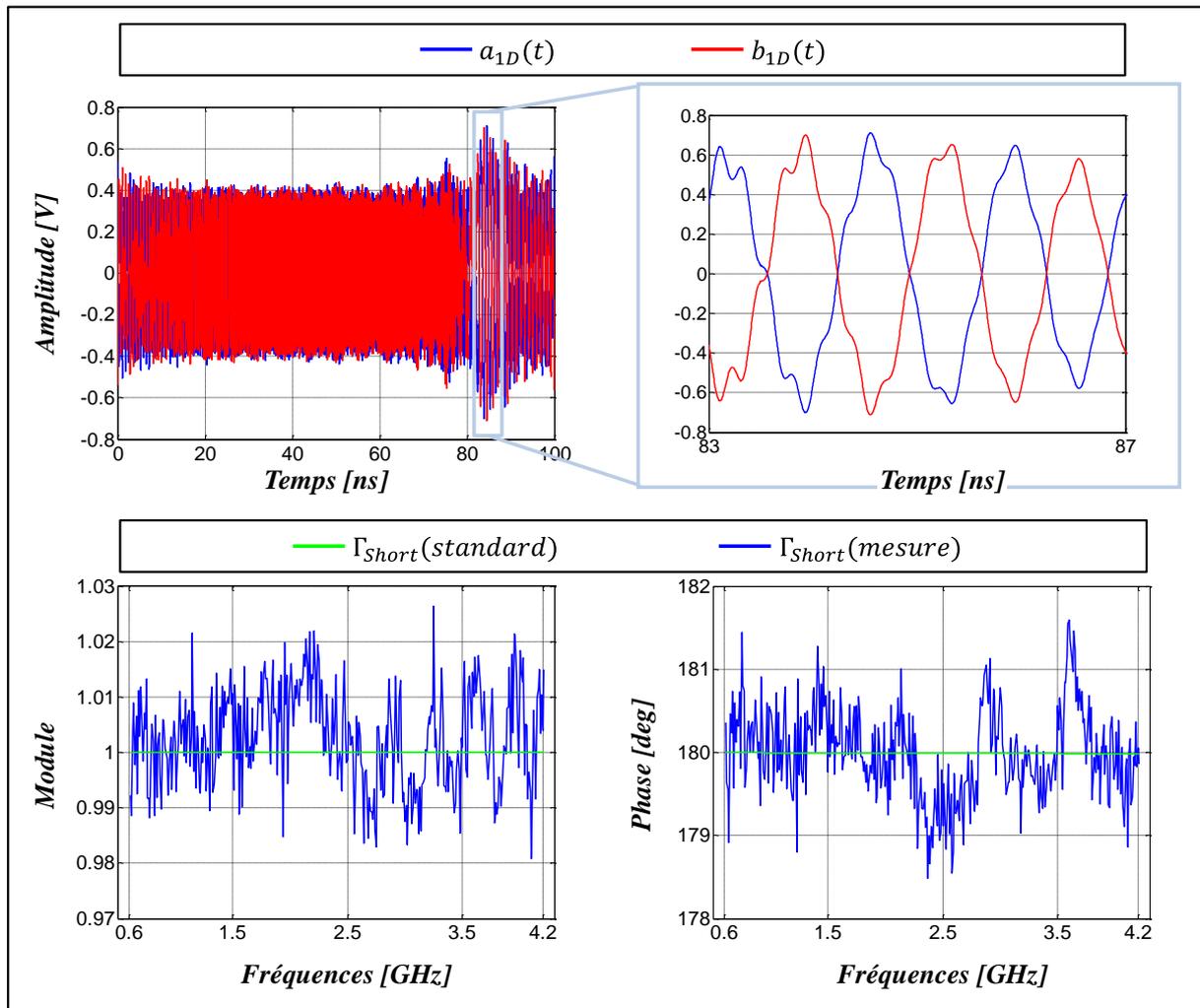


Figure III-17 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Short ($P_{avg} = 0 \text{ dBm}$).

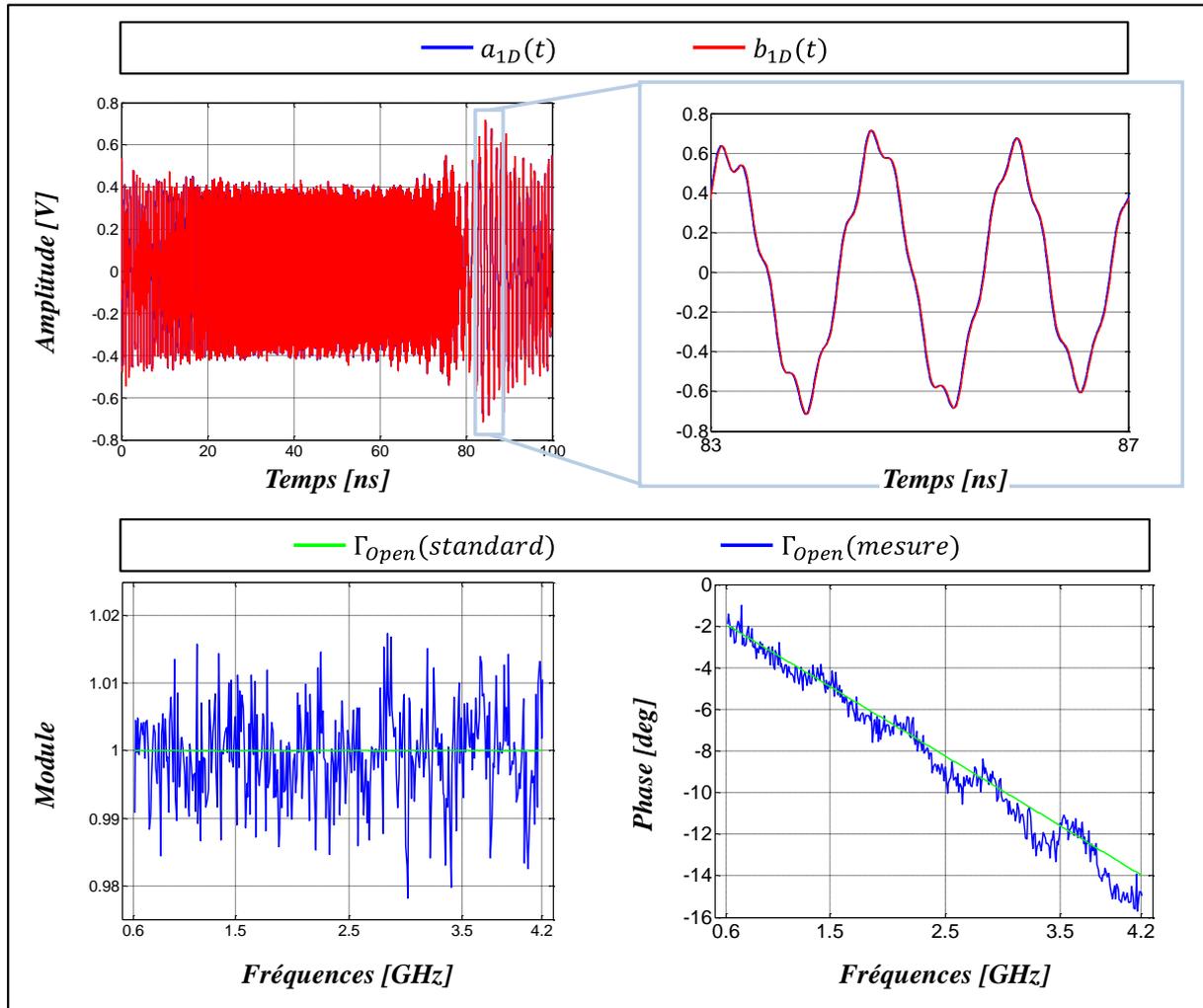


Figure III-18 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Open ($P_{avg} = 0 \text{ dBm}$).

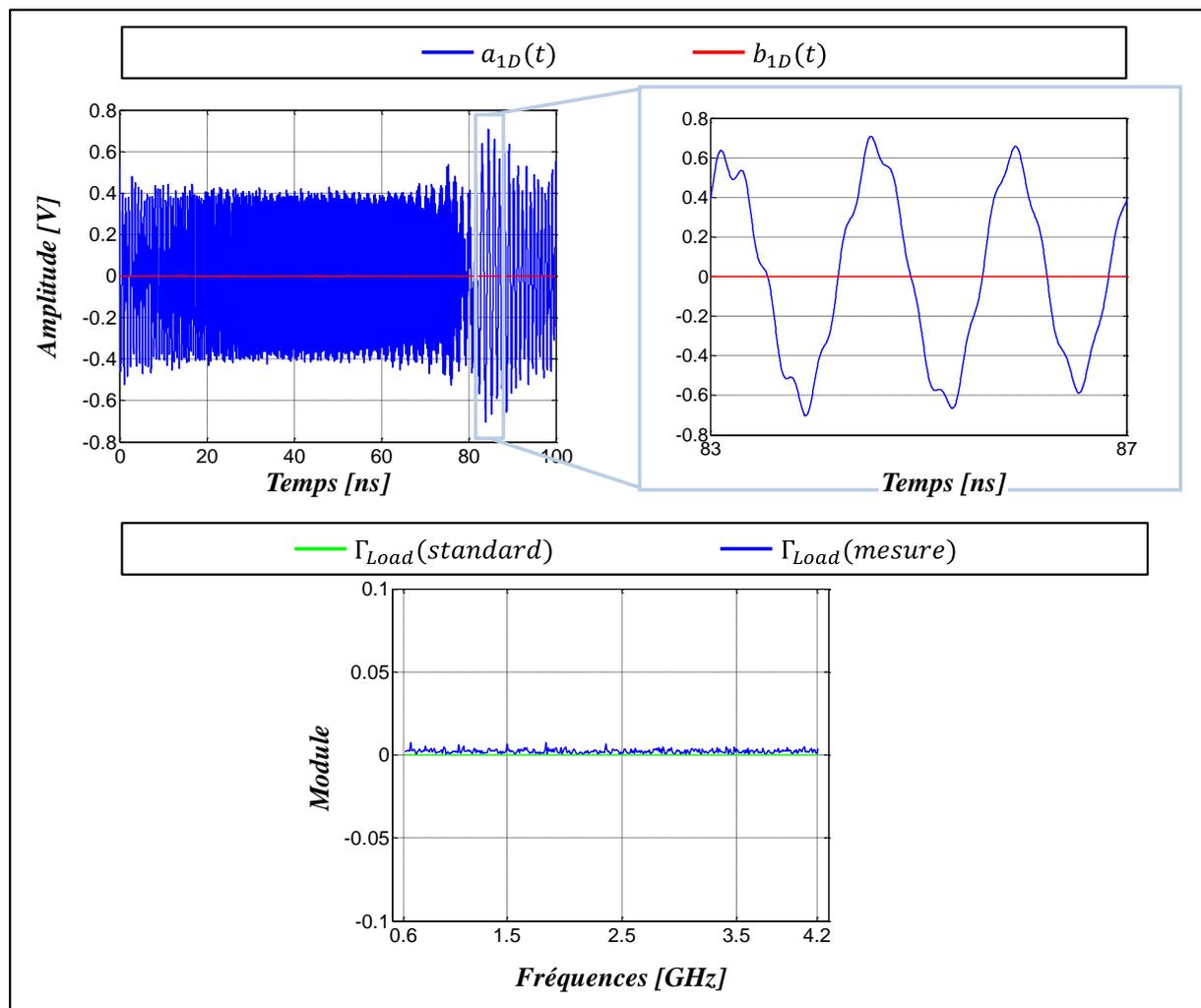


Figure III-19 : Vérification de l'étalonnage relatif avec le standard Load ($P_{avg} = 0 \text{ dBm}$).

D'après ces trois figures, les formes d'ondes temporelles de tensions incidentes et réfléchies sont parfaitement cohérentes avec les coefficients de réflexion présentés. Ainsi, la comparaison entre les coefficients de réflexion des standards et ceux mesurés conduit à des valeurs d'incertitudes très faibles. L'écart maximal est de 2% en amplitude, et de $\pm 1^\circ$ en phase. Ces résultats permettent de valider dans un premier temps, les équations utilisées lors de l'étalonnage relatif et montrent une très bonne précision de la procédure utilisant un signal multitons avec une distribution de phase de Schroeder. Les mêmes résultats sont obtenus pour la mesure des standards sur le port P_{2D} .

La deuxième vérification consiste à établir une connexion directe entre les deux plans du système de mesure. Cette vérification permet de valider, dans un premier temps, l'étalonnage en transmission en comparant la forme d'onde temporelle de la tension incidente dans le plan P_{1D} ($a_{1D}(t)$) et de la tension transmise dans le plan P_{2D} ($b_{2D}(t)$). Les formes

d'ondes mesurées avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 320 Géch/s sont illustrées par la Figure III-20.

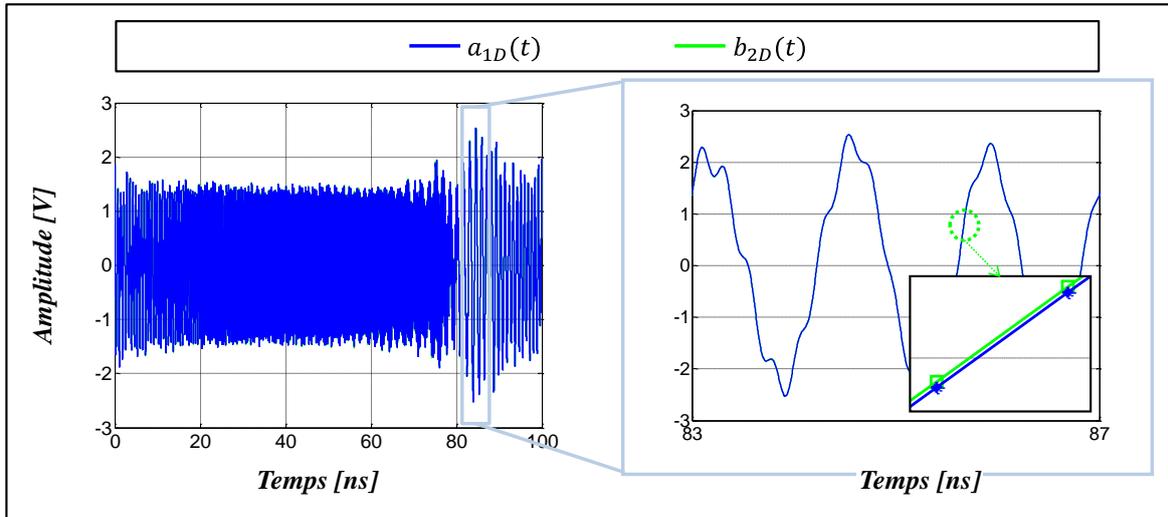


Figure III-20 : Vérification de l'étalonnage relatif en connexion directe ($P_{avg} = 10 \text{ dBm}$).

Dans cette vérification, les formes d'ondes incidente et transmise sont parfaitement superposées, validant les équations utilisées lors de l'étalonnage en transmission.

Par ailleurs, la vérification de l'étalonnage absolu est aussi réalisée en connectant l'étalon dans le plan P_{1D} du système de mesure. La forme d'onde de tension incidente mesurée avec le système de mesure temporelle et celle mesurée avec l'étalon sont représentées sur la Figure III-21. La fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope est choisie égale à celle du système de mesure (320 Géch/s).

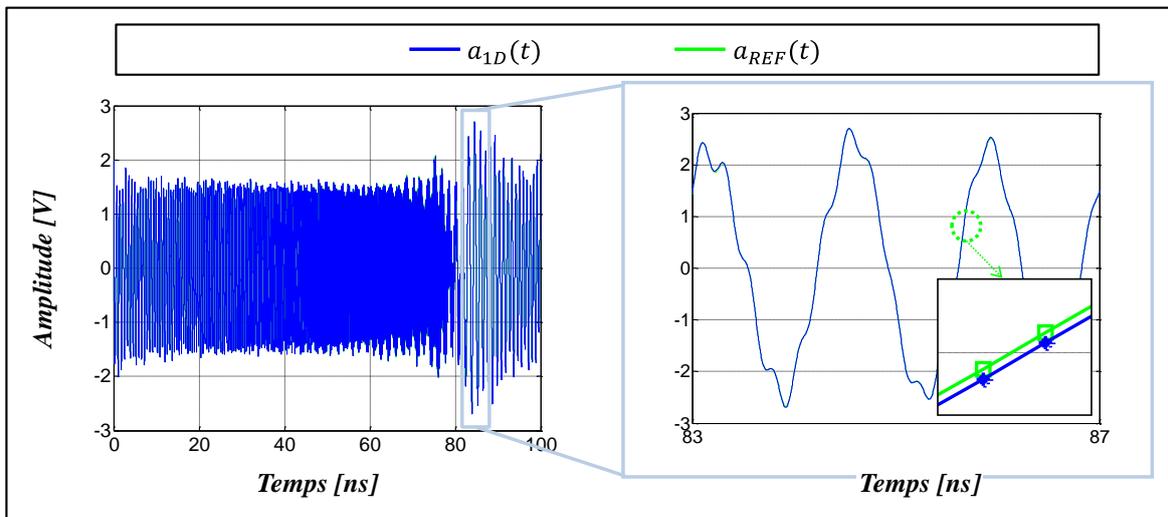


Figure III-21 : Vérification de l'étalonnage absolu ($P_{avg} = 10 \text{ dBm}$).

Les équations utilisées lors de l'étalonnage absolu sont validées par cette mesure, puisqu'une très bonne cohérence est obtenue entre les deux signaux. A noter que, les deux signaux sont synchronisés temporellement afin de faire la comparaison.

III.3.3.2 Seconde Vérification de l'étalonnage absolu.

Une seconde vérification complémentaire a ensuite été réalisée en utilisant le wattmètre de référence. Le système de mesure temporelle est étalonné selon la nouvelle procédure d'étalonnage Puis, le wattmètre est connecté dans le plan P_{ID} . Le système est excité successivement avec des signaux CW sur un nombre limité de fréquences dans la bande de fréquence de l'étalonnage (1, 2, 3, 4 GHz) et sur une plage de puissance comprise entre -10 dBm et 20 dBm. Les formes d'ondes temporelles de tensions acquises par le système de mesure temporelle pour les différentes fréquences sont ensuite traitées afin d'extraire la puissance moyenne d'entrée dans la sonde de puissance (le coefficient de réflexion de la sonde est pris en compte) et afin de la comparer avec la puissance mesurée avec le wattmètre. La différence entre ces deux puissances permet de juger de l'incertitude en puissance de la nouvelle procédure de calibrage. La Figure III-22 illustre la différence obtenue pour les différentes fréquences d'études et puissances d'excitation.

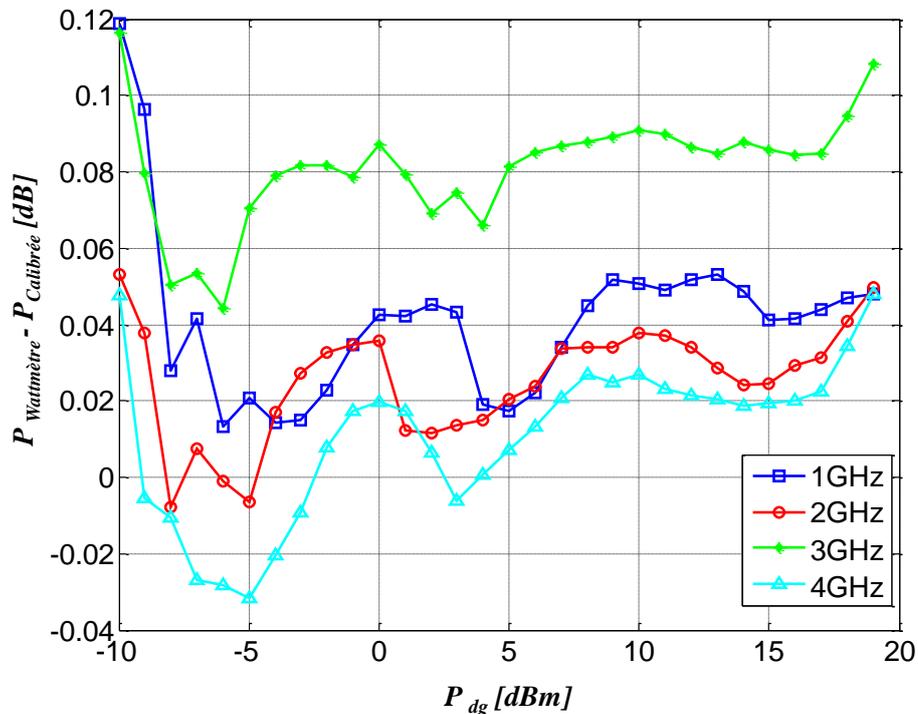


Figure III-22 : Incertitude en puissance de la mesure calibrée.

Ces vérifications, permettent de juger de la qualité de la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle. Les incertitudes des mesures en puissance sont inférieures à 0.1 dB, validant la nouvelle procédure de calibrage.

III.3.3.3 Exemple d'application et comparaison avec la procédure conventionnelle

La procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle proposée doit être comparée à celle conventionnelle partielle à bande étroite d'enveloppe de ce même système de mesure temporelle pour savoir quelle est celle qui est la plus rigoureuse. La comparaison est faite à partir de caractérisation en mode CW impulsionnel pour laquelle les signaux d'excitations occupent théoriquement une bande spectrale infinie. La visualisation des transitions du signal RF au début et à la fin de l'impulsion nécessite donc l'utilisation d'un système de mesure temporelle calibré sur une bande passante la plus large possible.

Afin d'évaluer la nouvelle procédure de calibrage pour une caractérisation impulsionnelle, et pour comparer les performances par rapport à la procédure de calibrage large bande partiel [71] présentée dans le paragraphe (III.2), un exemple d'application spécifique a été mis en œuvre. Il consiste à mesurer un signal RF CW impulsionnel lorsque les deux plans de référence d'entrée et de sortie des dispositifs sous test sont directement connectés (Through) avec le système de mesure temporelle calibré selon les deux procédures d'étalonnage. Le signal CW impulsionnel d'excitation a une période de répétition de 10 μ s et un rapport cyclique de 10%. Il module une fréquence porteuse de 1GHz. L'évaluation est faite par comparaison des mesures de ce signal réalisées en connexion directe, avec les deux calibrages différents du système de mesure :

- a) un calibrage large bande partiel pour la porteuse et ses harmoniques (III.2), avec une extension des coefficients sur la bande en faisant l'hypothèse d'une réponse en amplitude et en phase constante de la chaîne de mesure. La mesure réalisée à partir de cet étalonnage sera notée cas (a) par la suite;
- b) un nouveau calibrage avec le signal multitons dans une large bande fréquentielle (0.6–4.2 GHz), limitée par la bande de l'amplificateur linéaire d'instrumentation, et avec une très haute résolution fréquentielle de 100 kHz. Cette résolution est

choisie pour correspondre à la grille fréquentielle associée à la période de répétition du signal impulsionnel (10 μ s - 10%). La mesure réalisée à partir de cet étalonnage sera notée cas (b) par la suite.

Le coefficient d'erreur absolu (K^N) est un paramètre très représentatif de la qualité de l'étalonnage réalisé. La Figure III-23 présente l'évolution en amplitude et en phase de ce coefficient en fonction de la fréquence pour les deux procédures de calibrage (cas (a) et cas (b)) dans la bande (0.6–4.2 GHz).

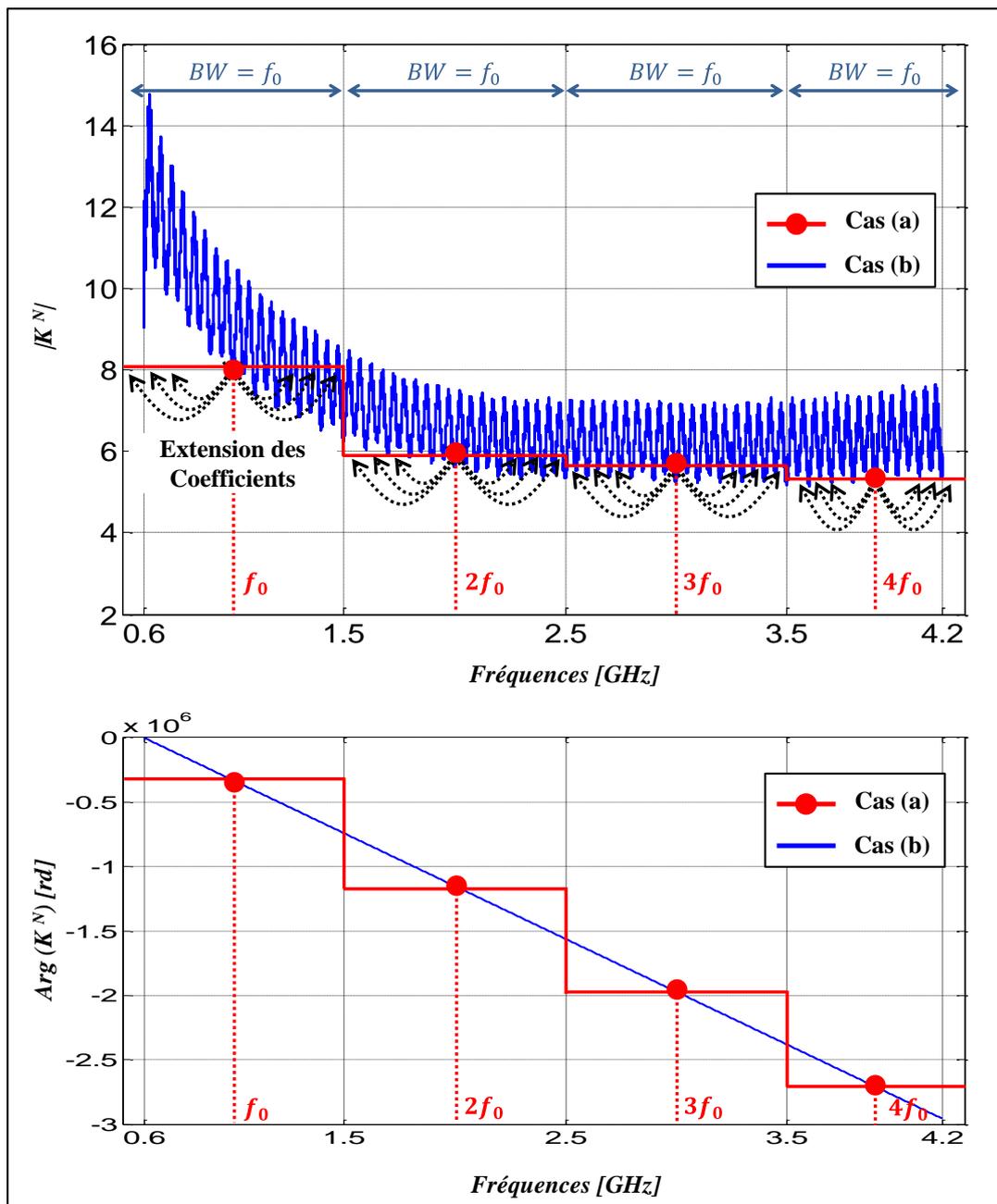


Figure III-23 : Amplitude du coefficient d'erreur absolu pour les deux calibrages.

Une grande différence entre les coefficients issus des deux calibrages est observée, Il reste alors à vérifier les conséquences de cette différence sur la visualisation des signaux temporels en connexion directe.

Les formes d'ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et transmise ($b_{2D}(t)$), obtenues par la mesure du signal en connexion directe avec le système de mesure temporelle calibré en utilisant le cas (a), sont données sur la Figure III-24.

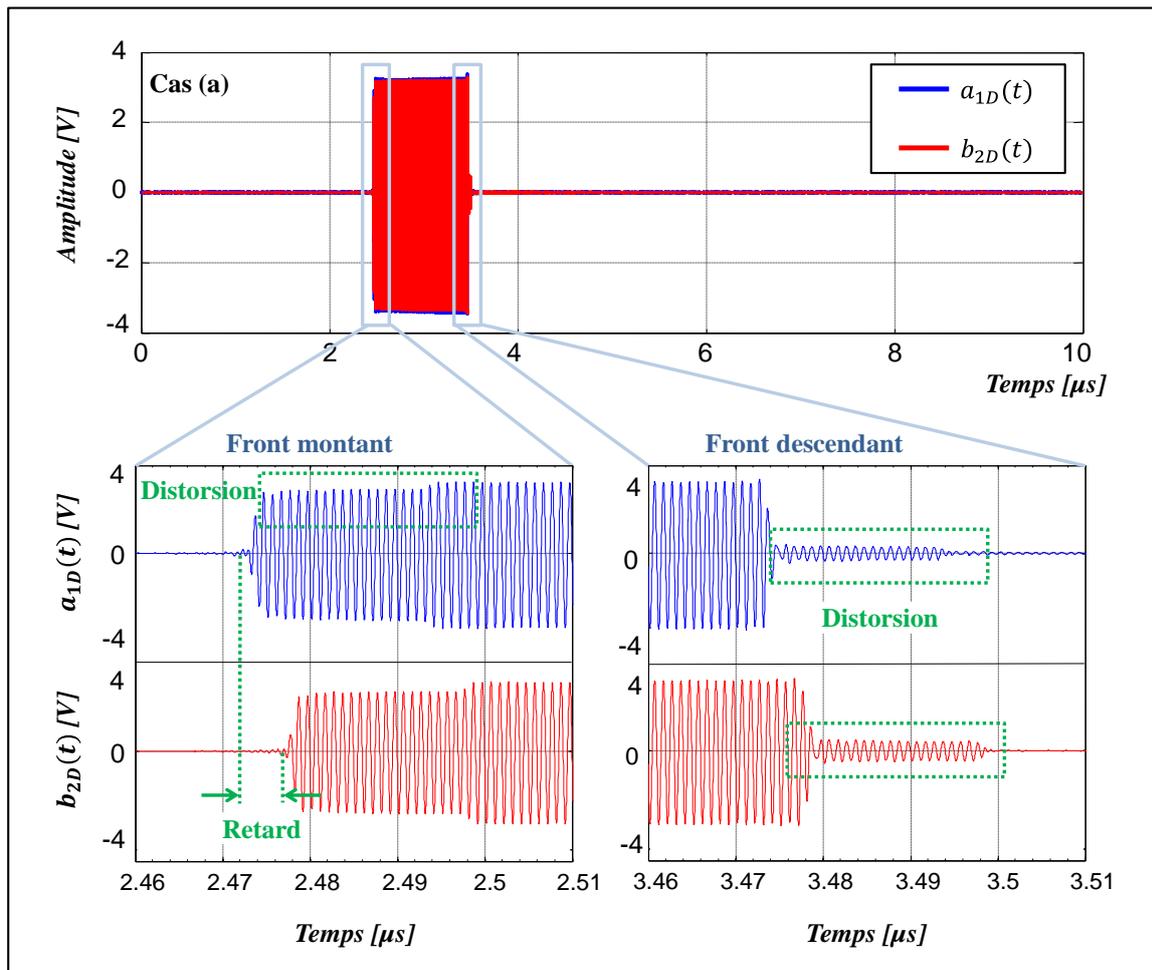


Figure III-24 : Ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et transmise ($b_{2D}(t)$) pour le cas (a).

La Figure III-24 prouve que ce type de calibrage n'est pas suffisant pour une mesure temporelle précise. Dans le cas idéal, les ondes de tensions incidente et transmise obtenues par une mesure en connexion directe, doivent être parfaitement superposées. En revanche avec ce calibrage partiel (cas (a)), un retard entre les ondes de tensions est observé. Ainsi, des distorsions sont observées dans les transitions de début et de fin de l'impulsion.

Dans le deuxième cas (cas (b)), le système est calibré avec la nouvelle procédure de calibrage sur toutes les raies spectrales de la bande de caractérisation. Les formes d'ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et transmise ($b_{2D}(t)$) pour cette mesure sont représentées sur la Figure III-25.

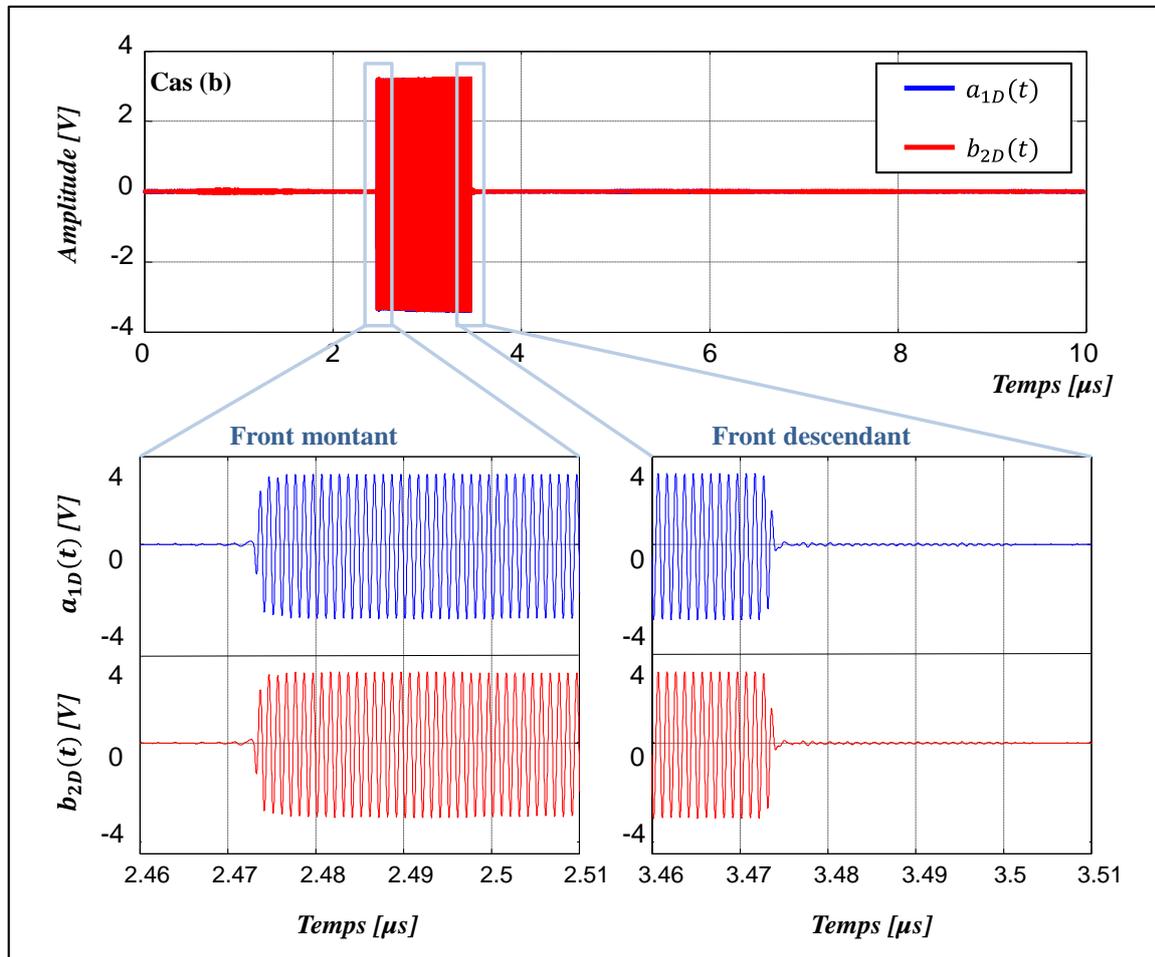


Figure III-25 : Ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et transmise ($b_{2D}(t)$) pour le cas (b).

Dans ce cas, une très bonne cohérence entre les signaux incident et transmis est obtenue. De plus, il est possible d'observer très clairement les transitions montantes et descendantes de l'impulsion sans aucune distorsion.

Cette comparaison permet d'affirmer que la procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle du système de mesure temporelle proposée conduit à une représentation beaucoup plus rigoureuse des signaux temporels mesurés aux accès des dispositifs sous test que celle obtenue à partir de la procédure conventionnelle partielle à bande étroite d'enveloppe .

III.4 Caractérisation temporelle calibrée de dispositifs microondes en présence des signaux impulsionnels

III.4.1 Le système de mesure temporelle complet

Le système de mesure temporelle large bande associé au principe d'acquisition avec échantillonnage à temps équivalent cohérent, et calibré grâce à la nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle, permet la caractérisation temporelle fine et efficace de dispositifs microondes qu'ils soient passifs ou actifs. Ce système complet mis en œuvre possède aussi des capacités de caractérisation selon plusieurs modes de fonctionnement (Paramètres-S, CW, CW impulsionnel, multiporteuse, ...) [79]. Différents critères et différentes grandeurs caractéristiques de dispositifs sous test peuvent donc être extraits à partir de ces caractérisations temporelles fines et rigoureuses.

Les critères les plus significatifs sont la puissance, le rendement, les critères de linéarité (C/I, ACPR, NPR, ...) et la mesure des transitoires présents aux accès des dispositifs. Cette mesure devrait permettre à terme d'améliorer la connaissance, la visualisation et la modélisation des effets non linéaires de ces dispositifs.

Dans les différents modes de caractérisation, le principe de fonctionnement du système de mesure temporelle reste le même. La première étape consiste toujours à calibrer le système dans la bande de caractérisation en utilisant la nouvelle procédure proposée. La procédure de calibrage est résumée par l'organigramme représenté sur la Figure III-26.

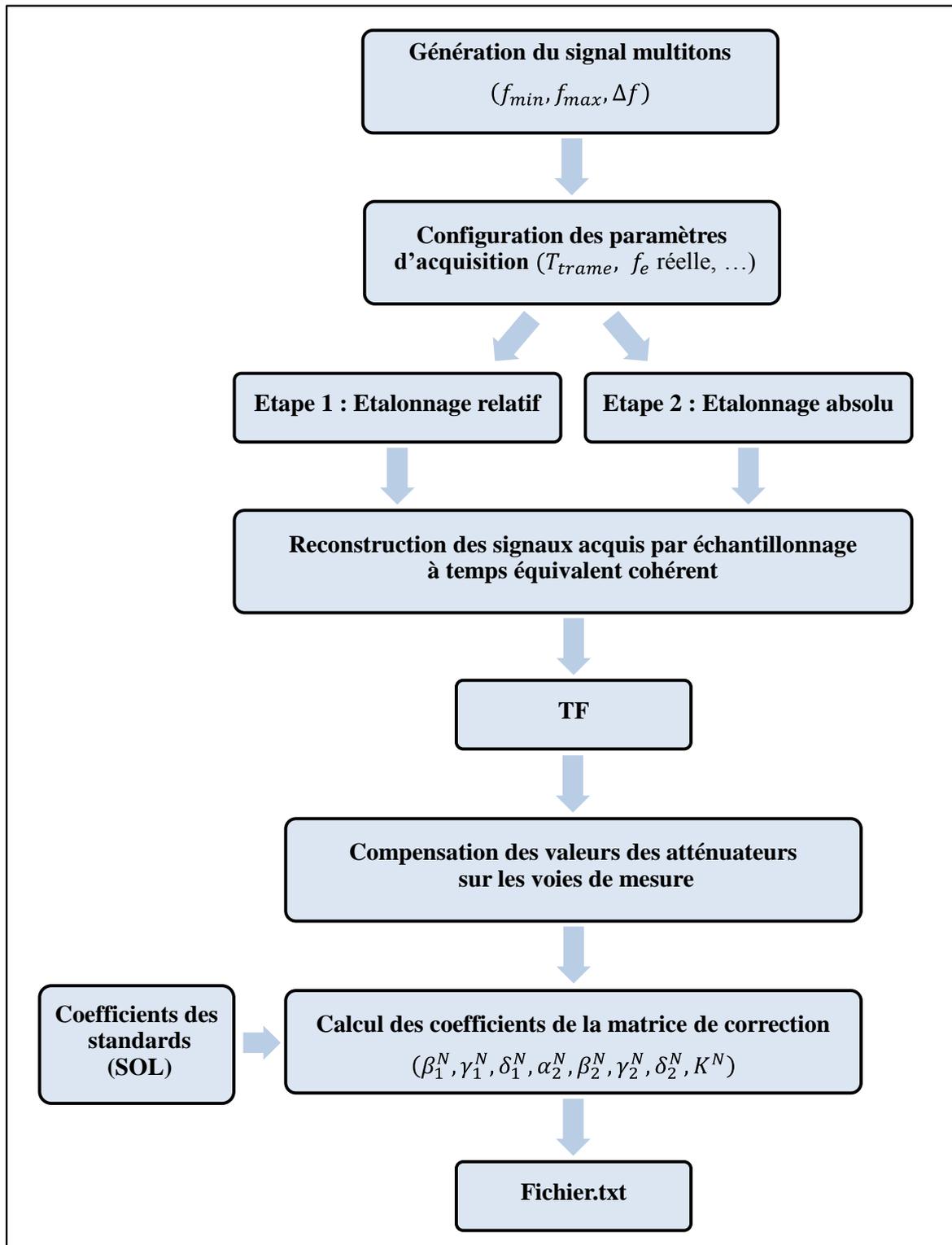


Figure III-26 : Organigramme de la nouvelle procédure de calibrage.

Dans la phase de mesure, le générateur de signaux d'excitation peut être changé suivant le mode de caractérisation. Les valeurs des atténuateurs variables sur les voies de mesure peuvent être encore choisies en fonction des dispositifs à mesurer. Cette procédure est illustrée par l'organigramme de la Figure III-27.

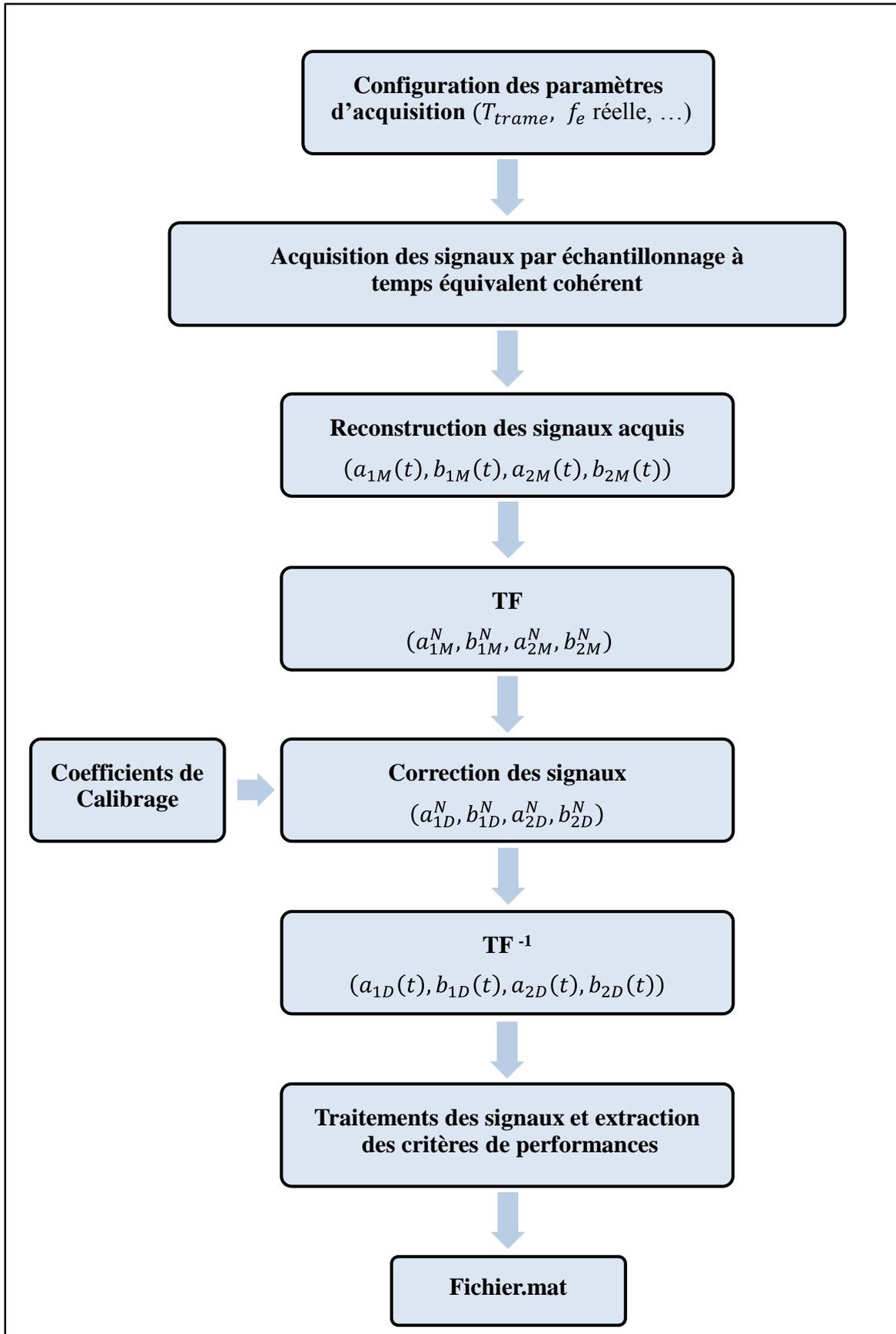


Figure III-27 : Organigramme de la procédure de mesure.

Afin de montrer les capacités du système de mesure temporelle selon plusieurs modes de fonctionnement, des comparaisons avec d'autres instruments de mesure disponibles dans le commerce (VNA, NVNA) ont été réalisées. De plus des comparaisons ont aussi été réalisées avec des simulations (ADS, Advanced Design System) en transitoire de dispositifs linéaires.

III.4.2 Caractérisation en paramètre S d'un dispositif passif à partir de mesures temporelles.

Le système de mesure temporelle proposé est utilisé pour caractériser un filtre passe-bande passif à la fréquence centrale de 1.8 GHz et dans une bande de fréquence de 1.6 GHz (1–2.4 GHz). Une photographie de ce filtre est présentée Figure III-28.



Figure III-28 : Photographie du filtre passe-bande [89].

La résolution fréquentielle pour la caractérisation est choisie égale à 1 MHz. Dans ces conditions de caractérisation, le système de mesure est étalonné avec la nouvelle procédure de calibrage utilisant un signal multitons sur la même grille fréquentielle que les signaux d'excitations.

Deux types de mesure ont été faites :

- une mesure des paramètres S à partir d'un signal multitons et,
- une mesure avec excitation impulsionnelle.

La mesure des paramètres S est comparée à une mesure du même dispositif à l'aide d'un VNA. Les résultats de la caractérisation impulsionnelle sont comparés aux résultats obtenus par la simulation transitoire du modèle de dispositif.

III.4.2.1 Mesure des paramètres S

La mesure des paramètres S peut être effectuée en utilisant le même signal multitons que celui utilisé pour le calibrage afin de mesurer simultanément toutes les composantes

fréquentielles dans la bande de caractérisation. Pour obtenir les paramètres S, deux mesures ont été faites en connectant successivement le générateur du signal multitons à l'entrée (sortie chargée par 50 ohms) et à la sortie du dispositif sous test (entrée chargée sur 50 ohms) puisque le système de mesure temporelle proposé ne dispose pas de commutateur RF comme dans les VNA classiques. Le synoptique du système de mesure utilisé pour la caractérisation des paramètres S est représenté sur la Figure III-29.

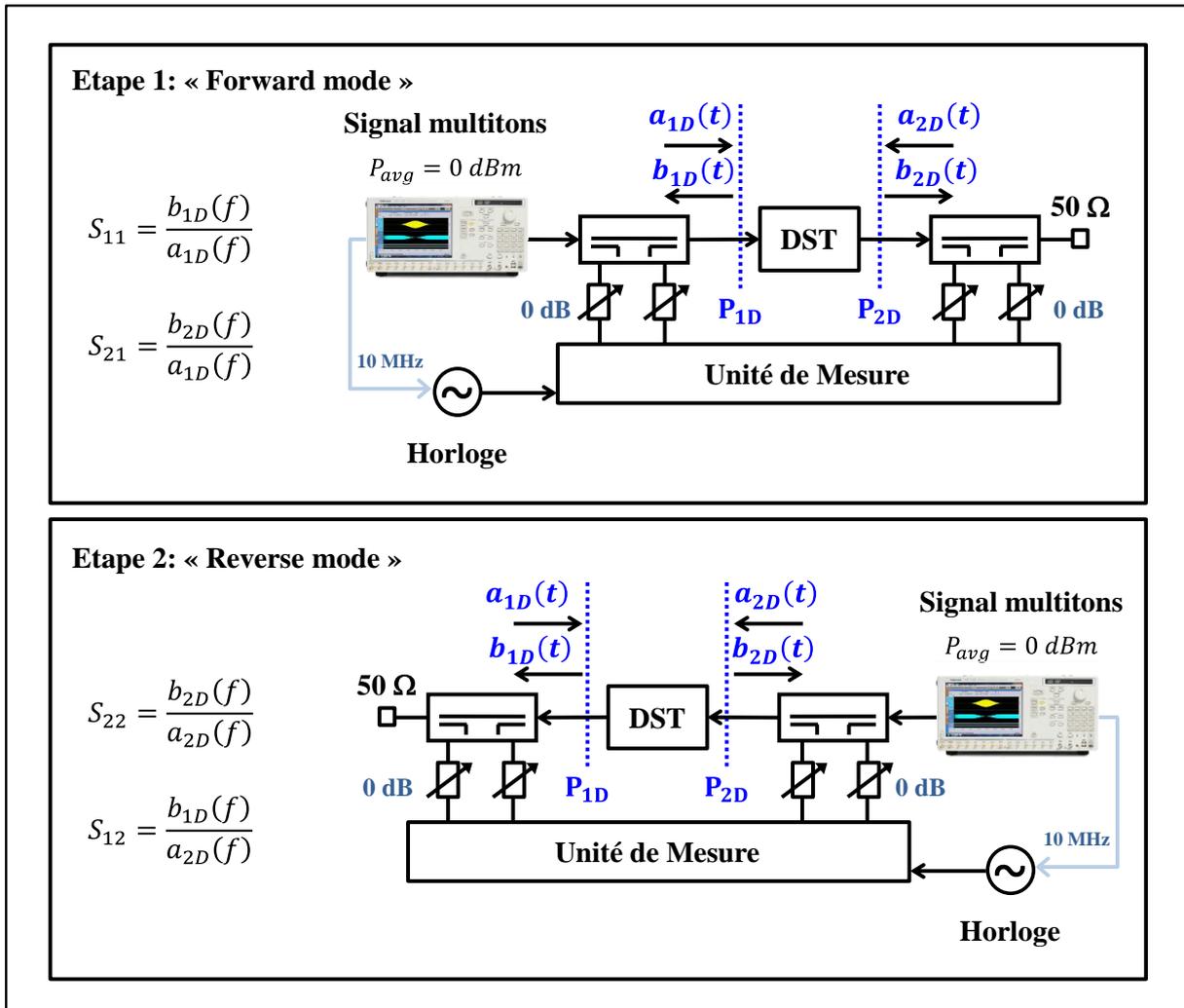


Figure III-29 : Synoptique du système pour la mesure des paramètres S.

Sur la Figure III-30 sont représentés les paramètres S calculés à partir des formes des ondes temporelles de tensions mesurées. Sur cette figure, des mesures obtenues à l'aide d'un VNA (HP-8720) sont aussi présentées.

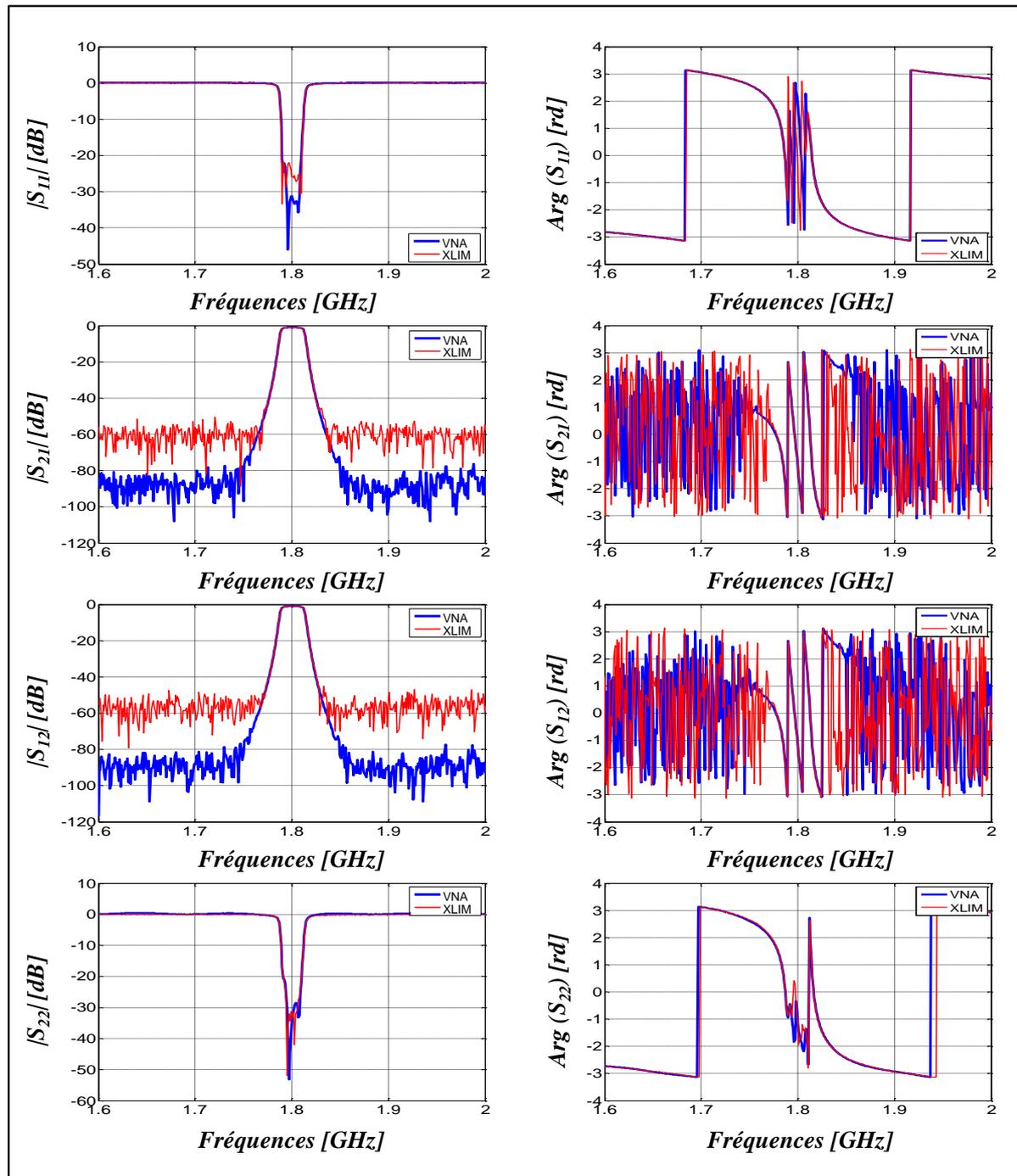


Figure III-30 : Paramètres S mesurés avec le VNA et le système de mesure temporelle proposé (XLIM).

Une très bonne cohérence est obtenue entre les deux mesures, validant le fonctionnement du système de mesure temporelle proposé et la nouvelle procédure d'étalonnage relatif associée pour la caractérisation en paramètres S. Il est aussi possible d'observer la différence de dynamique de mesure d'un système hétérodyne bande étroite et d'un système à échantillonnage équivalent cohérent.

III.4.2.2 Caractérisation impulsionnelle en puissance (type NVNA)

Le signal d'excitation utilisé pour la caractérisation impulsionnelle en puissance du filtre est un signal RF CW (fréquence porteuse de 1.8 GHz) impulsionnel avec une période de répétition de 1 μ s et un rapport cyclique de 50%. Ce signal a la même grille fréquentielle que le signal multitons utilisé dans le paragraphe précédent. Donc, le calibrage du système reste valable pour cette mesure. Le synoptique du système de mesure temporelle est le même que celui présenté sur la Figure III-29(a), à la différence près que le générateur de signaux multitons est remplacé par un autre générateur de signaux impulsionnels (SMBV100A).

Les paramètres S mesurés à l'aide du VNA sont utilisés pour extraire un modèle comportemental de ce dispositif passif, afin de l'implémenter dans le simulateur transitoire d'ADS. Ensuite, une comparaison entre les formes temporelles calibrées de tensions et des courants à l'entrée et à la sortie du DST obtenus par la mesure avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente (126 Géch/s), et celles obtenus par une simulation transitoire du modèle sous le logiciel ADS est établie. Le signal d'excitation utilisé dans le simulateur est le même que le signal disponible du générateur mesuré avec le système ($a_{1D}(t)$). Les signaux obtenus par la mesure et la simulation à l'entrée du DST sont illustrés par la Figure III-31.

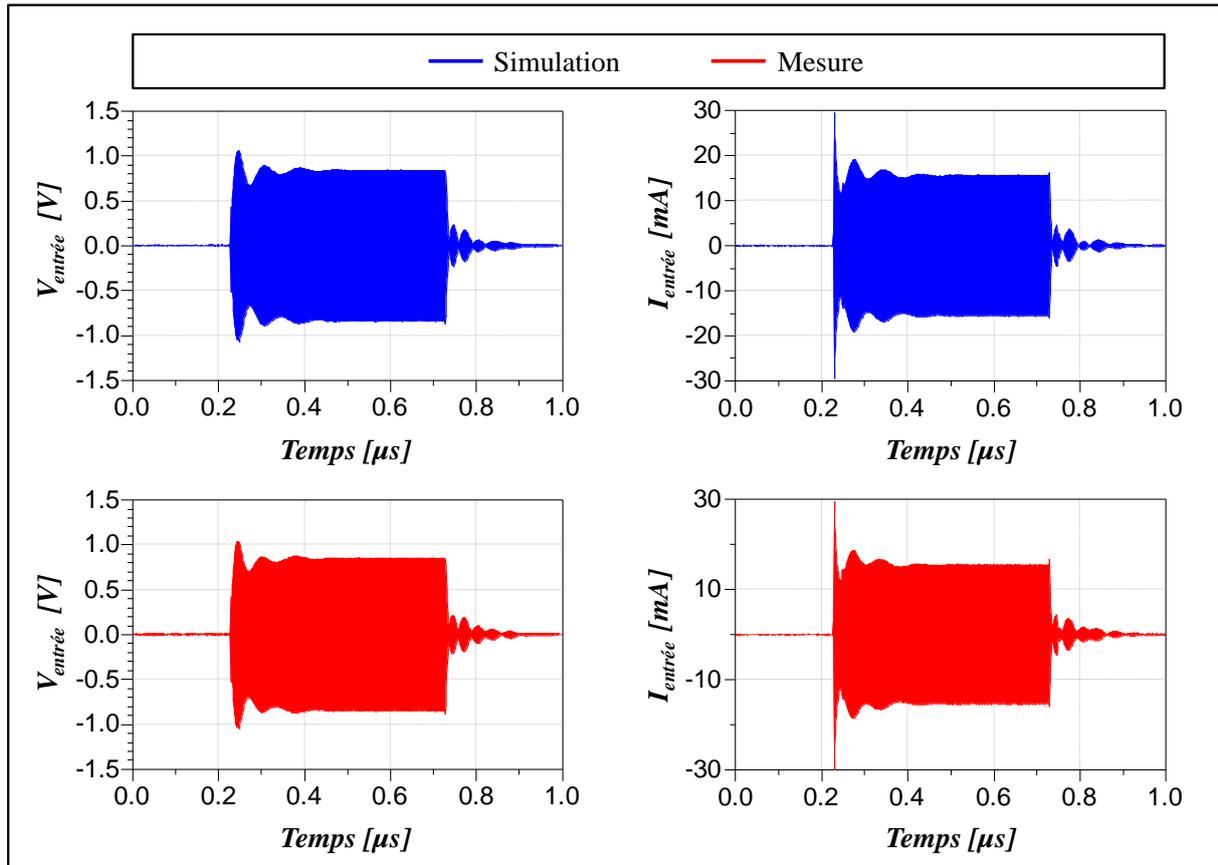


Figure III-31 : Formes des tensions et des courants à l'entrée du DST obtenues par la mesure (126 Géch/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.

La Figure III-32 représente également les signaux obtenus par la mesure et la simulation à la sortie du DST.

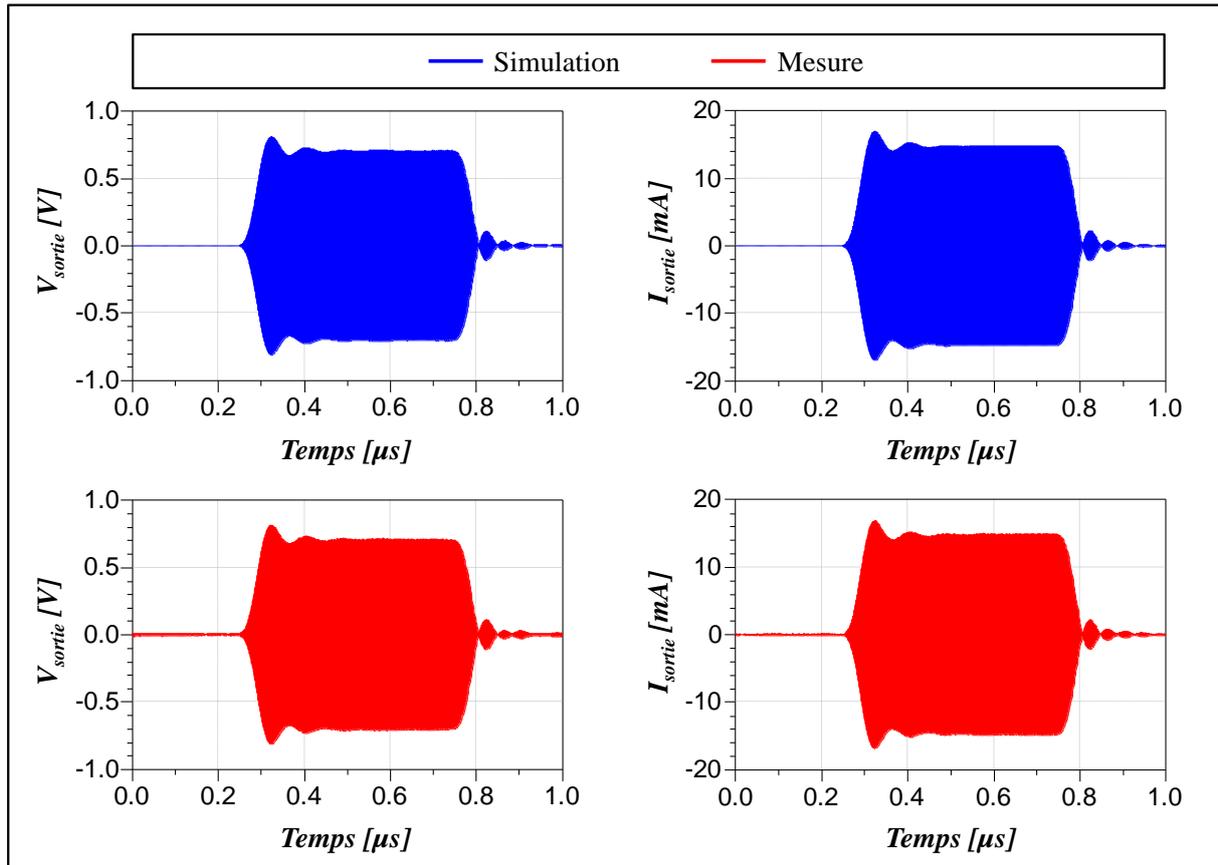


Figure III-32 : Formes des tensions et des courants à la sortie du DST obtenues par la mesure (126 Géch/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.

Cette comparaison peut être encore établie dans le domaine fréquentiel comme illustré sur la Figure III-33.

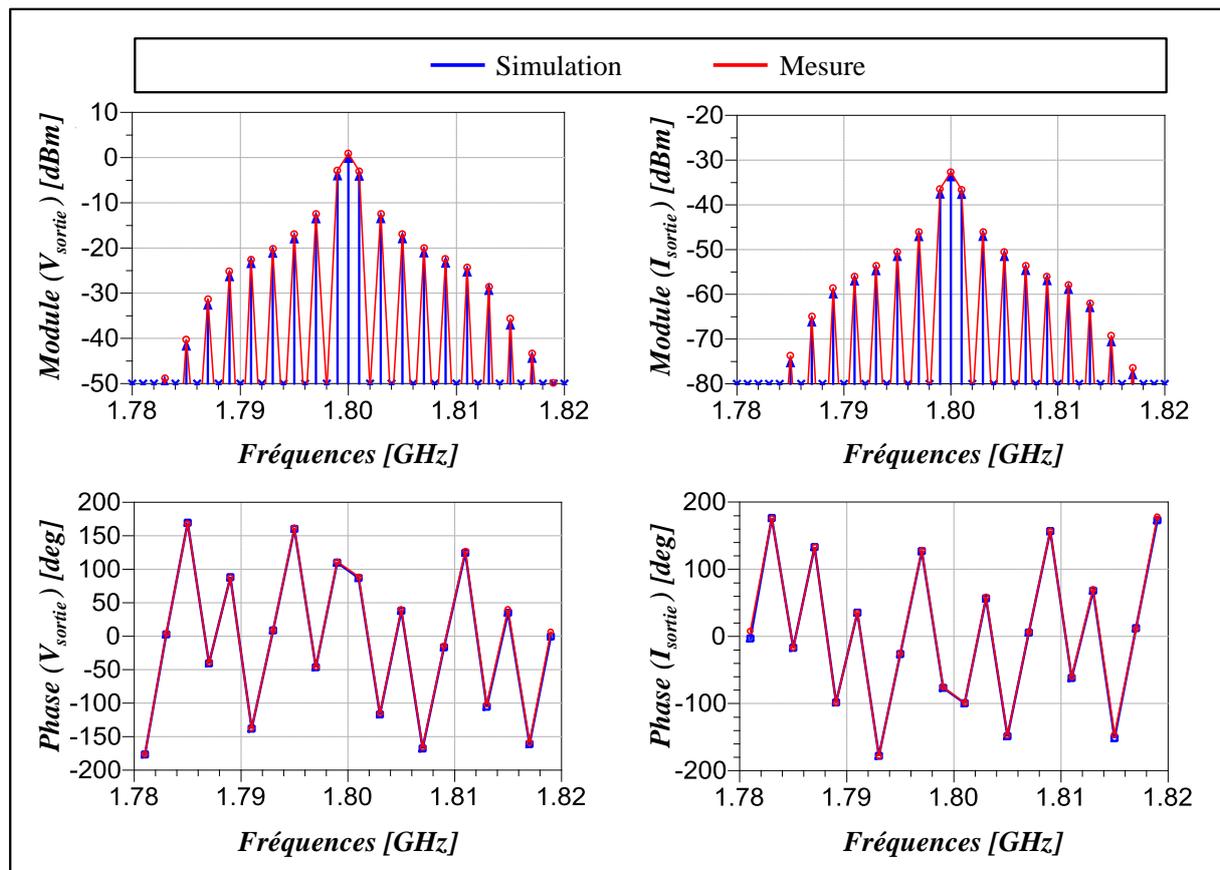


Figure III-33 : Comparaison fréquentielle des tensions et des courants à la sortie du DST obtenues par la mesure (126 Géc/s) et la simulation transitoire avec excitation impulsionnelle.

Une observation complète des réponses transitoires mesurées avec des hautes fréquences d'échantillonnage est maintenant accessible avec le système de mesure temporelle proposé. Les signaux temporels mesurés sont parfaitement cohérents avec ceux issus de la simulation. Cette étude permet une validation complémentaire du fonctionnement du système de mesure temporelle pour la caractérisation temporelle calibrée large bande.

III.4.3 Caractérisation d'un dispositif actif

L'objectif principal du système de mesure proposé est la caractérisation temporelle large bande de dispositifs non linéaires (actifs). Dans cette partie, des caractérisations en paramètres S et en mode CW et CW impulsionnel d'un amplificateur de puissance GaN 50 W (1-3GHz MIC HPA) [90] sont présentées. L'AP est polarisé avec une tension de drain (V_{ds0}) de 50 V et un courant de repos (I_{dsq}) de 300 mA. Une photographie de cet amplificateur est présentée Figure III-34.

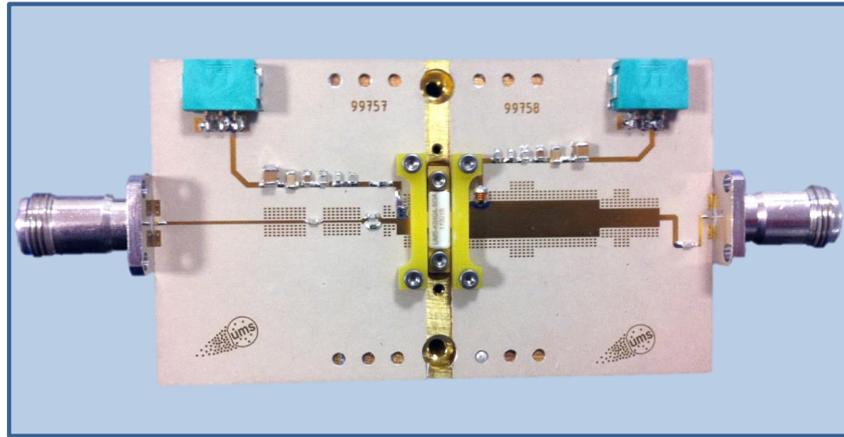


Figure III-34 : Photographie de l'amplificateur large bande (1-3GHz MIC HPA).

III.4.3.1 Mesure des paramètre S

La configuration du système de mesure pour la caractérisation petit signal en paramètres S pour un dispositif actif est la même que celle utilisée pour un dispositif passif (III.4.2.1). Le système de mesure temporelle est étalonné dans une bande de caractérisation comprise entre 0.8 GHz et 3.2 GHz avec une résolution de 10 MHz à l'aide de la nouvelle procédure de calibrage fondée sur l'utilisation d'un signal multitons avec une distribution de phase de Schroeder. Le même signal multitons est utilisé pour réaliser la mesure des paramètres S de l'amplificateur de puissance.

Afin d'évaluer les performances du système de mesure, une comparaison entre les paramètres S obtenus par trois techniques différentes est établie. Une simulation des paramètres S de l'amplificateur dont le circuit de design était disponible à XLIM [91] a été réalisée afin d'évaluer les comportements petit signal de l'amplificateur en utilisant son modèle non linéaire. Des caractérisations en paramètres S de l'amplificateur ont été effectuées à l'aide d'un ZVA avec option temporelle impulsionnelle et grâce à un VNA de type PNA-X au sein de la société UMS. Finalement, le système de mesure temporelle proposé (XLIM) est utilisé pour réaliser la même caractérisation en paramètre S. Les résultats obtenus par ces différents outils sont illustrés par la Figure III-35.

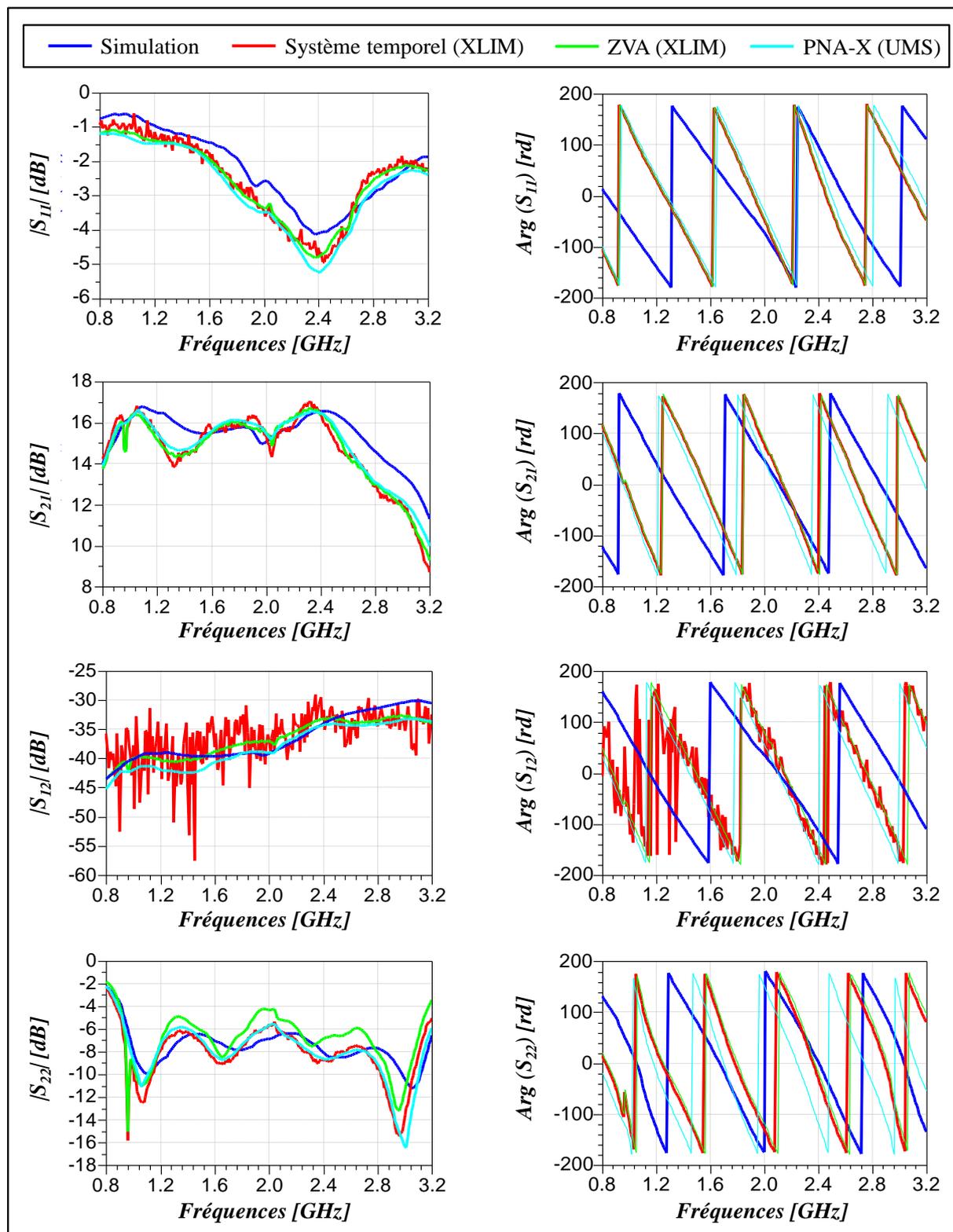


Figure III-35 : Paramètres S de l'amplificateur de puissance obtenus par différents outils de caractérisation ($V_{ds0}=50$ V, $I_{dsq}=300$ mA).

Des résultats similaires sont obtenus en utilisant deux instruments de mesure fonctionnant avec des principes totalement différents (VNA et le système proposé). Les

résultats obtenus à l'aide du système de mesure temporelle proposé sont plus bruités, du fait qu'aucun moyennage n'est utilisé pendant la mesure. Des différences faibles par rapport à la simulation sont observées et sont liées au modèle très complexe (modèles non linéaires de transistors en barrette associé à des fichiers de paramètres S décrivant les quadripôles d'adaptation et les circuits de polarisation) de l'amplificateur utilisé.

III.4.3.2 Caractérisation en mode CW

La caractérisation de l'amplificateur de puissance (AP) large bande (1–3 GHz) en fort signal nécessite une configuration spécifique des atténuateurs variables du système de mesure (Figure III-29) suivant les valeurs de la puissance d'entrée requise et de la puissance de sortie aux accès du dispositif sous test. Les valeurs des atténuateurs ajoutées sont prises en compte dans la nouvelle procédure de calibrage, lors de la détermination des coefficients de correction des erreurs systématiques.

Pour une caractérisation en mode CW, le système de mesure est calibré aux fréquences porteuses et harmoniques en utilisant la nouvelle procédure de calibrage fondée sur l'utilisation d'un signal multitons. Afin d'extraire le comportement non linéaire de l'AP, trois harmoniques sont pris en considération pour chaque fréquence d'excitation. La caractérisation en mode CW de l'amplificateur est réalisée pour plusieurs fréquences d'excitation allant de 1 à 3 GHz et avec une résolution de 500 MHz. Un seul calibrage du système de mesure est nécessaire pour ces différentes mesures, en prenant en compte toutes les composantes spectrales.

Dans ce paragraphe, la caractérisation de l'AP à la fréquence centrale de la bande (2 GHz) est présentée. Le système de mesure calibré est utilisé pour acquérir simultanément les formes d'ondes temporelles à l'entrée et à la sortie du DST. Ces formes d'ondes mesurées à une fréquence d'échantillonnage équivalente de 600 Géch/s permettent d'observer finement les distorsions engendrées par l'AP. La Figure III-36, représente les formes d'ondes temporelles de tensions et de courants mesurées à l'entrée et à la sortie de l'AP chargé par une impédance 50 ohms en fonction de la puissance d'entrée. La capacité de la mesure avec différentes impédances de charge de type « Load-pull » est encore accessible avec le système de mesure proposé.

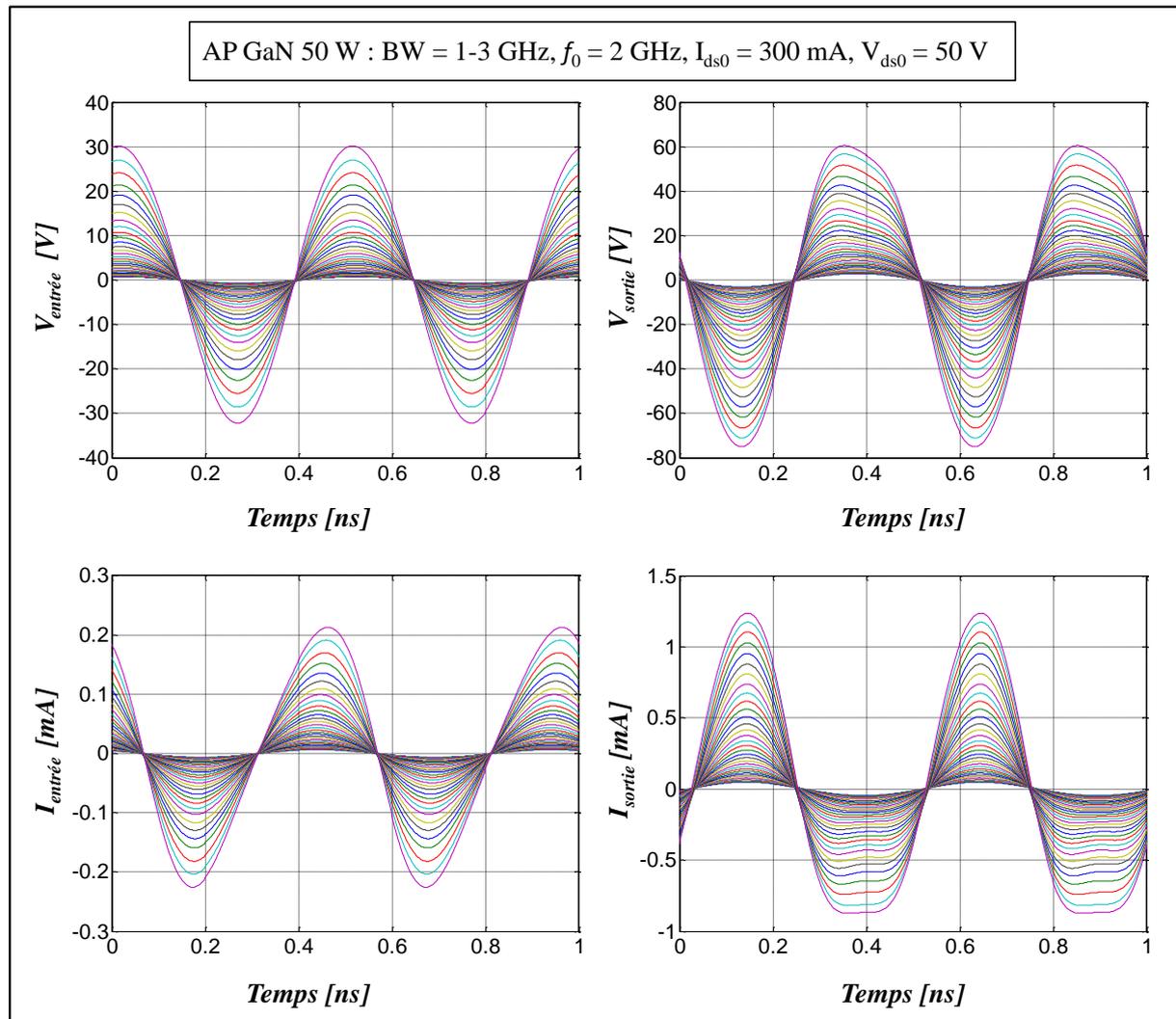


Figure III-36 : Formes d'ondes de tensions et de courants à l'entrée et à la sortie de l'AP mesurées avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 600 Géch/s.

L'observation de la tension et du courant de sortie montre le comportement non linéaire de l'AP.

En utilisant ces mesures temporelles, les grandeurs caractéristiques de l'AP peuvent être déterminées et comparées par rapport aux grandeurs mesurées à l'aide d'un autre instrument commercial de caractérisation, afin de valider les résultats obtenus par le système proposé. L'autre instrument de mesure est composé d'un VNA (ZVA) [49] utilisé en conjonction avec un ZVA-x et permettant la caractérisation calibrée en puissance de dispositifs non linéaires.

Les formes d'ondes temporelles de tensions incidentes et réfléchies sont traitées afin d'en extraire les puissances mises en jeu à l'entrée et à la sortie de l'AP aux fréquences

fondamentale et harmonique. Les notions de puissance sont définies dans le premier chapitre de ce manuscrit (Figure I-22). En conséquence, il est possible de déterminer les caractéristiques en puissance du DST (courbe de conversion AM/AM et Gain en puissance). Une comparaison entre ces caractéristiques et celles obtenus à l'aide de l'instrument commercial (ZVA) est établie dans la Figure III-37.

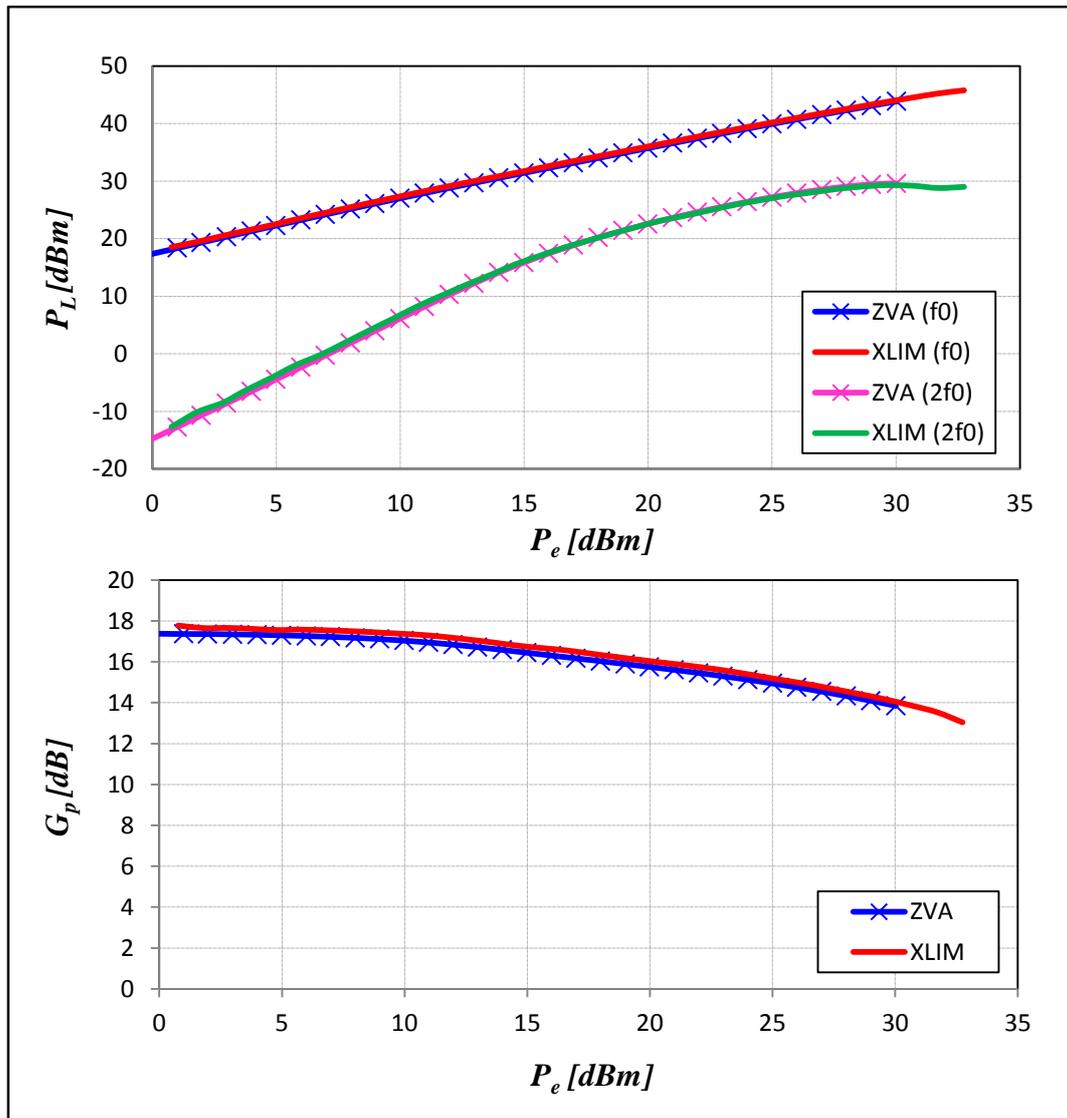


Figure III-37 : Caractéristiques de puissance de l'AP.

Une puissance de sortie de 45.8 dBm est mesurée au point de saturation de l'AP. Un gain en puissance linéaire de l'ordre de 17 dB est obtenu pour cet AP.

Le courant DC consommé par l'AP est aussi mesuré. Il permet de déterminer le rendement de drain (DE) et le rendement en puissance ajoutée de l'AP. Ces résultats sont représentés sur la Figure III-38.

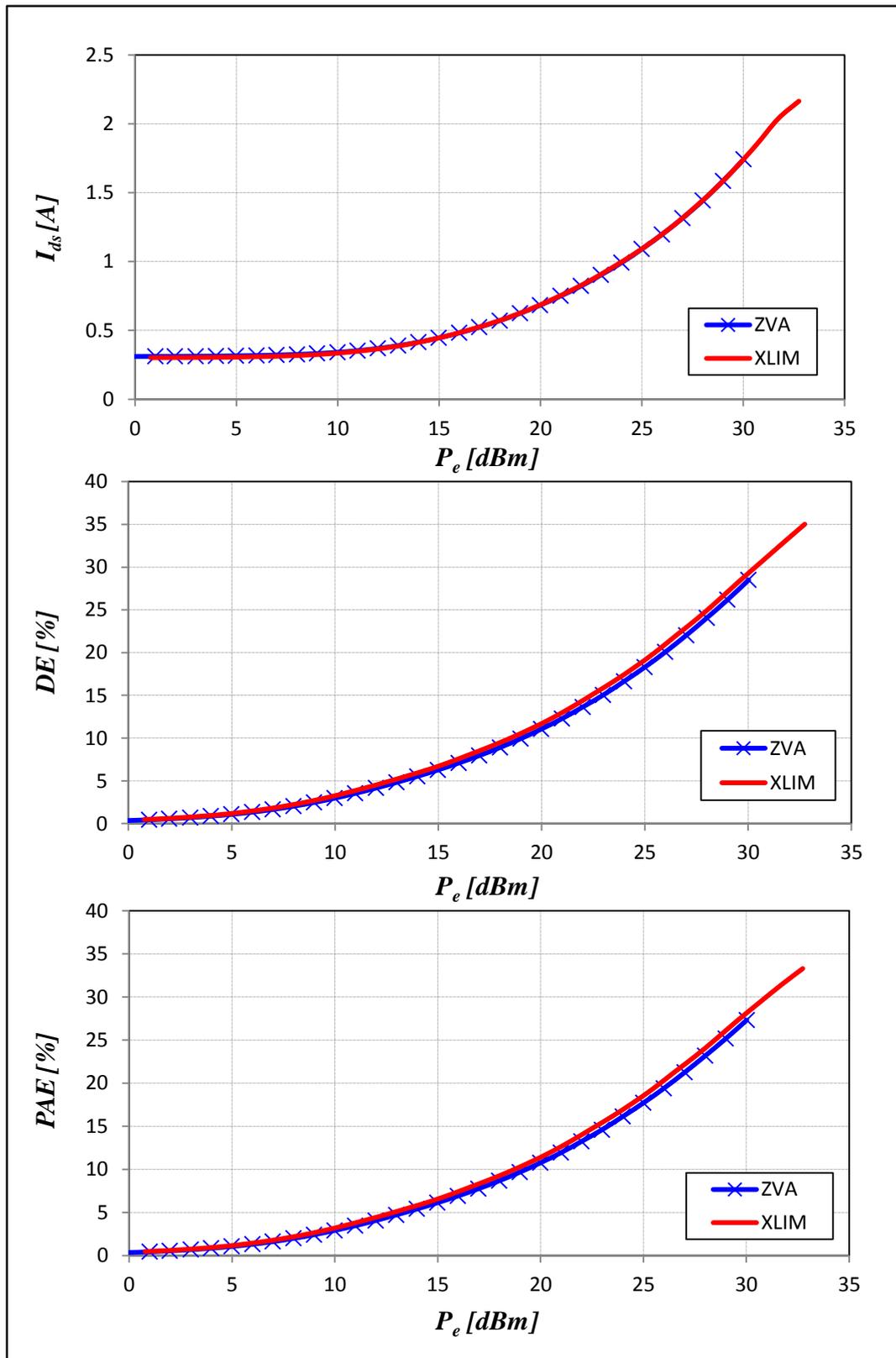


Figure III-38 : Efficacité de l'AP.

Au point de saturation, l'AP possède un rendement de drain de 35% et un rendement en puissance ajouté de 33% associés à un courant consommé de 2.1 A.

La courbe de conversion AM/PM à la fréquence d'excitation est également déterminée à partir de la caractérisation temporelle réalisée. Les courbes AM/PM obtenues par les deux systèmes de mesure sont illustrées par la Figure III-39.

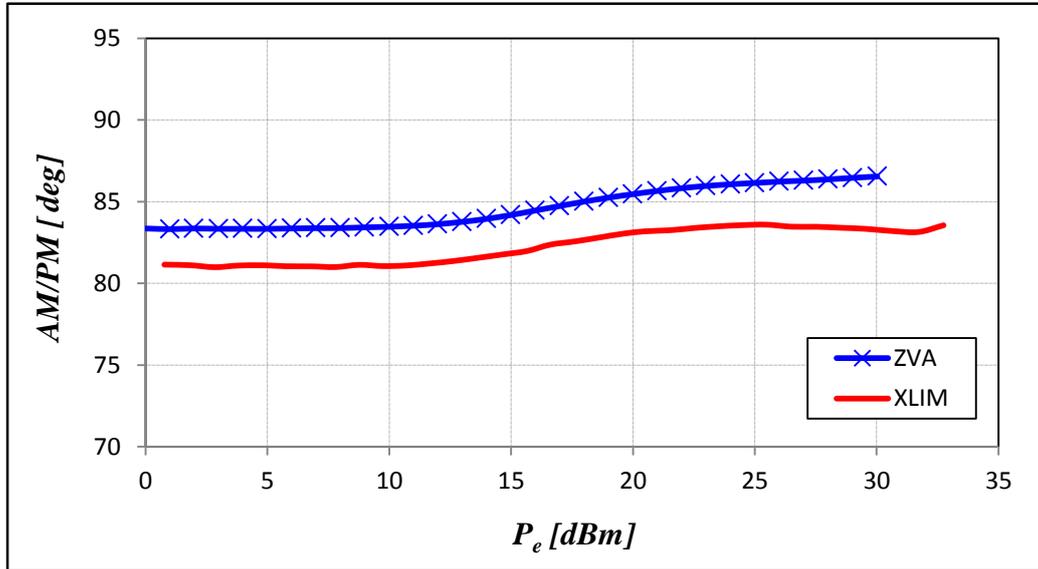


Figure III-39 : Conversion AM/PM de l'AP.

Une différence de phase de 3 degrés est constatée sur la plage de puissance d'entrée.

Finalement, les coefficients de réflexion d'entrée de l'AP (Γ_e) et de la charge (Γ_L) sont déterminés à partir des ondes incidentes et réfléchies mesurées. Ces coefficients sont présentés sur la Figure III-40. On constate un coefficient d'entrée élevé présenté par le circuit d'adaptation à l'entrée de l'AP.

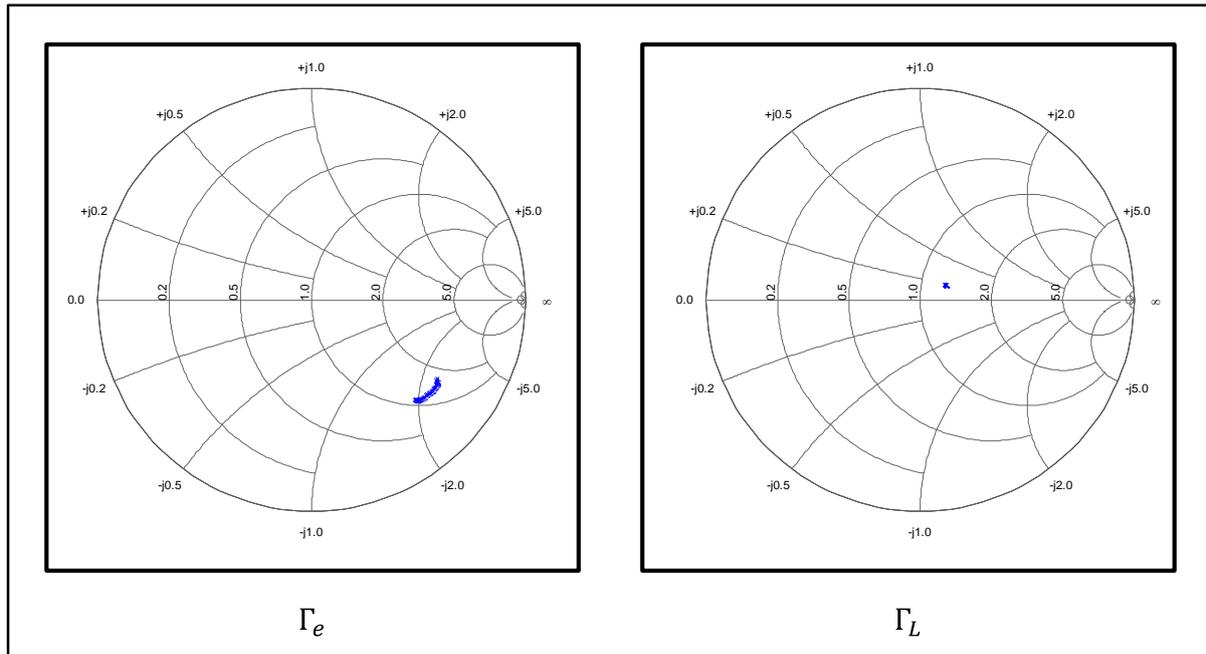


Figure III-40 : Coefficients de réflexion à $f_0 = 2\text{GHz}$ sur une plage de puissance d'entrée de 0 à 33 dBm.

Un très bon accord est observé entre les résultats obtenus par les deux systèmes de mesure et pour les différentes grandeurs mesurées. Ces caractérisations permettent de valider les performances du système de mesure temporelle proposé et la nouvelle procédure de calibrage associée. Il est à noter que la mesure des formes d'ondes temporelles est aussi accessible avec l'instrument commercial, mais sa mise en œuvre n'avait pas été réalisée au moment de la rédaction de ce manuscrit.

III.4.3.3 Caractérisation en mode CW impulsionnelle

III.4.3.3.1 Mesure temporelle

Le système de mesure temporelle large bande associé à la nouvelle procédure de calibrage est capable de mesurer les formes d'ondes temporelles RF calibrées des signaux impulsionnels aux accès des dispositifs sous test avec une fréquence d'échantillonnage supérieure à au moins 10 fois la fréquence de la porteuse. C'est à notre connaissance le seul instrument de mesure entièrement calibré possédant actuellement ces capacités de visualisation des formes d'ondes temporelles de signaux modulés à très large bandes passantes instantanées, à large bande passante RF et à très hautes fréquences d'échantillonnage.

Dans ce paragraphe, le même AP (1–3 GHz MIC HPA) [90] est caractérisé avec des signaux d'excitation RF impulsionnel. Ce mode de caractérisation est indispensable pour certains dispositifs qui ne sont pas toujours conçus pour un fonctionnement en mode continu (CW). Le mode CW impulsionnel permet de caractériser l'AP dans des conditions réelles de fonctionnement (pour des applications Radars par exemple) ou en réduisant les risques de destruction qui peuvent provenir des effets thermiques.

Le synoptique du système de mesure pour la caractérisation en mode CW impulsionnel est représenté sur la Figure III-41.

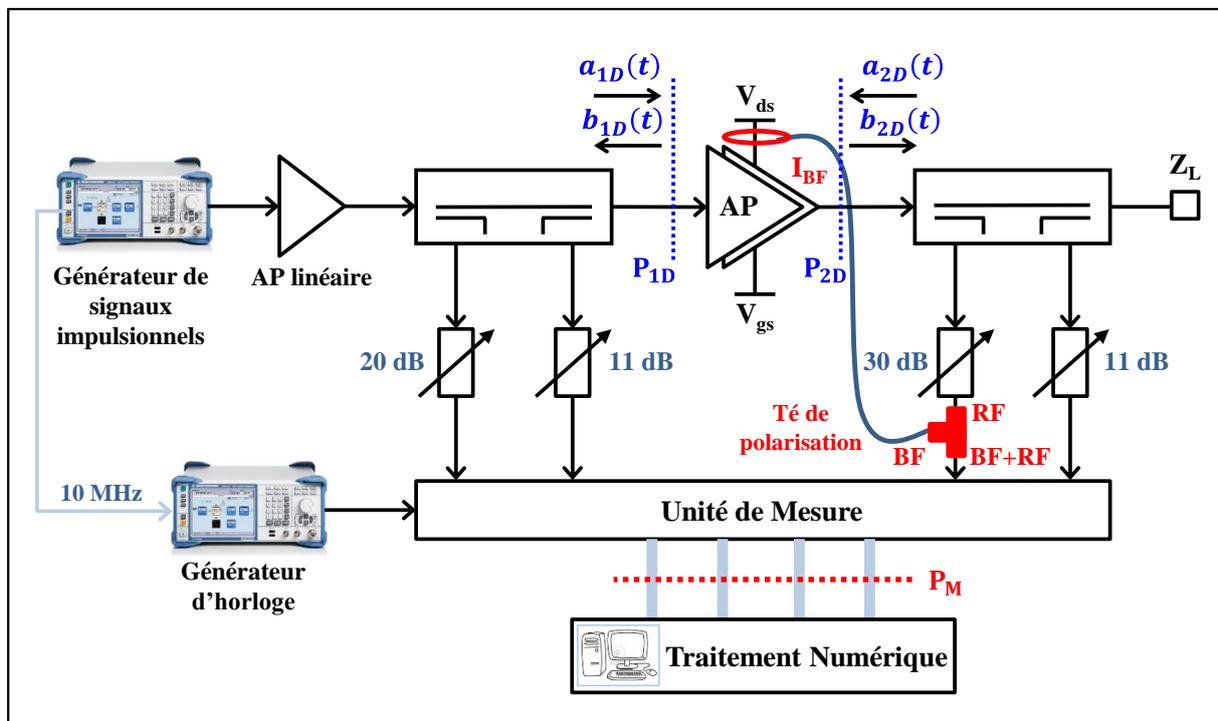


Figure III-41 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation CW impulsionnelle.

Sur ce synoptique les éléments suivants sont à noter :

- un générateur de signaux impulsionnels (SMBV100A) est utilisé pour exciter l'AP sous test,
- les valeurs des atténuateurs sont correctement choisies pour que les conditions de non saturation des chaînes de mesure soient respectées,
- une technique d'acquisition du courant basse fréquence (I_{BF}) fondée sur l'utilisation d'un té de polarisation est intégrée.

Pour évaluer l'efficacité de l'AP dans le mode de caractérisation CW impulsionnel, il est indispensable de mesurer le courant consommé dans l'impulsion. Ce courant peut être déterminé à partir du courant DC mesuré par le générateur d'alimentation (courant moyen) en faisant l'hypothèse d'une forme idéale d'impulsion. En revanche, cette hypothèse n'est pas valide dans le cas d'un AP non linéaire à cause des distorsions générées qui impliquent une déformation de l'impulsion.

Une autre solution consiste à capter le courant BF sur la voie d'alimentation du drain avec une sonde de courant. Le courant peut être ensuite mesuré en utilisant un oscilloscope. Afin de mesurer le courant BF simultanément avec les signaux RF et sur la même base du temps, une technique est proposée dans le cadre de ce travail : elle consiste à réinjecter le courant BF capté par la sonde de courant sur l'une des voies de mesure à l'aide d'un té de polarisation comme présenté sur la Figure III-41.

La caractérisation de l'amplificateur est réalisée avec un signal CW impulsionnel à la fréquence porteuse de 2 GHz et avec une période de répétition de 10 μ s. Dans ce contexte, le système de mesure est calibré en utilisant la nouvelle procédure de calibrage, dans une bande de fréquence de 3.4 GHz (0.8–4.2 GHz) et avec une résolution fréquentielle de 100 kHz liée directement à la période de répétition de l'impulsion. La caractérisation avec différentes largeurs d'impulsions est accessible en gardant le même calibrage du système de mesure, puisque la grille fréquentielle du signal impulsionnel est indépendante de la largeur d'impulsion.

La Figure III-42 représente les formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et de courant mesurées à l'entrée de l'AP soumis à un signal d'excitation impulsionnel avec une largeur d'impulsion de 40%. Ces formes d'ondes sont mesurées au point de saturation de l'AP et avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s.

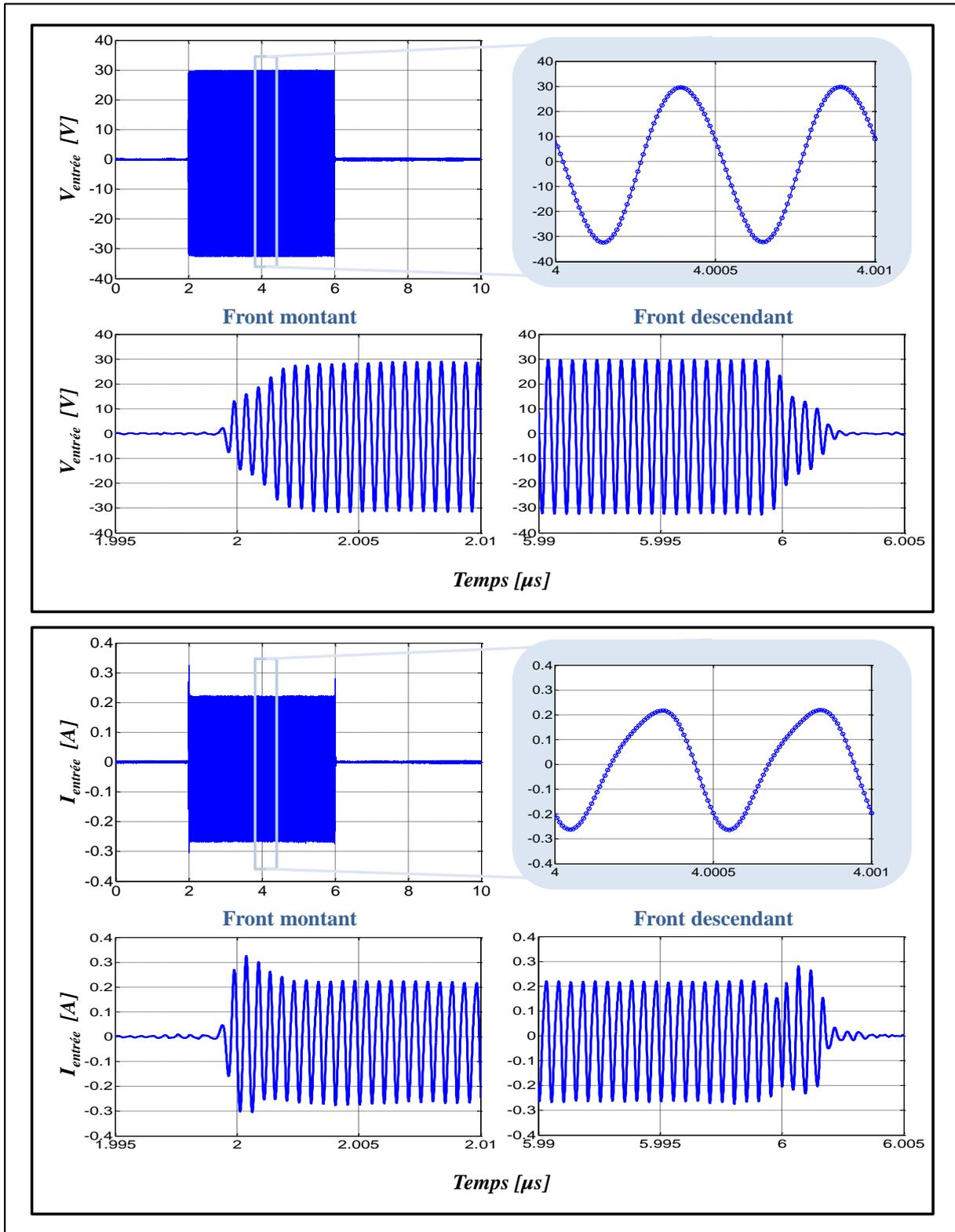


Figure III-42 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à l'entrée de l'AP ($V_{\text{ds0}}=50\text{V}$, $I_{\text{dsq}}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s.

Les formes d'ondes sont mesurées simultanément à la sortie de l'AP avec la même fréquence d'échantillonnage équivalente (Figure III-43).

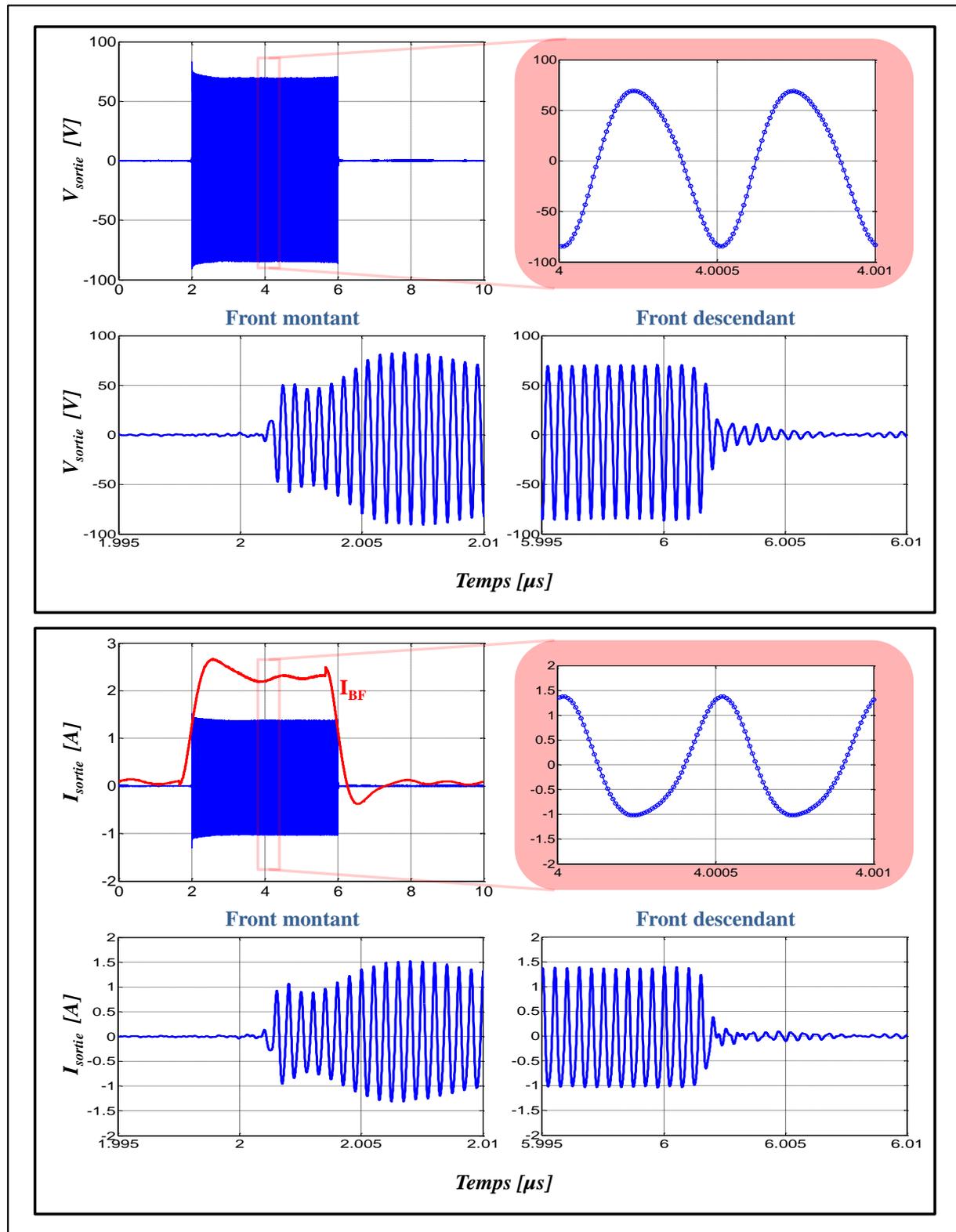


Figure III-43 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à la sortie de l'AP ($V_{\text{ds0}}=50\text{V}$, $I_{\text{dsq}}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s.

Le système de mesure permet l'observation très fine des formes d'ondes temporelles de tensions et courants aux accès de l'AP. Des fréquences harmoniques à l'intérieur des

impulsions à la sortie de l'AP sont observées, démontrant le comportement non linéaire de l'AP. Les transitions montantes et descendantes au début et à la fin des impulsions sont très clairement visualisées grâce à ce système de mesure temporelle spécifique.

Les mesures temporelles en mode CW impulsionnel sont très importantes pour offrir aux concepteurs des critères d'évaluation, d'optimisation et de modélisation de dispositifs non linéaires :

- ces mesures temporelles peuvent être utilisées pour déterminer toutes les grandeurs caractéristiques classiques des DST. Elles permettent d'offrir des critères d'évaluation complémentaires des comportements de dispositifs lors des transitoires. Elles peuvent donc aider le concepteur à optimiser les performances des AP;
- la mesure temporelle en mode impulsionnel dégage la problématique de la perte en dynamique de mesure (comme dans les systèmes de mesures commerciaux classiques) qui dépend globalement du rapport cyclique du signal d'excitation (équation (I.58));
- ces mesures sont très utiles pour la validation des méthodes de conception et des modèles de circuit utilisés dans les logiciels de simulation.
- la modélisation des effets mémoires dans les dispositifs non linéaires est accessible grâce aux mesures temporelles des transitoires. Une méthode de modélisation a été proposée à partir de mesures temporelles dans [92].

La caractérisation avec plusieurs largeurs d'impulsions est possible avec le système de mesure temporelle. La Figure III-44, présente, par exemple, les formes d'ondes temporelles de la tension et de courant mesurées à la sortie de l'AP excité avec un signal impulsionnel de 1% de rapport cyclique.

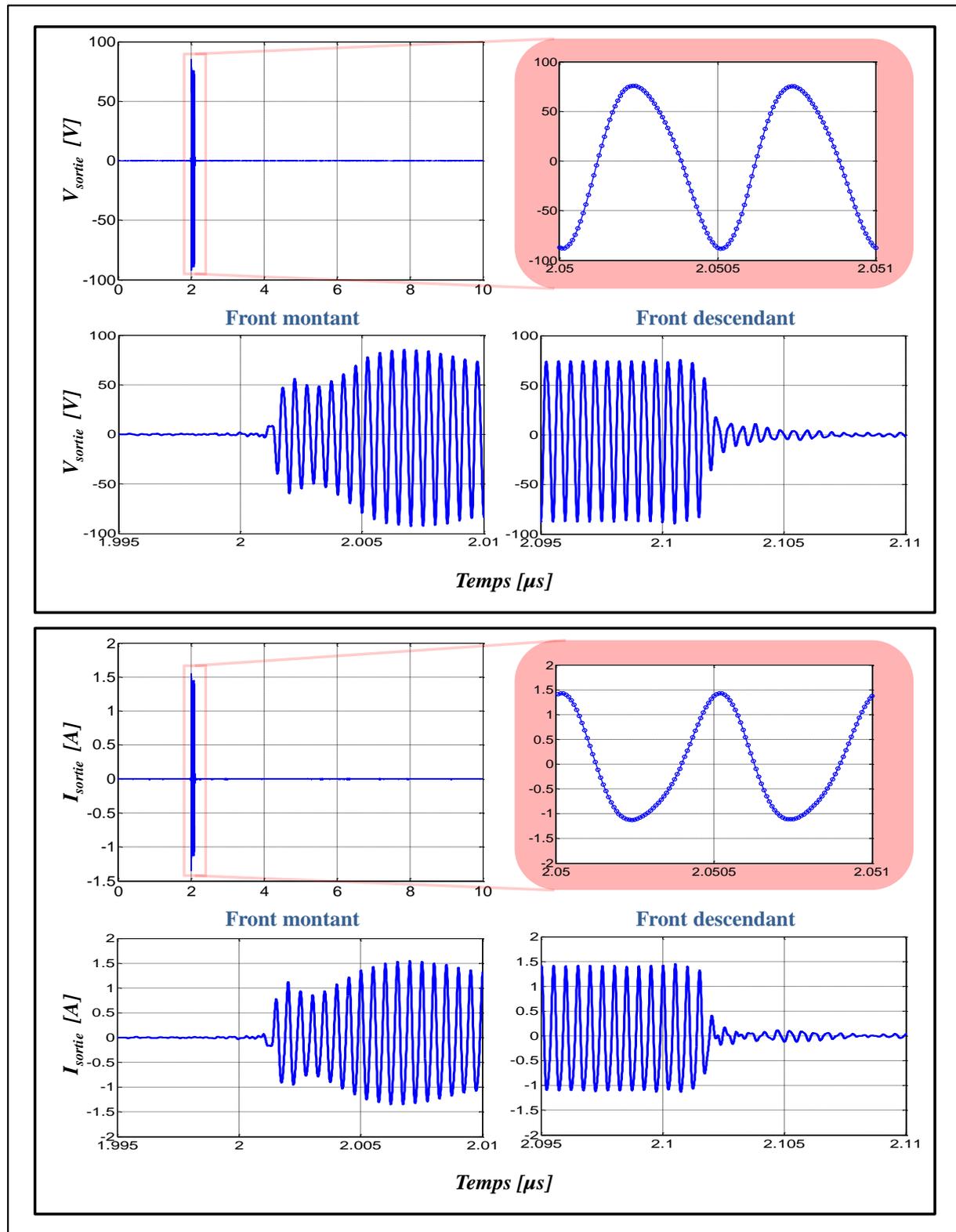


Figure III-44 : Formes d'ondes temporelles calibrées de la tension et du courant mesurées à la sortie de l'AP ($V_{\text{ds0}}=50\text{V}$, $I_{\text{dsq}}=300\text{mA}$) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 120 Géch/s dans le cas d'une impulsion de 1% de rapport cyclique.

III.4.3.3.2 Extraction des grandeurs caractéristiques

La caractérisation en mode CW impulsionnelle consiste généralement à déterminer les grandeurs caractéristiques du DST à la fréquence fondamentale (f_0). Ces grandeurs sont accessibles par un traitement numérique des signaux temporels mesurés. Afin de déterminer la puissance impulsionnelle (P_p) à la fréquence fondamentale correspondant à la puissance moyenne dans l'impulsion, plusieurs formulations peuvent être utilisées (paragraphe I.5.2). Deux procédures peuvent être employées pour déterminer la puissance impulsionnelle à partir de la mesure temporelle :

- a) dans le domaine fréquentiel, la puissance de la composante spectrale à f_0 est calculée. Ensuite, une relation décrite par l'équation (I.57) permet d'obtenir la puissance impulsionnelle (cas a par la suite);
- b) dans le domaine temporel, la puissance impulsionnelle peut être déterminée par extraction du signal temporel dans l'impulsion (cas b par la suite).

La comparaison entre les deux procédures de calcul de la puissance permet de montrer les inconvénients liés à la caractérisation fréquentielle en mode CW impulsionnel utilisée dans les instruments de mesure commerciaux (perte en dynamique, hypothèse d'une impulsion idéale).

Les signaux temporels résultant de la caractérisation de l'AP avec différentes largeurs d'impulsions (1% et 0.1%) sont traités numériquement afin d'extraire les courbes de conversion AM/AM en utilisant les deux procédures de calcul (cas a et b). Les courbes de conversion AM/AM sont représentées sur la Figure III-45.

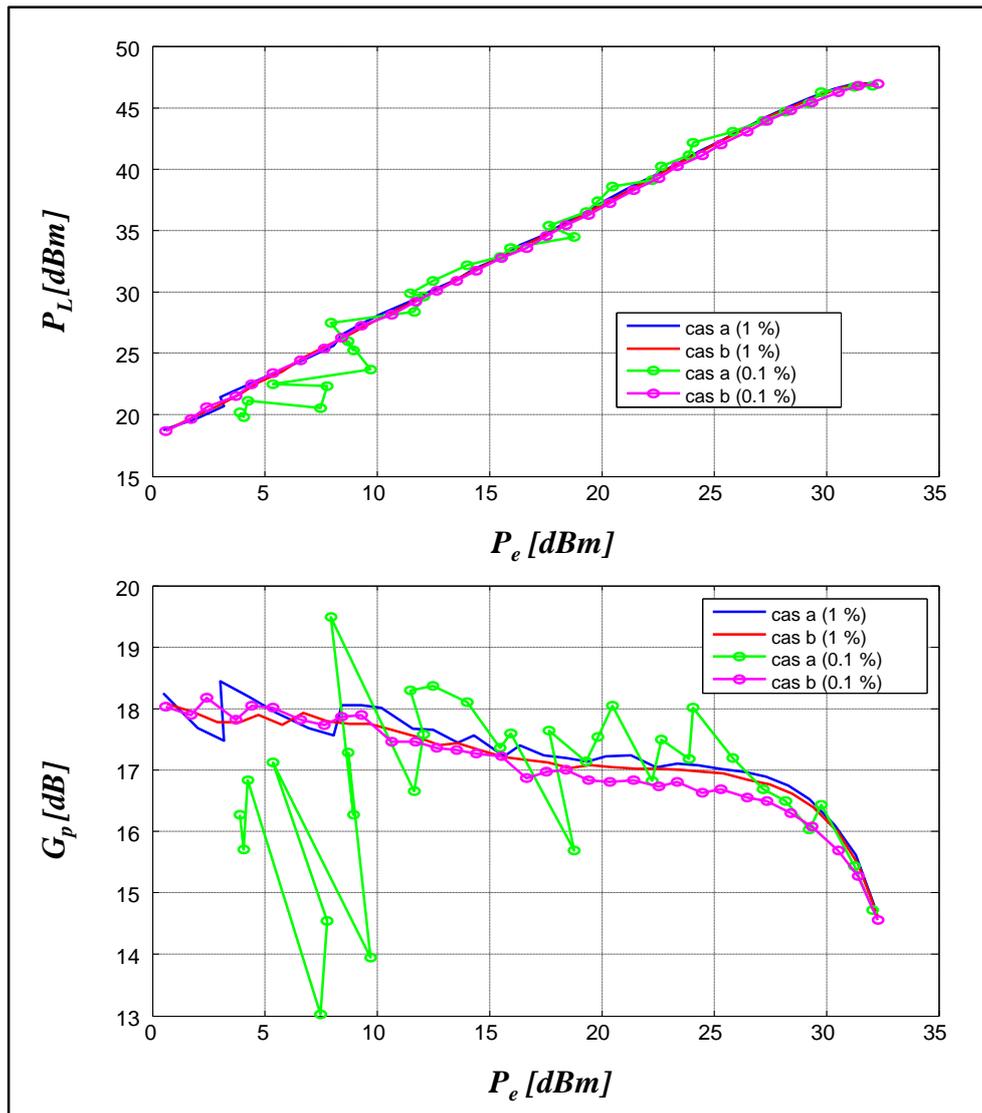


Figure III-45 : Courbes de conversions AM/AM obtenus par les deux méthodes de calcul de la puissance (cas a (calcul temporel) et cas b (calcul fréquentiel)).

Dans le cas où l'impulsion est idéale, les courbes de conversion AM/AM obtenues par les deux méthodes de calcul de la puissance (cas a et b) doivent être parfaitement superposées. Sur la Figure III-45, pour la même largeur d'impulsion, une différence existe entre les courbes de conversion AM/AM obtenues par les deux méthodes. Cette différence est due à l'hypothèse d'une impulsion idéale dans la caractérisation fréquentielle (cas a). D'autre part, l'influence de la perte en dynamique de mesure introduite par la caractérisation fréquentielle en mode CW impulsionnel est particulièrement visible. Cette perte définie par l'équation (I.58) est dépendante du rapport cyclique de l'impulsion.

Pour évaluer les performances de l'AP en mode CW impulsionnel, la méthode qui consiste à extraire le signal temporel dans l'impulsion (cas b) a été utilisée. Nous réalisons la

mesure des caractéristiques sur une portion extraite de la forme d'onde temporelle correspondant à 20% de la largeur d'impulsion et situé au milieu de l'impulsion. Les grandeurs caractéristiques de l'AP déterminées par cette méthode sont présentées par la suite. Ainsi, les grandeurs obtenues par la caractérisation en mode CW sont encore présentées afin de comparer les performances de l'AP dans les deux modes de fonctionnement.

Une étude complémentaire a été réalisée en traçant les courbes de conversion AM/AM résultant de la caractérisation de l'AP avec différentes largeurs d'impulsion (40%, 20%, 10%). Elles sont représentées sur la Figure III-46.

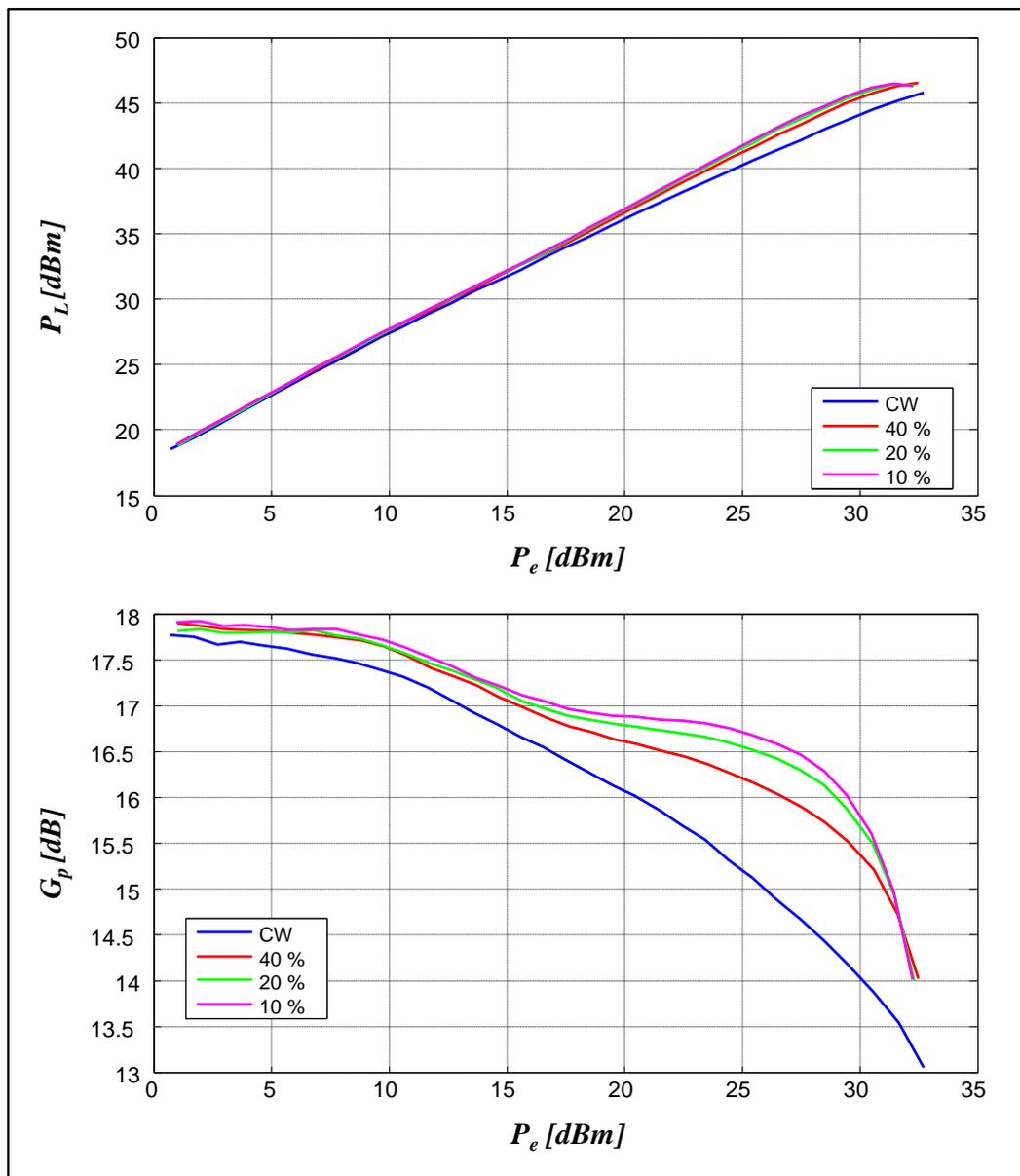


Figure III-46 : Courbes de conversion AM/AM résultant de la caractérisation en mode CW impulsif de l'AP pour différents rapports cycliques.

Sur cette figure, une différence entre les caractéristiques obtenues pour les différentes largeurs d'impulsion est observée. Ces différences proviennent principalement des effets thermiques et des effets de piège.

Les caractéristiques en rendement (DE et PAE) de l'AP sont déterminées. Le courant DC dans l'impulsion est mesuré en utilisant la technique fondée sur l'utilisation d'un té de polarisation expliquée précédemment. Les variations du courant, du DE et de la PAE dans l'impulsion à la fréquence fondamentale sont représentées sur la Figure III-47.

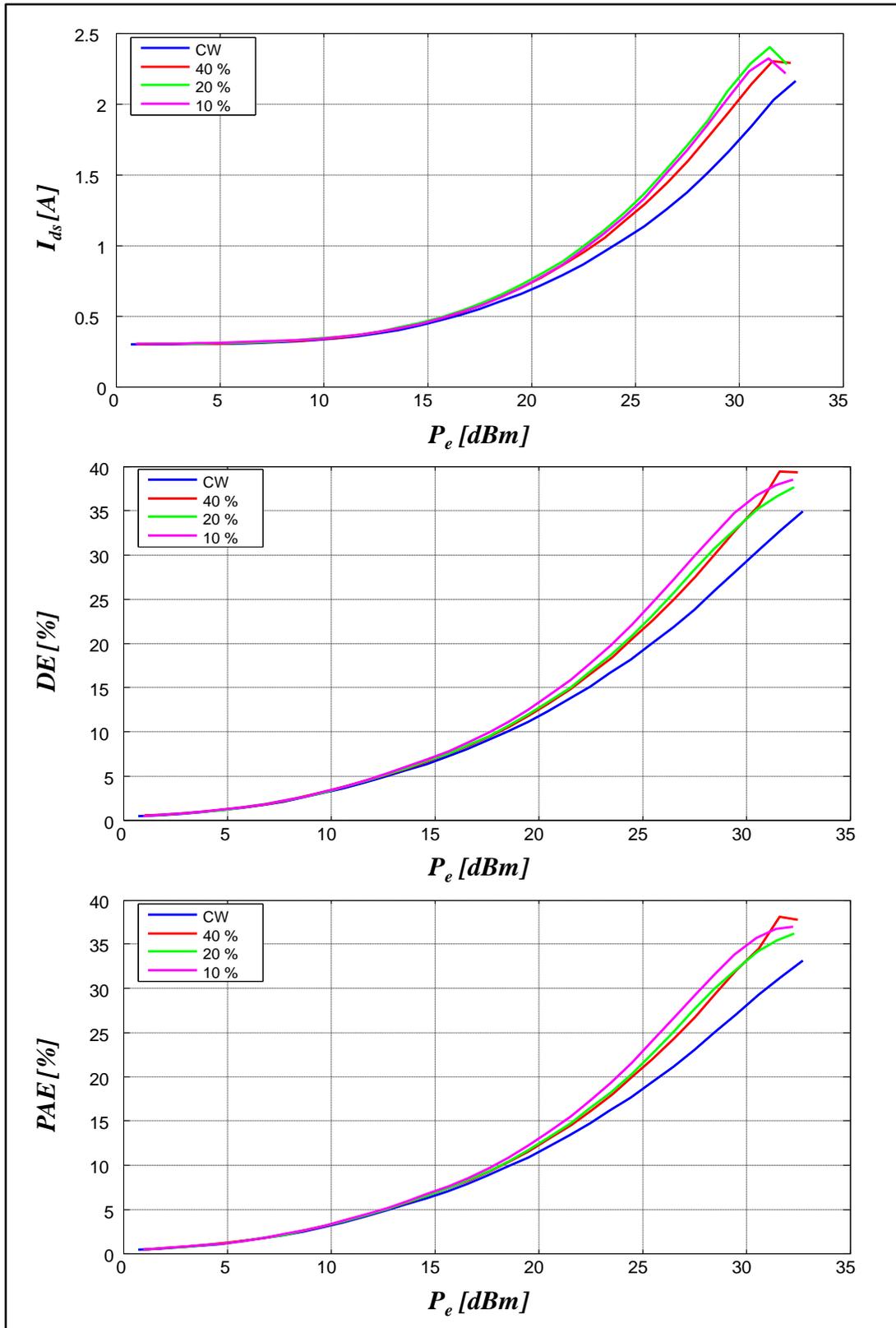


Figure III-47 : Efficacité de l'AP en mode CW impulsionnel.

Au point de saturation, l'AP possède un rendement de drain de 40% et un rendement en puissance ajouté de 38% associés à un courant consommé dans l'impulsion de 2.4 A.

La courbe de conversion AM/PM à la fréquence fondamentale est également déterminée à partir de la caractérisation temporelle réalisée. La courbe AM/PM est illustrée par la Figure III-48.

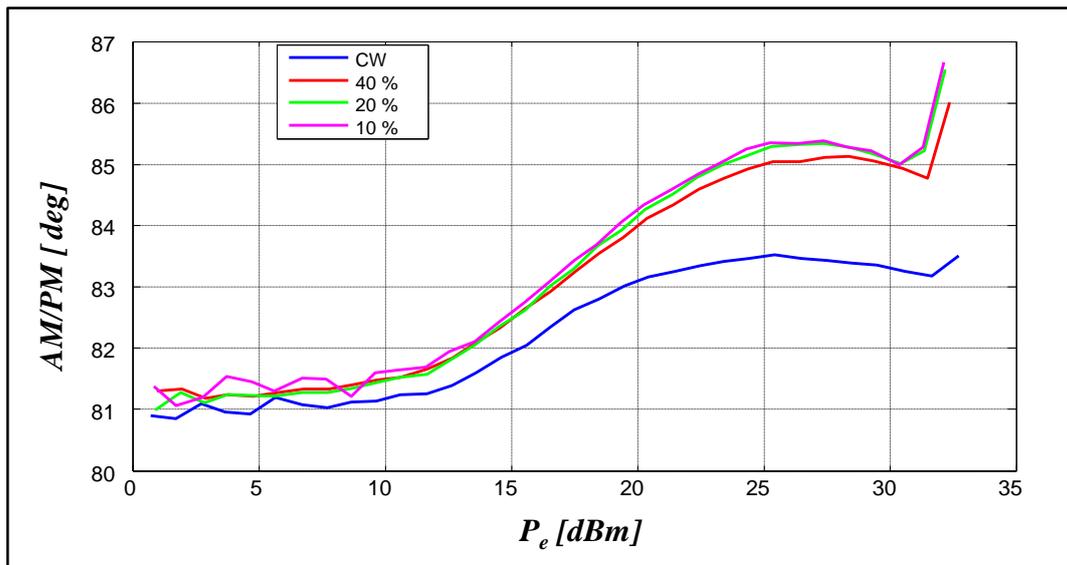


Figure III-48 : Conversion AM/PM de l'AP en mode CW impulsionnel.

Une variation de phase de 5 degrés est constatée sur la plage de puissance d'entrée.

La puissance impulsionnelle obtenue par extraction d'une portion du signal temporel dans l'impulsion est dépendante des caractéristiques du fenêtrage appliqué (début, fin, durée), puisque dans le cas réel, un signal impulsionnel présente des temps de montée et de descente non négligeables et peut présenter certaines fluctuations dans l'impulsion.

Le système de mesure temporelle permet d'accéder très facilement aux profils en puissance et en phase dans l'impulsion. Ces profils sont déterminés par une procédure de fenêtrage glissant, d'une largeur égale à une période du signal RF (0.5 ns), sur toute la période de l'impulsion. Ensuite, chaque fenêtre est traitée afin d'extraire les grandeurs caractéristiques à la fréquence fondamentale. Les profils de puissance à l'entrée et à la sortie de l'AP et le profil de variation de la phase (AM/PM) obtenus pour plusieurs puissances d'excitations sont illustrés par la Figure III-49. L'AP, dans ce cas de mesure, est toujours excité avec le même signal impulsionnel (10 μ s, 40%).

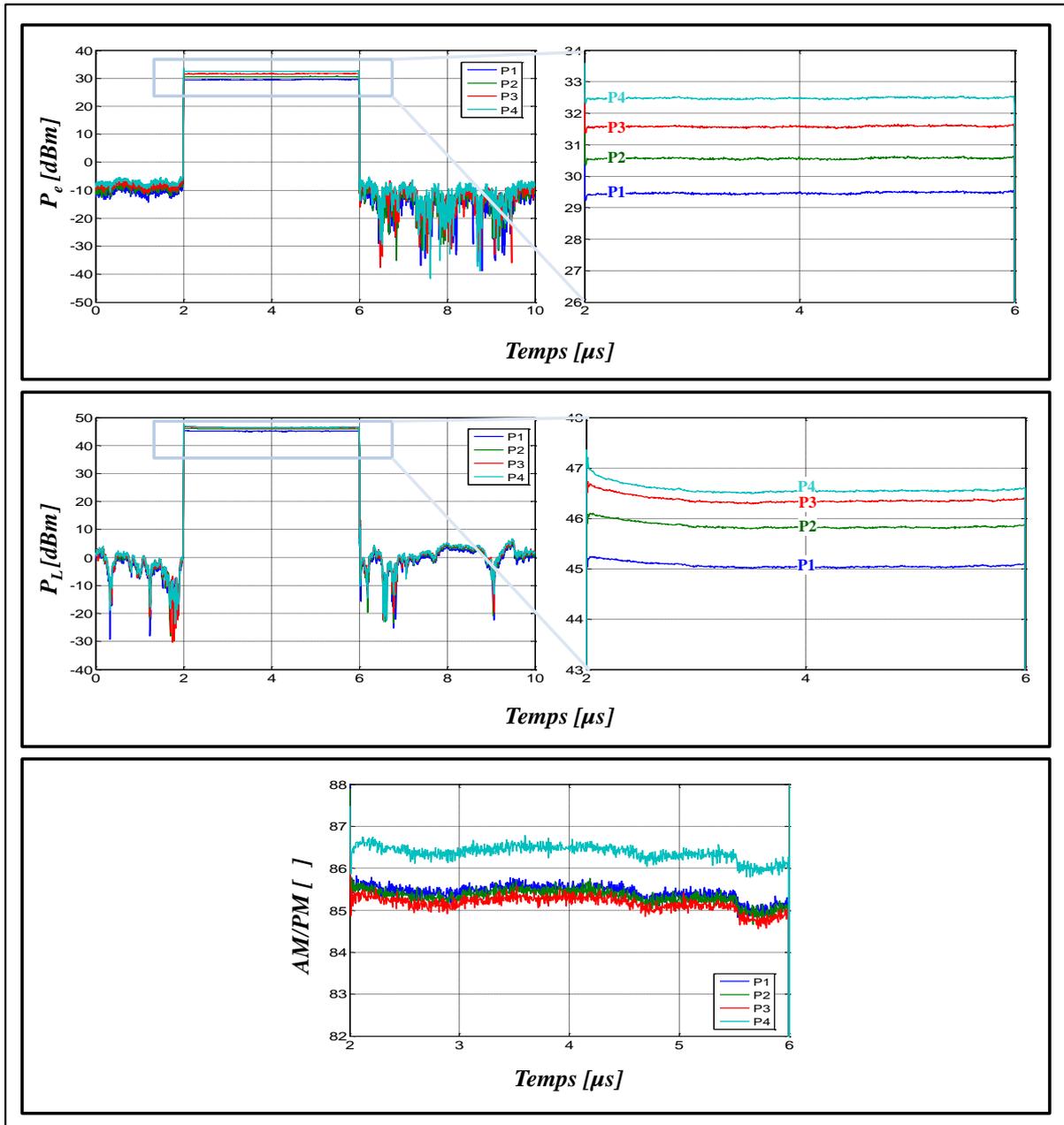


Figure III-49 : Profils de variation de la puissance et de la phase dans l'impulsion.

Dans cette figure, les distorsions qui proviennent des effets non linéaires, des effets thermiques et/ou des effets de piège peuvent être très clairement observées en comparant le profil de la puissance d'entrée qui est plat et le profil de sortie qui subit une dégradation entre le début et la fin de l'impulsion. Des faibles variations sur le profil de la phase dans l'impulsion sont aussi observées.

L'extraction de ses grandeurs caractéristiques permet aussi d'évaluer les performances du système de mesure temporelle proposé.

III.5 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la description détaillée d'une nouvelle procédure de calibrage à large bande et ultra haute résolution fréquentielle. Cette procédure fondée sur l'utilisation d'un signal multitons avec une distribution de phase de Schroeder permet d'atteindre une résolution fréquentielle de 10 kHz dans une bande de caractérisation de 3 GHz. Différentes étapes de validation et de vérification ont été présentées dans ce chapitre, à la fois pour le calibrage relatif mais aussi pour le calibrage absolu en amplitude et en phase.

Le système de mesure temporelle avec des hautes fréquences d'échantillonnage équivalente associé à cette nouvelle procédure de calibrage se révèle être un outil très efficace pour aider les ingénieurs de caractérisation, de conception et de modélisation de dispositifs radiofréquences et microondes non linéaires à très large bande.

Dans ce chapitre, l'intérêt de la caractérisation temporelle large bande de dispositifs microondes passif et actif a été démontré, et plus particulièrement, l'importance de la caractérisation impulsionnelle des amplificateurs de puissance pour des applications RADARs. Le système de mesure temporelle des formes d'ondes calibrées en mode de caractérisation CW impulsionnel, constitue une avancée très importante dans le domaine de l'instrumentation. Grâce à ce système de mesure, il est possible de caractériser les comportements non linéaires de l'AP, et aussi d'observer les distorsions harmoniques dans l'impulsion ainsi que les distorsions sur les transitions montante et descendante au début et fin de l'impulsion. Pour la première fois, la mesure temporelle calibrée de ces transitions est accessible avec un système de mesure entièrement calibré.

Finalement, ce système de mesure temporelle constitue un instrument innovant avec des potentialités très attractives. L'utilisation de ce système pour la caractérisation temporelle très large bande d'architectures d'amplification de puissance non conventionnelles font l'objet du dernier chapitre de ce manuscrit afin de montrer l'intérêt primordial d'un tel système de mesure temporelle large bande.

**Chapitre IV : Applications à la
caractérisation temporelle large bande
d'amplificateurs de puissance non
linéaires**

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente les principales capacités et potentialités du système de mesure temporelle pour la caractérisation temporelle large bande d'amplificateurs de puissance non linéaires dans des conditions de fonctionnement réelles. Il montre aussi la contribution qui peut être apportée par ce type de caractérisation au développement de modèles comportementaux et à la conception des amplificateurs de puissance RF.

Dans la première partie de ce chapitre, les capacités du système de mesure temporelle mis en place sont exposées par la caractérisation d'un amplificateur de puissance large bande soumis à des signaux d'excitation de type multiporteuse. Ces caractérisations permettent l'extraction des critères de linéarité de l'amplificateur (C/I, ACPR, NPR).

La deuxième partie de ce chapitre est dédiée à la caractérisation des amplificateurs de puissance dans des architectures de transmission avancées incorporant des techniques d'amélioration de la linéarité et du rendement. Dans cette partie, deux applications sont rapportées :

- la linéarisation d'un amplificateur de puissance par prédistorsion numérique simple sans mémoire en bande de base,
- la caractérisation d'un amplificateur de puissance dans une architecture de transmission polaire.

IV.2 Caractérisation des non linéarités d'un amplificateur de puissance en présence des signaux multiporteuse

La linéarité est un critère majeur dans la conception d'un amplificateur de puissance (AP). Dans le premier chapitre, nous avons présenté les principaux facteurs de mérite permettant de refléter ce critère (paragraphe I.5). Dans cette partie, nous présenterons la caractérisation expérimentale des non linéarités d'un amplificateur de puissance soumis à des signaux d'excitations multiporteuse. L'AP caractérisé est un prototype GaN 50 W (Figure

III-34) issu de la technologie GH50 de UMS¹ et destiné aux systèmes RADARs (1-3 GHz MIC HPA) [90]. Le point de polarisation de l'AP est défini par :

- $V_{ds0} = 50 \text{ V}$
- $I_{dsq} = 300 \text{ mA}$

Les résultats des caractérisations de la linéarité présentés dans cette partie sont déterminés grâce à la mesure temporelle avec ultra haute fréquence d'échantillonnage des signaux calibrés aux accès de l'AP, en utilisant le système de mesure temporelle mis en place. Le synoptique du système utilisé pour la caractérisation de l'AP avec des signaux d'excitations multiporteuse est illustré par la Figure IV-1.

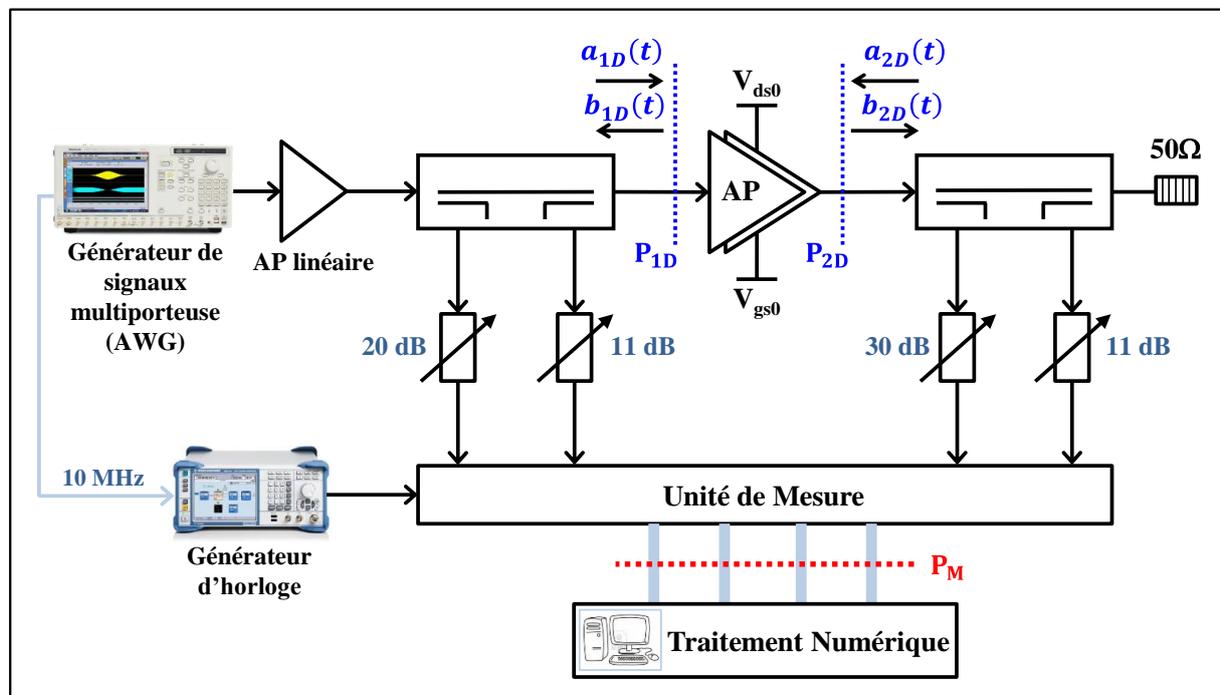


Figure IV-1 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation multiporteuse.

Pour la caractérisation multiporteuse large bande, un calibrage du système de mesure dans une large bande fréquentielle (0.8-3.2 GHz) et avec une haute résolution (100 kHz) est effectué comme expliqué dans le chapitre précédent.

¹ United Monolithic Semiconductors

IV.2.1 Caractérisation en C/I

Une technique classique de caractérisation des non linéarités de l'amplificateur de puissance est la celle obtenue en mode biporteuse qui permet de quantifier le degré de linéarité de l'AP grâce au facteur de mérite des intermodulations de différents ordres souvent notés C/I_n où n peut prendre généralement les valeurs 3, 5, 7, Le principe de cette caractérisation est présenté dans le paragraphe I.5.3.1.

Premièrement, une caractérisation en C/I_3 de la chaîne de mesure à vide (en connexion directe) est effectuée avec un signal d'excitation biporteuse ($\Delta f = 2$ MHz et $f_0 = 2$ GHz). Cela permet de déterminer la dynamique du système de mesure. Le critère C/I_3 est représenté sur la Figure IV-2.

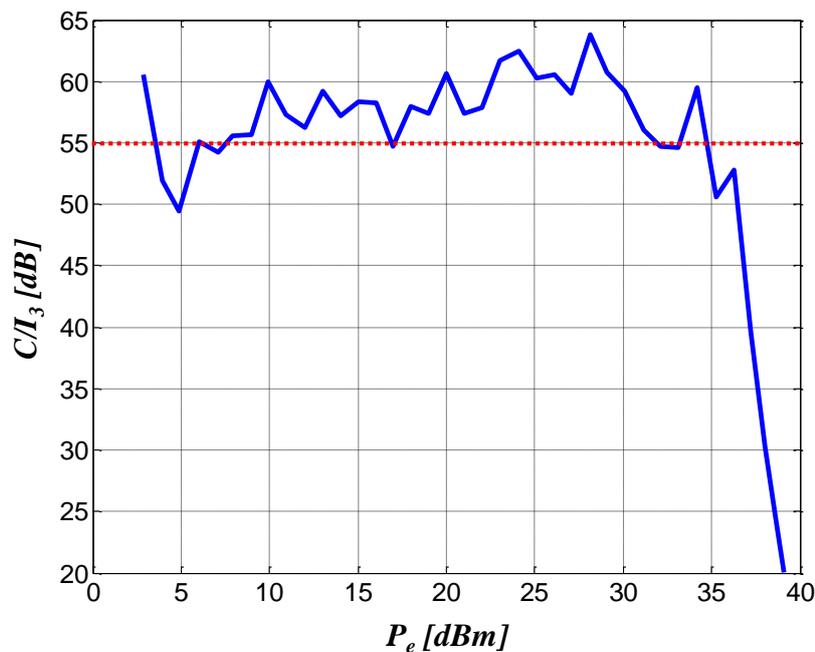


Figure IV-2 : C/I_3 mesuré à vide en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

La dynamique du système de mesure pour la caractérisation en C/I_3 est supérieure à 55 dB sur l'ensemble des puissances d'entrée. La baisse importante du C/I_3 est due à la saturation de l'amplificateur d'instrumentation au-delà de 36 dBm.

Ensuite, l'Amplificateur Sous Test (AST) est soumis à des signaux d'excitations biporteuse avec deux largeurs de bande différentes ($\Delta f = 2$ MHz et $\Delta f = 20$ MHz) autour de la fréquence centrale (f_0 égale à 2 GHz). Les formes d'ondes temporelles calibrées de tensions

mesurées à l'entrée et à la sortie de l'AST ($a_{1D}(t)$, $b_{2D}(t)$) au point de saturation ($P_e = 31.5$ dBm) sont représentées sur la Figure IV-3.

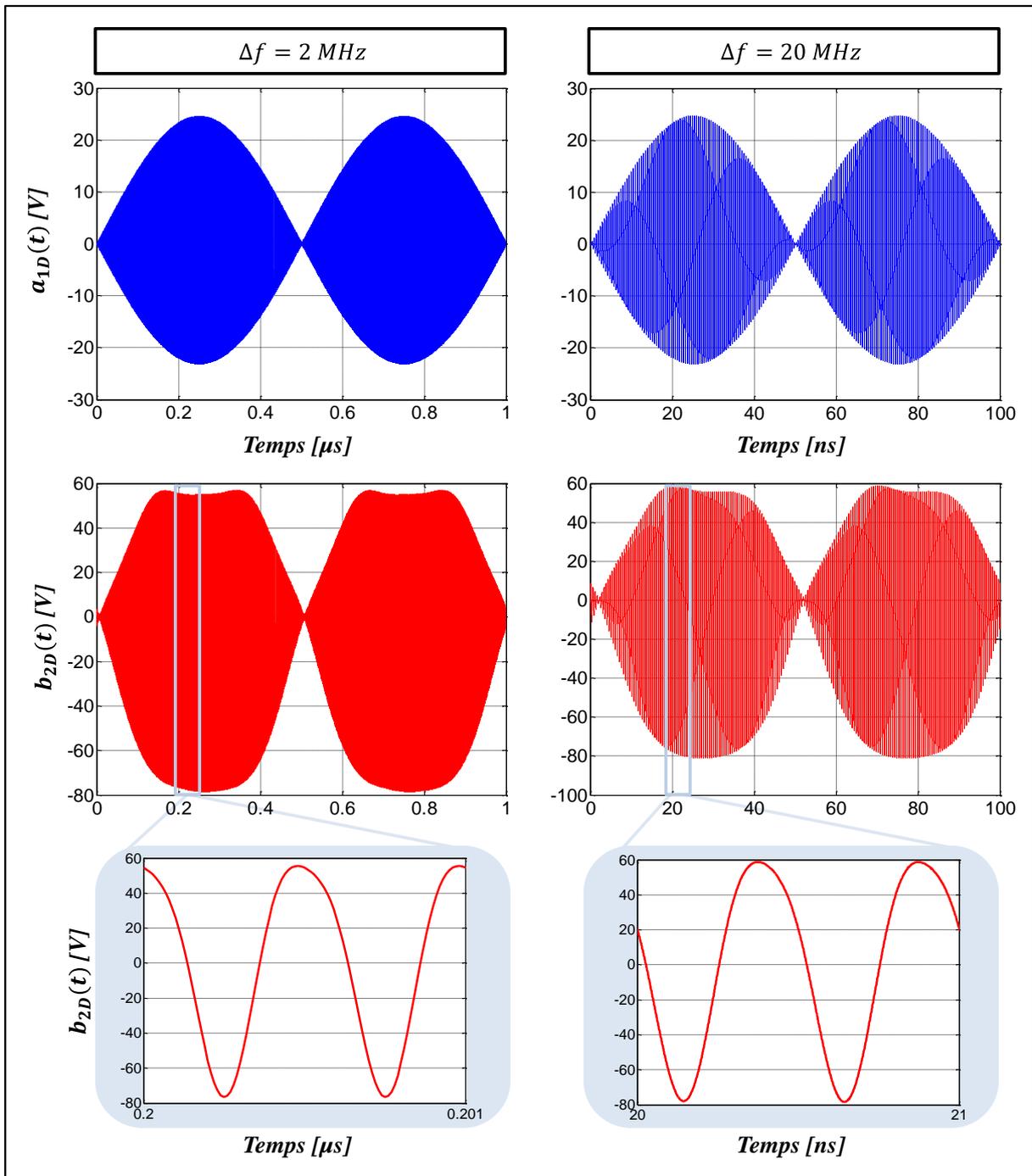


Figure IV-3 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions ($a_{1D}(t)$, $b_{2D}(t)$) mesurées à l'entrée et à la sortie de l'AST au point de saturation ($P_e = 31.5$ dBm) avec une fréquence d'échantillonnage équivalente de 100 Géch/s.

Ces formes d'ondes mesurées avec une fréquence d'échantillonnage équivalente (f_v) de 100 Géch/s permettent d'observer finement les distorsions d'enveloppe et de la porteuse, engendrées par l'AP.

La Figure IV-4 présente les produits d'intermodulation C/I_3 et C/I_5 déterminés après transformation de Fourier de ces signaux temporels dans les deux cas de caractérisation ($\Delta f=2$ MHz et $\Delta f=20$ MHz).

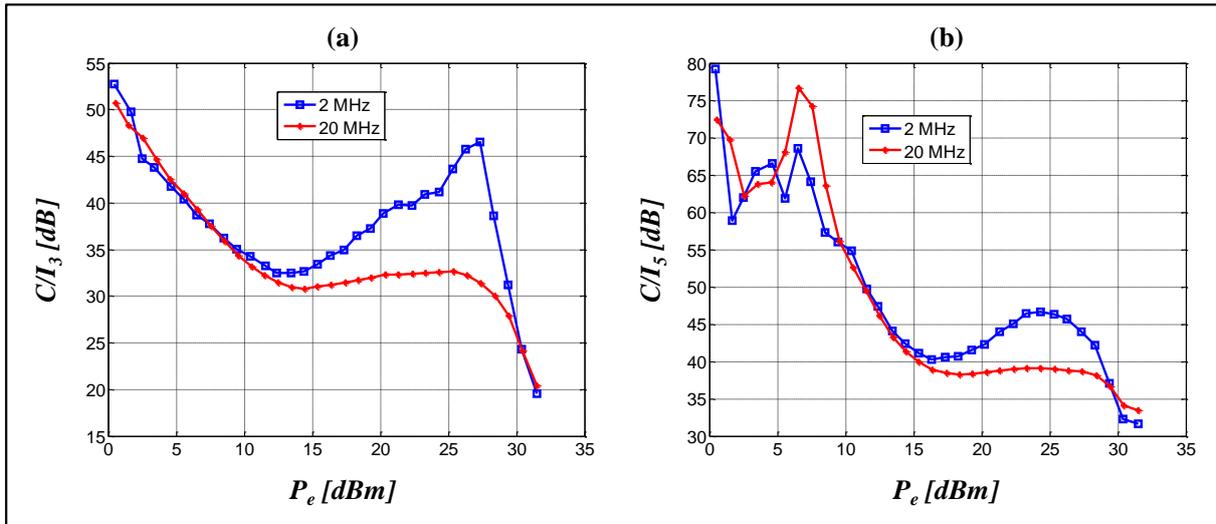


Figure IV-4 : Produits d'intermodulation C/I_3 (a) et C/I_5 (b) en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

Il est possible de constater que, pour une modulation rapide (20 MHz) le produit d'intermodulation est plus faible que pour une modulation lente (2 MHz). Cette différence met en évidence l'influence non négligeable des constantes de temps (effets mémoire) sur le comportement de l'AP. Pour observer ces phénomènes et mieux appréhender leurs conséquences sur les distorsions des signaux par l'amplificateur de puissance, il est alors intéressant de le caractériser à l'aide de signaux d'excitations multiporteuse large bande proche de ceux rencontrés dans les applications réelles. Ces caractérisations permettent alors de juger des effets mémoires basses fréquences et hautes fréquences sur le bruit apportés par l'amplificateur dans la bande passante utile des signaux et hors de cette même bande passante.

IV.2.2 Caractérisation en NPR large bande

La caractérisation de dispositifs non linéaires utilisés dans les systèmes de télécommunications modernes doit être effectuée dans des conditions proches de la réalité. Les signaux utilisés dans les conditions réelles ont des propriétés statistiques proches d'un

bruit blanc gaussien à bande limitée. Le bruit blanc gaussien constitue donc un signal de test intéressant à partir duquel le critère de linéarité NPR défini dans le paragraphe I.5.3.2.2 peut être déterminé. Ce critère permet d'estimer le comportement non linéaire d'un amplificateur de puissance.

La caractérisation en NPR est largement exploitée dans [93] [94]. Des bancs de caractérisation en NPR ont été encore développés [95] [96]. Ces bancs émulent des signaux d'excitation de type NPR à bande étroite (dizaine de MHz).

Grâce à notre système de mesure spécifique mis en place, la caractérisation en NPR large bande (plusieurs GHz) est maintenant accessible. Cette caractérisation est notamment très demandée pour les applications spatiales. La génération du bruit blanc gaussien dans ce système est fondée sur l'utilisation d'un AWG capable de générer des signaux larges bandes autour d'une fréquence porteuse [42]. Ce signal se compose d'un grand nombre de porteuses (>1000) d'amplitudes égales, et de phases aléatoires (loi uniforme). Les porteuses sont régulièrement espacées dans la bande de caractérisation. Un « trou » fréquentiel est fabriqué artificiellement en omettant de synthétiser des porteuses au centre de la bande. La largeur fréquentielle de ce « trou » doit être inférieure à 10 % de la bande totale du signal [93].

La caractérisation en NPR de l'AST est réalisée dans une large bande fréquentielle de 800 MHz autour de la fréquence centrale ($f_0 = 2$ GHz). Le nombre de porteuses est égal à 8000 porteuses, cela implique une résolution fréquentielle de 100 kHz. La largeur du trou est de 10 % de la bande totale. Une représentation temporelle et fréquentielle du signal d'excitation généré numériquement pour cette caractérisation est donnée sur la Figure IV-5.

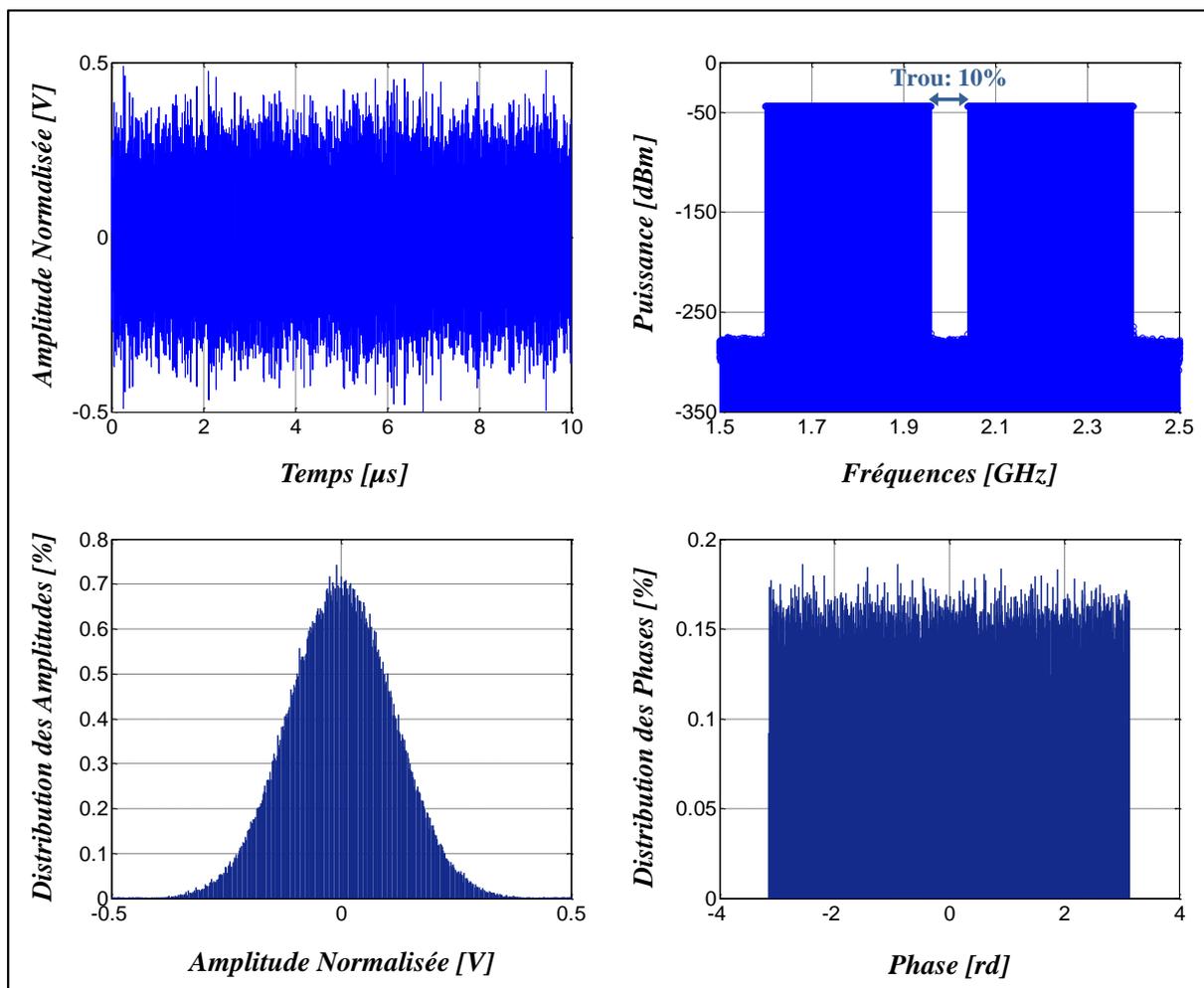


Figure IV-5 : Représentation spectrale et temporelle du signal type NPR.

Une caractérisation en NPR de la chaîne de mesure à vide (en connexion directe) est réalisée au préalable pour l'ensemble des points de puissance utilisables ultérieurement en présence de l'AST. Le NPR déduit de la FFT des signaux temporels mesurés à vide est illustré par la Figure IV-6.

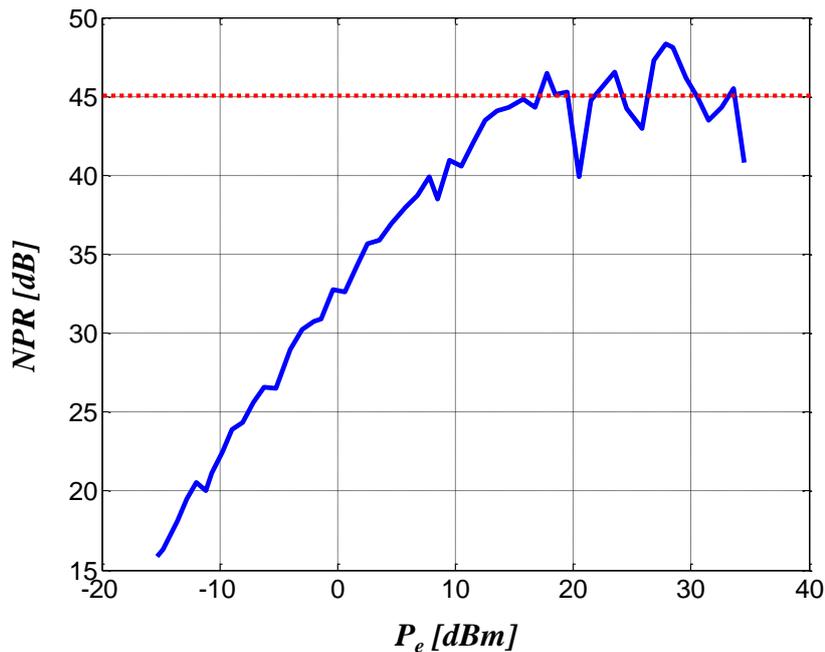


Figure IV-6 : NPR mesuré à vide en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

Le NPR à vide de la chaîne de mesure est autour de 45 dB dans une plage de puissance comprise entre 15 et 35 dBm. La valeur du NPR obtenue sur la figure IV.6 pour des puissances d'entrée inférieures à 15 dBm est inférieure à 45 dB car des atténuateurs fixes sur les voies de mesure sont utilisés pour cette caractérisation limitant la dynamique en basse puissance d'entrée du système de mesure temporelle. La mesure du NPR de l'AST se fait ensuite à partir des mesures des signaux de sortie de l'AST.

Les formes d'ondes temporelles de tensions d'entrée (incidente : $(a_{1D}(t))$) et de sortie (transmise : $(b_{2D}(t))$) obtenues par la caractérisation en signaux multitons (type NPR) de l'AST au point de saturation ($P_e = 28.1$ dBm) sont représentées sur la Figure IV-7. Sur cette figure sont encore représentés les spectres associés à ces signaux.

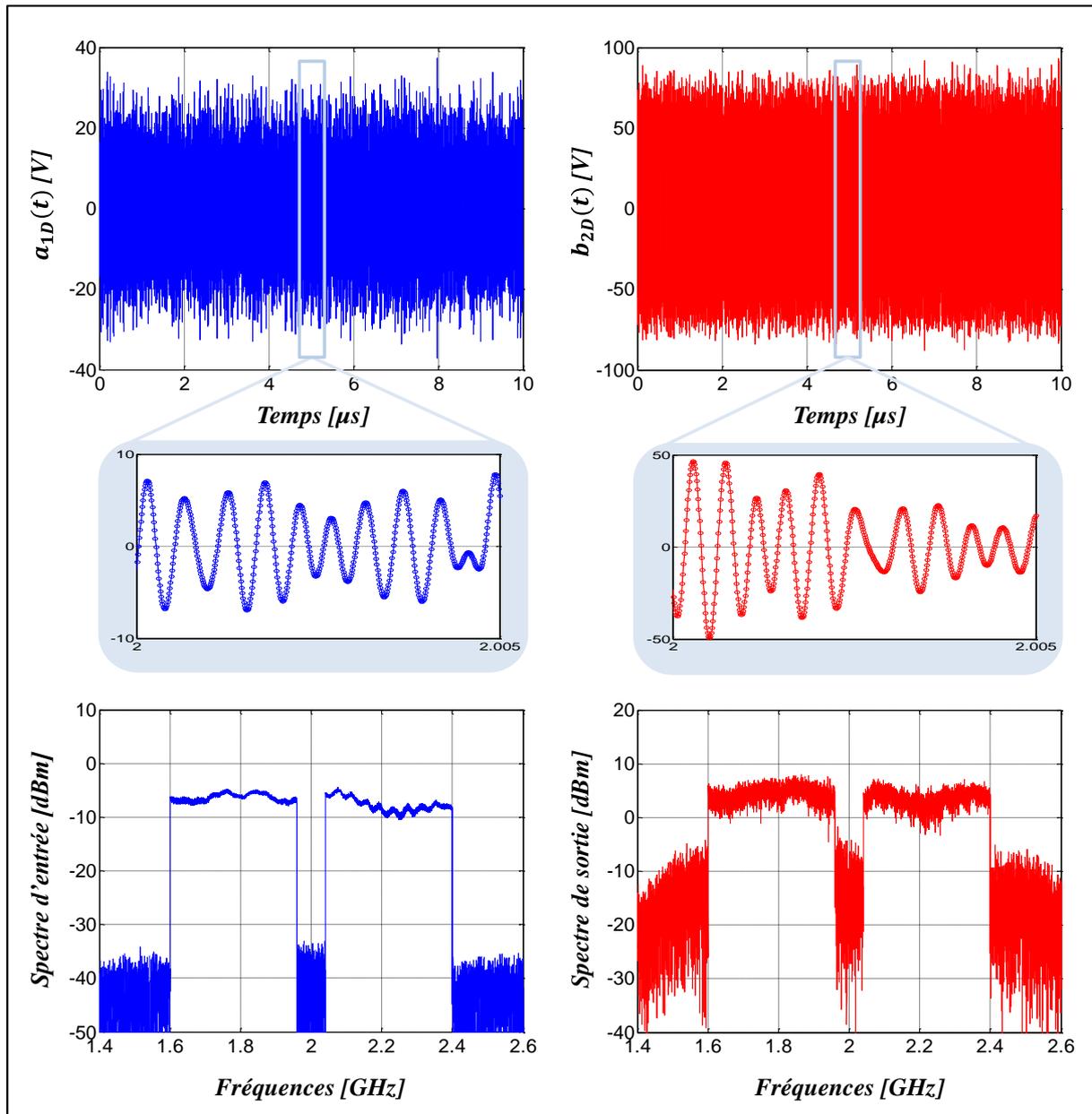


Figure IV-7 : Représentations spectrales et temporelles des signaux mesurés à l'entrée et à la sortie de l'AST en caractérisation NPR large bande ($f_v= 100$ Gch/s).

La Figure IV-8, montre le critère NPR en sortie de l'AST en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

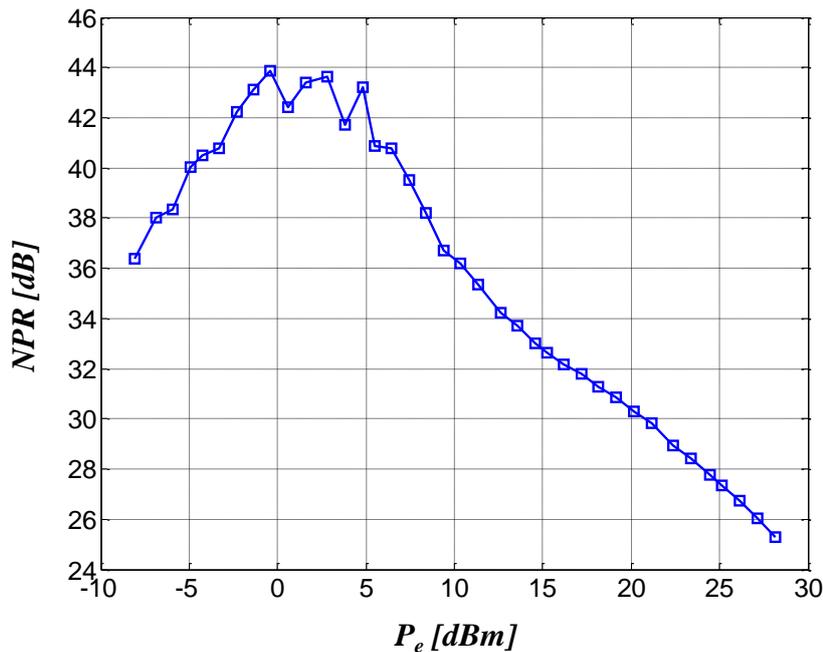


Figure IV-8 : Critère NPR de l'AST en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

Les résultats de la caractérisation en NPR permettent de juger ici du comportement de l'amplificateur soumis à une excitation très large bande qui ne peut être accessible qu'à partir de la nouvelle procédure d'étalonnage mise en œuvre sur ce banc et décrite dans le chapitre précédent.

Ces résultats démontrent les capacités du système de mesure pour la caractérisation large bande de dispositifs non linéaires. La génération de puissance numérique du signal de test est un outil expérimental utilisable avec d'autres modulations numériques. Il peut donc maintenant permettre des études beaucoup plus approfondies concernant la linéarité des amplificateurs de puissance utilisés par exemple dans les applications spatiales pour lesquelles ce critère de NPR large bande est primordial. L'utilisation des résultats obtenus avec de tels signaux doit aussi permettre des avancées certaines dans les études de modélisation comportementale d'amplificateurs de puissance tenant compte des effets mémoire non linéaires. Ces deux thématiques de recherche n'étaient pas les objectifs fondamentaux de ce travail mais elles constituent maintenant des perspectives fortes qui pourront être abordées lors d'autres travaux doctoraux.

IV.2.3 Caractérisation en ACPR large bande

Un autre critère capable d'estimer les non linéarités de l'AP est l'ACPR (défini dans le paragraphe I.5.3.2.1). Ce critère quantifie plutôt les remontées spectrales hors de la bande du signal utile. Le système de mesure temporelle mis en place est encore utilisable pour ce type de caractérisation et pour différentes types de modulations numériques (QPSK, QAM, OFDM, LTE, ...).

Pour évaluer ce critère, l'AST a été caractérisé avec un signal d'excitation multiporteuse large bande (800 MHz) autour de la fréquence centrale ($f_0 = 2$ GHz). Le signal d'excitation est un bruit blanc gaussien où les amplitudes des raies spectrales sont égales, et les phases suivent une distribution aléatoire uniforme. Les propriétés de ce signal sont proches de celles d'un signal généré par une modulation numérique et utilisé dans des applications réelles. Les amplitudes et les phases ont été calculées pour obtenir un signal avec un $PAPR_{RF}$ (signal RF) égal à 7 dB. Il est important de savoir que le PAPR d'un signal en bande de base (BB) et celui d'un signal transposé en radiofréquence (RF) ne sont pas les mêmes. Cependant, ils sont liés par une relation simple : $PAPR_{RF} \leq PAPR_{BB} + 3$ dB [97].

Les spectres des signaux mesurés à l'entrée et à la sortie de l'AST au point de saturation ($P_e = 28.3$ dBm) sont illustrés par la Figure IV-9.

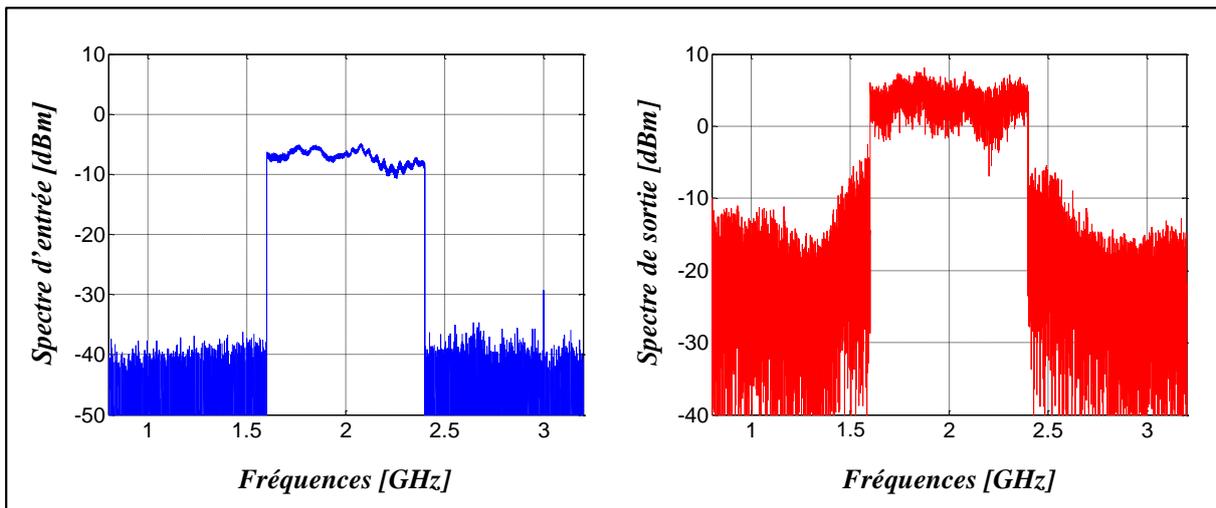


Figure IV-9 : Critère ACPR de l'AST en fonction de la puissance moyenne d'entrée (P_e).

Le critère ACPR est calculé à partir du spectre de sortie de l'AST en utilisant des relations données dans le chapitre 1. Une comparaison entre le critère ACPR et le critère NPR obtenus à la sortie de l'AST est illustrée par la Figure IV-10.

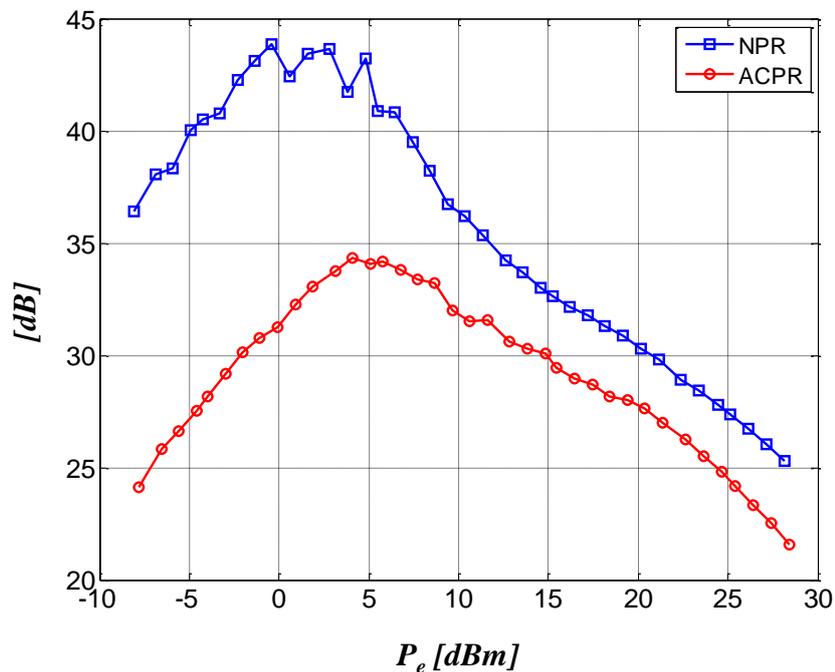


Figure IV-10 : Comparaison entre ACPR et NPR à la sortie de l'AST.

L'allure de la courbe d'ACPR est proche de celle du NPR, puisque les signaux d'excitations utilisés dans les deux caractérisations possèdent les mêmes propriétés. Un écart autour de 10 dB entre les deux critères est constaté pour $P_e \leq 5$ dBm. Cet écart provient de la différence du rapport SNR entre les deux types de caractérisation. La largeur de la bande du bruit utilisé dans le cas de la mesure du NPR est de 10% alors qu'elle est de 100% dans le cas de la mesure de l'ACPR. Au-delà d'une puissance d'entrée de 5 dBm, une différence entre le NPR et l'ACPR de l'ordre de 2 dB est observée. Elle est principalement due à la différence entre les remontées spectrales à l'intérieur et celles obtenues en dehors de la bande du signal utile.

A travers ces mesures, ce sont les capacités de l'outil de mesure temporelle entièrement calibré sur une très large bande qui sont démontrées. Ce système ouvre la voie à de nouvelles perspectives concernant les comparaisons des performances en termes de linéarité fondée sur le critère d'ACPR d'amplificateurs de puissances à base d'architectures différentes.

IV.3 Prédistorsion numérique

IV.3.1 Contexte de la prédistorsion numérique en bande de base

La prédistorsion est une technique d'amélioration de la linéarité prédominant dans la littérature. Elle consiste à pré-compenser le signal à émettre avant son passage à travers la chaîne d'amplification afin d'anticiper les distorsions que celle-ci va générer. Il faut donc connaître parfaitement la réponse de la chaîne par une procédure de caractérisation approfondie qui permet de déterminer les formes des non linéarités à pré-compenser. La procédure de pré-compensation peut être implémentée de façon analogique ou numérique sur le signal en bande de base (BB) ou sur le signal modulé en radiofréquence (RF).

Avec l'augmentation des performances associées au traitement de signal numérique, la prédistorsion numérique en bande de base est devenue la technique préférentielle de linéarisation utilisée dans les stations de base des systèmes de communications mobiles. Elle se présente comme une très bonne technologie candidate pour la radio logicielle restreinte (SDR) [98]. Cette technique est largement utilisée dans la littérature et a donné lieu ces dernières années à un grand nombre de publications [99] [100] [101].

Quelle que soit la méthode de réalisation de la technique de prédistorsion numérique utilisée, son principe fondamental reste le même. Il consiste à réaliser la fonction de prédistorsion sur le signal numérique en bande de base avec des techniques de traitement de signal. Un schéma illustrant le principe de la prédistorsion est présenté sur la Figure IV-11.

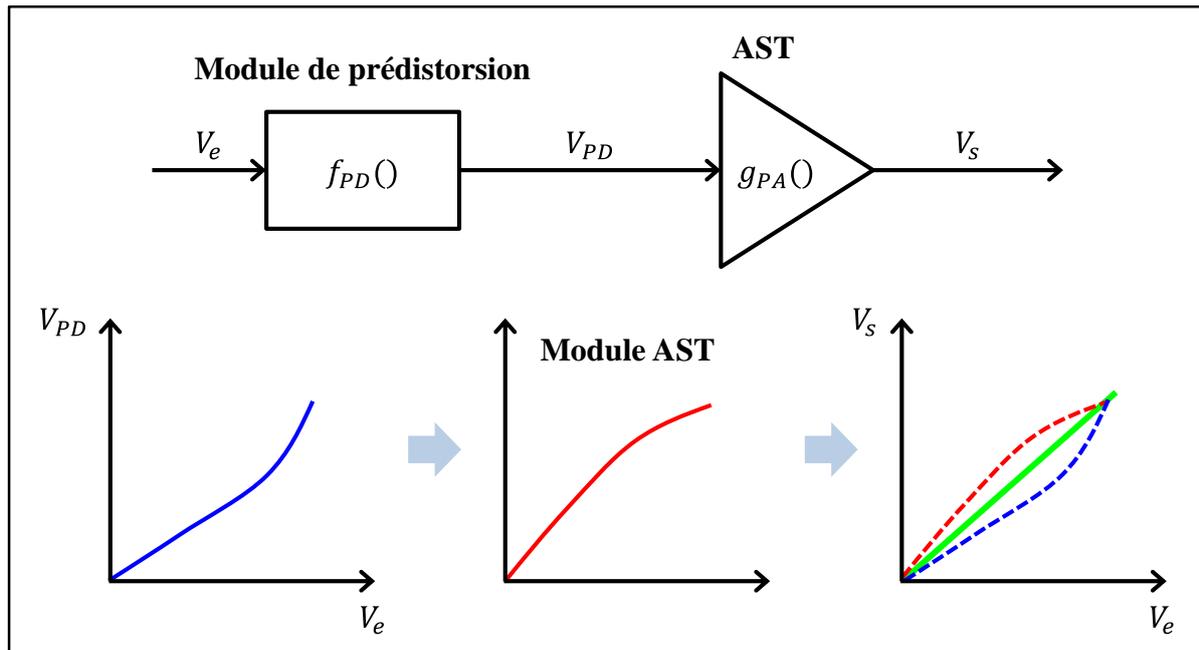


Figure IV-11 : Principe de la prédistorsion.

La fonction de prédistorsion ($f_{AP}()$) est traitée comme la fonction inverse de la réponse de l'amplificateur de puissance ($g_{AP}()$) normalisée par rapport à un facteur de gain linéaire (gain bas niveau de l'amplificateur : G_{AP}). La relation liant V_e et V_s est donc donnée par :

$$V_s = g_{AP}(V_{PD}) = g_{AP}(f_{PD}(V_e)) = G_{AP} \cdot V_e \quad (\text{IV.1})$$

L'extraction de la fonction de prédistorsion numérique en bande de base nécessite une caractérisation efficace de la chaîne d'amplification entre le plan de génération en bande de base et le plan de sortie de l'amplificateur sous test, afin de prendre en compte les distorsions engendrées par les différents éléments composants la chaîne (modulateur, préamplificateur, ...). La fonction de prédistorsion peut être déterminée à partir des caractéristiques d'enveloppes des signaux mesurés dans les deux plans de la chaîne. Le système de mesure dédié à ce type de caractérisation est généralement fondé sur la mesure d'enveloppe temporelle des signaux aux accès du dispositif [102] [103].

La caractérisation temporelle avec le système mis en place au cours de cette thèse, permet encore d'avoir accès aux enveloppes des signaux mesurés. L'extraction de l'information d'enveloppe d'un signal temporel réel peut être effectuée par translation du signal filtré autour de la porteuse en bande de base (démodulation numérique).

IV.3.2 Etapes de l'application de la prédistorsion numérique en bande de base

Une approche de prédistorsion numérique (PDN) rapportée dans [102] [101] est choisie pour la simplicité de sa mise en œuvre. Cette méthode est fondée sur une simple extraction de la fonction de prédistorsion sans tenir compte des effets mémoire.

Les étapes de la linéarisation d'un amplificateur de forte puissance par la technique de prédistorsion numérique en bande de base seront présentées dans cette partie. L'AST est un prototype GaN 50 W en bande S (2-4 GHz Quasi-MMIC balanced HPA) [90]. Une photographie de cet amplificateur est présentée sur la Figure IV-12

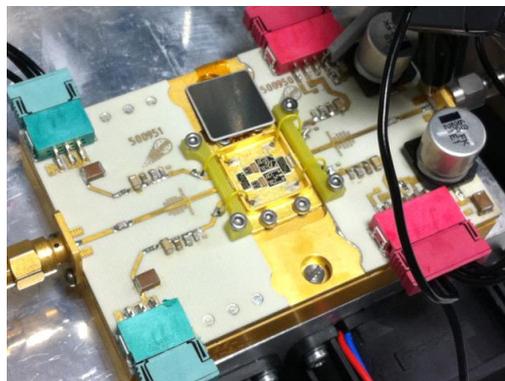


Figure IV-12 : Photographie de l'amplificateur (2-4 GHz Quasi-MMIC balanced HPA).

Le point de polarisation de l'amplificateur est défini par :

- $V_{ds0} = 50 \text{ V}$
- $I_{dsq} = 400 \text{ mA}$

Le signal de test est une modulation QAM16 filtrée en racine de cosinus surélevé (roll-off = 0.35) généré à un débit de 20 Msymb/s et modulé à la fréquence porteuse de 2.5 GHz. Le PAPR de ce signal est de 5.9 dB. Le synoptique du système de mesure utilisé est le même que celui de la Figure IV-1. Un calibrage haute résolution du système de mesure est effectué dans une bande de 100 MHz autour de la porteuse ($f_0 = 2.5 \text{ GHz}$).

IV.3.2.1 Identification du modèle de l'AST

La première étape de l'application de la prédistorsion numérique en bande de base consiste en une caractérisation approfondie de l'AST afin de modéliser son comportement. L'identification du modèle comportemental présenté dans ce paragraphe est faite pour un

point de puissance moyenne d'entrée ($P_{ag} = 33.5$ dBm), réglé au générateur (AWG dans la Figure IV-1), correspondant au point de saturation de l'AST (puissance de sortie maximale).

L'AST soumis à un signal d'excitation QAM16 (signal de test : 20 Msymb/s) est caractérisé en utilisant le système de mesure temporelle entièrement calibré avec la nouvelle procédure d'étalonnage décrite dans le précédent chapitre. Grâce à cette caractérisation, les formes d'ondes temporelles calibrées de tensions à l'entrée et à la sortie de l'AST (au point de saturation) sont mesurées avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente de 80 Géch/s.

La Figure IV-13 présente les formes d'ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et réfléchie ($b_{1D}(t)$) mesurées à l'entrée de l'AST et les amplitudes d'enveloppes associées obtenus par translation des signaux en bande de base ($|\tilde{a}_{1D}(t)|$, $|\tilde{b}_{1D}(t)|$).

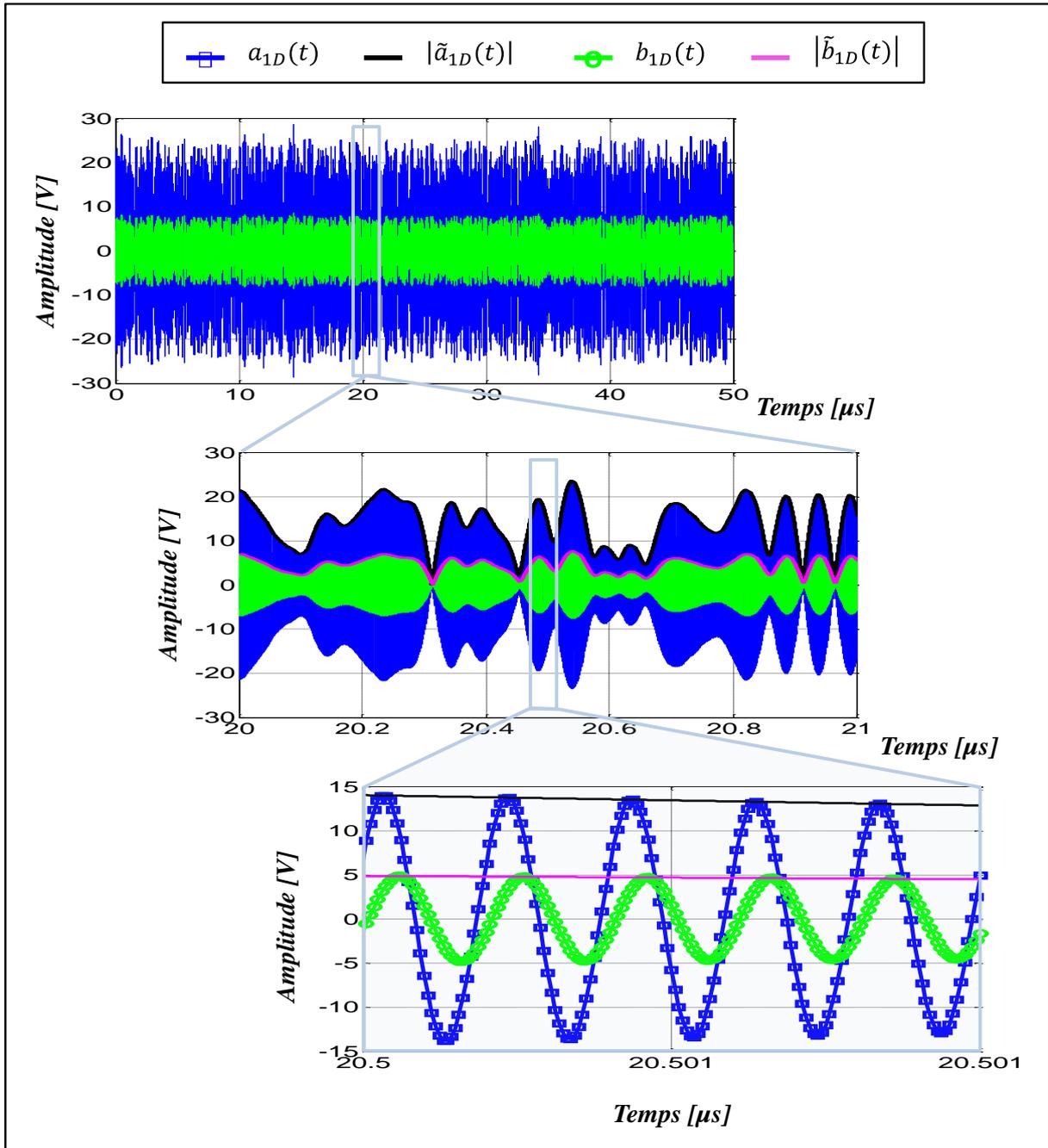


Figure IV-13 : Formes d'ondes temporelles de tensions incidente et réfléchie à l'entrée de l'AST et les amplitudes d'enveloppes associées.

Ces ondes représentent la réflexion à l'entrée de l'AST. Le zoom permet d'observer le déphasage dynamique et le taux d'atténuation entre les ondes incidente et réfléchie.

Ainsi, le gain dynamique et le temps de propagation de groupe de l'AST peuvent être estimés en observant les ondes de tensions incidente ($a_{1D}(t)$) et transmise ($b_{2D}(t)$) illustrées par la Figure IV-14. Sur cette figure sont encore illustrées les amplitudes d'enveloppes associées aux ondes incidente et transmise ($|\tilde{a}_{1D}(t)|$, $|\tilde{b}_{2D}(t)|$).

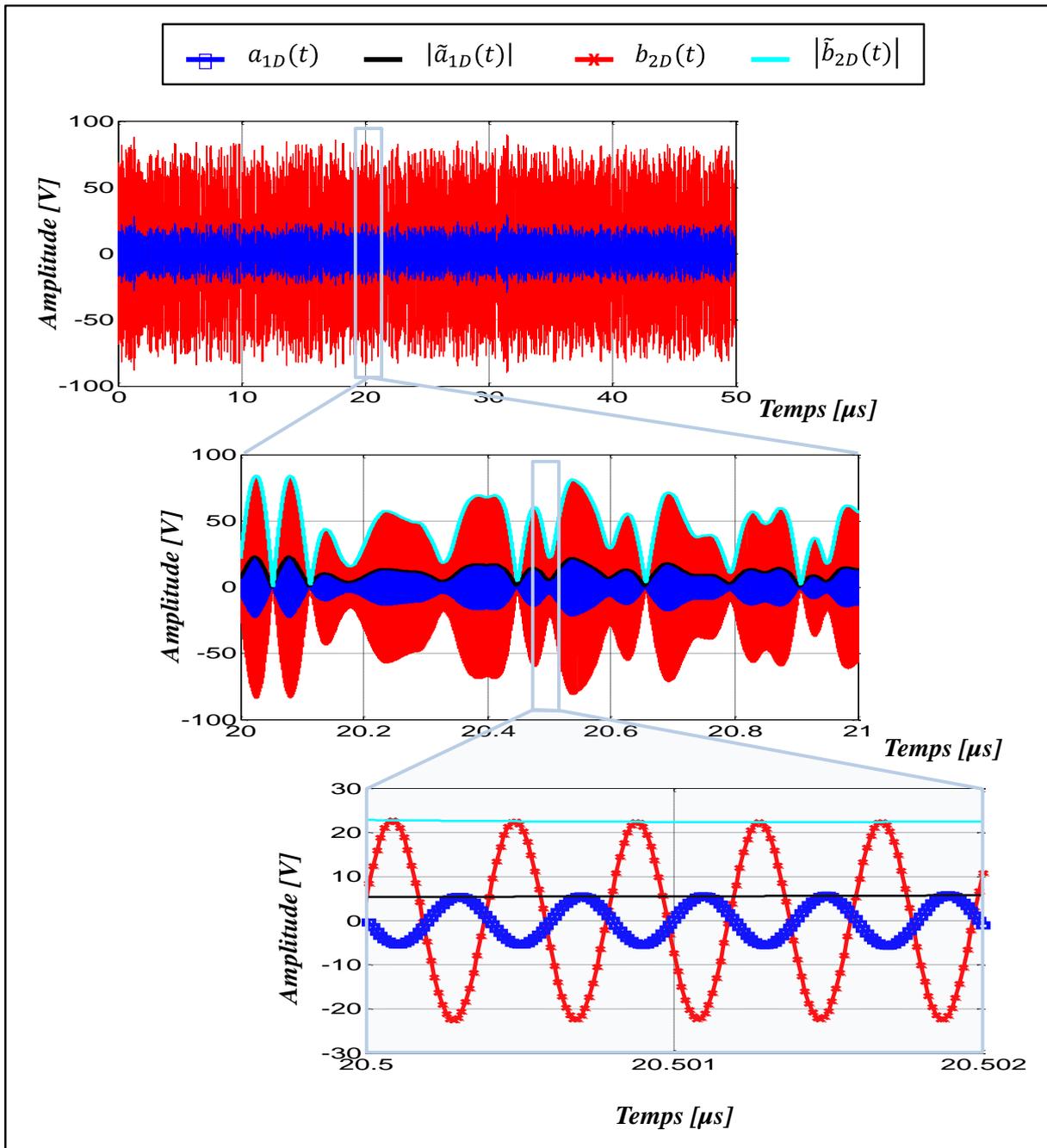


Figure IV-14 : Formes d'ondes temporelles de tensions incidente et transmise et les amplitudes d'envelopes associées.

Le modèle de la chaîne d'amplification doit être déterminé entre le plan de génération en bande de base et le plan de sortie de l'AST. Les signaux permettant l'extraction du modèle sont l'enveloppe complexe du signal numérique en bande de base ($\tilde{V}_e(t) : \tilde{a}_{NUM}(t)$) et l'enveloppe complexe de l'onde sortante de l'AST ($\tilde{V}_s(t) : \tilde{b}_{2D}(t)$). Une synchronisation numérique de ces signaux d'enveloppe complexe est effectuée en utilisant une méthode simple d'estimation de décalage temporel par corrélation des signaux.

La caractéristique AM/AM dynamique de l'AST et le modèle extrait de cette caractéristique sont représentés sur la Figure IV-15.

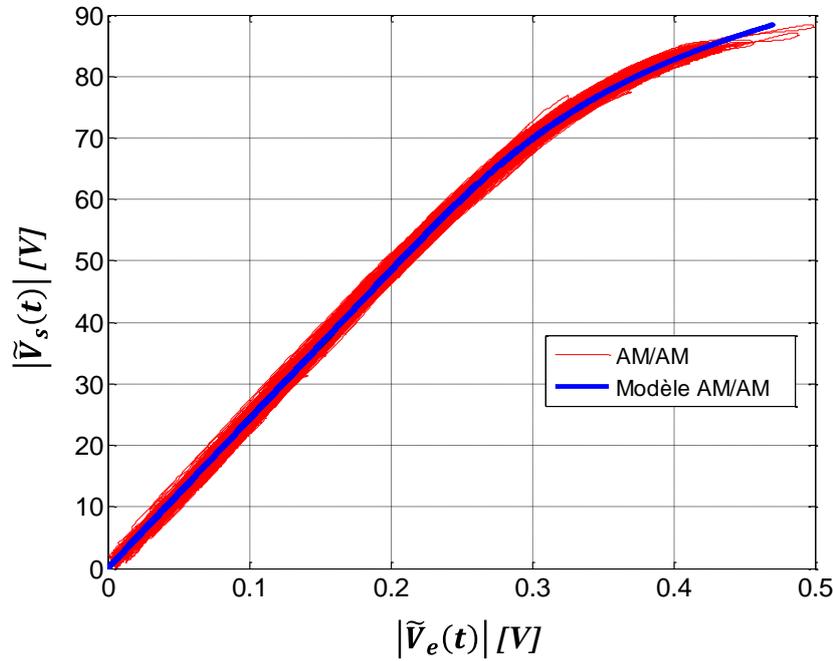


Figure IV-15 : Extraction de la caractéristique AM/AM.

La dispersion de la courbe AM/AM représenté sur la Figure IV-15, provient des effets mémoire pris en compte dans la mesure. Le modèle équivalent de l'AM/AM est un modèle quasi-statique extrait de l'AM/AM dynamique à l'aide d'une modélisation polynomiale utilisant la méthode des moindres carrés [102].

La Figure IV-16 montre la caractéristique AM/PM dynamique de l'AST et son modèle équivalent quasi-statique obtenu.

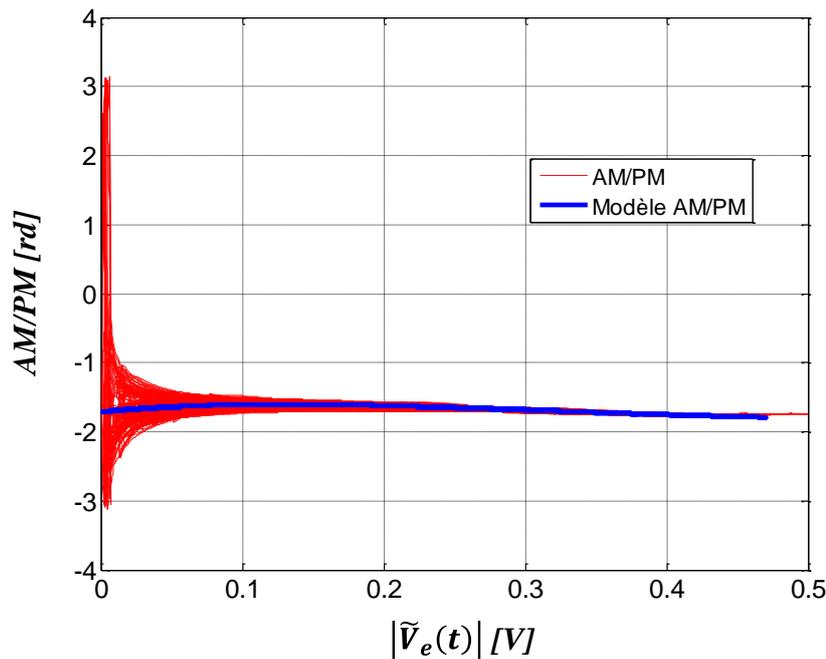


Figure IV-16 : Extraction de la caractéristique AM/PM.

Le modèle AM/PM quasi-statique est encore extrait par une modélisation polynomiale utilisant la méthode des moindres carrés.

Le modèle proposé (AM/AM et AM/PM) a un effet de moyennage de la dispersion des courbes AM/AM et AM/PM dynamiques obtenu en présence des effets mémoire. Ceux-ci sont donc pris en compte uniquement en valeur moyenne dans le modèle.

IV.3.2.2 Extraction de la fonction de prédistorsion

La fonction de prédistorsion en amplitude est décrite par un polynôme réciproque du modèle déterminé dans le paragraphe précédent après normalisation par rapport au gain bas niveau de l'amplificateur (G_{AP}). Ce gain peut être déterminé d'après la caractéristique AM/AM (Figure IV-15), ou à partir du polynôme qui décrit le modèle AM/AM de l'amplificateur (coefficient a_1 du polynôme = G_{AP}). La fonction de prédistorsion en amplitude est illustrée par la Figure IV-17.

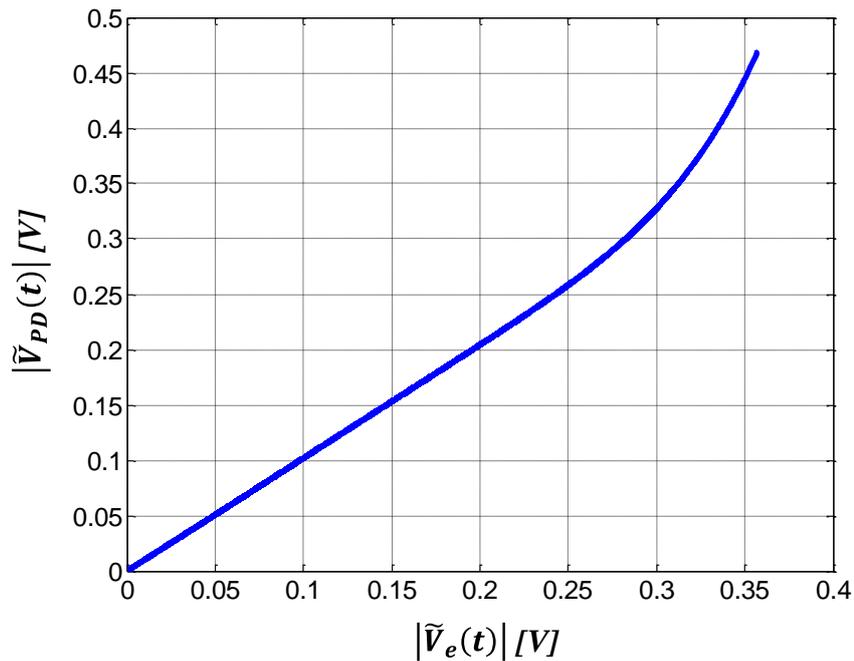


Figure IV-17 : Fonction de prédistorsion.

La fonction de prédistorsion en phase est directement l'opposé du polynôme qui décrit le modèle AM/PM.

IV.3.2.3 Application de la prédistorsion

Le signal numérique en bande de base est prédistoré en utilisant la fonction de prédistorsion déterminée. Les distorsions générées par la chaîne d'amplification sont donc préalablement compensées pour le niveau de puissance moyenne auquel a été extrait le modèle de l'amplificateur. La Figure IV-18 montre une comparaison des amplitudes des enveloppes complexes des signaux numériques en bande de base avec et sans l'application de la prédistorsion numérique (PDN).

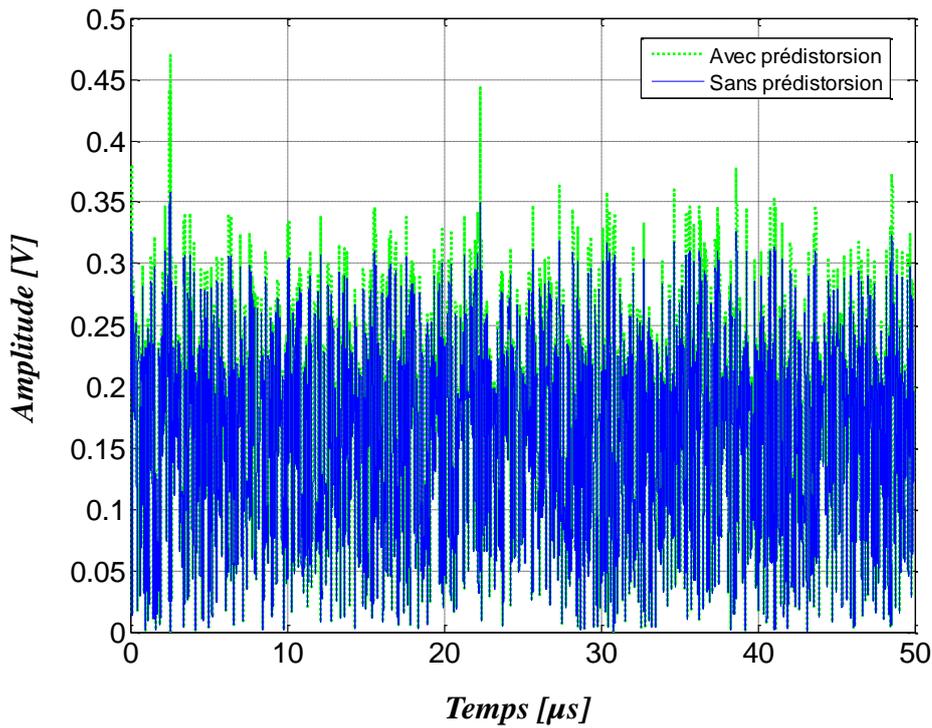


Figure IV-18 : Comparaison des enveloppes des signaux avant et après l'application de la prédistorsion.

Les caractéristiques AM/AM et AM/PM dynamiques avant et après l'application de la linéarisation par prédistorsion numérique sur l'AST au point de saturation ($P_{dg} = 33.5$ dBm) sont représentées sur la Figure IV-19.

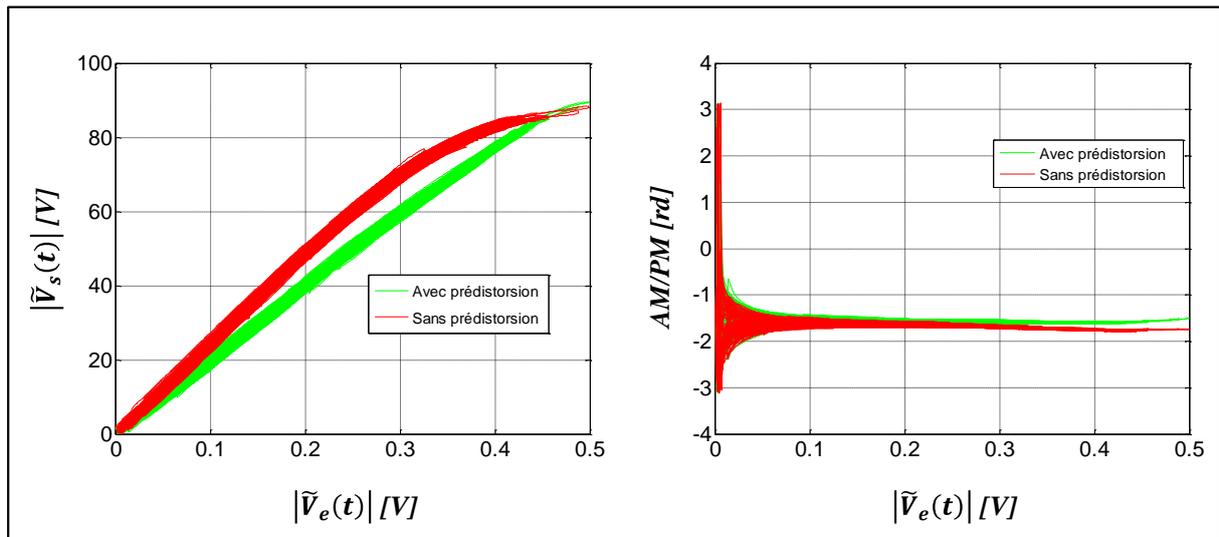


Figure IV-19 : Représentation de AM/AM (a) et AM/PM (b) dynamiques avec et sans prédistorsion.

Force est de constater que la réponse de l'AST est linéaire, lorsque la PDN est appliquée. Pour quantifier l'amélioration sur la linéarité, une comparaison du spectre obtenu par FFT du signal RF temporel mesuré en sortie de l'AST est faite avec et sans la prédistorsion. Cette comparaison est illustrée par la Figure IV-20.

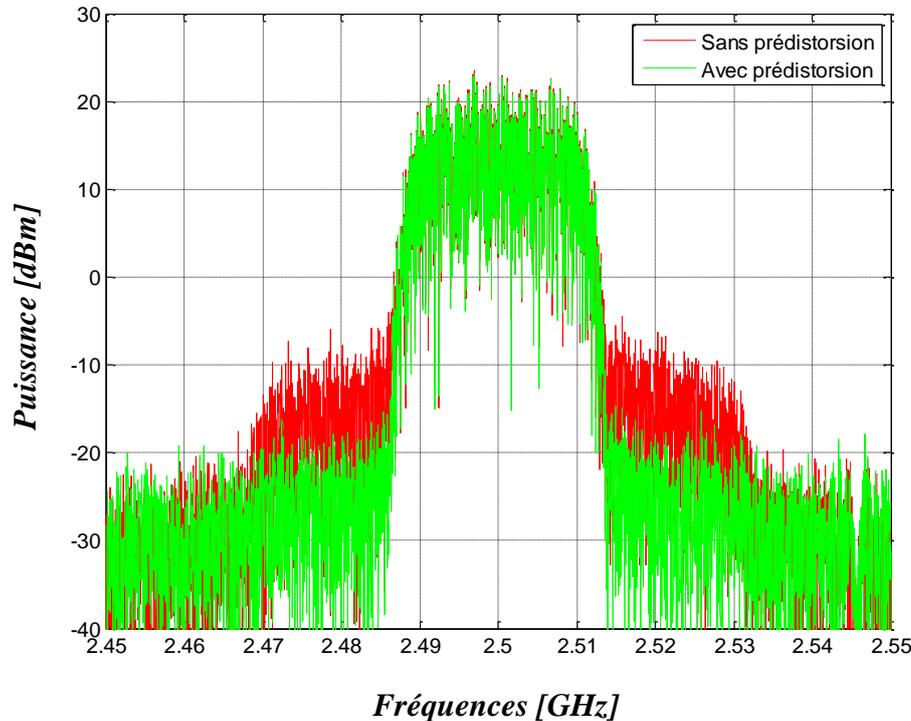


Figure IV-20 : Spectre de sortie de l'amplificateur pour une puissance disponible moyenne délivré par le générateur ($P_{dg} = 33.5$ dBm) avec un signal modulé QAM16, 20 Msymb/s avec et sans l'application de la prédistorsion numérique.

Une amélioration de 10 dB d'ACPR au point de saturation de l'AST ($P_{dg} = 33.5$ dBm) est obtenue grâce à la linéarisation par prédistorsion numérique.

Il faut rappeler que toutes les caractéristiques présentées sont obtenues grâce à la mesure temporelle large bande calibrée réalisée grâce au système de mesure temporelle et à la nouvelle procédure d'étalonnage mise en place au cours de cette thèse.

Ces résultats de la linéarisation d'un amplificateur de forte puissance par prédistorsion numérique en bande de base pour un signal QAM16 (20 Msymb/s), ouvrent là encore des perspectives concernant l'amélioration des techniques de linéarisation en utilisant des méthodes adaptatives avec des signaux large bande, et permettant de prendre en compte finement les effets mémoire [100].

IV.4 Caractérisation d'un amplificateur de puissance dans une architecture de transmission polaire

IV.4.1 Contexte de la caractérisation

Le premier chapitre a souligné l'importance qui est portée aux architectures de transmission polaires dans les systèmes de télécommunications modernes afin de répondre aux exigences du compromis linéarité/rendement, de bandes passantes de plus en plus larges et de flexibilité (multi-standard, multi-bande, ...) pour se rapprocher des architectures numériques reconfigurables. Les architectures de transmission polaires sont présentées comme des architectures avancées d'amplification de puissance offrant un meilleur compromis linéarité/rendement, et comme des architectures prometteuses pour la radio logicielle.

Les performances d'une architecture de transmission polaire sont directement liées à celles de l'amplificateur de puissance qui a une influence déterminante sur le bilan global en termes de puissance délivrée, de rendement et de linéarité. Cependant, la caractérisation de l'amplificateur de puissance dans des conditions réelles de fonctionnement en architecture polaire devient indispensable pour l'évaluation des performances et l'analyse comparative avec des architectures conventionnelles. Les conditions de fonctionnement réelles en architecture polaire nécessitent la mise en œuvre d'une architecture de modulation afin de traiter l'information et la convertir en forme polaire. Une telle architecture capable de mettre en forme l'information par traitement numérique a été présentée dans le premier chapitre.

L'information traitée sous forme polaire occupe une bande fréquentielle très large, donc l'outil de caractérisation doit avoir des capacités de mesure large bande. Par ailleurs, l'utilisation d'un filtre de reconstruction à la sortie de l'amplificateur (Figure I-12) ajoute une difficulté supplémentaire à l'évaluation des performances des amplificateurs à architecture polaire. Il s'avère nécessaire de rendre compte des phénomènes de réflexion dans la bande et hors bande qui existent entre l'amplificateur et le filtre de reconstruction. L'analyse temporelle synchrone des signaux incidents et réfléchis aux accès de l'amplificateur en présence ou non du filtre de reconstruction doit permettre de caractériser les interactions entre ces deux éléments. Les résultats obtenus ont pour objectif de pouvoir aider à la conception conjointe de ces deux dispositifs.

Pour la première fois à notre connaissance, une caractérisation expérimentale **temporelle** d'amplificateurs de puissance en architecture de transmission polaire est présentée dans des conditions réelles de fonctionnement.

IV.4.2 Caractérisation en présence d'un signal biporteuse

Le signal de test qui permet de caractériser un dispositif non linéaire avec une moindre complexité et qui permet une analyse simple dans le domaine temporel des ondes aux accès de dispositif est le signal biporteuse. Dans un premier temps, un signal de test biporteuse de largeur $\Delta f = 2$ MHz a été utilisé autour de la fréquence porteuse (f_0) de 1.8 GHz pour la caractérisation d'un amplificateur de puissance dans une architecture de transmission polaire. La même caractérisation est effectuée dans une architecture de transmission conventionnelle. Une étude comparative des performances de ces deux types d'architecture est ensuite réalisée.

L'Amplificateur Sous Test (AST) est le même que celui utilisé dans le paragraphe (IV.2) (1-3 GHz MIC HPA) [90].

Un calibrage du système de mesure avec une haute résolution est effectué sur la bande de fréquence (0.9-4.2 GHz).

IV.4.2.1 Mise en forme de l'information

La mise en forme de l'information consiste à traiter les données en bande de base afin de générer un signal RF à enveloppe constante (EC), et cela grâce à une architecture de modulation polaire numérique présentée sur la Figure I-12. La mise en œuvre de cette architecture a été présentée dans le paragraphe I.3.3.3. Elle consiste à amener la conversion numérique analogique au plus proche de l'amplificateur de puissance pour effectuer le maximum d'opérations en numérique.

La première étape de l'architecture de modulation polaire mise en œuvre consiste à traiter le signal en bande de base afin d'extraire l'amplitude et la phase de l'enveloppe. L'amplitude est codée avec un modulateur $\Delta\Sigma$ 1-bit passe-bas (synthétisé comme spécifié dans le paragraphe I.3.3.2). La fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ est fixée égale à un sous multiple de la fréquence porteuse ($f_{\Delta\Sigma} = 300$ MHz) afin de respecter la condition exprimée par l'équation (I.12). La Figure IV-21(a) montre une représentation de l'amplitude

de l'enveloppe du signal biporteuse à l'entrée et à la sortie du modulateur $\Delta\Sigma$, et le spectre associé à l'amplitude codée (Figure IV-21(b)).

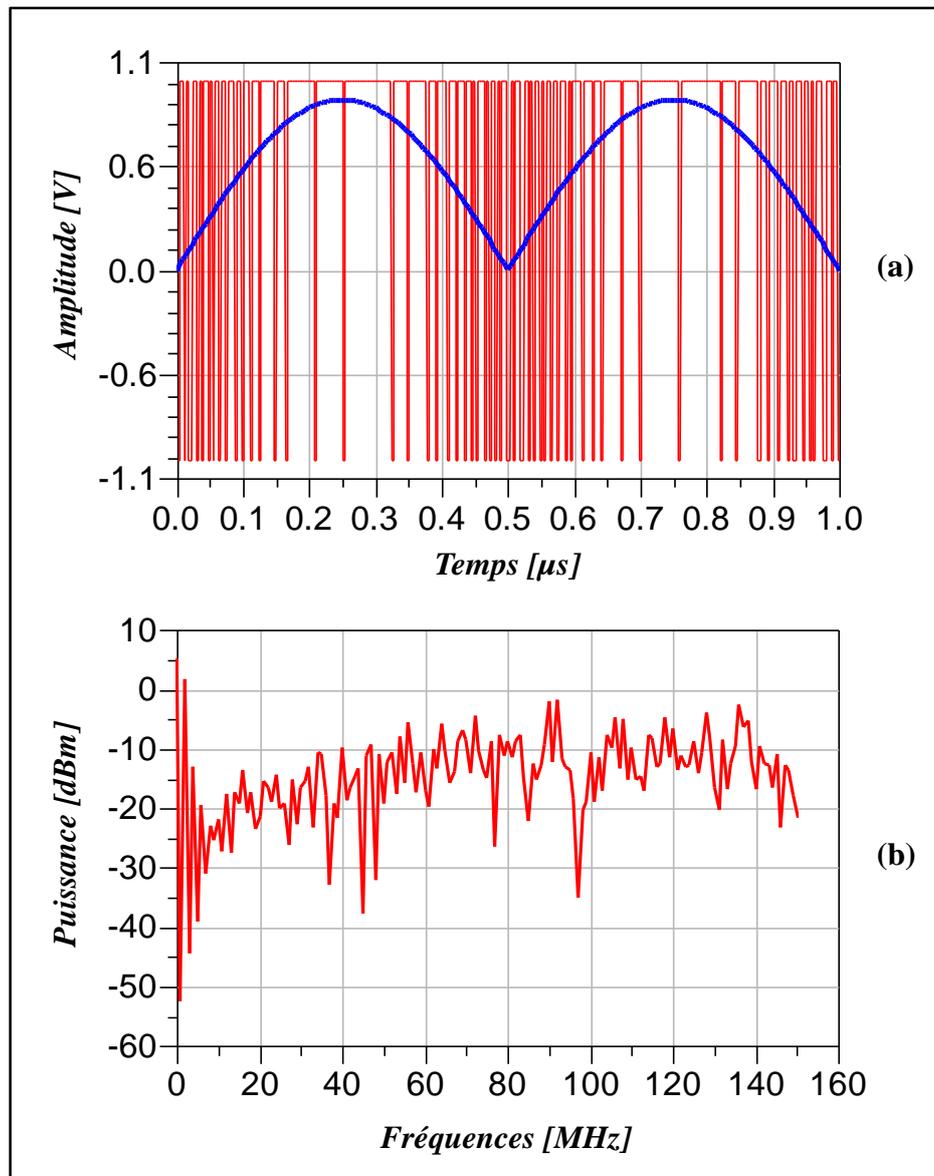


Figure IV-21 : Représentation de l'amplitude de l'enveloppe du signal biporteuse à l'entrée et à la sortie du $\Delta\Sigma$ (a), et le spectre associé à l'amplitude codée (b).

La phase de l'enveloppe du signal biporteuse varie entre deux états :

- 0 pendant la moitié de la période du modulant ($4/\Delta f$),
- et π pendant la deuxième moitié de la période.

L'étape suivante consiste à recombinaison et moduler en RF les signaux codant l'amplitude en phase, et la phase originale du signal biporteuse. Le signal RF résultant est

donc à enveloppe constante. Une représentation temporelle et spectrale de ce signal est illustrée par la Figure IV-22.

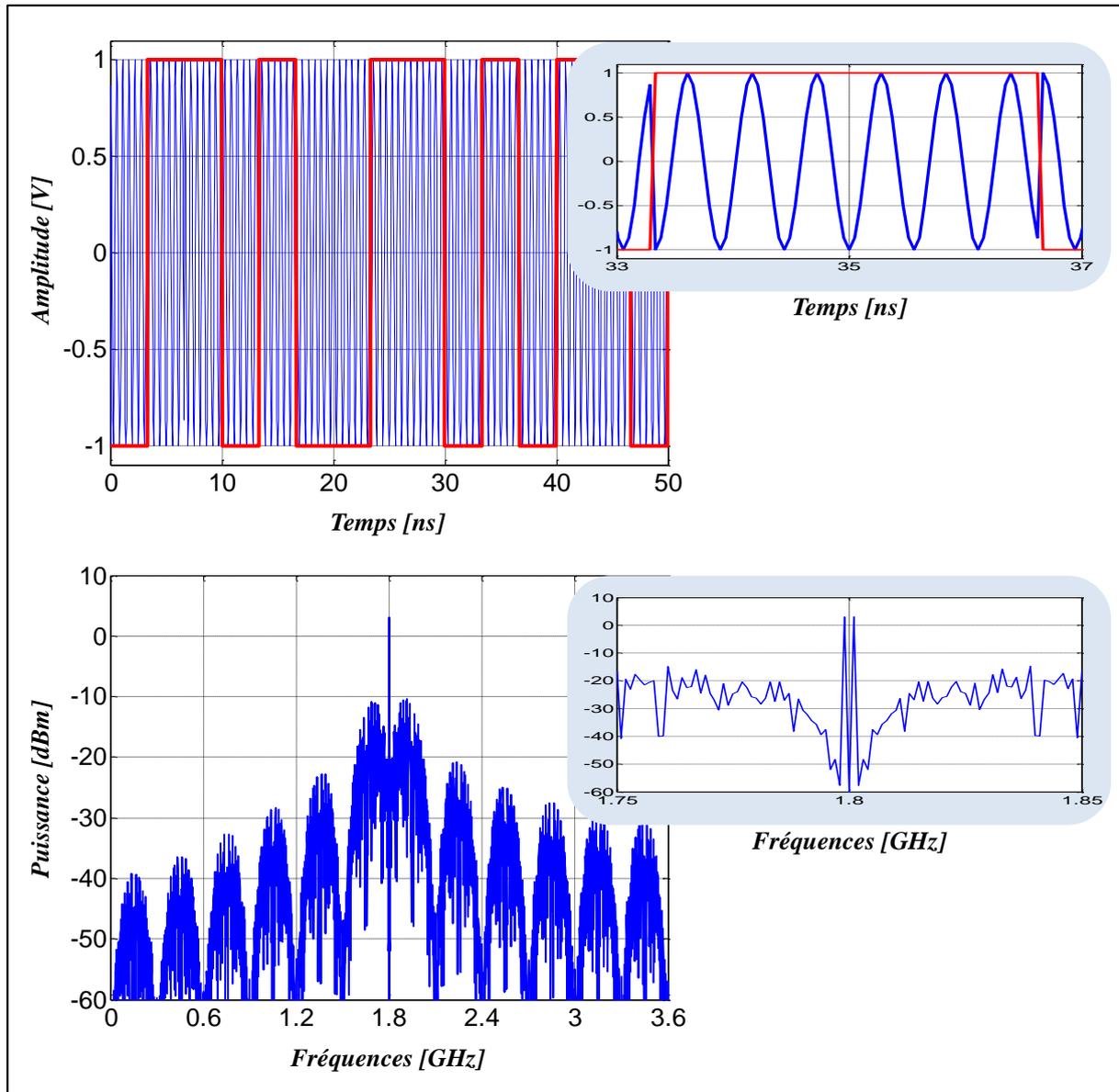


Figure IV-22 : représentation temporelle et fréquentielle du signal RF à enveloppe constante.

Il est possible d'observer sur le spectre du signal RF à enveloppe constante, les fréquences parasites apportées par le bruit de quantification en dehors de la bande du signal utile par le modulateur $\Delta\Sigma$. Tel qu'il a été montré dans le premier chapitre, le signal a été filtré par un passe-bas et le bruit est repoussé en haute fréquence par un filtre passe-haut. En revanche, la puissance est étalée sur une large bande fréquentielle grâce au repliement de spectre du signal codé sur les fréquences multiples de la fréquence de codage ($f_{\Delta\Sigma}$).

Pour comparer la distribution de la puissance dans la bande, cinq bandes de fréquence sont définies autour de la fréquence porteuse sur le spectre illustré par la Figure IV-22. La puissance contenue dans chaque zone est donnée dans le Tableau IV-1 (toutes les composantes fréquentielles sont chargées par 50 ohms).

Tableau IV-1 : Puissance contenue dans différentes bandes de spectre du signal EC.

P₁ [dBm]	P₂ [dBm]	P₃ [dBm]	P₄ [dBm]	P₅ [dBm]
1.799-1.801 GHz	1.79-1.81 GHz	1.5-2.1 GHz	0.9-3.6 GHz	0-10 GHz
6.08	6.09	9.64	9.92	9.99

De ce tableau, il est déduit que la densité spectrale de puissance est principalement localisée dans les deux premiers lobes du spectre. Ainsi, la puissance du bruit dans la bande est totalement repoussée.

Le signal RF à enveloppe constante est ensuite converti dans le domaine analogique par l'intermédiaire d'un AWG suivi par un amplificateur linéaire d'instrumentation afin d'atteindre le niveau de puissance d'entrée requis par l'amplificateur sous test. Ces deux dispositifs constituent le convertisseur numérique analogique de puissance.

Il faut noter que, le signal RF à « Enveloppe Constante » (EC) est filtré numériquement dans la bande 0.9-3.6 GHz avant la conversion. Ce filtrage permet d'éviter les pertes par retour hors de la bande de l'amplificateur d'instrumentation ou de l'AST. L'effet de ce filtrage est négligeable puisque la puissance est principalement localisée dans les deux premiers lobes comme montré dans le Tableau IV-1.

IV.4.2.2 Etapes de la caractérisation temporelle

L'étude et l'analyse des performances du système de transmission polaire nécessitent des caractérisations temporelles rigoureuses de l'amplificateur de puissance avec différentes conditions et configurations possibles. Ces caractérisations doivent rendre absolument compte des formes d'ondes de tensions incidentes et réfléchies pour l'analyse des interactions à l'entrée et à la sortie de deux éléments déterminants de l'architecture que sont l'amplificateur de puissance et le filtre de reconstruction.

IV.4.2.2.1 Cas 1 : Caractérisation de l'amplificateur chargé par une impédance 50 ohms

La première étape de l'étude des performances de l'architecture de transmission polaire consiste à caractériser l'amplificateur de puissance chargé par une impédance 50 ohms (sans le filtre de reconstruction (cas 1)) avec un signal d'excitation à EC résultant de la modulation polaire du signal biporteuse (présenté dans le paragraphe précédent). Cette caractérisation permet d'évaluer les comportements de l'amplificateur sans aucune interaction avec le filtre de reconstruction. Le synoptique simplifié du système de mesure pour cette étape de caractérisation est représenté sur la Figure IV-23.

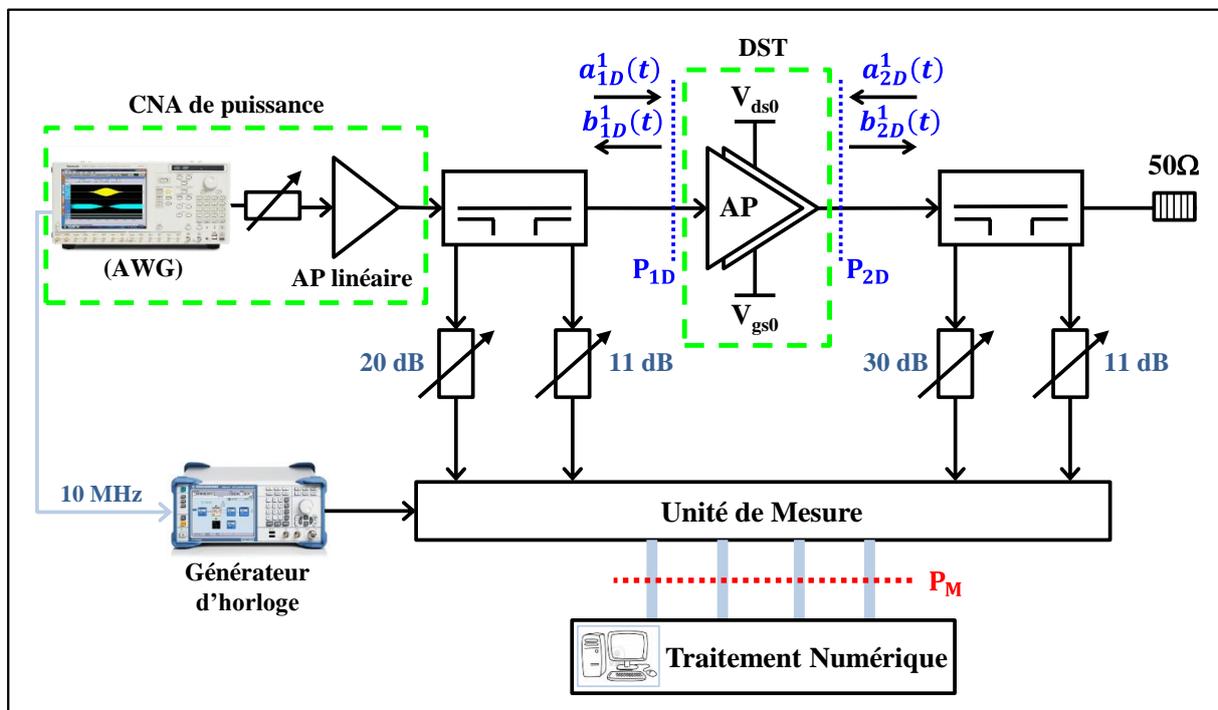


Figure IV-23 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST chargé par une impédance 50 ohms (cas 1).

Le système de mesure temporelle calibré sur une large bande permet de capturer les formes d'ondes de tensions incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du Dispositif Sous Test (DST) avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente. Ces formes d'ondes sont mesurées pour plusieurs niveaux de puissance d'entrée balayés automatiquement en utilisant un atténuateur variable à la sortie de l'AWG.

Dans ce premier cas de caractérisation (cas 1), les formes d'ondes de tensions incidente ($a_{1D}^1(t)$) et réfléchie ($b_{1D}^1(t)$) mesurées à l'entrée du DST au point de saturation

($P_{dg} = 37.4$ dBm) sont illustrées par la Figure IV-24. Sur cette figure sont encore présentés les spectres associés à ces formes d'ondes.

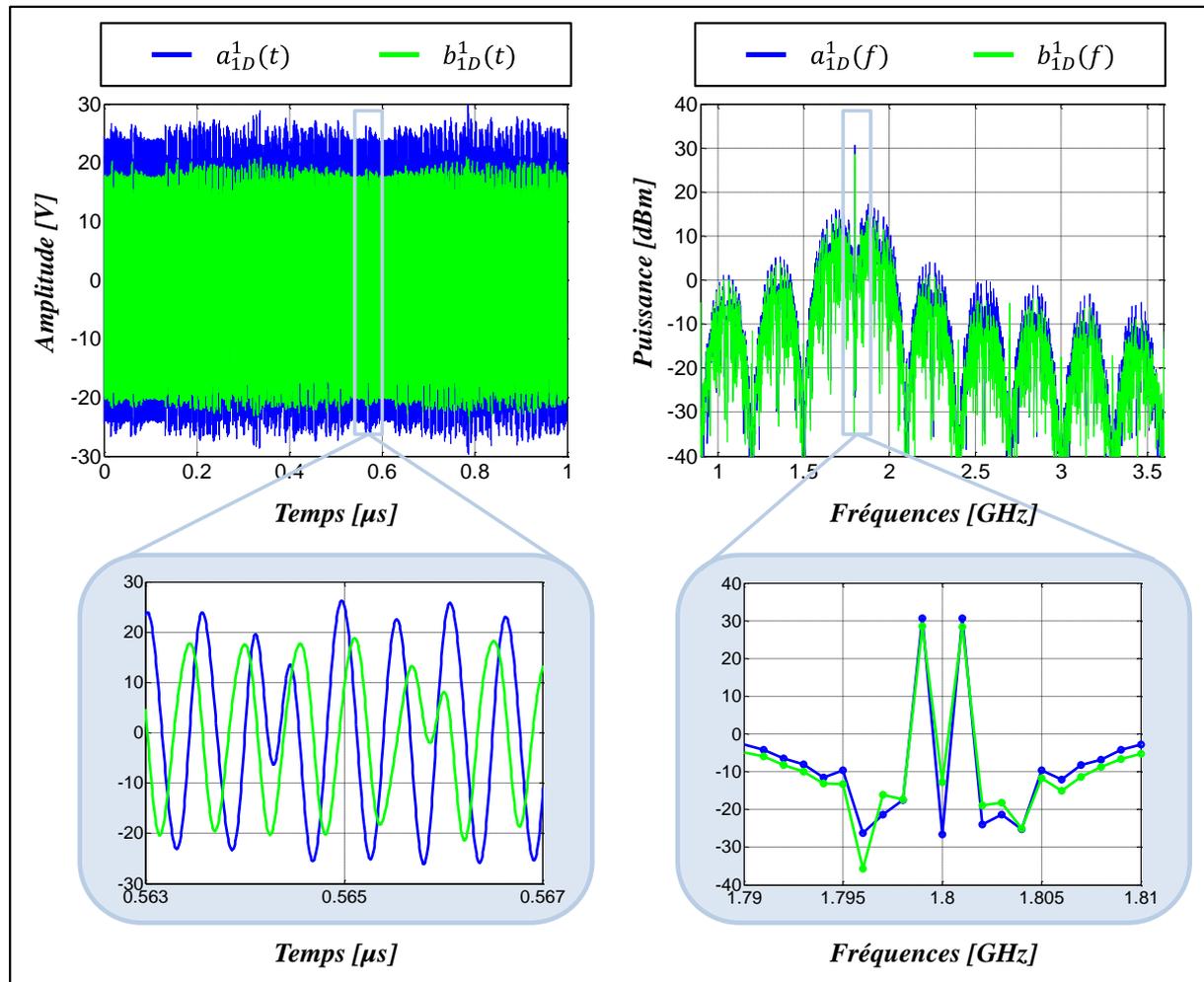


Figure IV-24 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions incidente ($a_{1D}^1(t)$) et réfléchie ($b_{1D}^1(t)$) à l'entrée du DST ($f_v = 180$ Géch/s) et les spectres associés.

Sur la Figure IV-24, les faibles variations de l'enveloppe de l'onde temporelle incidente, proviennent :

- du filtrage numérique appliqué sur le signal (0.9-3.6 GHz) et,
- de la réponse non plate dans la bande passante de l'AWG et de l'amplificateur d'instrumentation.

Le zoom sur le signal temporel permet l'observation très fine du signal RF à la fréquence porteuse et celle des transitions de phase. Une onde réfléchie non nulle est observée à cause du coefficient de réflexion élevé présenté par le réseau d'adaptation à l'entrée de l'amplificateur.

Sur le spectre associé à l'onde incidente, l'étalement du bruit de quantification et la distribution de la puissance sur une large bande sont clairement observés.

Ainsi, les formes d'ondes de tensions transmise ($b_{2D}^1(t)$) et réfléchie ($a_{2D}^1(t)$) mesurées simultanément à la sortie du DST ($P_{ds}= 47$ dBm) et les spectres associés sont représentés sur la Figure IV-25.

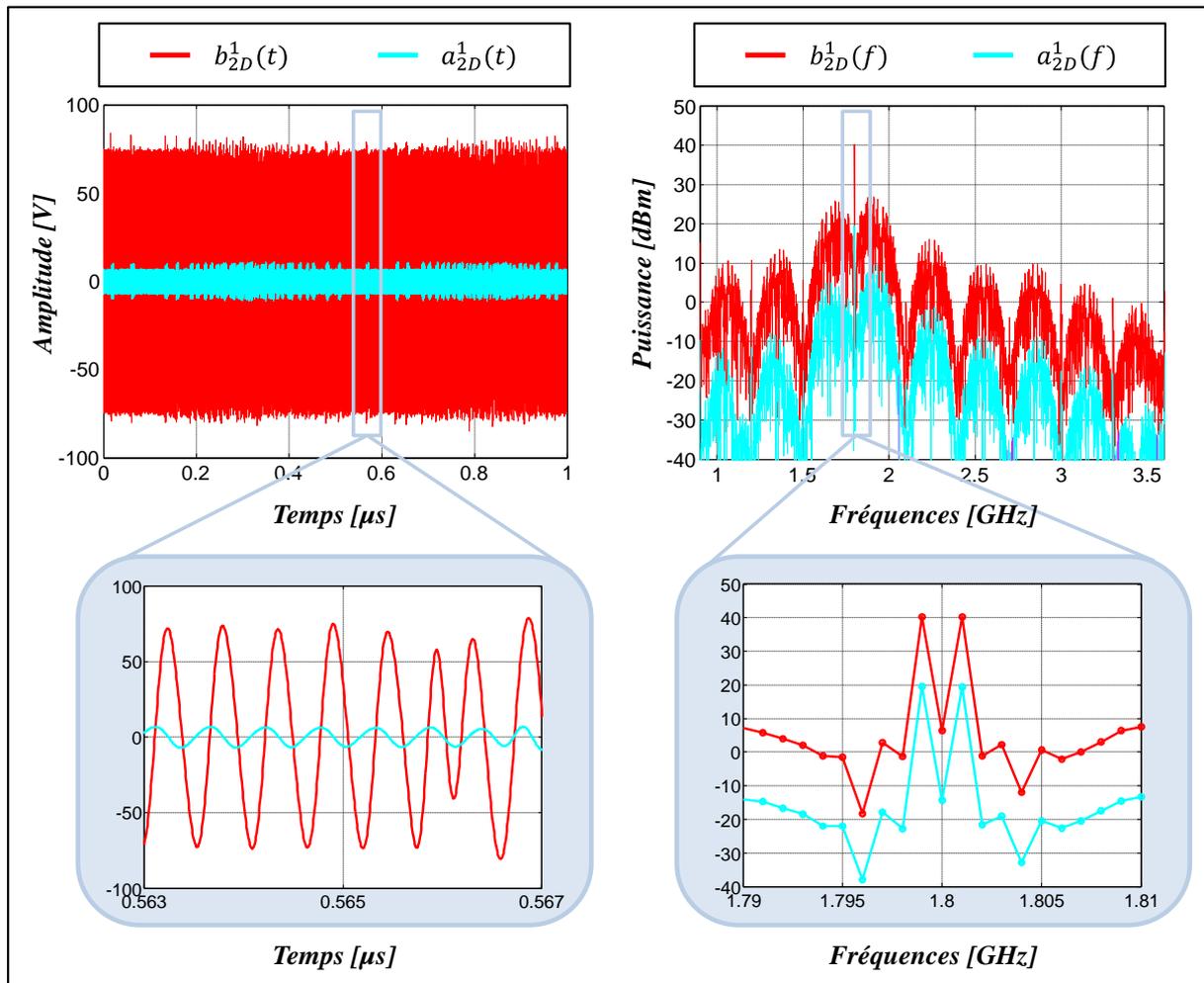


Figure IV-25 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions transmise ($b_{2D}^1(t)$) et réfléchie ($a_{2D}^1(t)$) à la sortie du DST ($f_v= 180$ Géch/s), et les spectres associés.

Sur la Figure IV-25, il est encore possible d'observer finement les distorsions de l'enveloppe et de la porteuse engendrées par l'amplificateur de puissance. Sur le spectre associé à l'onde transmise, la puissance de bruit est aussi amplifiée. Le rendement global de l'architecture peut s'en trouver fortement dégradé. L'onde réfléchie de la charge est quasiment nulle grâce à l'adaptation 50 ohms.

A partir des formes d'ondes temporelles mesurées simultanément à l'entrée et à la sortie du DST, il est possible de donner un bilan de distribution de la puissance dans la bande à l'entrée et à la sortie du DST au niveau de saturation. Le Tableau IV-2 résume les résultats obtenus.

Tableau IV-2 : Distribution de la puissance sur la bande dans le premier cas de caractérisation (cas 1) au point de saturation de l'amplificateur.

	P₁ [dBm] 1.799-1.801 GHz	P₂ [dBm] 1.79-1.81 GHz	P₃ [dBm] 1.5-2.1 GHz	P₄ [dBm] 0.9-3.6 GHz
Entrée DST (P_{dg})	33.6	33.6	37.2	37.4
Sortie DST (P_{ds})	43.2	43.2	46.8	47.1

La puissance du bruit dans la bande (20 MHz) est inférieure à 0.01 dB, montrant l'avantage de la mise en forme du bruit de quantification par le modulateur $\Delta\Sigma$. La puissance est donc principalement localisée dans les deux premiers lobes du spectre (1.5-2.1 GHz).

IV.4.2.2.2 Cas 2 : Caractérisation conjointe de l'amplificateur et du filtre de reconstruction

Dans ce cas, l'amplificateur de puissance associé avec le filtre de reconstruction constitue un système à caractériser entre le plan d'entrée de l'amplificateur et le plan de sortie du filtre. Cette caractérisation permet d'évaluer les performances de l'architecture de transmission polaire en tenant en compte des pertes introduites par l'utilisation du filtre de reconstruction. Le synoptique du système de mesure pour cette caractérisation est présenté sur la Figure IV-26. Le dispositif sous test est le système composé de l'amplificateur et du filtre.

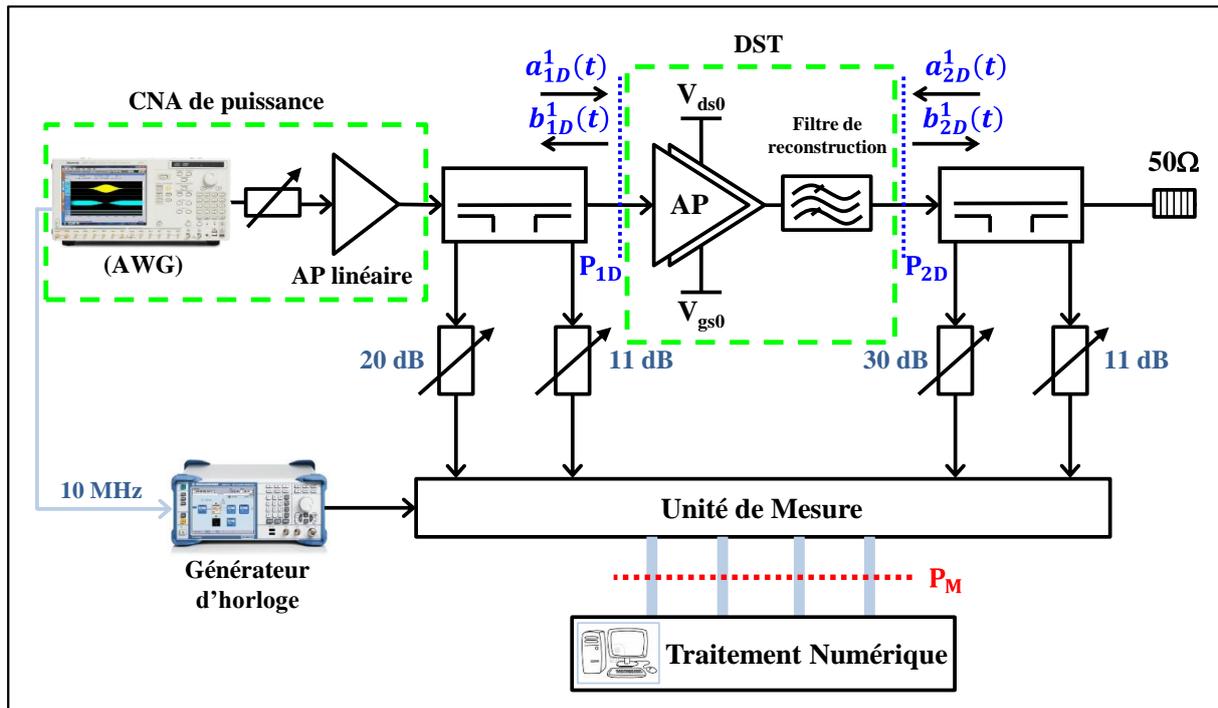


Figure IV-26 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST et du filtre de reconstruction chargé par une impédance 50 ohms (cas 2).

Les caractéristiques du filtre de reconstruction utilisé ont été présentées dans le troisième chapitre (III.4.2). C'est un filtre passe-bande avec 25 MHz de bande passante (définie à -3 dB) autour de la fréquence centrale de 1.8 GHz.

Les formes d'ondes temporelles sont mesurées dans ce cas à l'entrée et à la sortie du DST. L'onde incidente à l'entrée du DST est toujours la même pour toutes les caractérisations ($a_{1D}^2(t) = a_{1D}^1(t)$). Une représentation temporelle et fréquentielle de l'onde transmise ($b_{2D}^2(t)$) mesurée à la sortie du filtre de reconstruction au point de saturation de l'amplificateur ($P_{ag} = 37.4$ dBm) est donnée sur la Figure IV-27.

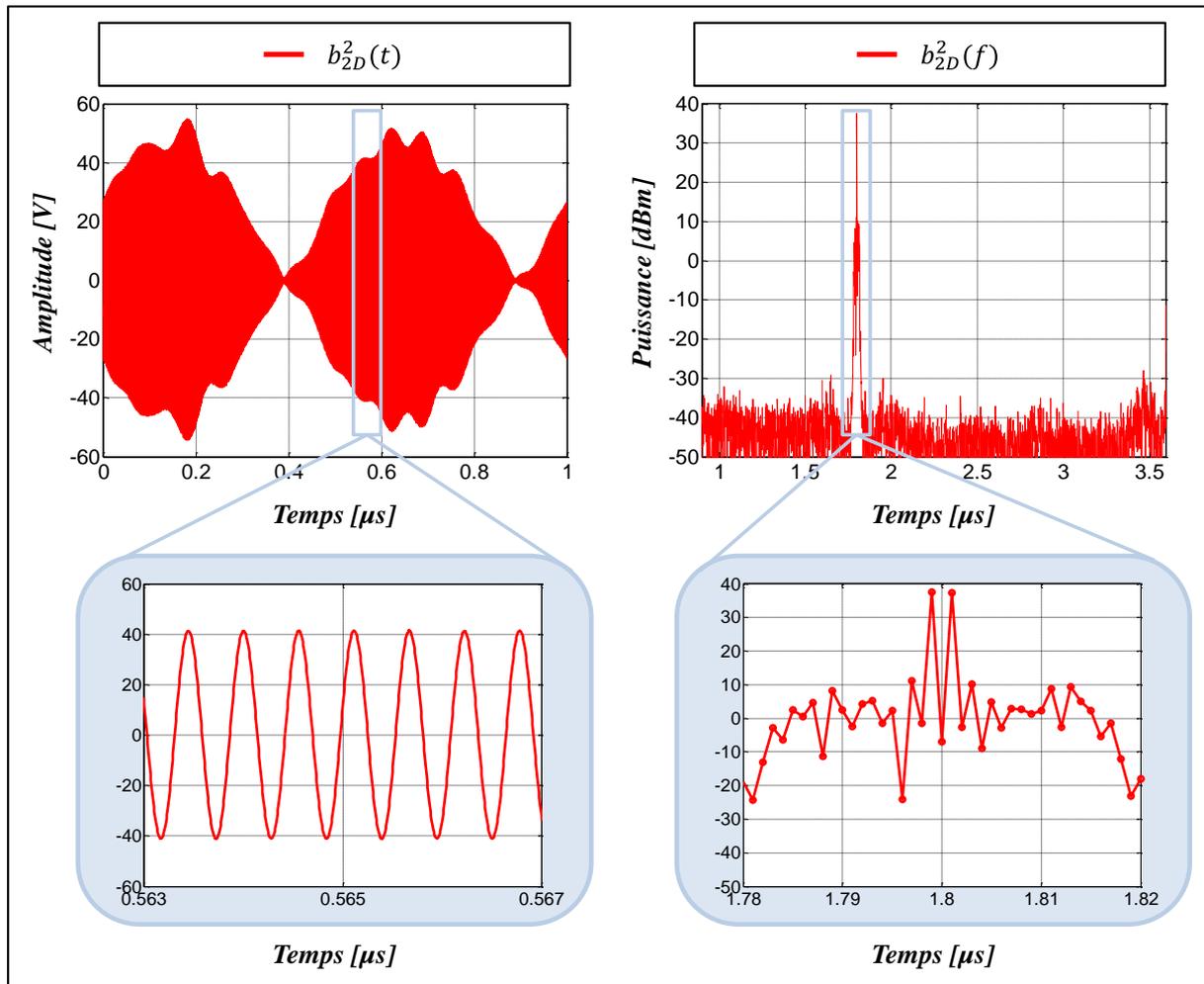


Figure IV-27 : Représentation temporelle et fréquentielle de l'onde temporelle transmise ($b_{2D}^2(t)$) à la sortie du DST ($f_v = 180$ Géch/s).

Des distorsions apparaissent sur l'enveloppe du signal temporel mesuré à la sortie du filtre de reconstruction. Ces distorsions viennent de la largeur de la bande du filtre (25 MHz) par rapport à celle du signal utile (2 MHz). Sur le spectre associé à ce signal, la puissance du bruit en dehors de la bande passante du filtre est totalement atténuée. Cette puissance est réfléchiée vers la sortie de l'amplificateur de puissance.

Il est encore possible, à l'aide de cette caractérisation de l'amplificateur associé au filtre de reconstruction, de quantifier la distribution de la puissance dans la bande à l'entrée et à la sortie du DST. Les résultats obtenus au point de saturation de l'amplificateur sont résumés dans le Tableau IV-3.

Tableau IV-3 : Distribution de la puissance sur la bande dans le deuxième cas de caractérisation (cas 2) au point de saturation de l'amplificateur.

	P₁ [dBm] 1.799-1.801 GHz	P₂ [dBm] 1.79-1.81 GHz	P₃ [dBm] 1.5-2.1 GHz	P₄ [dBm] 0.9-3.6 GHz
Entrée DST (P_{dg})	33.6	33.6	37.2	37.4
Sortie DST (P_{ds})	40.4	40.4	40.4	40.4

La puissance de l'information (deux raies spectrales) à la sortie du filtre de reconstruction est de 40.4 dBm. Cette puissance est inférieure de 3 dB à celle mesurée dans le premier cas de caractérisation (43.2 dBm). Cette différence qui ne correspond pas actuellement à la perte d'insertion du filtre ($\cong 0.1$ dB), justifie que son utilisation a modifié le comportement de l'amplificateur. L'analyse des interactions entre ces deux éléments nécessite une troisième caractérisation qui est présentée dans le paragraphe suivant.

IV.4.2.2.3 Cas 3 : Caractérisation de l'amplificateur chargé par le filtre de reconstruction

L'utilisation d'un filtre de reconstruction à la sortie de l'amplificateur de puissance peut engendrer des dégradations de ses performances. Dans ce cas, l'impédance de charge présentée à la sortie de l'amplificateur est celle de l'entrée du filtre. Le coefficient de réflexion à l'entrée du filtre a été mesuré et présenté dans le troisième chapitre (Figure III-30). Ce coefficient est quasiment nul dans la bande passante du filtre (adaptation 50 ohms), mais à l'extérieur de la bande, le module du coefficient de réflexion est égal à 1. Cela signifie que la puissance contenue dans les lobes de spectre du signal à EC se réfléchit à l'entrée du filtre et revient vers la sortie de l'amplificateur. Cette présence des ondes transmises et réfléchies nécessite une caractérisation temporelle afin de connaître précisément les variations d'amplitude et de phase de chaque composante fréquentielle dans le plan de sortie de l'amplificateur.

L'analyse des interactions entre l'amplificateur de puissance et le filtre de reconstruction peut être effectuée par une caractérisation dans le plan de sortie de l'amplificateur chargé par l'impédance du filtre de reconstruction. Le synoptique du système de mesure pour cette caractérisation est illustré par la Figure IV-28.

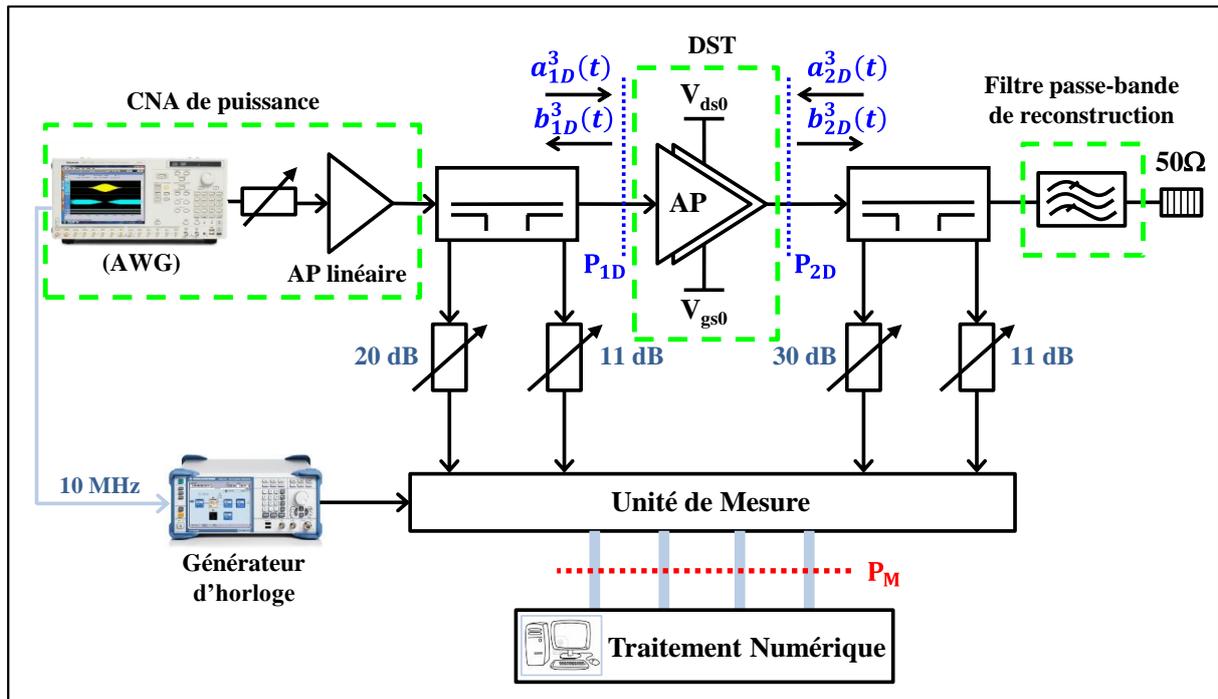


Figure IV-28 : Synoptique du système de mesure pour la caractérisation de l'AST chargé par le filtre de reconstruction (cas 3).

Dans cette configuration de caractérisation, les ondes de tensions incidente ($b_{2D}^3(t)$) et réfléchie ($a_{2D}^3(t)$) mesurées à la sortie de l'amplificateur de puissance au point de saturation de l'amplificateur ($P_{ag} = 37.4$ dBm) et les spectres associés sont représentées sur la Figure IV-29.

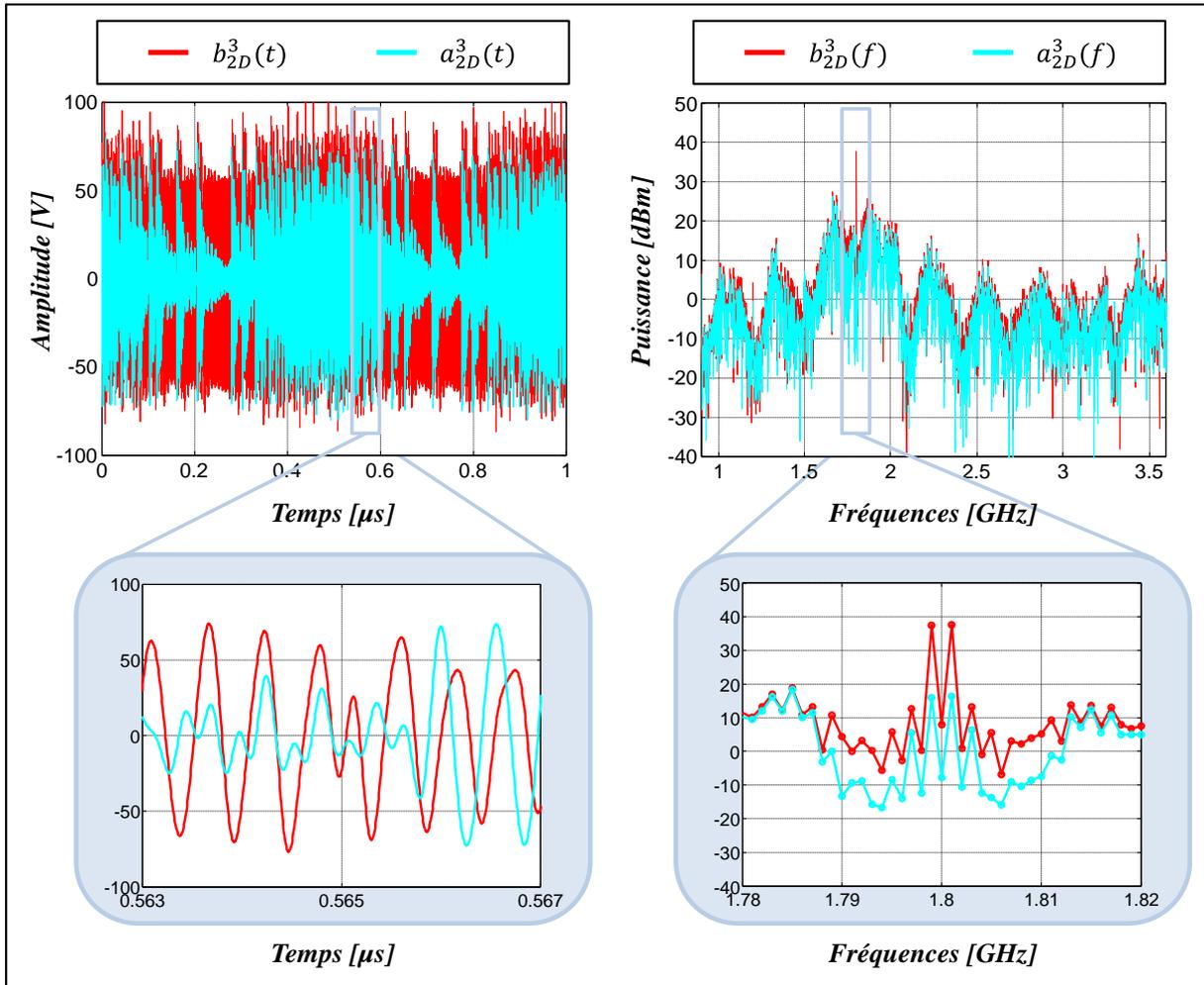


Figure IV-29 : Formes d'ondes temporelles calibrées de tensions transmise ($b_{2D}^3(t)$) et réfléchie ($a_{2D}^3(t)$) à la sortie du DST ($f_v = 180$ Géch/s), et les spectres associés.

Sur la Figure IV-29, les fortes distorsions de l'enveloppe de l'onde transmise ($b_{2D}^3(t)$) mesurée à la sortie de l'amplificateur sont observées. Le zoom sur le signal temporel montre des distorsions de la porteuse. Ces distorsions proviennent de l'impédance du filtre de reconstruction présentée à l'extérieur de sa bande passante. Sur le spectre correspondant à l'onde transmise, des distorsions significatives sont aussi obtenues.

Le niveau de l'onde réfléchie ($a_{2D}^3(t)$) est important. Le spectre associé à cette onde, comparé au spectre de l'onde transmise, montre que la puissance de bruit est totalement réfléchie, mais l'information contenue dans la bande passante du filtre est absorbée.

La distribution de la puissance dans la bande, à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur de puissance en présence du filtre de reconstruction est donnée dans le Tableau IV-4.

Tableau IV-4 : Distribution de la puissance sur la bande dans le troisième cas de caractérisation (cas 3) au point de saturation de l'amplificateur.

	P₁ [dBm] 1.799-1.801 GHz	P₂ [dBm] 1.79-1.81 GHz	P₃ [dBm] 1.5-2.1 GHz	P₄ [dBm] 0.9-3.6 GHz
Entrée DST (P_{dg})	33.6	33.6	37.2	37.4
Sortie DST (P_{ds})	40.5	40.6	44.6	45.0

La comparaison entre les résultats présentés dans ce tableau et ceux du Tableau IV-2, permet de quantifier les dégradations sur les performances de l'amplificateur de puissance dues à l'utilisation du filtre de reconstruction. Le gain disponible de l'amplificateur est, dans la configuration présentée dans ce paragraphe, inférieur de 3 dB à celui obtenu dans le cas 1 (Tableau IV-2).

L'utilisation du filtre de reconstruction présente donc une influence prépondérante sur le comportement de l'amplificateur. Les résultats obtenus montrent l'intérêt d'une conception conjointe de ces deux éléments à partir d'une simulation large bande du même type que celle réalisée au cours de ces caractérisations.

IV.4.2.3 Etude des performances et analyse comparative

En considérant que les performances d'une architecture de transmission sont directement liées à celle de l'amplificateur de puissance, une caractérisation d'un amplificateur de puissance dans des conditions de fonctionnement réelles en architecture de transmission polaire a été réalisée. L'évaluation de cette architecture nécessite une étude comparative des performances par rapport à une architecture de transmission conventionnelle. Pour établir l'analyse comparative, le même amplificateur (1-3 GHz MIC HPA) a été caractérisé dans une architecture de transmission conventionnelle dont le principe est illustré par la Figure IV-30.

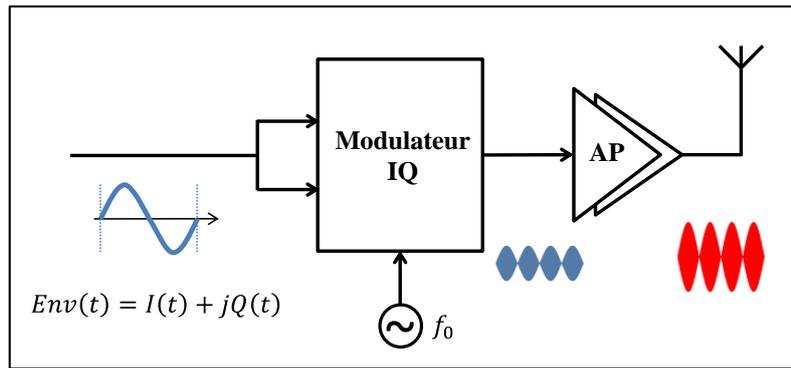


Figure IV-30 : Principe d'une architecture de transmission RF conventionnelle.

Dans cette architecture, l'amplificateur de puissance est excité avec un signal biporteuse classique ($\Delta f = 2$ MHz, $f_0 = 1.8$ GHz) à « Enveloppe Variable » (EV). Les formes d'ondes temporelles calibrées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sont mesurées, grâce au système de mesure temporelle (XLIM), avec différents niveaux de puissance d'excitation comme dans le paragraphe précédent. Lors de cette caractérisation, l'amplificateur a été chargé par une impédance 50 ohms.

Les caractérisations temporelles de l'amplificateur de puissance dans les différentes conditions (architecture polaire et conventionnelle) ont permis de visualiser les transitoires notamment au niveau de la sortie de l'amplificateur en fonction des conditions de charge. Ces mesures temporelles servent aussi à évaluer les performances de l'amplificateur en termes de puissance, de rendement et de linéarité. Les performances peuvent être caractérisées dans le cas d'un signal d'excitation biporteuse par les critères : AM/AM, PAE et C/I décrits dans le premier chapitre.

La différence entre un système de caractérisation d'enveloppe filtré autour de la porteuse, et le système de mesure temporelle proposé, réside dans l'accès, pour ce dernier uniquement, aux signaux temporels mesurés dans une large bande fréquentielle incluant les harmoniques de l'enveloppe et de la porteuse. Dans une architecture de transmission polaire, la bande fréquentielle du signal temporel contient, comme présenté dans le paragraphe précédent, une puissance importante de bruit de quantification étalée sur une large bande. La détermination des critères caractéristiques peut donc être établie en tenant compte de toute la puissance dans la bande des signaux aux accès du DST. Mais, cette approche ne permet pas d'évaluer les performances de l'architecture en fonction de l'information utile à transmettre.

IV.4.2.3.1 Performances globales

La première approche consiste donc à déterminer les critères de performance en tenant compte de toute la puissance dans la bande de caractérisation (0.9-3.6 GHz). Ces critères sont déduits des mesures temporelles pour les différents cas de caractérisation qui ont été précédemment présentés (EV, EC (cas 1), EC (cas 2), et EC (cas 3)) et aussi pour une caractérisation en mode CW de l'amplificateur (1-3 GHz MIC HPA) à la fréquence de la porteuse ($f_0=1.8$ GHz). La caractéristique de puissance (AM/AM) du DST pour les différents cas est représentée sur la Figure IV-31.

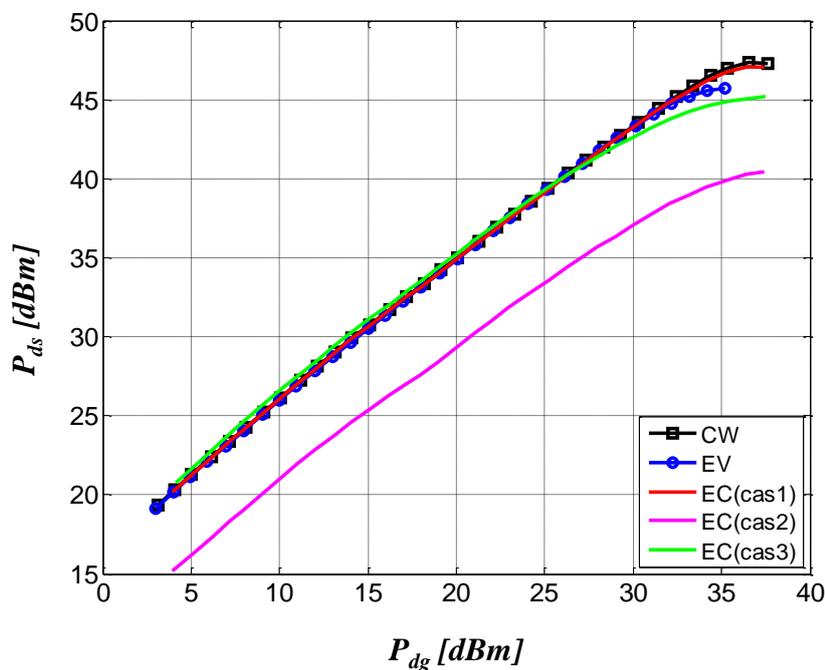


Figure IV-31 : Critère AM/AM pour les différentes caractérisations.

La puissance maximale disponible à la sortie obtenue pour la caractérisation avec un signal EV (bleu), est inférieure de 3 dB à celle obtenue pour la caractérisation en mode CW (noire). Cette différence provient du recul en puissance (back-off) lié au fonctionnement de l'amplificateur avec le PAPR du signal EV. Dans le premier cas de la caractérisation avec un signal EC, la puissance maximale disponible à la sortie (rouge) est égale à celle obtenue en CW, puisque le facteur PAPR du signal EC est nul. Dans les cas 2 et 3, comme présenté dans le paragraphe précédent, l'utilisation du filtre de reconstruction implique des dégradations significatives sur les performances de l'amplificateur (chute du gain de 3 dB). La puissance

disponible mesurée à la sortie du filtre de reconstruction (cas 2(magenta)) ne contient pas le bruit de quantification. Elle est donc plus faible.

Le rendement en puissance ajoutée (PAE) illustré par la Figure IV-32 pour les différentes caractérisations, est calculé à partir des puissances disponibles à l'entrée et à la sortie du DST, et des puissances DC moyennes (équation (I.49)).

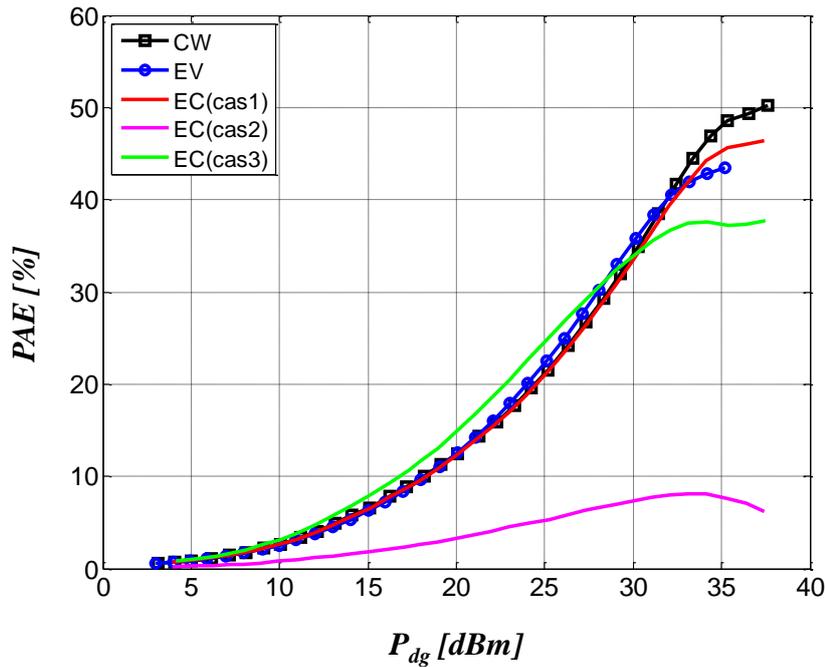


Figure IV-32 : Critère PAE pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance moyenne disponible du générateur.

Sur la Figure IV-32, une dégradation du rendement dans le cas 2 est observée, en raison du filtrage, par le filtre de reconstruction, de la puissance de bruit amplifiée.

Ainsi, le produit d'intermodulation d'ordre 3, décrit par le critère de linéarité (C/I_3) pour les caractérisations EV et EC est représenté sur la Figure IV-33 en fonction de la puissance disponible du générateur.

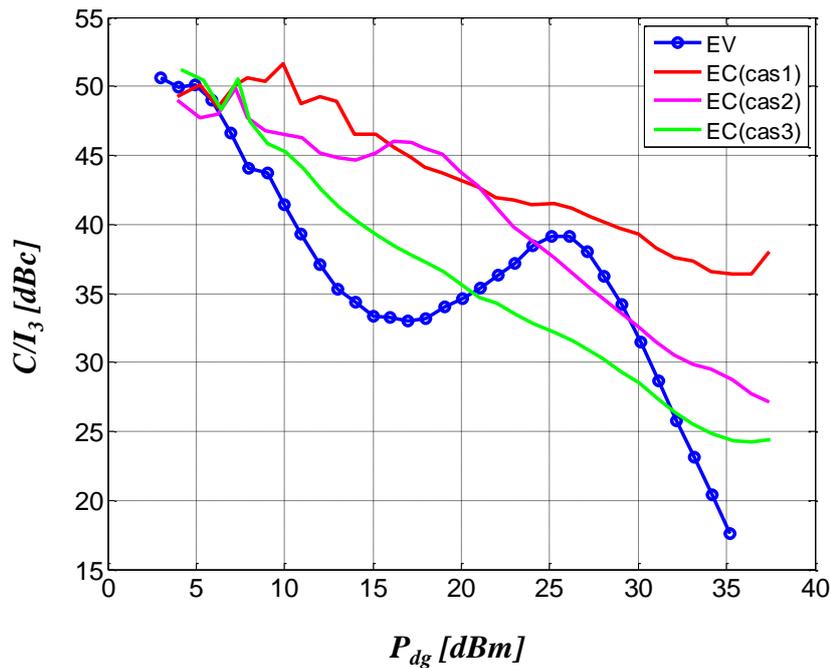


Figure IV-33 : Critère C/I3 pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance moyenne disponible du générateur.

Dans le premier cas de caractérisation avec un signal EC (cas 1), une linéarité supérieure à 37 dBc sur la plage de puissance disponible à l'entrée est obtenue. Pour les deux autres cas (cas 2 et cas 3), il est difficile de quantifier les produits d'intermodulation d'ordre 3, à cause des interactions entre l'amplificateur et le filtre de reconstruction qui subissent des phénomènes de réflexions influençant le comportement et le degré de linéarité de l'amplificateur.

IV.4.2.3.2 Performances utiles

Une autre approche plus réelle, consiste à établir une analyse comparative des performances des deux architectures de transmission (polaire et conventionnelle) par rapport à l'information à transmettre. Les critères de performance doivent alors être calculés en fonction de la puissance des deux raies spectrales autour de la porteuse (signal utile). Ces puissances peuvent être déterminées à partir des spectres des signaux mesurés aux accès du DST par traitement numérique. La Figure IV-34, présente la caractéristique AM/AM déterminée à partir des puissances utiles de l'information pour les différentes caractérisations réalisées.

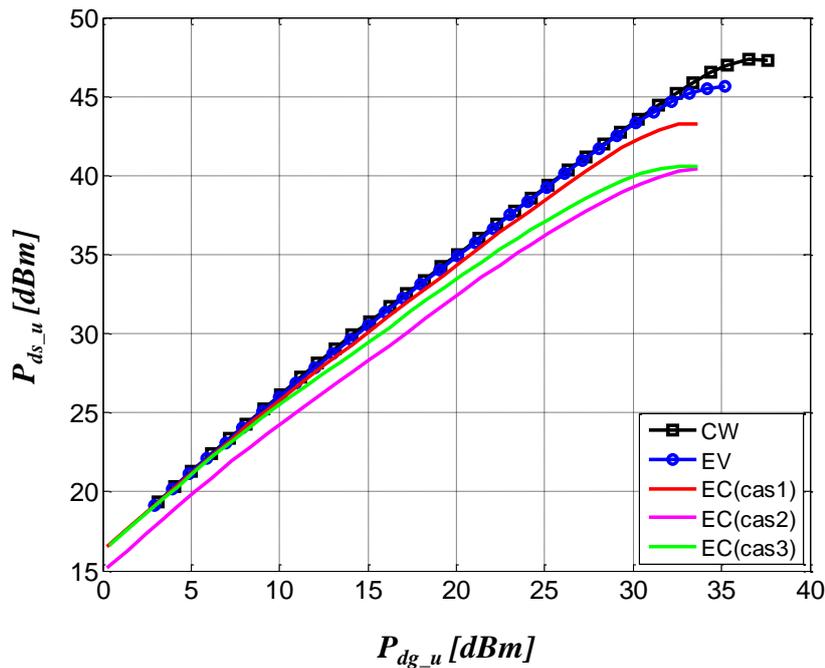


Figure IV-34 : Critère AM/AM utile pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur (P_{dg_u}).

La Figure IV-34, montre que dans une architecture de transmission polaire, la puissance maximale disponible de l'information à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur est inférieure à celle mesurée dans une architecture conventionnelle, puisque une partie importante de la puissance est répartie dans les lobes en dehors de la bande du signal utile. Sur cette figure, les influences du filtre de reconstruction sur les comportements en puissance de l'amplificateur sont observées.

Le rendement en puissance ajoutée est donc calculé dans les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information injectée (P_{dg_u}) et amplifiée (P_{ds_u}) à la sortie de l'amplificateur. Le PAE utile (PAE_u) est illustré par la Figure IV-35.

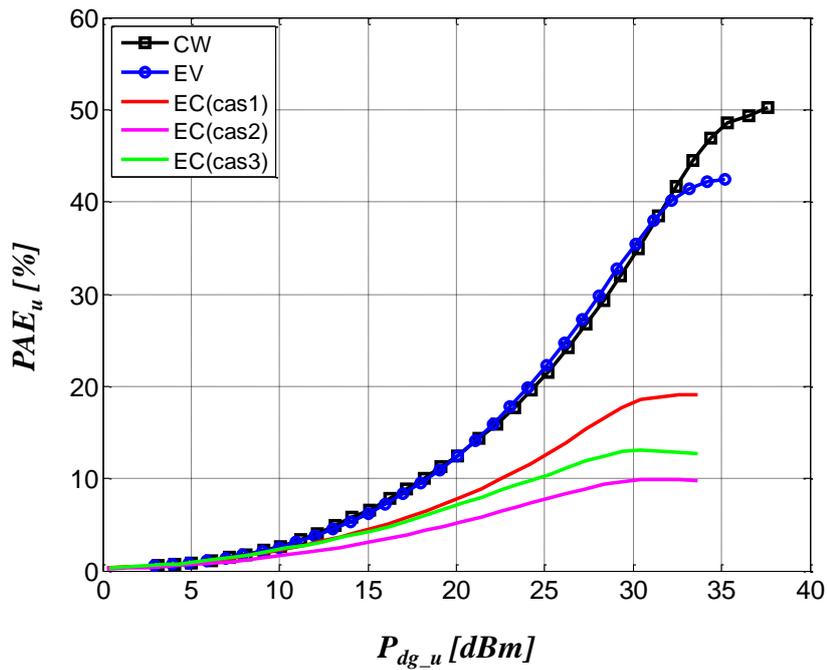


Figure IV-35 : Critère PAE utile pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur (P_{dg_u}).

Sur la Figure IV-35, la puissance non utilisée contenue dans le bruit et amplifiée par l'amplificateur nuit fortement aux performances en rendement de l'architecture.

La valeur du produit d'intermodulation d'ordre 3 obtenue par les différentes caractérisations est représentée sur la Figure IV-36 en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur.

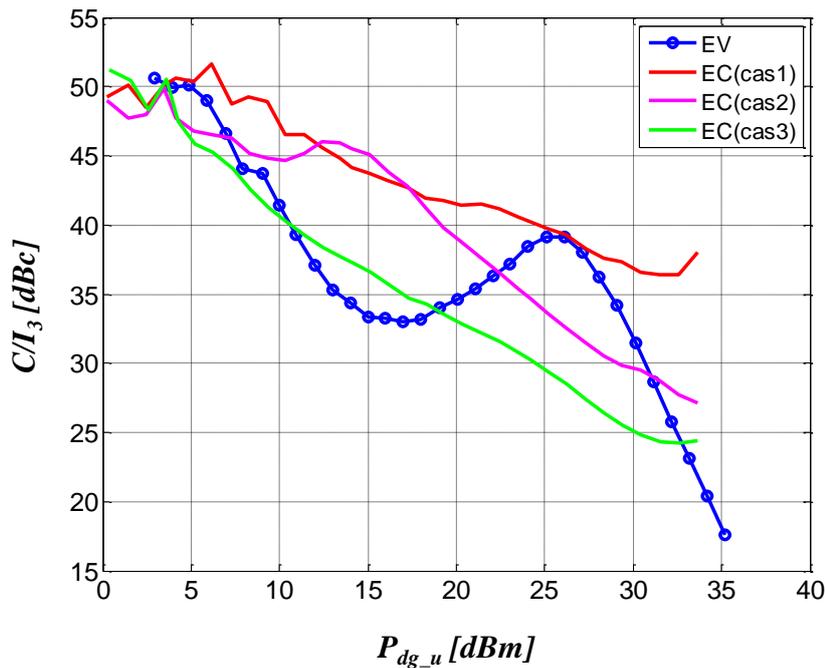


Figure IV-36 : Critère C/I_3 pour les différentes caractérisations en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur (P_{dg_u}).

Sur la Figure IV-36, la valeur du C/I_3 pour les différents cas est comparée pour le même niveau de puissance utile de l'information disponible à l'entrée de l'amplificateur. Pour les trois cas de caractérisation de l'architecture polaire, les variations du critère C/I_3 en fonction de la puissance d'entrée sont plus monotones que pour une architecture conventionnelle. En revanche l'amplificateur utilisé dans une architecture de transmission polaire, sans tenir compte du filtre de reconstruction, possède un meilleur C/I_3 (rouge) sur toute la plage de la puissance d'entrée.

IV.4.2.3.3 Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur les performances

La mise en forme du bruit de quantification en dehors de la bande du signal utile est un avantage tout particulier du modulateur $\Delta\Sigma$. Le facteur qui exprime le rapport signal sur bruit dans la bande est le SNR. Ce facteur dépend de l'ordre du modulateur, mais aussi de la fréquence de codage utilisée. Dans ces travaux, un modulateur d'ordre 2 a été choisi et présenté dans le premier chapitre. Dans le paragraphe précédent, la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ a été choisie égale à 300 MHz. Pour montrer l'influence de cette fréquence sur les performances de l'architecture de transmission polaire, l'amplificateur de puissance a été

aussi caractérisé avec le même signal d'excitation à EC que celui utilisé précédemment ($\Delta f = 2$ MHz, $f_0 = 1.8$ GHz), mais codé avec une fréquence plus élevée ($f_{\Delta\Sigma} = 900$ MHz).

Pour dégager les problématiques liées à l'utilisation du filtre de reconstruction, l'amplificateur de puissance chargé par une impédance 50 ohms (sans le filtre de reconstruction) a été caractérisé avec le signal d'excitation à EC ($f_{\Delta\Sigma} = 900$ MHz). Des comparaisons avec les résultats des caractérisations présentés dans les paragraphes précédents sont exposées.

La Figure IV-37, montre la caractéristique AM/AM obtenue à partir des puissances utiles de l'information pour différentes caractérisations.

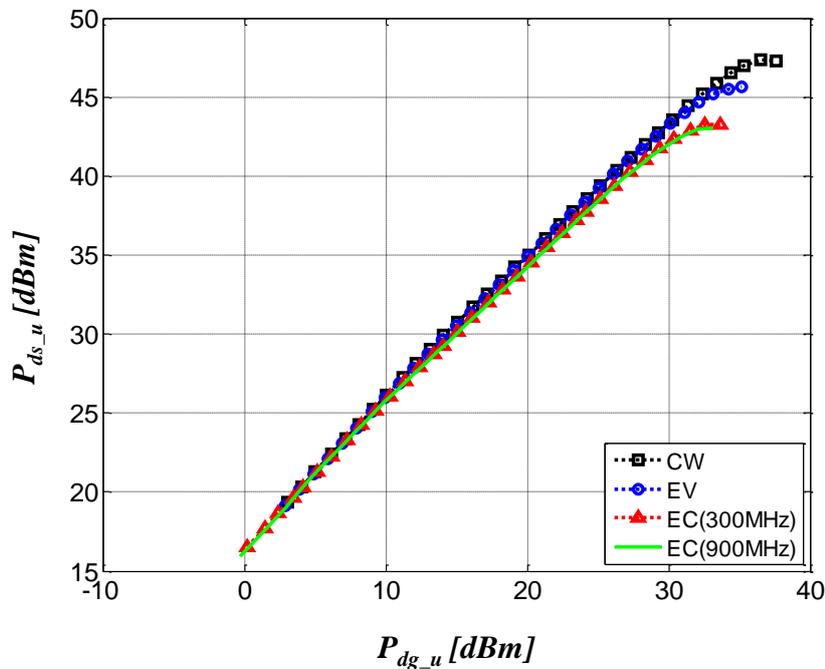


Figure IV-37 : Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur la caractéristique AM/AM utile.

Il est possible de constater que la caractéristique AM/AM utile est indépendante de la fréquence du codage du modulateur $\Delta\Sigma$.

Les caractéristiques de PAE utile (PAE_u) et de C/I_3 sont représentées sur la Figure IV-38 en fonction de la puissance de l'information disponible du générateur (P_{dg_u}).

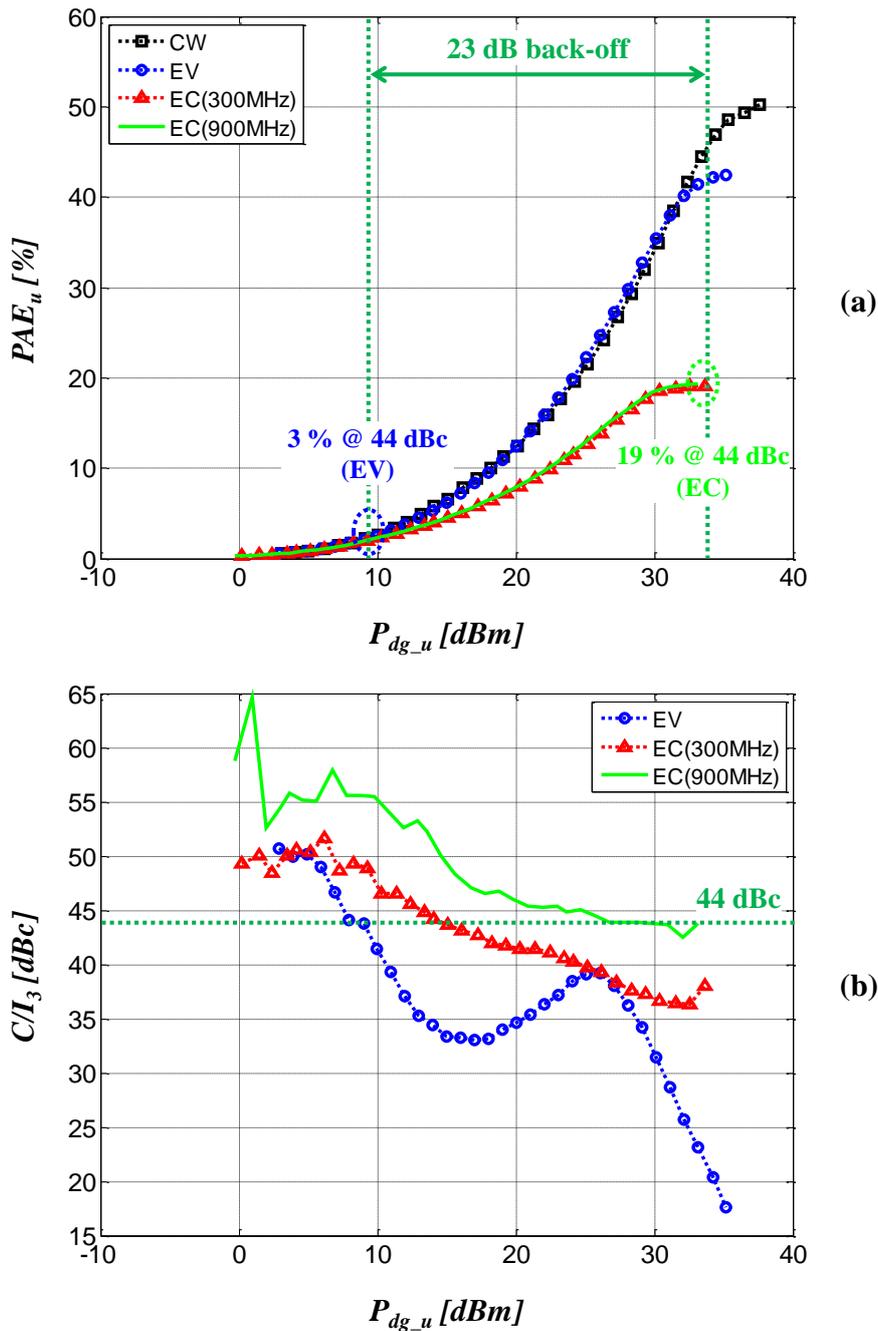


Figure IV-38 : Influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur la caractéristique PAE utile (a) et C/I_3 (b).

La Figure IV-38(a) montre que, dans ce cas de caractérisation, l'influence de la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ sur le rendement utile de l'architecture est négligeable. Une amélioration de la valeur du produit d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) de 5 dBc sur la plage de la puissance d'entrée est obtenue (Figure IV-38(b)), montrant l'intérêt de l'augmentation de la fréquence de codage pour une meilleure mise en forme du bruit de quantification en dehors de la bande du signal utile.

Au point de saturation, l'amplificateur sous test soumis à un signal d'excitation à EC (architecture polaire), possède une PAE de 19 % associée à une valeur de C/I_3 de 44 dBc supérieure de 20 dBc au résultat obtenu en EV (architecture conventionnelle). Pour obtenir la même valeur de C/I_3 dans une architecture conventionnelle (EV), il serait nécessaire de travailler avec un back-off de 23 dB conduisant à une PAE de 3 % comme illustré par la Figure IV-38(a).

Des résultats similaires, faisant le sujet d'une publication [104], ont été obtenus avec un autre amplificateur de puissance.

IV.4.2.3.4 Bilan comparatif

Cette partie présente le bilan des performances obtenues au point de saturation de l'amplificateur de puissance chargé par une impédance 50 ohms, dans les deux architectures de transmission (polaire et conventionnelle).

Le Tableau IV-5 résume les résultats des caractérisations EV et EC avec les deux fréquences de codage utilisées ($f_{\Delta\Sigma} = 300$ MHz et $f_{\Delta\Sigma} = 900$ MHz).

Tableau IV-5 : Bilan comparatif des résultats obtenus au point de saturation de l'amplificateur.

	EV	EC ($f_{\Delta\Sigma} = 300$ MHz)	EC ($f_{\Delta\Sigma} = 900$ MHz)
P_{dg} [dBm]	35.17	37.42	36.63
P_{ds} [dBm]	45.75	47.08	46.48
PAE [%]	43.4	46.3	42.5
P_{dg_u} [dBm]	35.17	33.62	33.12
P_{ds_u} [dBm]	45.65	43.24	43.07
PAE_u [%]	42.4	19.14	19.4
C/I_3 [dBc]	17.63	38.05	43.8

Les résultats de ce tableau montrent qu'à la saturation, même si la PAE du signal utile est réduite, l'architecture polaire améliore notablement la linéarité avec une valeur de PAE équivalente par rapport à l'EV. Le choix final d'une architecture ou d'une autre dépend donc fortement de l'application et du cahier des charges associé.

IV.4.3 Caractérisation en présence d'une modulation QAM16

Après avoir montré les capacités du système de mesure temporelle mis en place pour la caractérisation de dispositifs utilisés dans une architecture de transmission avancée (polaire), ce paragraphe présente la capacité de la mesure large bande pour des durées d'acquisition très longues.

L'amplificateur de puissance (1-3 GHz MIC HPA) [90] est caractérisé dans deux architectures de transmission (conventionnelle et polaire). Le signal de test est une modulation QAM16 filtré en racine de cosinus surélevé (roll-off = 0.35) générée à un débit de 20 Msymb/s (400 symboles). La fréquence porteuse est égale à 1.8 GHz. Le signal d'excitation (QAM16 à EV) dans l'architecture conventionnelle possède un facteur PAPR de 5.9 dB. Dans l'architecture de modulation polaire, une fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ de 900 MHz est choisie pour la génération du signal à EC.

Un calibrage du système de mesure avec une haute résolution (50 kHz) est effectué sur la bande de fréquence (0.9-3.6 GHz).

Les formes d'ondes de tensions incidentes et réfléchies à l'entrée et à la sortie du DST sont mesurées avec une haute fréquence d'échantillonnage équivalente ($f_v = 90$ Géch/s).

Les spectres ($a_{1D}(f)$) et ($b_{2D}(f)$) déduits des signaux incident et transmis mesurés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur au point de saturation ($P_{dg} = 36.7$ dBm), dans une architecture de transmission conventionnelle sont représentés sur la Figure IV-39.

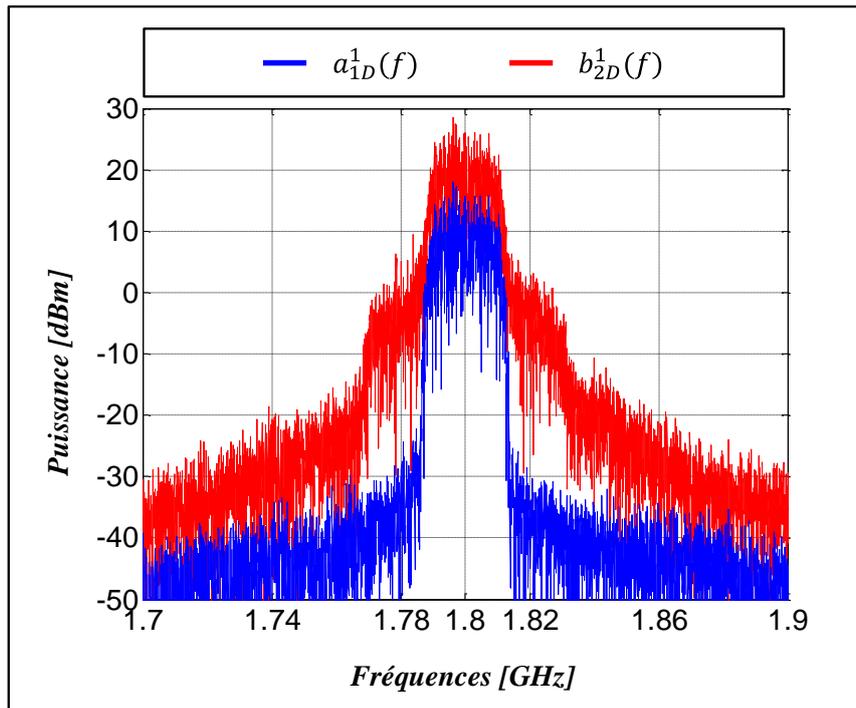


Figure IV-39 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée ($a_{1D}(f)$) et à la sortie ($b_{2D}(f)$) de l'amplificateur caractérisé dans une architecture de transmission conventionnelle.

Dans l'architecture de transmission polaire, l'amplificateur est caractérisé dans les trois conditions de charge définies dans le paragraphe précédent (cas 1, cas 2 et cas 3). Dans le premier cas, l'amplificateur est chargé par une impédance 50 ohms. Les spectres des signaux disponibles à l'entrée et à la sortie du DST déduits des signaux temporels mesurés au point de saturation ($P_{dg} = 36$ dBm) sont illustrés par la Figure IV-40.

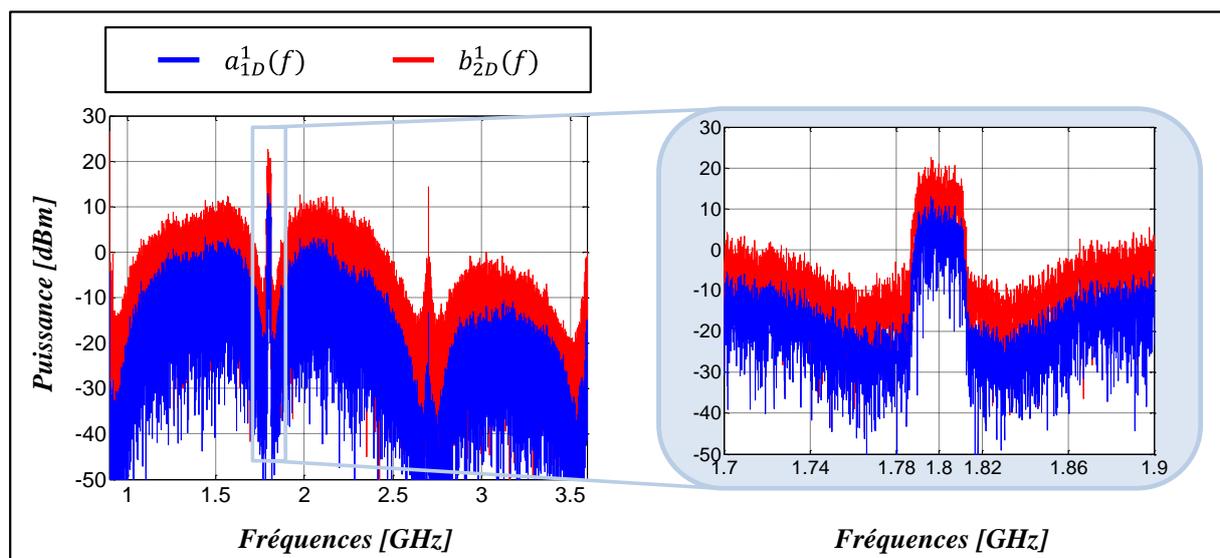


Figure IV-40 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée ($a_{1D}^1(t)$) et à la sortie ($b_{2D}^1(t)$) du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 1).

Sur la Figure IV-40, la mise en forme du bruit de quantification est non idéale, puisque la fréquence de codage du modulateur $\Delta\Sigma$ choisie est insuffisante. Le signal 16QAM présente des variations rapides qui nécessitent une fréquence de codage plus élevée.

Dans le deuxième cas, l'amplificateur de puissance est associé avec le filtre de reconstruction ($BW= 25$ MHz, $f_0= 1.8$ GHz). Les spectres des signaux disponibles à l'entrée et à la sortie du DST au point de saturation ($P_{ag}= 36$ dBm) sont représentés sur la Figure IV-41.

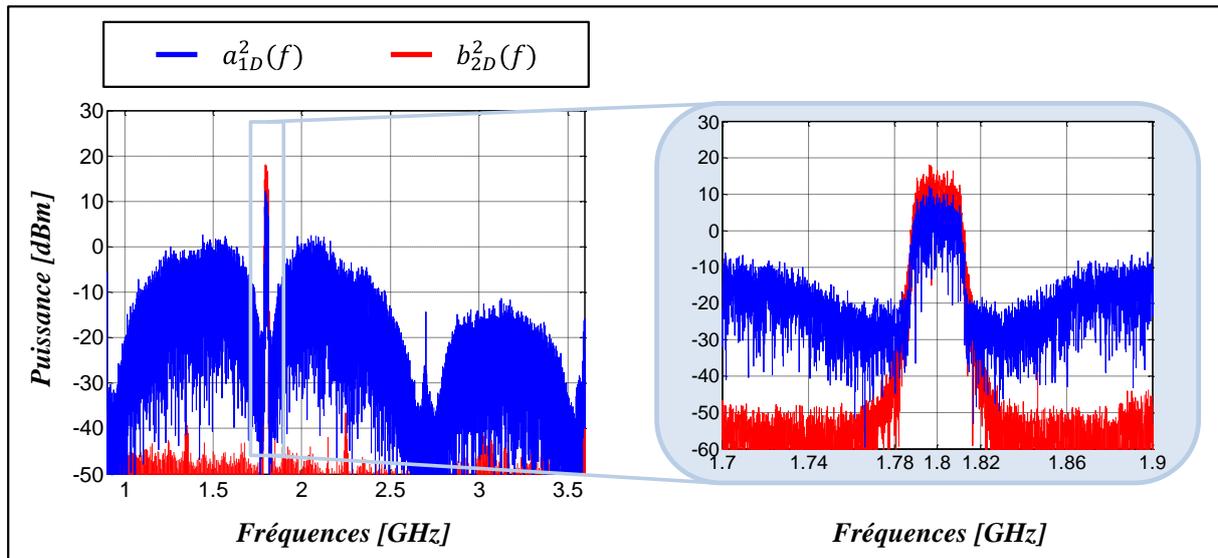


Figure IV-41 : Spectres des signaux (16QAM) disponibles à l'entrée ($a_{1D}^2(t)$) et à la sortie ($b_{2D}^2(t)$) du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 2).

La Figure IV-42 présente les spectres des signaux transmis et réfléchi mesurés à la sortie du DST au point de saturation de l'amplificateur ($P_{ag}= 36$ dBm) dans le troisième cas de caractérisation.

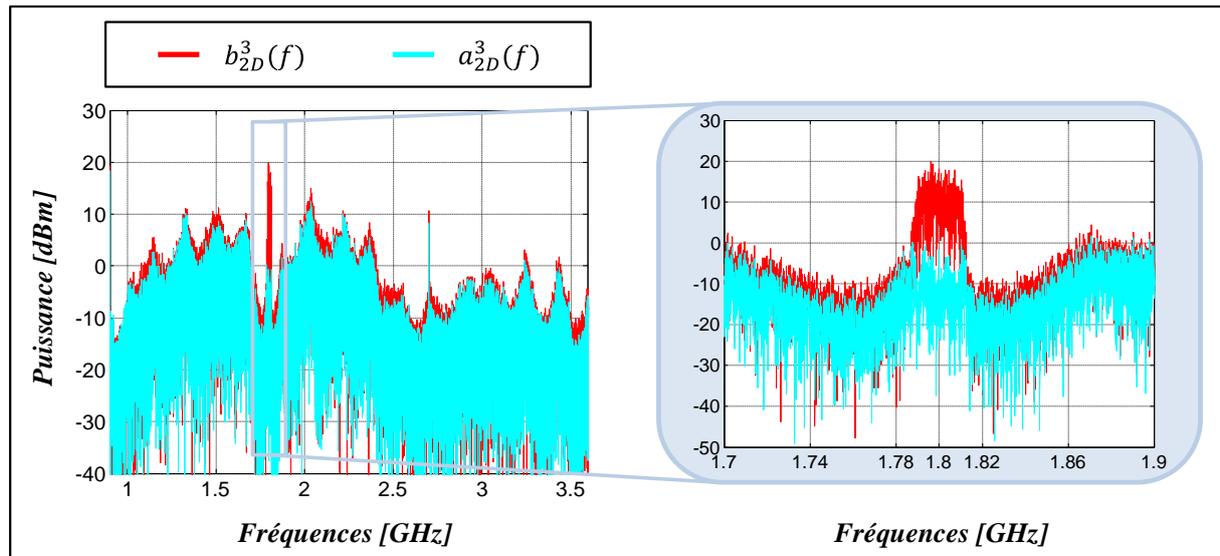


Figure IV-42 : Spectres des signaux (16QAM) transmis ($b_{2D}^3(t)$) et réfléchi ($a_{2D}^3(t)$) à la sortie du DST dans une architecture de transmission polaire (cas 3).

Un bilan des performances obtenues au point de saturation de l'amplificateur de puissance caractérisé dans les deux architectures de transmission (polaire et conventionnelle) avec les différentes conditions de charge est donné dans le Tableau IV-6.

Tableau IV-6 : Bilan comparatif des résultats obtenus au point de saturation de l'amplificateur en présence d'une modulation 16QAM.

	EV	EC (cas 1)	EC (cas 2)	EC (cas 3)
P_{dg} [dBm]	35.68	36.73	36.01	36.08
P_{ds} [dBm]	46.07	46.27	35.98	44.45
PAE [%]	45.78	43.03	0	34.59
P_{dg_u} [dBm]	35.67	30.64	29.9	29.98
P_{ds_u} [dBm]	46.01	40.44	35.98	37.83
PAE_u [%]	45.13	11.32	4.8	7.37
$ACPR$ [dB]	22.88	26.71	37.5	25.32

Une dégradation du critère ACPR est notée dans l'architecture de transmission polaire, puisque la mise en forme du bruit de quantification est non idéale (fréquence de codage trop faible). Il est aussi démontré que le bruit de quantification est contenu dans les canaux

adjacents de la bande du signal utile, ce qui implique des valeurs imprécises d'ACPR. Dans le cas 2, les remontées spectrales sont filtrées par le filtre de reconstruction et l'ACPR mesuré est de 37.5 dB.

IV.4.4 Conclusion partielle

Ce paragraphe a permis de chiffrer les performances clés d'une architecture de transmission polaire en analysant les signaux sur le long de la chaîne jusqu'au filtrage d'émission (filtre de reconstruction). Il a été démontré expérimentalement que cette architecture permet une amélioration significative de la linéarité dans le cas d'un fonctionnement optimisé. Malgré ces avantages, l'architecture polaire souffre de nombreuses difficultés:

- la puissance de bruit de quantification est importante, ce qui nuit au rendement global de l'architecture. Des solutions ont été proposées dans [105] [106] : elles consistent à implémenter des modulateurs $\Delta\Sigma$ multi-niveaux afin d'optimiser le bruit de quantification;
- l'interaction entre l'amplificateur et le filtre d'émission nécessite une optimisation conjointe de ces deux éléments. Une piste pourrait être la récupération de la puissance réfléchiée par le filtre;
- l'implémentation du modulateur $\Delta\Sigma$ qui est l'élément clé de l'architecture de modulation polaire. La référence [107] présente un modulateur en bande de base disponible actuellement et capable de travailler à une fréquence de 3.6 GHz [107].

IV.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en évidence les capacités du système de mesure temporelle en vue de la caractérisation ultra large bande de dispositifs de puissance non linéaires dans des architectures de transmission avancées. Il a été montré que ce système permet l'analyse des comportements de dispositifs non linéaires soumis à des excitations complexes. L'optimisation visuelle des conditions de fonctionnement des systèmes radiofréquences et microondes non linéaires est encore accessible.

Enfin, ce système se révèle être un outil de caractérisation expérimental très efficace pour tester et caractériser des nouvelles architectures d'amplification et de transmission microondes sur de très larges bandes passantes.

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire a permis dans un premier temps de présenter le contexte de la conception et de la caractérisation des amplificateurs RF de forte puissance pour des applications de télécommunications et de Radars. Des notions de puissance et des définitions essentielles des facteurs de mérite ont été détaillées. Il a été démontré que la détermination de ces facteurs dans des conditions de fonctionnements réelles nécessite un outil de caractérisation expérimentale temporelle très performant en termes de bande passante, de dynamique, et de fréquence d'échantillonnage.

Les oscilloscopes numériques à échantillonnage en temps équivalent sont capables de répondre à ses exigences sous certaines conditions. La compréhension de leurs principes de fonctionnement a été abordée à travers une étude théorique générale et des exemples d'applications numériques. Cette étude a permis de justifier le choix de l'architecture du système d'échantillonnage dite « Track and Hold » dans le système de mesure temporelle 4-canaux développé à XLIM. Des études des limitations de ce système pour la mesure temporelle large bande, et des améliorations sur les performances ont été exposées. Ces améliorations sont liées principalement à la procédure d'acquisition avec échantillonnage « cohérent » à temps équivalent qui a permis d'atteindre des fréquences d'échantillonnage virtuelles très élevées (1 Téch/s).

Une difficulté supplémentaire dans la caractérisation temporelle large bande réside dans le calibrage du système de mesure. Afin de repousser ce verrou une nouvelle procédure de calibrage à large bande passante et ultra haute résolution fréquentielle a été proposée. Cette nouvelle procédure est fondée sur l'utilisation d'un générateur de signaux multitons et d'un oscilloscope numérique de référence pré-étalonné (étalon). Des validations et des vérifications de cette procédure utilisée pour le calibrage complet du système de mesure très large bande mis en place ont été présentées.

Les capacités et les potentialités du système de mesure complètement calibré par la nouvelle procédure de calibrage proposée dans cette thèse ont été illustrées par des caractérisations ultra large bande de dispositifs de puissance non linéaires avec des signaux d'excitation complexes (impulsionnel, multiporteuse, modulation numérique). La mesure temporelle des formes d'ondes de tensions et courants avec le système entièrement calibré

permet d'analyser finement les comportements de dispositifs non linéaires et d'optimiser visuellement les conditions de fonctionnement des systèmes de transmission. Dans ce contexte, une étude théorique et expérimentale d'une architecture de transmission polaire a été réalisée pour en vérifier les avantages et les inconvénients.

Le système de mesure proposé dans cette thèse est, à notre connaissance, le seul instrument de mesure entièrement calibré possédant actuellement ces capacités de visualisation des formes d'ondes temporelles de signaux modulés à très large bandes et à très hautes fréquences d'échantillonnage. Cette avancée dans le domaine de l'instrumentation est très importante pour aider à la conception, à l'optimisation et à la modélisation des systèmes microondes.

De nombreuses investigations constituent les perspectives des travaux exposés dans cette thèse. Ces perspectives concernent :

✓ **La mesure sous pointes « on wafer »**

La caractérisation temporelle des composants radiofréquences et microondes (sans boîtier connecteurisé) présente l'avantage de pouvoir effectuer des mesures temporelles, avec le système de mesure mis en place, au plus près des composants. Cette caractérisation nécessite donc l'utilisation d'une station sous pointes. L'acquisition des signaux temporels avec le principe d'échantillonnage cohérent à temps équivalent implémenté dans le système de mesure est indépendante de l'interface (connecteurisée ou non) des dispositifs sous test. En revanche, la caractérisation des composants à l'aide d'une station sous pointes présente le problème supplémentaire de la définition de l'étalon de référence en amplitude et en phase dans les plans des pointes pour l'étalonnage absolu. Une solution pour parvenir à réaliser l'étalonnage absolu sous pointes nécessite une étape supplémentaire qui consiste à utiliser le principe de réciprocité [108] entre les plans de référence des pointes et les connecteurs des coupleurs utilisés dans le système de mesure.

L'étape d'étalonnage relatif de la procédure de calibrage est toujours applicable, mais avec des standards (SOLT) spécifiques pour la mesure sous pointes.

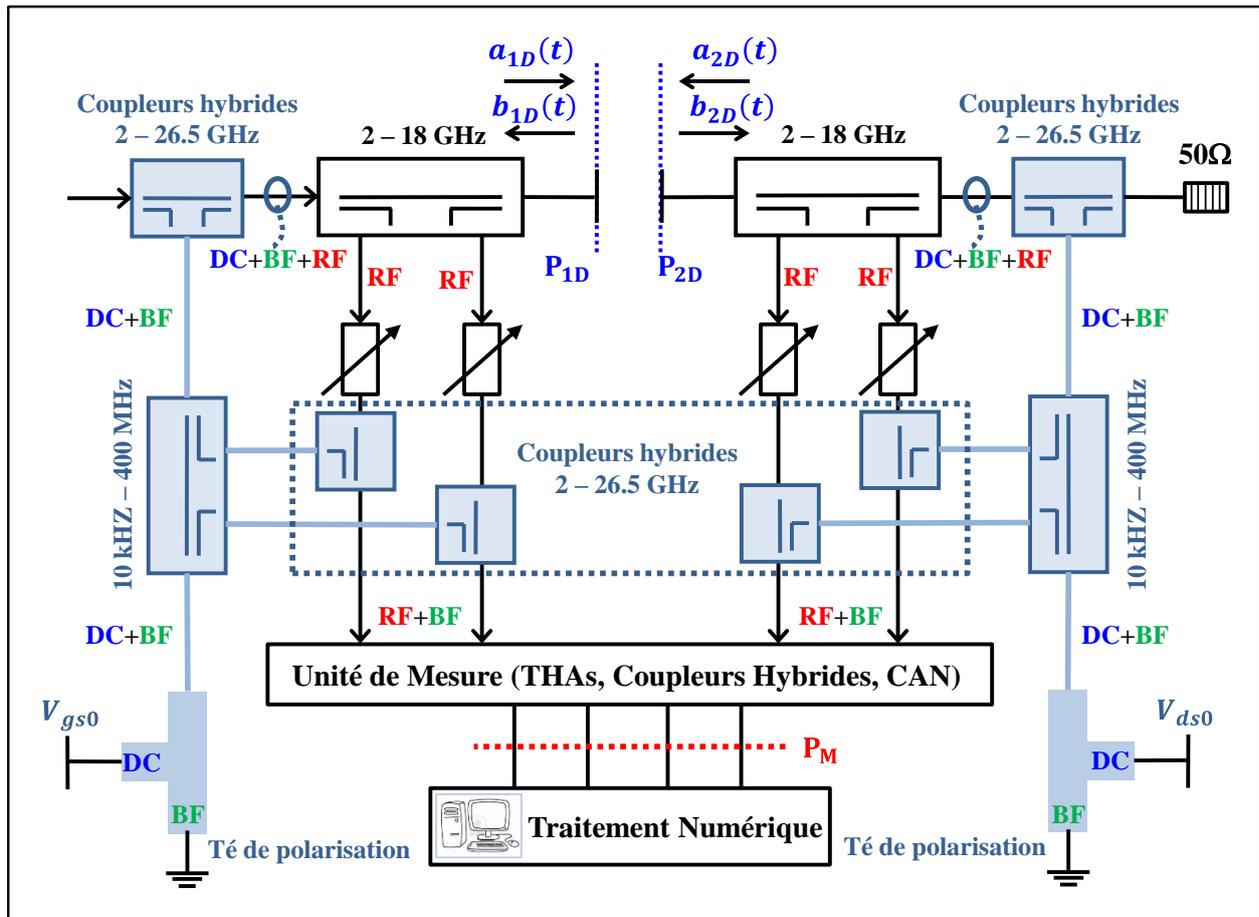
Cette caractérisation présente l'intérêt de pouvoir confronter les résultats de mesure sur un composant à ceux obtenus à partir d'une simulation temporelle (transitoire) à partir

d'un modèle électrique de ce composant. Cette comparaison n'a pas été possible au cours de ce travail de thèse car les modèles électriques des amplificateurs utilisés ne permettent pas de converger ou d'obtenir des résultats viables lorsqu'ils sont implémentés dans une simulation temporelle (transitoire).

✓ **La mesure dans la bande (DC – 400 MHz)**

Les coupleurs bidirectionnels utilisés dans l'architecture du système de mesure mis en place ne sont pas capables de fonctionner avec des fréquences inférieures à 400 MHz. Cette limitation technologique de coupleur bidirectionnel de forte puissance, rend la mesure dans la bande DC-400 MHz non accessible avec le système de mesure puisque les composantes fréquentielles contenues dans cette bande sont fortement atténuées.

La mesure dans la bande nommée BF (DC-400 MHz) présente un intérêt important pour une caractérisation temporelle efficace de composants actifs non linéaires à des fins de modélisation des composants ou des systèmes. Une investigation pour la mesure dans cette bande (BF) consiste à modifier l'architecture du système de mesure en réinjectant les signaux contenus dans la bande BF directement sur les voies de mesure. Cette injection permet de mesurer sur la même base temporelle les signaux contenant des composantes BF et RF (400 MHz-13 GHz). Une architecture provisoire modifiée est illustrée par la figure suivante, elle permet de mettre en évidence les besoins pour cette étape de mesure supplémentaire.



Architecture modifiée du système pour la mesure temporelle dans la bande DC-13 GHz.

Une difficulté supplémentaire de cette architecture est liée au fait qu'un calibrage du système de mesure supplémentaire dans la bande BF est indispensable. La nouvelle procédure de calibrage proposée pourrait être appliquée sous condition de posséder le générateur de puissance adéquat (apte à fournir les signaux BF et RF simultanément avec une résolution fréquentielle importante).

✓ **Extension de la bande passante du système de mesure**

Une perspective supplémentaire de ces travaux de thèse est l'extension de la bande passante du système de mesure. Les architectures des systèmes d'échantillonnage de type « Track and Hold » sont limitées à des bandes passantes de 18 GHz maximales. Une extension vers une largeur de bande supérieure peut être réalisée en utilisant d'autres architectures des systèmes d'échantillonnage. A titre d'exemple une architecture de type « Sampling sans feedback » est capable d'atteindre une bande passante de l'ordre de 100 GHz

avec une efficacité d'échantillonnage de 100 %. L'utilisation d'une telle architecture avant le THA doit permettre donc d'élargir la bande passante du système de mesure.

✓ **Application à la modélisation comportementale de composants et de systèmes**

Le système de mesure temporelle entièrement calibré mis en place dans les travaux de cette thèse possède des capacités de mesure temporelle et d'accès à des informations très riches sur le comportement non linéaire de composants et de systèmes. Les modèles de composants et de systèmes non linéaires utilisés dans les logiciels de CAO présentent certaines complexités et ne sont pas capables, la plupart de temps, d'être utilisés en simulation transitoire. Ainsi, les effets non linéaires ne sont pas toujours tous pris en compte dans les simulations associées à ces modèles.

Pour fournir aux concepteurs des modèles non linéaires très précis au niveau système, l'outil de caractérisation à large bande et à haute fréquence d'échantillonnage entièrement calibrée est donc capable d'être utilisé pour la modélisation comportementale « boîte noire » à partir des caractérisations expérimentales avec des signaux complexes proches de ceux utilisés en réalité. Cet outil permet de prendre en compte des effets très difficiles à modéliser tels que les effets mémoires et permet en même temps l'identification de modèles plus précis et plus complets.

Bibliographie

- [1] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*. Springer, 2011.
- [2] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS: radio access for third generation mobile communications*. Chichester: John Wiley & Sons, 2001.
- [3] A. Ghosh, R. Ratasuk, B. Mondal, N. Mangalvedhe, and T. Thomas, “LTE-advanced: next-generation wireless broadband technology,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 17, no. 3, pp. 10–22, 2010.
- [4] “ITU paves way for next-generation 4G mobile technologies.” [Online]. Available: http://www.itu.int/net/pressoffice/press_releases/2010/40.aspx.
- [5] V. Giannini, J. Craninckx, and A. Baschirotto, *Baseband Analog Circuits for Software Defined Radio*. Springer, 2008.
- [6] J. Mitola, “Software radios: Survey, critical evaluation and future directions,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 8, no. 4, pp. 25–36, 1993.
- [7] P. Loumeau, J.-F. Naviner, H. Petit, L. Naviner, and P. Desgreys, “Analog to digital conversion: technical aspects,” *Ann. Télécommun.*, vol. 57, no. 5–6, pp. 338–385, May 2002.
- [8] D. Greifendorf, J. Stammen, S. Sappok, M. van Ackeren, and P. Jung, “A novel hardware design paradigm for mobile ‘software defined radio’ terminals,” in *2002 IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2002, vol. 3, pp. 828–831.
- [9] W. H. W. Tuttlebee, *Software Defined Radio: Enabling Technologies*. John Wiley & Sons, 2003.
- [10] F. K. Jondral, “Software-defined radio: basics and evolution to cognitive radio,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2005, no. 3, pp. 275–283, Aug. 2005.
- [11] J. Mitola, “Cognitive radio for flexible mobile multimedia communications,” in *(MoMuC '99) 1999 IEEE International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, San Diego CA, 1999, pp. 3–10.
- [12] J. Mitola and J. Maguire, G.Q., “Cognitive radio: making software radios more personal,” *IEEE Personal Communications*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, 1999.
- [13] E. J. Barlow, “Doppler Radar,” *Proceedings of the IRE*, vol. 37, no. 4, pp. 340–355, 1949.
- [14] J. D. Taylor, *Ultra-Wideband Radar Technology*. CRC Press, 2001.

- [15] J. Isnard, “Conditions d’insertion des radars a large bande,” in *RTO Meeting proceedings*, pp. 16.1–16.7.
- [16] “Radar Tutoriel - Principe du fonctionnement.” [Online]. Available: <http://www.radartutorial.eu/index.fr.html>.
- [17] W. Bosch and G. Gatti, “Measurement and simulation of memory effects in predistortion linearizers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 37, no. 12, pp. 1885–1890, 1989.
- [18] C. Maziere, “Modélisation comportementale d’amplificateurs à mémoire pour des applications à large bande utilisées dans les systèmes de télécommunications et les systèmes radars,” Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2004.
- [19] J. P. Martins, N. B. Carvalho, and J. C. Pedro, “A Figure of Merit for the Evaluation of Long Term Memory Effects in RF Power Amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, 2006*, pp. 1109–1112.
- [20] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Second Edition. Artech House, 2006.
- [21] M. Eron, B. Kim, F. Raab, R. Caverly, and J. Staudinger, “The Head of the Class,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 12, no. 7, pp. S16–S33, 2011.
- [22] F. H. Raab, “Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 6, pp. 1162–1166, 2001.
- [23] F. H. Raab, “Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 11, pp. 2007–2012, 1997.
- [24] N. O. Sokal and A. D. Sokal, “Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 10, no. 3, pp. 168–176, 1975.
- [25] F. H. Raab, “Idealized operation of the class E tuned power amplifier,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 24, no. 12, pp. 725–735, 1977.
- [26] W.-Y. Kim, J. Rode, A. Scuderi, H.-S. Son, C.-S. Park, and P. M. Asbeck, “An efficient voltage-mode class-D power amplifier for digital transmitters with delta-sigma modulation,” in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, 2011*, pp. 1–4.
- [27] T. Nakatani, J. Rode, D. F. Kimball, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, “Digitally-Controlled Polar Transmitter Using a Watt-Class Current-Mode Class-D CMOS Power

- Amplifier and Guanella Reverse Balun for Handset Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 5, pp. 1104–1112, 2012.
- [28] P. Lavrador, T. R. Cunha, P. Cabral, and J. C. Pedro, “The Linearity-Efficiency Compromise,” *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 5, pp. 44–58, 2010.
- [29] L. R. Kahn, “Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration,” *Proceedings of the IRE*, vol. 40, no. 7, pp. 803–806, 1952.
- [30] F. H. Raab, B. E. Sigmon, R. G. Myers, and R. M. Jackson, “L-band transmitter using Kahn EER technique,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 12, pp. 2220–2225, 1998.
- [31] A. Samulak, “System Analyses of Class-S Power Amplifier,” Ph.D dissertation, University of Erlangen-Nuremberg, Germany, 2010.
- [32] T. Johnson and S. P. Stapleton, “RF Class-D Amplification With Bandpass Sigma-Delta Modulator Drive Signals,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 12, pp. 2507–2520, 2006.
- [33] Y. Wang, “An improved Kahn transmitter architecture based on delta-sigma modulation,” in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, 2003, vol. 2, pp. 1327–1330.
- [34] C. Berland, I. Hibon, J.-F. Bercher, M. Villegas, D. Belot, D. Pache, and V. Le Goasoz, “A transmitter architecture for nonconstant envelope modulation,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 53, no. 1, pp. 13–17, 2006.
- [35] J. Jeong and Y. E. Wang, “A Polar Delta-Sigma Modulation (PDSM) Scheme for High Efficiency Wireless Transmitters,” in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, pp. 73–76.
- [36] M. Nielsen and T. Larsen, “A Transmitter Architecture Based on Delta-Sigma Modulation and Switch-Mode Power Amplification,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 8, pp. 735–739, 2007.
- [37] S. Park, *Principles of sigma-delta modulation for analog-to-digital converters*. Motorola application note APR8/D, 1990.
- [38] P. M. Aziz, H. V. Sorensen, and J. van der Spiegel, “An overview of sigma-delta converters,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 1, pp. 61–84, 1996.
- [39] J.-R. Chen and T.-H. Kuo, “An efficient design method for the modulator of high-order $\Sigma\Delta$ ADCs,” in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 1996. ISCAS '96., Connecting the World*, 1996, vol. 1, pp. 9–12.

- [40] M. Helaoui, S. Hatami, R. Negra, and F. M. Ghannouchi, "A Novel Architecture of Delta-Sigma Modulator Enabling All-Digital Multiband Multistandard RF Transmitters Design," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 55, no. 11, pp. 1129–1133, 2008.
- [41] R. Schreier, "MATLAB Delta Sigma Toolbox." [Online]. Available: <http://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/19-delta-sigma-toolbox>.
- [42] "AWG7000 Arbitrary Waveform Generator | Tektronix." [Online]. Available: <http://www.tek.com/signal-generator/awg7000-arbitrary-waveform-generator>.
- [43] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 13, no. 2, pp. 194–202, 1965.
- [44] R. B. Marks and D. F. Williams, "A General Waveguide Circuit Theory," *J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol*, vol. 97, pp. 533–562, 1992.
- [45] C. Arnaud, "Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2001.
- [46] J. Faraj, "Développement et validation d'un banc de caractérisation de transistors de puissance en mode temporel impulsionnel," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2010.
- [47] F. De Groote, O. Jardel, T. Reveyrand, J. P. Teyssier, and R. Quere, "Very small duty cycles for pulsed time domain transistor characterization," *Proceedings of the European Microwave Association*, vol. 4, pp. 112–117, 2008.
- [48] C. Nader, W. Van Moer, N. Bjorsell, and P. Handel, "Wideband radio frequency measurements: From instrumentation to sampling theory," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 85–98, 2013.
- [49] "Rohde & Schwarz." [Online]. Available: <http://www.rohde-schwarz.com/>.
- [50] "Agilent Technologies." [Online]. Available: <http://www.agilent.com/>.
- [51] W. Van Moer and L. Gomme, "NVNA versus LSNA: enemies or friends?," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 97–103, 2010.
- [52] R. Ouhachi, D. D. C. Gaquiere, T. Lacave, P. Chevalier, and D. Gloria, "Calibration of the Non Linear Vector Network Analyzer (PNA-X) for probe measurements," in *Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2011 European*, 2011, pp. 81–84.
- [53] J. Verspecht, "Large-signal network analysis," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 82–92, 2005.

-
- [54] M. El Yaagoubi, G. Neveux, D. Barataud, T. Reveyrand, J.-M. Nebus, F. Verbeyst, F. Gizard, and J. Puech, "Time-Domain Calibrated Measurements of Wideband Multisines Using a Large-Signal Network Analyzer," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 5, pp. 1180–1192, 2008.
- [55] Y. Ko, P. Roblin, S. Myoung, J. Strahler, F. De Groote, and J.-P. Teyssier, "Multi-harmonic broadband measurements using an large signal network analyzer," in *Microwave Measurements Conference (ARFTG), 2010 75th ARFTG*, 2010, pp. 1–6.
- [56] "DSA8300 Sampling Oscilloscope | Tektronix." [Online]. Available: <http://www.tek.com/oscilloscope/dsa8300-sampling-oscilloscope>.
- [57] "Teledyne LeCroy." [Online]. Available: <http://teledynelecroy.com/>.
- [58] Hewlett-Packard Co., "SAMPLING OSCILLOGRAPHY," *Application Note 36*.
- [59] 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.
- [60] I. Hickman, *Digital Storage Oscilloscopes*. Newnes, 1997.
- [61] J. Sachs, *Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing: Theory, Sensors, Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [62] "Test and Measurement Equipment | Tektronix." [Online]. Available: <http://www.tek.com/>.
- [63] "Model 7040 25 GHz Sampler Module Product Specification." [Online]. Available: <http://picosecond.com/objects/7040%20SPEC-4040082.pdf>.
- [64] "INPHI 1321TH data sheet." [Online]. Available: <http://www.inphi.com/>.
- [65] "INPHI 1821TH data sheet." [Online]. Available: <http://www.inphi.com/>.
- [66] G. N. Stenbakken and J. P. Deyst, "Comparison of time base nonlinearity measurement techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 1, pp. 34–39, 1998.
- [67] Lecroy corp., "Coherent Interleaving Sampling," WO/2006/086257Aug-2006.
- [68] "Le mode CIS dope l'oscilloscope à échantillonnage," 2005. [Online]. Available: http://www.mesures.com/archives/778_oscilloscope_CIS.pdf.
- [69] M. Curtin and Paul O'Brien, "Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters," *Analog Dialogue*, vol. 33, pp. 9–22, 1999.
- [70] LeCroy, "CIS Timebase Operation," *Application Note*, 2007.
- [71] 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, Limoges, 2012.
- [72] "National Instruments France : test et mesure." [Online]. Available: <http://france.ni.com/>.
- [73] S. Ahmed, M. Saad El Dine, G. Neveux, T. Reveyrand, D. Barataud, and J.-M. Nebus, "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, no. Special Issue 01, pp. 71–79, 2012.
- [74] S. Ahmed, M. Saad-el-dine, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, and J. Nebus, "Time-domain measurement system using Track & Hold Amplifier applied to pulsed RF characterization of high power GaN devices," in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, pp. 1–4.
- [75] S. Ahmed, G. Neveux, T. Reveyrand, D. Barataud, and J. M. Nebus, "Time-domain interleaved high sampling rate system for large signal characterization of non-linear devices," in *Microwave Measurement Conference (ARFTG), 2012 79th ARFTG*, 2012, pp. 1–4.
- [76] "MATLAB - Le langage du calcul scientifique - MathWorks France." [Online]. Available: <http://www.mathworks.fr/products/matlab/>.
- [77] IEEE Std 1057-1994, "Standard for Digitizing Waveform Records," 1994.
- [78] IEEE Std 1241, "Standard for Terminology and Test Methods for Analog-to-Digital Converters," 2010.
- [79] K. El-Akhdar, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus, "Calibrated Oscilloscopic System for RF Time-Domain Characterization of Non-Linear Devices," in *IEEE Mediterranean Microwave symposium (MMS), 13th MMS*, 2013.
- [80] "DSAX96204Q Infiniium High-Performance Oscilloscope: 63 GHz | Agilent." [Online]. Available: <http://www.home.agilent.com/en/pd-2108888-pn-DSAX96204Q/infiniium-high-performance-oscilloscope-63-ghz/>.
- [81] 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.
- [82] J. Verspecht, "Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices," Ph.D dissertation, Vrije Universiteit, Brussel, 1995.

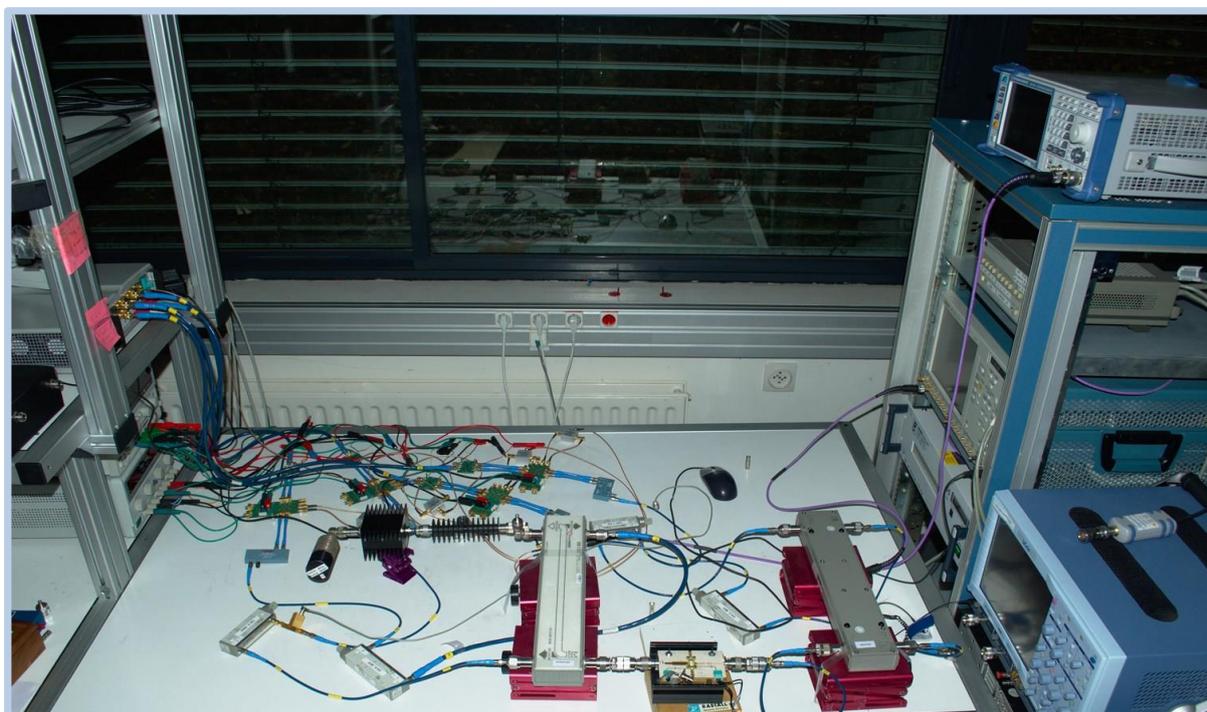
-
- [83] K. El-Akhdar, S. Ahmed, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus, "High resolution wideband calibration procedure for RF time-domain measurement of non-linear devices," in *Microwave Measurement Conference (ARFTG), 2013 81st ARFTG*, 2013, pp. 1–4.
- [84] W. Van Moer and Y. Rolain, "Multisine Calibration for Large-Signal Broadband Measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, no. 7, pp. 1478–1483, 2008.
- [85] M. Schroeder, "Synthesis of low-peak-factor signals and binary sequences with low autocorrelation (Corresp.)," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 16, no. 1, pp. 85–89, 1970.
- [86] G. Simon and J. Schoukens, "Robust broadband periodic excitation design," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 2, pp. 270–274, 2000.
- [87] Agilent Microwave Corporation, "Specifying Calibration Standards and Kits for Agilent Vector Network Analyzers," *Application Note 1287-11*, Aug-2009.
- [88] J. Verspecht and K. Rush, "Individual characterization of broadband sampling oscilloscopes with a nose-to-nose calibration procedure," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 2, pp. 347–354, 1994.
- [89] "Reactel Cavity Filters." [Online]. Available: <http://www.reactel.com/pdf/cavity-filters.pdf>.
- [90] C. Berrached, D. Bouw, M. Camiade, and D. Barataud, "Wideband High Efficiency High Power GaN Amplifiers Using MIC and Quasi-MMIC Technologies," in *European Microwave Conference (EuMC), 43rd EuMC*, 2013.
- [91] C. Berrached, "Optimisation du rendement en puissance ajoutée des amplificateurs de puissances large bande à base de Nitrure de Gallium," Ph.D dissertation, Université de Limoges, Limoges, 2013.
- [92] A. Soury, E. Ngoya, and J. M. Nebus, "A new behavioral model taking into account nonlinear memory effects and transient behaviors in wideband SSPAs," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2002, vol. 2, pp. 853–856 vol.2.
- [93] J. Lajoinie, "Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2000.
- [94] T. Reveyrand, "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation

- comportementale d'amplificateurs," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2002.
- [95] T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, and D. Roques, "A Novel Experimental Noise Power Ratio Characterization Method for Multicarrier Microwave Power Amplifiers," in *ARFTG Conference Digest-Spring, 55th*, 2000, vol. 37, pp. 1–5.
- [96] A. Mallet, F. Gizard, T. Reveyrand, L. Lapierre, and J. Sombrin, "A new satellite repeater amplifier characterization system for large bandwidth NPR and modulated signals measurements," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2002, vol. 3, pp. 2245–2248.
- [97] Y. Louët and J. Palicot, "Synthèse de la notion de facteur de crête et application aux modulations monoporteuse," *20° Colloque sur le traitement du signal et des images*, pp. 176–179, 2005.
- [98] P. B. Kenington, "Linearized transmitters: an enabling technology for software defined radio," *IEEE Communications Magazine*, vol. 40, no. 2, pp. 156–162, 2002.
- [99] J. K. Cavers, "Amplifier linearization using a digital predistorter with fast adaptation and low memory requirements," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 374–382, 1990.
- [100] J. Kim, Y. Y. Woo, J. Moon, and B. Kim, "A New Wideband Adaptive Digital Predistortion Technique Employing Feedback Linearization," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 2, pp. 385–392, 2008.
- [101] L. Bacque, G. Nanfack-Nkondem, P. Bouysse, G. Neveux, J. M. Nebus, W. Rebernak, L. Lapierre, D. Barataud, and R. Quéré, "Implementation of dynamic bias and digital predistortion to enhance efficiency and linearity in a 100 W RF amplifier with OFDM signal," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 1, no. Special Issue 04, pp. 261–268, 2009.
- [102] 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," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2008.
- [103] M. Saad El Dine, "Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation," Ph.D dissertation, Université de Limoges, France, 2011.

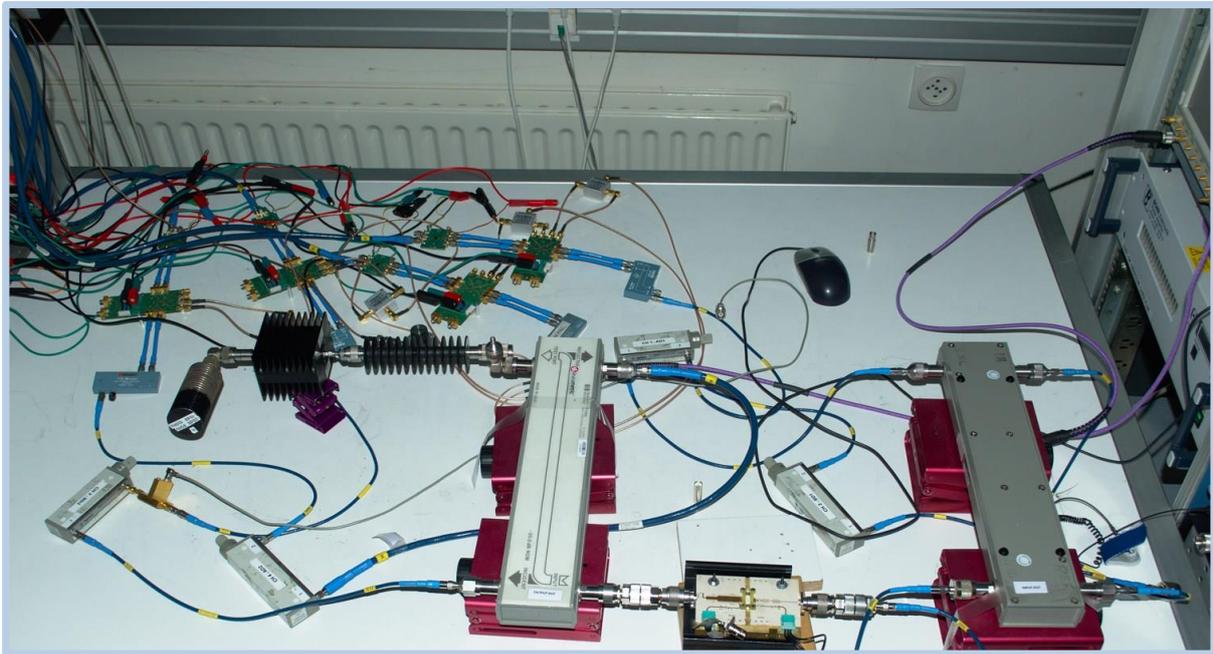
-
- [104] K. El-Akhdar, S. Ahmed, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus, “Calibrated RF Time-Domain Measurement of Non-Linear Devices in Digital Polar Transmitter Architecture,” in *European Microwave Conference (EuMC), 43rd EuMC*, 2013.
- [105] A. Garcia i Tormo, A. Poveda, E. Alarcon, and F. Guinjoan, “Multi-Level asynchronous $\Sigma\Delta$ modulators for wideband switching power amplifiers,” in *2010 IEEE 12th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, 2010, pp. 1–8.
- [106] J. H. Kim, S. J. Lee, J. H. Jung, and C. S. Park, “60% high-efficiency 3G LTE power amplifier with three-level delta sigma modulation assisted by dual supply injection,” in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, pp. 1–4.
- [107] P. Seddighrad, A. Ravi, M. Sajadieh, H. Lakdawala, and K. Soumyanath, “A 3.6GHz, 16mW $\Sigma\Delta$ DAC for a 802.11n / 802.16e transmitter with 30dB digital power control in 90nm CMOS,” in *Solid-State Circuits Conference, 2008. ESSCIRC 2008. 34th European*, 2008, pp. 202–205.
- [108] A. Ferrero and U. Pisani, “An improved calibration technique for on-wafer large-signal transistor characterization,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 2, pp. 360–364, 1993.

Annexes

Photographies du système de mesure temporelle développé à XLIM



Photographie du système de mesure



Test-set et récepteurs

Publications et communications relatives à ce travail

- **K. El-Akhdar, S. Ahmed, G. Neveux, D. Barataud, J. M. Nebus**, “*Procédure de calibrage large bande ultra haute résolution pour la caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires*,” 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Paris, Mai 2013.
- **K. El-Akhdar, S. Ahmed, G. Neveux, D. Barataud, J. M. Nebus**, “*Caractérisation temporelle de dispositifs non linéaires microondes dans des architectures de transmission polaire*,” 18èmes Journées Nationales Microondes (JNM), Paris, Mai 2013.
- **K. El-Akhdar, S. Ahmed, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, J. M. Nebus**, “*High resolution wideband calibration procedure for RF time-domain measurement of non-linear devices*,” 81st Microwave Measurement Conference (ARFTG), IMS2013, Seattle, WA, June 2013.
- **K. El-Akhdar, G. Neveux, D. Barataud, and J. M. Nebus**, “*Calibrated Oscilloscopic System for RF Time-Domain Characterization of Non-Linear Devices*,” IEEE Mediterranean Microwave symposium (MMS), 13th MMS, Saida, Lebanon, September 2013.
- **K. El-Akhdar, S. Ahmed, G. Neveux, D. Barataud, J. M. Nebus**, “*Calibrated RF Time-Domain Measurement of Non-Linear Devices in Digital Polar Transmitter Architecture*,” European Microwave Conference (EuMC), 43rd EuMC, Nuremberg, Germany, October 2013.
- **C. Berrached, K. El-Akhdar, D. Bouw, M. Camiade, G. Neveux, D. Barataud**, “*Wideband, High Efficiency, High Power GaN Amplifiers, Using MIC and Quasi-MMIC Technologies, in the 1-4 GHz range*,” International Journal of Microwave and Wireless Technologies (IJMWT), February 2014.

Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes

Résumé :

Les systèmes de télécommunications modernes requièrent l'utilisation des modulations complexes à large bande passante et à fort dynamique d'amplitude. Dans ces conditions, l'amplificateur de puissance dans un système de transmission est très contraint par une optimisation difficile de ses performances. Cette dernière peut être facilitée grâce à l'amélioration, réalisée dans le cadre de ces travaux, des performances en termes de bandes passantes du système de mesure temporelle développé à XLIM. Un outil de caractérisation temporelle associé à une nouvelle procédure de calibrage à large et à ultra haute résolution fréquentielle est maintenant opérationnel. L'outil entièrement calibré possède des capacités et des potentialités attractives qui sont démontrées par différentes caractérisations d'amplificateurs de très forte puissance RF. Son utilisation pour des applications dédiées à l'amélioration de rendement et de linéarité des systèmes de transmission est aussi décrite. Il a été démontré que cet outil permet de visualiser très précisément les formes d'ondes temporelles RF de tensions et de courants aux accès de dispositifs sous test pour des signaux d'excitation très large bande. Pour la première fois, les transitions de début et de fin de caractérisation impulsionnelle RF, très riches des informations sur les comportements non linéaires sont finement observées. Des applications sur la caractérisation large bande (> 1GHz) de type NPR et ACPR sont montrées ouvrant des perspectives d'études approfondies des comportements non linéaires des amplificateurs de puissance pour des applications spatiales. Une étude théorique et expérimentale d'une architecture de transmission polaire a encore permis de chiffrer les performances clés d'une telle architecture et d'exposer des capacités supplémentaires accessibles grâce à l'outil de caractérisation temporelle à très large bande.

Mots clés : [Système de mesure temporelle, caractérisation large bande, étalonnage large bande, amplificateur large bande de forte puissance, comportements non linéaires, échantillonnage à temps équivalent cohérent, transitoire RF, transmission polaire]

Contribution to the calibrated ultra-wideband time-domain measurement of non-linear microwave multipole.

Abstract:

Modern telecommunication systems require the use of wideband and high dynamic range modulated signals. Under these conditions, the power amplifier used in a transmission system is constrained by a difficult optimization of power performances. This optimization can be facilitated by using a time-domain measurement system developed at XLIM and improved in this thesis. A time-domain characterization tool associated to a wideband and ultra-high resolution calibration procedure has been implemented. The capabilities of the fully calibrated tool are demonstrated by the characterization of high power amplifiers. The use of this tool in the optimization of linearity and efficiency of transmitter systems is also described. It has been demonstrated that this tool allows the accurate visualization of time-domain voltage and current waveforms at input and output of the devices under test under wideband signal excitation. For the first time, transitions at the beginning and the end of RF pulsed signals, are finely observed. Applications to the broadband characterization (> 1GHz) as ACPR and NPR are shown. Future applications concern now depth studies of non-linear behaviors of power amplifiers for space applications. Theoretical and experimental studies of polar transmitter architecture allow quantifying the key performances and exposing additional capabilities of the developed wideband time-domain measurement system.

Keywords: [Time-domain measurement system, wideband characterization, wideband calibration, wideband high power amplifier, non-linear behavior, coherent equivalent time sampling, Transient RF, polar transmitter]