



Etude et mise en œuvre d'un banc intégré et étalonné 4 canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences

Saïd Farah

► To cite this version:

Saïd Farah. Etude et mise en œuvre d'un banc intégré et étalonné 4 canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences. Electronique. Université de Limoges; Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem (Mostaganem, Algérie), 2017. Français. NNT : 2017LIMO0010 . tel-01493114

HAL Id: tel-01493114

<https://theses.hal.science/tel-01493114>

Submitted on 21 Mar 2017

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

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



Université de Limoges

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

XLIM-SYSTEMES RF

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Électronique des Hautes Fréquences, Photoniques et Systèmes

Présentée et soutenue par

Saïd FARAH

Le 10 mars 2017

Etude et mise en œuvre d'un banc intégré et étalonné 4 canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences

Thèse en cotutelle dirigée par

Denis BARATAUD, Guillaume NEVEUX (Université de Limoges)

Abdelhalim BENACHENHOU (Université de Mostaganem)

JURY :

Président

M. Jean Michel NEBUS

Professeur,

Université de Limoges, XLIM

Rapporteurs

M. Eric BERGEAULT

Professeur,

Télécom Paris Tech

M. Joaquin PORTILLA

Professeur,

Université du Pays Basque

Examineurs

M. Guillaume ANDRIEU

Maitre de Conférences/HDR,

Université de Limoges, XLIM

M. Denis BARATAUD

Professeur,

Université de Limoges, XLIM

M. Abdelhalim BENACHENHOU

Professeur,

Université de Mostaganem

M. Christophe CHARBONNIAUD

Ingénieur,

AMCAD Engineering, Limoges

M. Guillaume NEVEUX

Maitre de Conférences,

Université de Limoges, XLIM



Dédicace

A la mémoire de mon Père

A ma mère

Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, le dévouement et le respect que j'ai toujours eu pour vous. Rien au monde ne vaut les efforts fournis jour et nuit pour mon éducation et mon bien être.

Ce travail est le fruit de vos sacrifices que vous avez consentis pour la réussite dans mes études et ma vie personnelle et professionnelle.

A mes frères, mes sœurs, mes neveux et mes nièces

A mes enfants Nesrine, Abderrahmane et Anes

A ma femme Saadia



Choisissez un travail que vous aimez et vous n'aurez pas à travailler un seul jour de votre vie.

Confucius (Kongfuzi)

Philosophe



Remerciements

Ce travail s'est effectué dans le cadre d'une thèse en cotutelle entre l'Université de Limoges et l'Université de Mostaganem. Une bourse de 18 mois m'a été accordé grâce à l'Université de Mostaganem et le laboratoire LEOG. Les travaux de conception et de mesures ont été effectués au sein de l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges. Ma profonde gratitude est donc adressée à monsieur le Professeur Abdelhalim BENACHENHOU directeur du laboratoire LEOG et Monsieur Dominique BAILLARGEAT directeur d'XLIM.

Je remercie Monsieur Bernard JARRY, Professeur à l'Université de Limoges et responsable de l'équipe C2SNL "Composants Circuits Systèmes Non Linéaires", pour m'avoir accueilli au sein de son équipe.

Je tiens tout particulièrement à adresser mes remerciements à Monsieur Denis BARATAUD, Professeur à l'Université de Limoges, Monsieur Abdelhalim BENACHENHOU, Professeur à l'université de Mostaganem 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 leurs conseils et pour la grande disponibilité dont ils ont toujours fait preuve à mon égard. Je tiens à leurs exprimer ma profonde gratitude en leur dédiant cette thèse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Eric BERGEAULT, Professeur à Télécom Paris Tech et à Monsieur Joaquin PORTILLA, Professeur à l'Université du Pays Basque pour avoir bien accepté de faire partie de ce jury afin de rapporter ce travail.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Jean Michel NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges et membre d'XLIM ainsi qu'à Monsieur Guillaume ANDRIEU, Maître de Conférences de l'Université de Limoges et membre d'XLIM pour prendre part au jury en qualité d'examineur. J'adresse également toute ma gratitude à Monsieur Christophe CHARBONNIAUD, Ingénieur et cofondateur de la société AMCAD Engineering, Limoges, pour avoir accepté de participer à ce jury.

Mes chaleureux remerciements vont à Madame Marie-Claude LEROUGE, secrétaire du département, pour sa disponibilité, sa gentillesse et son sens humanitaire. Je n'oublierai jamais le jour où elle m'a accompagné à l'urgence du CHU de Limoges.

J'adresse mes remerciements aux collaborateurs des 11 universités membre du projet EOLES dont la préparation a duré trois ans et a donné naissance à la licence EOLES, actuellement dans sa troisième promotion sans oublier Kheira LARBAOUI, Ingénieur et responsable Informatique à l'Université de Mostaganem.

Des remerciements particuliers s'adressent aux collègues du département TIC de l'Université de Limoges, notamment : Thomas Fredon, Vincent MERGNAC, Olivier GUIVERNAU et Ghislaine MONNIER et aux collègues du pôle international de Limoges notamment : Marie DIGNEMENT, Fabienne LORELLE, Niclette Bukasa KAMPATA et la directrice Hélène DEJOUX pour leurs aides et leurs grandes gentillesse.

Je n'oublierai pas dans mes remerciements tous les membres de l'équipe C2SNL, notamment les anciens thésards Sajad, Kacem et Arnaud qui ont contribué à l'avancement de mes travaux et particulièrement Lotfi qui a travaillé sur le banc éclaté et qui m'a énormément aidé dans la validation de mes résultats en les comparant avec les siens.

Enfin mes remerciements vont à ma grande et ma petite famille pour leurs soutiens, notamment ma mère, mes frères, mes sœurs et particulièrement ma femme pour sa patience durant les années de préparation de cette thèse.



Droits d'auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :

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

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



Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Amplification de puissance RF et signaux d'excitation	4
I. Introduction	5
II. Description des signaux d'excitation et des réponses des dispositifs non-linéaires.....	6
II.1 L'onde continue CW "Continuous Wave" sinusoïdale	6
II.2 Excitation bitons ou bi-porteuse.....	8
II.3 Le signal multi-porteuse.....	10
II.3.1 Facteur de crête CF.....	12
II.3.2 Signal multi-porteuse à faible facteur de crête	13
II.4 Le signal RF impulsionnel	15
II.5 Le signal modulé périodique à enveloppe complexe	19
II.5.1 Cas d'un signal CW.....	19
II.5.2 Cas du signal bi-porteuse (2-tons)	20
II.5.3 Cas des modulations numériques.....	21
II.6. Conclusion partielle.....	31
III. Paramètres de distorsion d'un dispositif non-linéaire et relation avec les signaux d'excitations.....	32
III.1 Cas particulier de l'amplificateur de puissance RF	32
III.2 Définition d'un amplificateur de puissance	33
III.3 Définition des paramètres de l'amplificateur de puissance	34
III.3.1 Notions de puissances aux accès de l'amplificateur	35
III.3.2 Notions d'ondes de puissance aux accès de l'amplificateur	37
III.3.3 Notions de puissances moyennes et instantanées en présence de signaux modulés (temps continu et temps discret)	39
III.4 Paramètres généraux des amplificateurs de puissance	45
III.5 Paramètres de distorsion des AP	50
IV. Conclusion.....	59
Chapitre II : Principe de fonctionnement des bancs de caractérisation fréquentielle et temporelle large bande de dispositifs RF non linéaires	60
I. Introduction	61
II. Rappel sur les principes des VNAs	62
II.1 Définition des paramètres S	62
II.2 Changements de plans de référence	63
II.3 Mesure des paramètres S.....	64
II.4 Sources des erreurs de mesure	66
II.4.1 Erreurs aléatoires	66
II.4.2 Erreurs de dérive.....	66
II.4.3 Erreurs systématiques	66



II.5 Principales avantages et limitations des ARV classiques	68
III. Caractérisation temporelle et modes d'échantillonnage des signaux RF	68
III.1 Structure générale des systèmes de caractérisation RF temporelle	74
III.2 Principe de fonctionnement d'une tête de réception en mode "Sampler"	75
III.2.1 Synoptique d'une tête d'échantillonnage de type "Sampler"	75
III.2.2 Schéma équivalent d'une tête d'échantillonnage de type "Sampler"	76
III.3 Etude de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence des têtes de réception de type "Sampler" ou de type "Track and Hold"	77
III.3.1 Schéma équivalent d'un échantillonneur bloqueur ("sampler" ou "THA")	77
III.3.2 Schéma équivalent avec commutateur fermé	78
III.3.3 Schéma équivalent avec commutateur ouvert	79
III.3.4 Réponse impulsionnelle et réponse en fréquence d'un échantillonneur bloqueur	79
III.4 Etude du mode "Sampler RF"	94
III.4.1 Principe du mode "Sampler RF"	94
III.4.2 Etude paramétrique de la sensibilité de la réponse en fréquence	99
III.4.3 Avantages et inconvénients du mode Sampler RF	104
III.5 Etude du mode "Echantillonnage et filtrage" ou ("Sampler and Filter")	105
III.5.1 Principe du mode Echantillonnage et filtrage	105
V.5.2 Avantages et inconvénients du mode échantillonnage et filtrage	107
III.6 Etude du mode d'échantillonnage mise en œuvre dans les échantillonneurs Picosecond Pulse Labs (PSPL)	109
III.6.1 Principe du mode d'échantillonnage de PSPL	109
III.6.2 Avantages et inconvénients du mode d'échantillonnage de PSPL	111
III.7 Etude du mode "Track and Hold"	112
III.7.1 Mode THA ou amplificateur suiveur et bloqueur (Track and Hold Amplifier)	113
III.7.2 THA pour l'échantillonnage RF	115
III.7.3 Avantages et inconvénients du mode d'échantillonnage SHA/THA	121
IV. Conclusion	123

Chapitre III : Intégration et miniaturisation d'un banc étalonné de mesure large bande de signaux temporels pour la caractérisation de dispositifs RF non-linéaires

I. Introduction	125
II. Principe de reconstruction du signal dans les systèmes à échantillonnage à temps équivalent	126
II.1 Echantillonnage à temps équivalent par déclenchement ou échantillonnage séquentiel	126
II.2 Echantillonnage à temps équivalent cohérent (Coherent Sampling)	127
II.2.1 Principe	127
II.2.2 Reconstruction du signal sous-échantillonné	130
II.2.3 Comparaison avec la technique CIS employée dans le banc éclaté d'XLIM	132
III. Description du banc éclaté de caractérisation temporelle RF d'XLIM	134



III.2 Banc éclaté de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires.....	135
III.2.1 Etalonnage "relatif"	137
III.2.2 Un étalonnage absolu	138
III.3 Validation de l'étalonnage du banc éclaté de mesure temporelle d'XLIM	139
IV. Conception d'un banc intégré et miniaturisé de caractérisation temporelle.....	141
IV.1 Description générale du nouveau banc intégré de mesure.....	141
IV.1.1 Bloc d'alimentation DC du banc de mesure	143
IV.1.2 Choix du CAN.....	143
IV.1.3 Choix des coupleurs	146
IV.2 Conception des cartes THA (entrée/sortie).....	147
IV.2.1 Description	147
IV.2.2 Conception et Réalisation	147
IV.2.3 Mesure des signaux temporels en sortie des cartes THA.....	150
IV.2.4 Mesure de la dynamique des "cartes THA"	151
V. Configuration et étalonnage du banc intégré de caractérisation temporelle.....	152
V.1 Configuration du banc intégré complet.....	152
V.1.1 Etalonnage du banc intégré	153
V.1.2 Utilisation de la technique CIS	155
VI. Mesures en mode CIS et comparaison des résultats entre le banc éclaté et le banc intégré	162
VI.1 Mesures en CW.....	162
VI.1.1 Amplificateur de puissance RF GaN 50W.....	162
VI.1.2 Amplificateur de puissance (10W) en technologie GaN [6 – 9 GHz]	168
VI.3 Mesures en CIS des signaux périodiques modulés de type 16QAM et calcul de l'EVM	175
VI.3.1 Nécessité d'un signal multi-porteuse pour l'étalonnage	175
VI.3.2 Génération des signaux modulés.....	176
VI.3.3 Traitement et récupération de la constellation	179
VI.3.4 Calcul de l'EVM	181
VII. Mesures en mode enveloppe périodique	184
VII.1 Principe de démodulation des signaux d'enveloppe complexe périodique.....	184
VII.2 Procédure d'étalonnage du banc intégré avec la technique DQD	185
VII.3 Résultats d'étalonnage avec la technique DQD dans le cas d'un signal CW.....	185
VII.4 Résultats d'étalonnage avec la technique DQD dans le cas d'un signal multiporteuse.....	188
VII.5 Validation de la technique DQD par caractérisation de l'amplificateur GaN 10W en CIS et en DQD	190
VIII. Mesures en enveloppe apériodique	192
VIII.1 Principe de la technique DQD apériodique.....	192
VIII.2 Etalonnage d'un signal apériodique	195
VIII.3 Détection de la séquence binaire et calcul EVM d'un signal QAM16 apériodique	197
VIII.3.1 Algorithme de localisation du début d'une séquence binaire généré avec un déclencheur.....	197



VIII.3.2 Calcul de l'EVM d'un signal apériodique en connexion directe	200
VIII.4 Caractérisation en EVM de l'amplificateur RF CREE CGH40010.....	201
VIII.4.1 Résultats d'étalonnage.....	201
VIII.4.2 Performances en DQD apériodique de l'amplificateur CREE	202
IX. Conclusion.....	204
 Chapitre IV : Développement des laboratoires distants pour le projet EOLES et pour le pilotage à distance de systèmes de mesure et de caractérisation des dispositifs non-linéaires RF	207
I. Introduction	208
II. Evolution des laboratoires distants.....	209
III. Réseau international de laboratoires distants INT-RE-LAB	210
IV. Description de l'architecture du laboratoire distant INT-RE-LAB.....	211
IV.1 Description de l'architecture logicielle fondée sur Node.js.....	211
IV.2 Architecture matérielle basée sur les interfaces EFHI / PEB	212
IV.3 Nouvelle structure des interfaces EFHI / PEB	213
V. Client distant et interfaçage Web	214
V.1. Structure de l'interface Web	214
V.2. Manipulation à distance des travaux pratiques	214
VI. Fonctionnement du laboratoire distant	215
VI.1. Principe de diffusion sur Internet pour la manipulation collaborative à distance .	215
VI.2. Application dans le programme Tempus EOLES	215
VII. Scenari pédagogiques pour le travail pratique distant coopératif et collaboratif	216
VII.1. Scénario 1 : démonstration par le tuteur.....	216
VII.2. Scénario 2 : modification par un seul étudiant sous le contrôle du tuteur.....	217
VII.3. Scénario 3 : accès successifs programmés pour RPW	217
VIII. Résultats du questionnaire	218
IX. Pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle	219
IX.1. Etalonnage SOLT et caractérisation de dispositif RF à distance.....	220
IX.2. Pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle.....	221
X. Conclusion.....	222
 Conclusion générale et perspectives.....	225
 Références bibliographiques	227
Annexes.....	238
Annexe 1 : Réponse fréquentielle d'un échantillonneur bloqueur.....	238
Annexe 2 : Détermination par récurrence de l'évolution de $g(t, \tau)$	238
Annexe 3 : Recherche de la réponse fréquentielle de l'échantillonneur bloqueur dans le cas du mode Sampler RF	240
Annexe 4 : Démonstration de la dépendance de f_{c_IF} avec la fréquence d'échantillonnage f_0 pour des grandes valeurs de R_p	241
Annexe 5 : Démonstration de la dépendance de f_{c_IF} avec la constante de temps γ_2 pour des faibles valeurs de R_p	242



Annexe 6 : Photographies du système de mesure temporelle développé à XLIM	243
Annexe 7 : Une vue du banc de l'enseignement destiné à l'étalonnage et la caractérisation à distance de dispositifs RF non-linéaire	243
Publications et communications relatives à ce travail.....	244
Résumé.....	244

Table des figures

Chapitre I

Figure I. 1 : Illustration de la distorsion du signal CW à f_0 à la sortie d'un dispositif non-linéaire	7
Figure I. 2 : Principe de base d'un banc de mesure utilisant un signal bi-porteuse pour la caractérisation en intermodulation d'un DST non-linéaire	8
Figure I. 3 : Formes temporelles des signaux d'entrée et de sortie d'un dispositif non-linéaire dans le cas d'excitation avec un signal bi-porteuse. Spectres associés en amplitude.....	9
Figure I. 4 : Produits d'intermodulations dues à la distorsion d'un signal bi-porteuse	10
Figure I. 5 : Formes temporelles et spectres des signaux d'excitation de type multi-porteuse	11
Figure I. 6 : Evolution en radians de la phase φ_n selon la loi de Schroeder	14
Figure I. 7 : Illustration de la forme temporelle de deux signaux multi-porteuse avec une phase constante des raies fréquentielles (a) et avec application de la phase de Schroeder (b).....	15
Figure I. 8 : Définitions et caractéristiques de l'enveloppe d'un signal impulsionnel RF réel	15
Figure I. 9 : Illustration des puissances dans une enveloppe impulsionnelle	16
Figure I. 10 : Modes d'excitation avec un signal impulsionnel.....	17
Figure I. 11 : Formes temporelles et fréquentielles en entrée et en sortie d'un dispositif non-linéaire excité avec un signal RF impulsionnel.....	18
Figure I. 12 : Distorsion d'un signal RF impulsionnel en sortie d'un dispositif non-linéaire	18
Figure I. 13 : Représentations temporelle et fréquentielle (spectre en amplitude) d'un signal bi-porteuse et l'enveloppe complexe (IQ) associée.	20
Figure I. 14 : représentation polaire d'un symbole.....	23
Figure I. 15 : Synoptique d'un modulateur numérique	23
Figure I. 16 : Constellations d'une modulation numérique d'amplitude.....	24
Figure I. 17 : Constellation des modulations numériques de phase (a) BPSK (b) QPSK (c) 8PSK ...	25
Figure I. 18 : Réponse (a) fréquentielle et (b) impulsionnelle du filtre de mise en forme avec plusieurs valeurs du coefficient d'excès α (roll-off)	25
Figure I. 19 : Diagramme de l'œil pour les coefficients de retombée $\alpha=1$, $\alpha=0.5$, $\alpha=0$	26
Figure I. 20 : Formes temporelles des signaux numériques avant et après filtrage avec différentes valeurs de α	26
Figure I. 21: Spectre réel d'un signal QPSK	27



Figure I. 22 : Structure d'un émetteur QPSK	28
Figure I. 23 : Formes temporelles du signal QPSK filtré	28
Figure I. 24 : Constellation d'un signal QAM16 bruité	29
Figure I. 25 : Valeurs de composante I d'un signal QAM16 non filtré.....	29
Figure I. 26 : Signal I(t) filtré en module et phase de l'enveloppe complexe du signal QAM16 filtré avec un filtre de mise en forme de $\alpha = 0.35$	30
Figure I. 27 : Trajectoire tracée par les valeurs de Q en fonction des valeurs de I et FFT du signal QAM16 en bande de base	31
Figure I. 28 : Diagramme de l'œil des I et Q après un filtrage en racine de cosinus surélevé	31
Figure I. 29 : Position de l'amplificateur de puissance RF (AP) dans une chaîne d'émission RF	32
Figure I. 30 : Plage de fréquence de fonctionnement de quelques générateurs RF et semi- conducteurs employés en amplification de puissance	34
Figure I. 31 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance RF.....	34
Figure I. 32 : Puissances mise en œuvre dans un amplificateur de puissance RF.....	35
Figure I. 33: Représentation des signaux discrets d'entrée et de sortie d'un amplificateur de puissance	46
Figure I. 34 : Courbes typiques de la puissance moyenne de sortie et de gain moyen en fonction de la puissance d'entrée moyenne avec indication de compression à -1dB	47
Figure I. 35 : Courbes typiques du rendement moyen de drain et du rendement en puissance ajoutée moyenne par rapport à la puissance d'entrée moyenne	48
Figure I. 36 : Courbes typiques de puissances de sortie aux fréquences fondamentales et harmoniques en fonction de la puissance d'entrée moyenne	50
Figure I. 37 : Courbes typiques de la compression AM/AM et de la conversion AM/PM	51
Figure I. 38 : Spectre de fréquences généré par un AP excité par un signal bi-porteuse	52
Figure I. 39 : Critère ACPR obtenu avec un signal multi-porteuse.....	53
Figure I. 40 : Critère de NPR obtenu avec un signal multi-porteuse et un amplificateur modélisé par une fonction polynomiale d'ordre 3	54
Figure I. 41 : Position d'un symbole reçu par rapport au symbole idéal et indication des vecteurs d'erreurs Δ_i et σ_i	55
Figure I. 42 : Localisation du paramètre σ_j d'un symbole dans le $i^{\text{ème}}$ nuage de la constellation formé par les symboles reçus.....	57
Figure I. 43 : Illustration graphique de la définition de la dynamique	58
Figure I. 44 : PDF dans le cas d'une modulation QAM16	59

Chapitre II

Figure II. 1 : Paramètres S localisés quadripôle	62
--	----



Figure II. 2 : Les paramètres S, les ondes de puissances et les impédances caractéristiques dans un DST	62
Figure II. 3 : Plan de référence et de mesure en relation avec les paramètres S.....	64
Figure II. 4 : Blocs fonctionnel d'un analyseur de réseaux vectoriels	65
Figure II. 5 : Principe d'un analyseur de réseaux vectoriel pour une mesure complète des paramètres S	65
Figure II. 6 : Les 6 erreurs systématiques présentes lors d'une mesure entrée-sortie	67
Figure II. 7 : Les principales techniques de mesure temporelle [43].....	69
Figure II. 8 : Bloc-diagramme d'un oscilloscope appliquant une technique d'extension de la bande passante RF	71
Figure II. 9 : Architecture générale d'un système de mesure et de caractérisation temporelle RF aux accès d'un DST	74
Figure II. 10 : Synoptique général d'une tête de réception de type "Sampler"	75
Figure II. 11 : Circuit équivalent d'une tête d'échantillonnage de type sampler	76
Figure II. 12 : Schéma équivalent du circuit global d'échantillonnage d'un signal RF	77
Figure II. 13 : Caractéristiques du signal d'horloge idéal	78
Figure II. 14 : Schéma équivalent du commutateur fermé (diodes polarisées en direct)	78
Figure II. 15 : Schéma équivalent du commutateur à l'état ouvert (diodes polarisées en inverse)	79
Figure II. 16 : Réponses impulsionnelles d'un système invariant dans le temps à deux instants différents τ_1 et τ_2	81
Figure II. 17 : Réponses impulsionnelles d'un système variable dans le temps à deux instants différents τ_1 et τ_2	82
Figure II. 18 : Réponses impulsionnelles d'un LPTV à deux instants différents	83
Figure II. 19 : Périodicité de la réponse impulsionnelle dans la dimension temporelle correspondant à l'instant d'excitation de l'impulsion.....	84
Figure II. 20 : Exemple de transposition fréquentielle du signal sous-échantillonné.....	85
Figure II. 21 : Schéma équivalent de l'échantillonneur bloqueur en fonction de l'état du commutateur	87
Figure II. 22 : Réponse impulsionnelle de l'échantillonneur bloqueur à une impulsion de Dirac émise à $\tau < t_w$	88
Figure II. 23 : Zoom de la réponse impulsionnelle de l'échantillonneur bloqueur sur deux périodes T_{ech}	88
Figure II. 24 : Influence de R_p sur le cycle de décharge de la capacité C	89
Figure II. 25 : Réponse impulsionnelle obtenue avec plusieurs valeurs de τ	90
Figure II. 26 : Réponse de l'échantillonneur bloqueur excité avec un signal CW à ω_e	90
Figure II. 27 : Analogie du fonctionnement de l'échantillonneur bloqueur avec un système constitué d'une infinité de mélangeurs hétérodynes.....	91



Figure II. 28 : Représentation de la fonction $Gn\omega IF$ en fonction variables ωe et ωIF	91
Figure II. 29 : Réponse fréquentielle de l'oscilloscope à échantillonnage HP [57]	94
Figure II. 30 : Evolution de la fonction $f(t)$ dans le mode "Sampler"	95
Figure II. 31 : Diagramme simplifié du Sampler RF proposé par HP [57]	96
Figure II. 32 : Model du sampler RF proposé par HP [57]	96
Figure II. 33 : Variation de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF ($t_w \ll T_0$) en fonction de f_{IF} et de f_{RF}	97
Figure II. 34 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{RF} paramétré par f_{IF}	98
Figure II. 35 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{IF} paramétré par f_{RF}	98
Figure II. 36 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{IF} paramétrée par f_{ech}	99
Figure II. 37 : Module de la réponse en fréquence pour deux fréquences d'échantillonnage f_{ech}	100
Figure II. 38 : Tracé 3D montrant la zone avec $R_p \gg R_s$ ou f_{c_IF} est indépendante de R_p	101
Figure II. 39 : $G(F)dB$ en fonction de f_{IF} paramétré par f_{ech}	101
Figure II. 40 : $g(t, \tau)$ pour $R_p = 10k\Omega$ paramétré par f_{ech}	102
Figure II. 41 : Variation de la fréquence de coupure en fonction de f_{ech} et de R_p	103
Figure II. 42 : GF_{max} en fonction de la f_{ech}	104
Figure II. 43 : schéma bloc de l'échantillonneur de type Echantillonnage et filtrage (Sample and Filter)	105
Figure II. 44 : Formes du signal à chaque étape du mode Echantillonnage et filtrage.....	106
Figure II. 45 : Formes des signaux temporels en sortie de l'échantillonneur et du filtre gaussien	106
Figure II. 46 : Utilisation du mode échantillonnage et filtrage dans l'oscilloscope HP 54720/10 [64] et la chaîne d'échantillonnage utilisé dans [65]	107
Figure II. 47 : Structure de 4 échantillonneurs entrelacés pour la multiplication par 4 de la fréquence d'échantillonnage	108
Figure II. 48 : Développement des échantillonneurs dans 60 dernières.....	109
Figure II. 49 : Tête d'échantillonnage de PSPL 100 GHz.....	110
Figure II. 50 : Synoptique du circuit d'échantillonnage à deux diodes Schottky en AsGa	110
Figure II. 51 : Bloc diagramme incluant le générateur d'impulsion, l'échantillonneur RF et l'amplificateur de charge.....	111
Figure II. 52 : Synoptique de l'oscilloscope à 70GHz de Tektronix	112
Figure II. 53 : Signaux d'onde d'entrée et de sortie d'un THA dans le cas réel (bleu) et dans le cas idéal (rouge)	113
Figure II. 54 : Schéma de principe de l'architecture actuelle des THA	115
Figure II. 55 : Formes temporelles réelles du signal RF en sortie du THA-1 et THA-2 selon l'architecture THA.	116



Figure II. 56 : Forme temporelle en sortie d'un échantillonneur : (a) un THA (mode track) (b) deux THA en cascade (Mode track and hold).....	117
Figure II. 57 : THA Inphi 1321TH, (a) synoptique des entrées/sortie du circuit THA (b) Photographie de la carte d'évaluation du THA de Inphi	118
Figure II. 58 : Schéma bloc et disposition interne du THA 1821TH Inphi.	118
Figure II. 59 : Mesure de la dynamique d'une carte d'évaluation THA Inphi	118
Figure II. 60 : Bande passante entre un CAN (2.8GHz) et un THA-ADC (18GHz) fonctionnant à 1GS/s.	119
Figure II. 61 : (a) Carte d'évaluation du THA Hittite HMC1061LC5 (b) Fonctionnement du THA connecté à un CAN	119
Figure II. 62 : Photographie de la carte d'évaluation du THA FX331A	120

Chapitre III

Figure III. 1 : Principe de l'échantillonnage par déclenchement en mode séquentiel	127
Figure III. 2 : Illustration du principe de l'échantillonnage cohérent.....	128
Figure III. 3 : Principe de reconstruction d'un signal issu d'un échantillonneur cohérent avec $M = 5$ et $N = 16$	131
Figure III. 4 : Illustration de la technique CIS sur un signal impulsionnel périodique	133
Figure III. 5 : Synoptique général du banc éclaté de caractérisation temporelle de XLIM.....	135
Figure III. 6 : Système de mesure en phase d'étalonnage avec désignation des plans de référence et de mesure	136
Figure III. 7 : Configuration du banc éclaté pour l'étalonnage "relatif".....	138
Figure III. 8 : Configuration du banc éclaté lors de la phase de l'étalonnage "absolu"	139
Figure III. 9 : Validation par comparaison visuelle de l'étalonnage du banc éclaté de mesure d'XLIM	140
Figure III. 10 : Organigramme de configuration et d'étalonnage du banc éclaté de mesure d'XLIM	140
Figure III. 11 : Schéma de principe et photographie réelle du banc "intégré" de mesure	142
Figure III. 12 : Synoptique du bloc d'alimentation du banc de mesure	143
Figure III. 13 : Schéma bloc du CAN AD9656 et photographie de son interface d'évaluation AD9656EBZ.....	145
Figure III. 14 : Connections du CAN AD9656EBZ et interface d'acquisition de données HSC-ADC-EVALEZ	146
Figure III. 15 : Photographie des coupleurs bidirectionnels et coefficient de couplage associé	146
Figure III. 16 : Synoptique des "cartes THA" d'entrée et de sortie.....	147
Figure III. 17 : Face composant de la carte THA d'entrée et de sortie.....	148
Figure III. 18 : Dimensions des circuits THA et des lignes coplanaires du circuit imprimé.....	148



Figure III. 19 : Couches supérieure (vert) et inférieure (bleu) de l'interface THA	149
Figure III. 20 : "Carte THA" placée dans son environnement	149
Figure III. 21: Banc de mesure de la sortie différentielle des THA en présence d'un signal CW	150
Figure III. 22 : Superposition des sorties différentielles d'une carte THA avec en entrée un signal de 1 GHz et une horloge de 101 MHz.....	150
Figure III. 23 : Banc de mesure de la dynamique des "cartes THA"	151
Figure III. 24 : Mesure de dynamique des "cartes THA"	151
Figure III. 25 : Réglage des atténuateurs en fonction des niveaux de puissance maximaux présents à leurs entrées.....	153
Figure III. 26 : Organigramme de génération du signal d'étalonnage.....	154
Figure III. 27: Configuration matérielle de l'étalonnage absolue (à droite) du banc intégré de mesure	155
Figure III. 28 : Validation de l'étalonnage avec calcul de l'erreur quadratique moyenne pour plusieurs puissances moyennes.....	155
Figure III. 29 : Formes temporelles d'un signal impulsionnel et d'un signal CW prélevé en mode CIS	159
Figure III. 30 : Photographie de l'amplificateur large bande 50W en technologie GaN.....	162
Figure III. 31 : Configuration du banc intégré de mesure de l'amplificateur GaN 50W.....	163
Figure III. 32 : Variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de la puissance moyenne présente aux plans de référence.....	164
Figure III. 33 : Validation de l'étalonnage par la courbe des puissances de sortie en fonction de la puissance d'entrée en connexion directe	164
Figure III. 34 : Gain d'étalonnage entre les deux plans de références	164
Figure III. 35 : Courbe AMPM entre a_1 et b_2 après étalonnage en connexion directe des deux plans de référence	165
Figure III. 36 : Validation de l'étalonnage par superposition des ondes a_1 et b_2 dans deux cas de puissance moyenne 10,48 dBm et 39.10 dBm	165
Figure III. 37 : Coefficients de réflexion d'entrée et de charge en connexion directe	166
Figure III. 38 : Formes temporelles des courants/tensions à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur paramétrées par la puissance disponible du générateur.....	166
Figure III. 39 : Courbes de P_s , gain, rendement et variation AMPM en fonction de la puissance moyenne d'entrée mesurée sur l'amplificateur RF GaN 50W	167
Figure III. 40 : Variation du courant de drain I_{DS} en fonction de la puissance moyenne d'entrée	167
Figure III. 41 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge de l'amplificateur de puissance	168
Figure III. 42 : Photographie de l'amplificateur large bande 10W [6 – 9 GHz]	168
Figure III. 43 : Banc de mesure et de caractérisation de l'amplificateur de test	169



Figure III. 44 : Erreur quadratique moyenne et puissance de sortie moyenne en fonction de la puissance d'entrée moyenne en connexion directe.....	170
Figure III. 45 : Validation d'étalonnage par le tracé du gain et de l'AM/AM en fonction de la puissance d'entrée moyenne en connexion directe.....	170
Figure III. 46 : Validation de l'étalonnage par superposition des ondes a_1 et b_2 à la puissance d'entrée 37.48 dBm en connexion directe	170
Figure III. 47 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge en connexion directe.....	171
Figure III. 48 : Formes temporelles des courants/tensions à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur GaN 10W en fonction du temps et paramétrées par la puissance disponible du générateur	171
Figure III. 49 : Courbes comparatives d'étalonnage des deux bancs en erreur quadratiques moyennes et en P_{sPe}	172
Figure III. 50 : Courbes comparatives des deux bancs en termes de gain et d'AM/PM sur une connexion directe	172
Figure III. 51 : Courbes comparatives de P_s en fonction de P_e en dBm et en Watt obtenues sur les 2 bancs d'XLIM	173
Figure III. 52 : Courbes comparatives des rendements et courants I_{DS} obtenus sur les deux bancs d'XLIM	173
Figure III. 53 : Courbes comparatives des deux bancs gain en puissance moyenne disponible et en AMPM.....	173
Figure III. 54 : Formes temporelles des tensions/courants aux accès de l'amplificateur GaN 10W paramétrées par les puissances disponibles du générateur	174
Figure III. 55 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge de l'amplificateur GaN 10W obtenus sur les 2 bancs d'XLIM.....	174
Figure III. 56 : Signal temporel multiporteuse généré par l'AWG pour l'étalonnage du banc intégré pour la mesure d'EVM.....	175
Figure III. 57 : TFD du signal multiporteuse numérique	176
Figure III. 58 : Organigramme de génération du signal modulé de type 16QAM	177
Figure III. 59 : Suite binaire, symboles, constellation et réponse temporelle du filtre en racine de cosinus surélevé du signal 16QAM généré	178
Figure III. 60: Formes temporelles des composantes I et Q filtrées finales avec son spectre (TFD)..	179
Figure III. 61 : Superposition des formes temporelles des quatre ondes de puissance et spectre de a_1 et b_2	180
Figure III. 62 : Organigramme de la procédure de synchronisation des signaux d'enveloppe complexe	181
Figure III. 63 : Formes temporelles des signaux d'enveloppe et de constellation avant et après synchronisation.....	181
Figure III. 64 : Constellation de a_1 et b_2 mesurées aux accès de l'amplificateur RF GaN 50W	182
Figure III. 65 : Variation d'EVM des ondes a_1 et b_2 en fonction de la puissance de sortie moyenne de l'amplificateur	183



Figure III. 66 : Amélioration des conditions d'estimation de l'EVM par sur-échantillonnage.....	183
Figure III. 67 : Résultat du sous-échantillonnage d'enveloppe et récupération des vecteurs IQ	185
Figure III. 68 : configuration du banc intégré de mesure utilisant la technique DQD	186
Figure III. 69 : Résultats comparatifs de validité de l'étalonnage sur les deux bancs d'XLIM en connexion directe, avec la technique DQD et pour un signal CW	187
Figure III. 70 : Coefficients de réflexions aux accès de référence dans le cas d'une connexion directe	187
Figure III. 71 : Superposition de $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ à la puissance moyenne 27.29 dBm	188
Figure III. 72 : Superposition de $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ et leurs spectres après étalonnage en multiporteuse avec la technique DQD en connexion directe	188
Figure III. 73 : Spectre et trajectoire du signal QAM16 obtenu avec la technique DQD.....	189
Figure III. 74 : Constellations et EVM associées à $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ en connexion directe	189
Figure III. 75 : EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée.....	190
Figure III. 76 : Configuration du banc intégré temporelle pour la caractérisation de l'amplificateur GaN 10W avec la technique CIS et DQD	190
Figure III. 77 : Résultats comparatifs en puissance de l'amplificateur GaN 50W à 2GHz obtenus sur les banc d'XLIM (éclaté et intégré) en CIS et sur le banc intégré en DQD	192
Figure III. 78 : Banc intégré de mesure modifié pour la caractérisation apériodique de dispositifs non-linéaires avec la technique DQD	193
Figure III. 79 : Configuration matérielle et logicielle des cartes ADC/FPGA en mode déclencheur (Trigger)	194
Figure III. 80 : Formes temporelles et spectre du signal QAM16 généré et acquis périodiquement par le banc intégré déclenché en connexion directe	195
Figure III. 81 : Apparition du décalage temporel associé à la correction de l'étalonnage en phase ...	196
Figure III. 82 : TFD des signaux bruts et étalonnés d'un signal apériodique.....	196
Figure III. 83 : Trame complète du signal reçu après génération commandé par un Trigger	198
Figure III. 84 : Algorithme de calcul de l'erreur entre les vecteurs E_i mesuré et estimé.....	199
Figure III. 85 : Erreur en fonction de l'indice i et détermination de la position de la séquence d'apprentissage.....	200
Figure III. 86 : Trajectoire et constellation détectées sur $a1$ et $b2$ avec les valeurs d'EVM correspondantes.....	201
Figure III. 87 : Résultat d'étalonnage (multiporteuse) du banc intégré déclenché.....	202
Figure III. 88 : Performances en puissance et EVM mesurées sur l'amplificateur CREE avec le banc intégré déclenché de caractérisation temporelle.....	203
Figure III. 89 : Trajectoire et constellation détectées en entrée et en sortie de l'amplificateur 10W CREE à l'aide du banc intégré déclenché de caractérisation temporelle de dispositifs RF non-linéaires	204



Chapitre IV

Figure IV. 1 : Architecture du réseau INT-RE-LAB	211
Figure IV. 2 : Architecture logiciel et matériel du laboratoire des travaux pratiques à distance	212
Figure IV. 3 : Laboratoire distant en fonctionnement réel	213
Figure IV. 4 : EFHI en test réel avec 4 relais activés	213
Figure IV. 5 : Bureau des étudiants distants dans une manipulation réelle pratique à distance	214
Figure IV. 6 : Application diffusion "visioconférence" pour la manipulation des laboratoires collaboratifs à distance	215
Figure IV. 7: Scénario de démonstration par le tuteur aux étudiants	216
Figure IV. 8 : Scénario de modification autorisée pour un seul étudiant	217
Figure IV. 9 : Scénario de l'autorisation d'accès des étudiants dans un intervalle de temps alloué à chacun d'eux.....	218
Figure IV. 10 : PEB d'étalonnage et de caractérisation à distance des dispositifs RF	220
Figure IV. 11 : Résultat d'étalonnage à distance en standard SOLT.....	221
Figure IV. 12 : Pilotage à distance du banc orienté BIST.	221
Figure IV. 13 : Pilotage à distance	222



Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I. 1 : Comparaison du CF avec trois méthodes différentes.....	13
Tableau I. 2 : Domaines d'application de quelques types de modulations numériques.	21
Tableau I. 3 : Propriétés des semi-conducteurs	33
Tableau I. 4 : puissances instantanées associées aux ondes de tension	42
Tableau I. 5 : Formules des puissances moyennes aux accès d'un quadripôle (signaux périodiques)..	42
Tableau I. 6 : Gains en puissance	45
Tableau I. 7 : Gains d'insertion	46
Tableau I. 8 : Rendement en puissance ajoutée (%).....	49

Chapitre II

Tableau II. 1 : Comparaison des principaux systèmes à échantillonnage RF	73
Tableau II. 2 : Comparatif des caractéristiques des têtes de réception des NVNA et des échantillonneurs cohérents.	75
Tableau II. 3 : Caractéristiques de la tête d'échantillonnage de PSPL.....	111
Tableau II. 4 : Comparatifs de caractéristiques entre les THA appliqués en RF	121

Chapitre III

Tableau III. 1 : Comparaison entre un oscilloscope à échantillonnage en mode CIS et un oscilloscope temps réel du même constructeur LeCroy.....	130
Tableau III. 2 : Caractéristiques du CAN AD9656	144
Tableau III. 3: Caractéristiques de l'interface HSC-ADC-EVALEZ.....	145
Tableau III. 4 : Comparatif des caractéristiques des récepteurs THA du banc éclaté et du banc intégré	152
Tableau III. 5 : Configuration valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz à une fréquence d'échantillonnage réelle proche de $f_{ADC-max}$	156
Tableau III. 6 : Configuration non valide ($f_{ADC} < 40MHz$) du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz pour 2 échantillons par période en mode CIS	157
Tableau III. 7 : Configuration valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz pour 2 échantillons par période en mode CIS	157
Tableau III. 8 : Configuration non valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz ($f_{ech-réel} < f_{ADC}$) en mode CIS	158



Tableau III. 9 : Configuration non valide du banc intégré pour la mesure du signal RF de 8GHz PGCD($1+N/k$; N) en mode CIS.....	158
Tableau III. 10 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 8 GHz et T_{tr} égale à 4 us	160
Tableau III. 11 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 1 GHz et T_{tr} égale à 32 us	160
Tableau III. 12 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 2 GHz et une résolution temporelle très fine de 0.0625ps	161

Chapitre IV

Tableau IV. 1 : RPW par TU dans la première année EOLES	219
Tableau IV. 2 : Résultats des questionnaires sur les RPW	219



Glossaire

4H-SiC	Hexagonal polytypes 4H Silicon carbide	Carbure de silicium 4H
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio	Rapport en puissance de canal adjacent
ADC	Analog-to-digital converter	Convertisseur analogique numérique
AJAX	Asynchronous JavaScript and XML	
AI-RE-LAB	Algerian Remote Laboratory	
AM/AM		
AM/PM		
AMPS	Advanced Mobile Phone System	Système de téléphone mobile évolué
AP		Amplificateur de Puissance
ARTICC	Architecture Réseau et Technologies Induites des Circuits de Communication	
AsGa	Gallium arsenide	Arséniure gallium
ASK	Amplitude-shift keying	Modulation par déplacement d'amplitude
AWG	Arbitrary waveform generator	Générateur de signaux aléatoires
BiCMOS	Bipolar complementary metal–oxide–semiconductor	Bipolaire semi-conducteur complémentaire à l'oxyde de métal
BIST	Built In Self-Test	
BNC	Bayonet Neill–Concelman	
BP		Bande passante
BPSK	Binary phase-shift keying	Modulation binaire par déplacement de phase
CAS	Central Authentication Service	Services d'authentification centralisé
CDMA	Code division multiple access	Accès multiple au code de division
CDPD	Cellular Digital Packet Data	Données en paquets numériques cellulaires
CF	Crest factor	Facteur de crête
CIS	Coherent Interleaving Sampling	Sous-échantillonnage cohérent entrelacé
CS	Coherent Sampling	Echantillonnage cohérent
CSS	Cascading Style Sheets	Les feuilles de style en cascade
CT2	Climbing Timers System	
CW	Continued Wave	Onde continue
DC	Direct Current	Courant continu
DDS	Direct digital synthesizer	Synthétiseur numérique direct
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	Télécommunications numériques sans fil avancées
DQD	Digital Quadrature Demodulation	Démodulation numérique en quadrature
DQPSK	Differential Quadrature phase-shift keying	Modulation par déplacement de phase en quadrature différentielle
DSO	Digital Sampling Oscilloscope	Oscilloscopes d'échantillonnage numérique
DSP	Digital signal processing	Traitement de signaux numériques
DST		Dispositif Sous Test
DVB-C	Digital Video Broadcasting - Cable	Radiodiffusion vidéo numérique par câble
DVB-S	Digital Video Broadcasting - Satellite	Radiodiffusion vidéo numérique par satellite
DVB-T	Digital Video Broadcasting - Terrestrial	Radiodiffusion vidéo numérique terrestre



EFHI	Ethernet Flexible Hardware Interface	
EOLES	Electronics and Optique e-Learning for Embedded Systems	
ERMES	European Radio Message	Système européen de radiomessagerie
EVM	Error Vector Magnitude	Amplitude du vecteur d'erreur
FFT	Fast Fourier transform	Transformation de Fourier rapide
FHI	Flexible Hardware Interface	Interface matérielle flexible
FI		Fréquence Intermédiaire
FPGA	Field-Programmable Gate Array	Circuit intégré prédiffusé programmable
Fr-RE-LAB	French Remote Laboratory	
FSK	Frequency-shift keying	Modulation par déplacement de fréquence
GaAs	Gallium arsenide	Arséniure de gallium
GaN	Gallium nitride	Nitride de gallium
GFSK	Gaussian frequency-shift keying	Modulation par déplacement de fréquence à filtre gaussien
GMSK	Gaussian minimum-shift keying	Modulation à déplacement minimum gaussien
GPIO	General Purpose Interface Bus	
GSM	Global System for Mobile communications	Groupe Spécial Mobile
HBT	Heterojunction bipolar transistor	Transistor bipolaire à hétérojonction
HEMT	High-electron-mobility transistor	Transistors à mobilité d'électrons élevée
HF	Hight Frequency	Haute fréquence
HTML	Hypertext Markup Language	
IES		Interférence Entre Symboles
IMD	Intermodulation Distortion	Distorsion d'intermodulation
InP	Indium phosphide	Phosphure d'indium
INT-RE-LAB	INTernational-REmote-LABoratory	Laboratoire distant international
IP	Internet Protocol	
JTAG		Joint Test Action Group
L3-EOLES		3 ème année de licence EOLES
LAN	Local Area Network	Réseau local
LMDS	Local Multipoint Distribution Service	Service de distribution multipoint local
LPF	Left pass filter	Filtre passe bas
LPTV	Linear Periodically Time-Varying	Système linéaire périodiquement variant dans le temps
LSNA	Large-Signal Network Analysis	
LXI	LAN eXtension Instrument	
Ma-RE-LAB	Morocco Remote Laboratory	Laboratoire distant de Maroc
MDP		Modulation par déplacement de phase
MESFET	Metal–semiconductor field-effect transistor	Transistor à effet de champ à semi-conducteur à métal
MMDS	Multichannel Multipoint Distribution Service	Système de distribution multicanal et multipoint
MOSFET	Metal–oxide–semiconductor field-effect transistor	Transistor à effet de champ à semi-conducteur à oxyde métallique



MSK	Minimum-shift keying	Modulation par déplacement minimum
NADC	North American Digital Cellular System	System de téléphonie mobile nord américain
NLTL	Nonlinear transmission line	Lignes de transmissions non linéaires
NPR	Noise Power Ratio	Rapport de puissance de bruit
NRZ		Non Retour à Zéro
NVNA	Nonlinear Vector Network Analyzer	Analyseur de réseaux vectoriels non linéaires
OQPSK	Offset quadrature phase-shift keying	Modulation par déplacement de phase en quadrature décalé
PAE	Power-added efficiency	Rendement en puissance ajoutée
PAPR	Peak to Average Power Ratio	Rapport de puissance de crête sur puissance moyenne
PDC	Personal Digital Cellular	Système personnel cellulaire numérique
PDF	Probability Density Function	Fonction de densité de probabilité
PEB	Practical Evaluation Board	Interface dévaluation pratique
P-HEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor	Transistors pseudo morphiques à mobilité électronique élevée
PHS	Personal handy-phone system	Systèmes téléphoniques maniables personnels
PLL	Phase lock loop	Boucles à verrouillage de phase
PSK	Phase Shift Keying	Modulation par déplacement de phase
PSPL	Picosecond Pulse Labs	
QAM	Quadrature amplitude modulation	Modulation d'amplitude de quadrature
QPSK	Quadrature phase-shift keying	Modulation par déplacement de phase en quadrature
QPSK	Quadrature phase-shift keying	Modulation par déplacement de phase en quadrature
RADAR	RAdio Detection And Ranging	
RAM	Random Access Memory	Mémoire vive
RF	Radio Frequency	Radiofréquence
RMS	Root Mean Square	Valeur efficace
RPW	Remote Practical Work	Tavaux pratiques distants
RS	Random Sampling	Echantillonnage aléatoire
SFDR	Spurious-free dynamic range	Plage dynamique sans de parasites
SHA	Sample and Hold Amplifier	Amplificateur échantillonneur et bloqueur
Si	Silicon	
SiC	Silicon Carbide	Carbure de silicium
SiGe	Silicon Germanium	Silicium germanium
SINAD	Signal-to-noise and distortion ratio	Rapport signal sur bruit et distorsion
SLIT		Système Linéaire Invariant dans le Temps
SNR	Signal-to-noise ratio	Rapports signal sur bruit
SOLT	Short, Open, Load, Through	Court-Circuit, circuit ouvert, charge adaptée et connexion directe
SS	Sequential Sampling	Echantillonnage séquentiel
SSM	Sample to Sample Memory	Mémoire échantillon à échantillon
SVG	Scalable Vectorial Graphics	Graphique vectoriel adaptable



TETRA	Terrestrial Trunked Radio	Commutation automatique terrestre
TFD		Transformée de Fourier Discrète
TFTS	Terrestrial flight telephone system	Réseau téléphonique de Terre de communications en vol
THA	Track and Hold Amplifier	Amplificateur bloqueur suiveur
Tu-RE-LAB	Tunis Remote Laboratory	Laboratoire distant de Tunis
USB	Universal Serial Bus	Bus série universel
VNA	Vector Network Analyzer	Analyseur de réseaux vectoriels



Introduction générale

Ce travail de thèse est le résultat d'une cotutelle entre l'Université de Limoges et l'Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem dans laquelle je suis enseignant (Maitre-assistant au sein du département de génie électrique) depuis septembre 2005.

La collaboration avec l'Université de Limoges a d'abord commencé à travers un projet européen TEMPUS débuté en octobre 2012 concernant la mise en œuvre de la troisième année de licence en électronique et optique pour les systèmes embarqués dont l'Université de Limoges était le coordinateur. Au sein de l'Université Abdelhamid Ibn Badis de Mostaganem, un des quinze partenaires du projet, j'ai été impliqué depuis le début en tant qu'enseignant sur les unités d'enseignements ("Teaching Units") d'électronique, de traitement de signal et d'instrumentation. Au cours de cette collaboration, j'ai eu l'occasion de venir à Limoges, de rencontrer mes collègues qui travaillaient dans le département de physique et le département de technologies de l'Internet et des communication (TIC). Mais j'ai aussi visité le laboratoire XLIM ainsi que la plateforme d'instrumentation optique et microonde avec l'ensemble de ses équipements et de ses bancs de mesure. Dans le projet EOLES, j'ai été chargé de la mise en œuvre des travaux pratiques à distance comme détaillé dans le dernier chapitre.

La collaboration entre l'Université de Limoges et de Mostaganem s'est naturellement prolongée par ce travail de thèse orienté lui aussi sur les aspects expérimentaux concernant la caractérisation temporelle fonctionnelle de dispositifs non-linéaires. Cette caractérisation temporelle fonctionnelle fait l'objet actuellement de plusieurs années de recherche ayant conduit au développement de plusieurs bancs de caractérisation dans le domaine temporel au niveau de la porteuse (Non Linear Vector Network Analyser (NVAN)), (Large signal Network Analyser (LSNA)) ou au niveau de l'enveloppe (Vector Signal Analyser (VSA)). Tous ces bancs sont des démonstrateurs expérimentaux "sur table" dont les configurations varient selon les caractérisations et les applications visées. Un des derniers bancs de caractérisation temporel 4 accès développé à XLIM est un banc expérimental sur table ("banc éclaté") fondé sur l'utilisation de cartes de démonstration de "Track and Hold Amplifier" (THA). Ce type d'échantillonneurs semblent être très intéressants pour capturer les échantillons temporels de signaux simples comme ceux de signaux modulés sans distorsion d'échantillons. Un des objectifs de ces travaux de thèse consiste à étudier et développer un "banc intégré" de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires utilisant des échantillonneurs THA



(puces) dans un environnement intégré. Ce type de banc constitue d'une part la première étape vers la réalisation de système de réception de type "Built In Self Test (BIST)" en ne considérant qu'une seule voie de mesure. D'autre part, il constitue aussi la première étape vers la conception d'un instrument de mesure temporelle RF 4 canaux intégré et entièrement calibré à bas coût. Pour concevoir ce type de banc intégré, il est tout d'abord nécessaire de connaître les signaux temporels qui sont utilisés pour la caractérisation temporelle des dispositifs non-linéaires. C'est l'objectif des premiers paragraphes du premier chapitre qui décrit aussi dans un second temps les critères de performances à obtenir pour caractériser, selon les applications visées, les distorsions transitoires apportées par les dispositifs non-linéaires.

Le second chapitre est consacré à une étude théorique permettant de comparer les têtes de réception des NVNA et celles des bancs de types THA. Cette comparaison sur des modèles "idéaux" de têtes de réception permet toutefois de lister les avantages et les inconvénients de chacune d'elles. Cette étude est aussi fondamentale pour justifier le choix des THA dans l'objectif de conception d'un banc intégré et calibré de caractérisation temporelle quatre accès de dispositifs non-linéaires hyperfréquences.

Le troisième chapitre décrit la conception et la réalisation de ce banc "intégré" et calibré de caractérisation temporelle. Il présente aussi de très nombreux résultats fondés sur les critères de performances décrits au premier chapitre concernant la caractérisation d'amplificateurs de puissance GaN de la gamme 10 et 50 Watts. Ces critères de performance sont obtenus en utilisant des signaux simples d'excitation (Continus Wave (CW)) et des signaux modulés. En fonction des applications visées et des limites des caractéristiques du banc "intégré" et calibré de caractérisation temporelle, des mesures des distorsions de porteuses, d'enveloppes périodiques ou apériodiques sont présentées et comparées soit avec le banc "éclaté" et calibré de caractérisation temporelle développé à XLIM soit avec des mesures issues de bancs fondés sur l'instrumentation commerciale.

Le quatrième chapitre développe brièvement les travaux produits dans le cadre du projet EOLES (comme enseignant) simultanément aux travaux de recherche (comme doctorant en cotutelle). Il présente les architectures matérielles qui sont utilisées à la fois dans le cadre de la formation de troisième année de licence EOLES créée dans le projet Tempus éponyme et dans le cadre du Master ARTICC avec la manipulation expérimentale du banc intégré de caractérisation temporelle.



Enfin, une conclusion sur ces travaux de thèse est associée à un ensemble de perspectives ouvertes par les résultats obtenus d'un point de vue théorique et d'un point de vue pratique.



Chapitre I : Amplification de puissance RF et signaux d'excitation



I. Introduction

Le besoin de l'amplification des signaux RF et de l'optimisation de la consommation de la puissance a poussé les ingénieurs et les chercheurs à développer de nouvelles architectures d'amplificateurs RF de puissance. Ces amplificateurs sont de plus en plus performants en termes de puissance, de rendement et en bande passante. La diversité des systèmes modernes (Télécommunications, satellites, RADAR....) dans lesquels ils sont employés est associée à l'utilisation de signaux RF plus ou moins complexes. Les phases de test, de caractérisation avant, pendant et après l'étude, le développement et la réalisation de ces amplificateurs doivent donc intégrer cette diversité des signaux d'excitation au niveau composant ou circuit. Chaque type de signal donne accès à des caractéristiques distinctes. Les performances mesurées après excitation avec un simple signal CW sont devenues insuffisantes pour valider l'emploi d'un tel dispositif dans la chaîne de transmission d'un système donné. Des signaux complexes sont nécessaires pour le caractériser tel qu'il est employé dans le système global. Le signal de caractérisation d'un amplificateur de puissance destiné à être utilisé dans un RADAR n'est pas le même que celui employé dans une chaîne de transmission par satellite. Le premier utilise un signal RF impulsionnel et le deuxième utilise un signal RF modulé avec un signal basse fréquence.

Ce premier chapitre est consacré à étudier les différents signaux d'excitation utilisés actuellement pour caractériser les amplificateurs de puissances RF. Les différentes distorsions que subissent les signaux d'excitation amplifiés sont aussi présentées. Ce chapitre met en évidence le rôle fondamental des non-linéarités des transistors RF employés pour le développement des amplificateurs RF dans la distorsion des signaux à leur sortie. Les caractéristiques principales des amplificateurs RF sont ensuite détaillées en fonction des signaux d'excitation.



II. Description des signaux d'excitation et des réponses des dispositifs non-linéaires

Les signaux d'excitation employés pour une caractérisation complète et pour valider les spécifications des cahiers des charges des amplificateurs de puissance RF devront être de même nature que ceux envisagés dans le fonctionnement futur de l'amplificateur intégré dans les chaînes de transmission RF. Selon les systèmes, ces signaux sont très variés en termes de natures et de caractéristiques. Deux principaux signaux d'excitations seront décrits :

- Les signaux purement sinusoïdaux (1 seule composante fréquentielle)
- Les signaux modulés périodiques (plusieurs composantes fréquentielles)

II.1 L'onde continue CW "Continuous Wave" sinusoïdale

L'onde continue ou entretenue CW (Onde sinusoïdale) est le premier type de signal utilisé en conception et en caractérisation des dispositifs RF pour des caractérisations linéaires (paramètres [S]) ou non-linéaires. Il s'agit d'un signal sinusoïdal $(x(t))$ caractérisé par la fréquence fondamentale f_0 , son amplitude et une phase à l'origine qui est souvent inconnue en caractérisation et fixée à 0 en simulation. Le signal s'écrit :

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (\text{I.1})$$

La caractérisation en signal CW appelée aussi caractérisation mono-porteuse est relativement facile à mettre en œuvre et permet d'extraire des paramètres fondamentaux pour valider le bon fonctionnement du DST. Le test séquentiel avec plusieurs signaux CW dont la fréquence varie, permet aussi de le caractériser en termes de gain, de puissance, de rendement dans sa bande de fonctionnement. Il est ainsi possible de tracer les caractéristiques d'AM/AM, d'AM/PM, de gain, de rendement, pour un test CW [1] [2].

La spécificité de la caractérisation de dispositifs non-linéaires réside dans le fait que le signal sinusoïdal CW d'excitation est distordu après avoir traversé l'amplificateur de puissance. La Figure I.1 montre l'apparition de fréquence parasites aux harmoniques de la fréquence fondamentale. Ce phénomène est dû aux non-linéarités des transistors de puissance à base desquels les amplificateurs sont conçus.



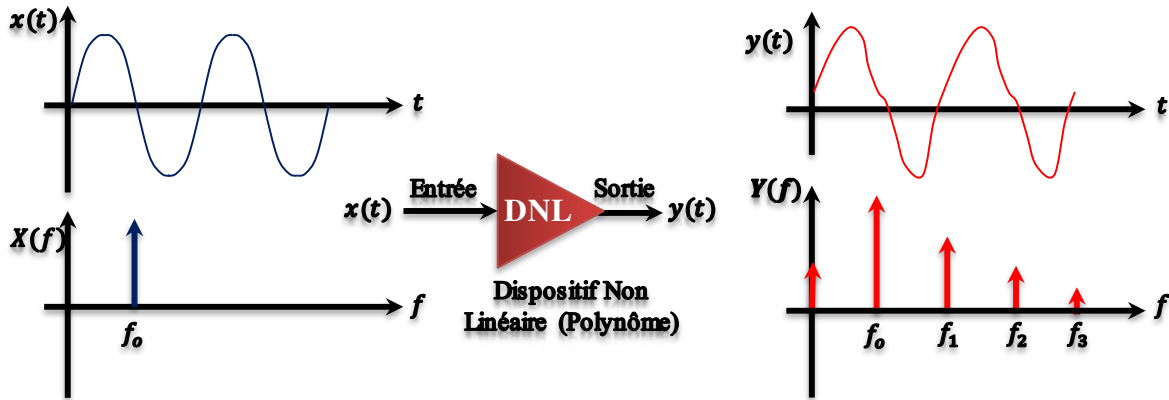


Figure I. 1 : Illustration de la distorsion du signal CW à (f_0) à la sortie d'un dispositif non-linéaire

Pour décrire ce principe, il est possible de définir le dispositif non-linéaire par des équations non-linéaires variables dans le temps. Une transformation de Fourier des signaux d'entrée et de sortie permet, une fois l'équation développée en intégrant le signal d'entrée, d'obtenir les spectres complexes fréquentiels. Le signal de sortie $(y(t))$ peut, par exemple, être donné en fonction du signal d'entrée $(x(t))$ par un polynôme de degré n . La distorsion apportée par le dispositif non-linéaire est donc modélisée avec le polynôme du type suivant :

$$y(t) = b_0 + b_1x(t) + b_2x^2(t) + b_3x^3(t) + \dots + b_nx^n(t) \quad (\text{I.2})$$

Pour ne pas alourdir la démonstration, la description de la non-linéarité sera, dans la suite, approximée à l'ordre 3 de la fonction polynomiale. Cette approximation facilite le calcul de la réponse de sortie dans le cadre des signaux complexes (signal bi-porteuse, signal CW impulsionnel...). Le choix des coefficients b_n doit conduire à la description du phénomène de saturation observable pour les transistors ou les amplificateurs [2].

En prenant $n = 3$ dans l'expression I-2, $y(t)$ s'écrit sous la forme :

$$y(t) = b_0 + b_1A \cos(\omega_0t + \varphi) + b_2A^2 \cos^2(\omega_0t + \varphi) + b_3A^3 \cos^3(\omega_0t + \varphi) \quad (\text{I.3})$$

En prenant $\varphi = 0$ pour simplifier le développement des équations, on obtient :

$$y(t) = \left(b_1 + \frac{b_2A^2}{2}\right) + \left(b_1A + \frac{3b_3A^3}{2}\right)\cos(\omega_0t) + \frac{b_2A^2}{2}\cos(2\omega_0t) + \frac{b_3A^3}{3}\cos(3\omega_0t) \quad (\text{I.4})$$

L'équation (I.3) montre l'apparition d'un terme DC et des signaux sinusoïdaux aux fréquences harmoniques du fondamental dont les amplitudes sont inférieures à celle de la fréquence fondamentale et sont décroissantes comme illustré dans la Figure I.1. Avec un filtrage ou un étalonnage du système de mesure limité en bande de fréquences, il est possible d'éliminer la composante continue DC et les fréquences harmoniques pour ne mesurer le comportement du dispositif non-linéaire qu'à la fréquence fondamentale.

II.2 Excitation bitons ou bi-porteuse

L'excitation bi-porteuse est constituée de deux signaux CW à deux fréquences f_1 et f_2 . Ce type de signal est utilisé pour tester la distorsion apportée par l'amplificateur non-linéaire appelée intermodulation d'ordre n . Ce signal correspond à une modulation d'amplitude double bande latérale à porteuse supprimée. La Figure I.2 montre le principe d'un banc de mesure simple utilisant un signal bi-porteuse. La mesure de la distorsion avec le signal bi-porteuse est le test indispensable pour caractériser un dispositif en termes d'intermodulation d'ordre 3. Ce critère est celui utilisé le plus souvent dans les caractéristiques commerciales de linéarité des amplificateurs de puissance [3]. Dans le cas du banc de test de la Figure I.2, il est nécessaire de prendre en compte le déphasage φ entre les deux sinusoïdes issues des deux générateurs synchronisés par le même signal de 10MHz pour que cette variable reste constante au cours du temps. Le signal $x(t)$ dans ce cas s'écrit sous la forme suivante :

$$x(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t + \varphi) \quad (I.5)$$

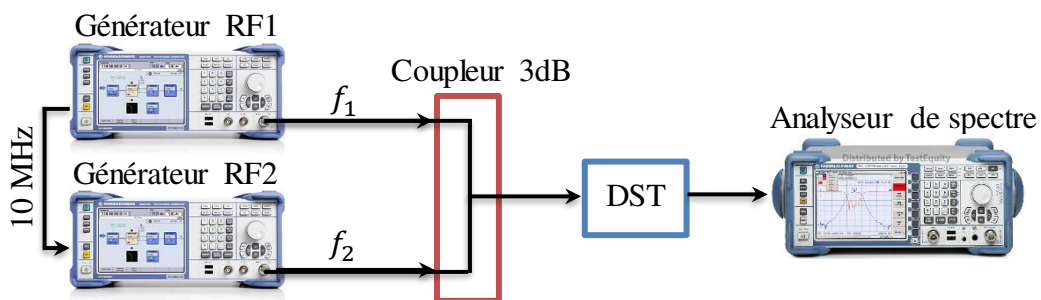


Figure I. 2 : Principe de base d'un banc de mesure utilisant un signal bi-porteuse pour la caractérisation en intermodulation d'un DST non-linéaire

Comme pour l'équation (I.4), le signal est distordu en sortie de l'amplificateur et il s'écrit après développement sous la forme :

$$\begin{aligned}
 y(t) = & b_0 + b_1 A \cos(\omega_1 t) + b_1 A \cos(\omega_1 t + \varphi) \\
 & + b_2 A^2 \left[\frac{1}{2} \cos(2\omega_1 t) + \cos(2(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi) + \cos(2(\omega_1 - \omega_2)t - \varphi) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi) \right] \\
 & + \frac{b_3 A^3}{4} \left[\cos(3\omega_1 t) + 3\cos((2\omega_1 + \omega_2)t + \varphi) + 3\cos((2\omega_1 - \omega_2)t - \varphi) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_2 t + 2\varphi) \right. \\
 & \quad \left. + 3\cos((\omega_1 + 2\omega_2)t + 2\varphi) + 3\cos((2\omega_2 - \omega_1)t + 2\varphi) \right. \\
 & \quad \left. + 9\cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_2 t + 3\varphi) + 9\cos(2\omega_2 t + \varphi) \right] \\
 & + \dots
 \end{aligned} \tag{I.6}$$

L'équation (I.6) montre l'apparition de produits parasites à diverses fréquences comme $2f_1 - f_2$ ou $2f_2 - f_1$. La Figure I.3 montre la forme temporelle des signaux en entrée et en sortie d'un dispositif non-linéaire soumis à une excitation bi-porteuse. Cette Figure montre aussi les spectres en amplitude des signaux d'entrée et de sortie.

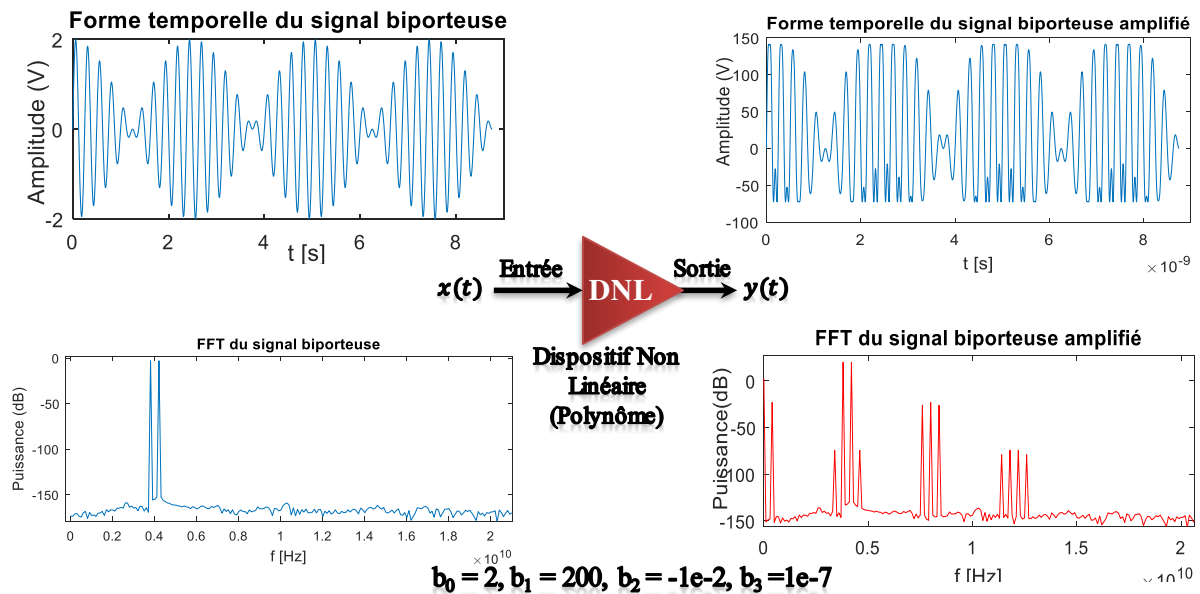


Figure I. 3 : Formes temporelles des signaux d'entrée et de sortie d'un dispositif non-linéaire dans le cas d'excitation avec un signal bi-porteuse. Spectres associés en amplitude.

Les produits d'intermodulations correspondent dans ce cas à une combinaison linéaire des fréquences fondamentales du signal et des fréquences d'intermodulation générés par la non-linéarité de l'amplificateur. Les produits d'intermodulations sont évalués à l'aide du facteur de mérite nommé C/I (Carrier to Intermodulation). Ce critère permet aussi de juger plus finement le degré de linéarité du dispositif non-linéaire. Le facteur C/I est la différence de puissance entre la raie d'une fréquence fondamentale et une raie d'intermodulation. Les rapports C/I d'ordre 3,

5, 7, ... peuvent être estimés suivant l'ordre de la raie d'intermodulation [1]. Il est à noter que les intermodulations d'ordre pair peuvent aussi être évaluées, notamment en basse fréquence.

Il est donc possible de définir les rapports de puissance des raies porteuses sur les produits d'intermodulation d'ordre 3 (C/I_3) et d'ordre 5 (C/I_5) comme suit [2] :

$$\begin{aligned} C/I_3[dBc] &= 10 \log \left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_{31}|^2 + |I_{32}|^2} \right] \\ C/I_5[dBc] &= 10 \log \left[\frac{|C_1|^2 + |C_2|^2}{|I_{51}|^2 + |I_{52}|^2} \right] \end{aligned} \quad (I.7)$$

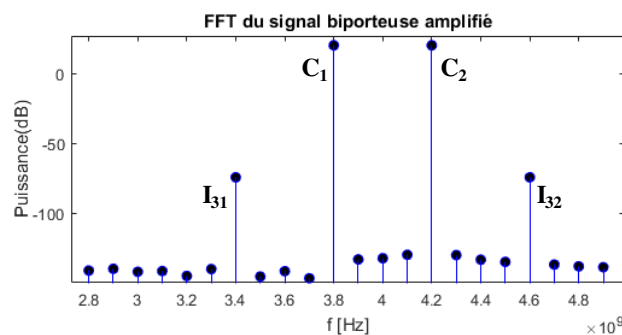


Figure I. 4 : Produits d'intermodulations dues à la distorsion d'un signal bi-porteuse

II.3 Le signal multi-porteuse

Le développement technologique et la complexité des signaux utilisés rendent la caractérisation avec un signal bi-porteuse insuffisante. L'information transmise occupe de plus en plus de bande passante, ce qui exige une caractérisation large bande avec une meilleure résolution. La caractérisation large bande nécessite un étalonnage des bancs de mesures avec des signaux similaires ou présentant une bande de fréquence plus large que les signaux de test. Le but est de mettre les dispositifs non-linéaires comme l'amplificateur dans les conditions de fonctionnement réel d'une chaîne de transmission RF.

En pratique, les signaux multi-porteuses sont utilisés pour la caractérisation des amplificateurs selon deux critères principaux : l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) et Le NPR (Noise Power Ratio). Le NPR mesure la distorsion à l'intérieur de la bande du signal multi-porteuse (In-band distortion) et l'ACPR mesure la distorsion hors bande multi-porteuse (Out-of-band distortion) [3]. Ces deux critères seront décrits en détail dans la suite de ce chapitre. La Figure I.5 montre la forme temporelle et le spectre en amplitude de signaux multi-porteuses utilisés pour la caractérisation en ACPR et en NPR.

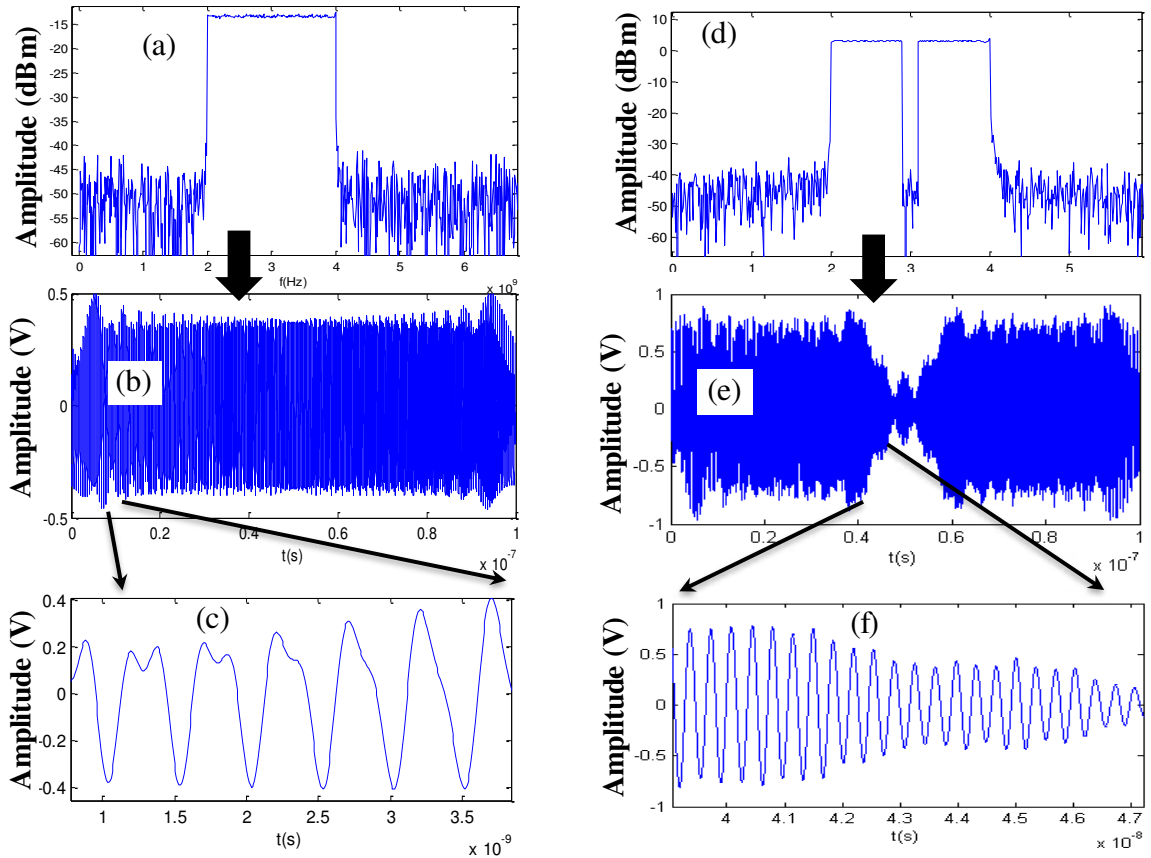


Figure I. 5 : Formes temporelles et spectres des signaux d'excitation de type multi-porteuse

Ces signaux sont représentatifs de signaux RF modulés complexes large bande dont les caractéristiques statiques sont très proches les unes des autres. L'équation (I.8) correspond à la forme temporelle du signal multi-porteuse $x(t)$ destinée à l'évaluation de l'ACPR du dispositif non-linéaire [4] :

$$x(t) = \sum_{n=1}^N A_n \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (\text{I. 8})$$

Comme pour le cas du signal bi-porteuse, les fréquences du signal multi-porteuse sont choisies dans une bande de fréquence $BP = f_N - f_1$. L'espacement entre les raies fréquentielles s'appelle la résolution fréquentielle. Elle est égale à l'inverse de la période de répétition de ce signal comme illustré sur la Figure I.5. L'amplitude A_n des fréquences non nulles est généralement constante, l'équation (I.8) peut donc s'écrire aussi sous la forme suivante :

$$x(t) = A \sum_{n=1}^N \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (\text{I. 9})$$

Le signal multi-porteuse utilisé pour la caractérisation du NPR est différent de celui présenté en (I.8). Comme il est montré sur la Figure I.5, ce signal doit contenir en plus, un "trou" dans sa bande de fréquence [4]. Sa forme temporelle peut être écrite sous la forme :

$$x(t) = \sum_{n=1}^{\frac{N-M}{2}} A \cos(\omega_n t + \varphi_n) + \sum_{n=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^N A \cos(\omega_n t + \varphi_n) \quad (\text{I. 10})$$

N représente le nombre total des fréquences sinusoïdales choisies dans la bande $BP = f_N - f_1$ et M représente le nombre des sinusoïdes filtrées ou rejetées formant ainsi le trou dans le spectre du signal multi-porteuses final. M représente généralement 5 à 10% de N . A la sortie d'un amplificateur non-linéaire excité avec $x(t)$, le "trou" prévu dans le spectre de ce signal est rempli partiellement avec du bruit qui peut être modélisé avec une équation semblable à celle du (I.9). La Figure I.5 montre la forme de ce signal en sortie d'un dispositif non-linéaire. La forme temporelle du signal de sortie $y(t)$ peut être présentée comme suit [5] :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\frac{N-M}{2}} B_n \cos(\omega_n t + \theta_n) + \sum_{n=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^{\frac{N+M}{2}} C_n \cos(\omega_n t + \theta_n) + \sum_{n=\frac{N}{2}+\frac{M}{2}}^N B_n \cos(\omega_n t + \theta_n) \quad (\text{I. 11})$$

II.3.1 Facteur de crête CF

La phase de chaque sinusoïde contenue dans le signal multi-porteuse est générée soit de façon aléatoire soit selon une loi mathématique précise comme dans le cas de la phase de Schroeder [6]. Cette dernière est particulièrement adaptée pour la génération du signal d'étalonnage du banc de mesure qui sera présenté dans la suite de ce manuscrit. La variation de la phase φ_n influe considérablement sur les paramètres du signal généré ainsi que sur la distorsion du signal induite par les dispositifs non-linéaires. Elle est directement liée au facteur de crête CF (Crest factor) du signal multi-porteuse. Le facteur de crête est égal au rapport de l'amplitude crête (maximal) d'une onde (amplitude) sur sa valeur efficace (RMS) comme montré par l'équation I.12 [7]. Le but du calcul du facteur de crête d'un signal est de donner une idée de l'écart entre la valeur efficace, utilisée pour la conception de l'amplificateur de



puissance, et la valeur crête d'un signal. Une forte différence entre ces deux paramètres impose que le dispositif non-linéaire (amplificateur de puissance par exemple) travaille sur une forte dynamique. Par principe, imposer une forte dynamique de travail à un amplificateur de puissance oblige à travailler sur une plage de rendement en puissance non constante. Cette contrainte conduit à l'obtention de rendements en puissance moyens très faibles pour des architectures d'amplificateurs "classiques" (type classe AB ou B). La solution est d'appliquer une loi sur le choix des phases de chaque raie du signal multi-porteuse permettant d'avoir un facteur de crête minimum [6], [7], [8].

$$CF = \frac{\|x\|_{\infty}}{x_{rms}}$$

$$\|x\|_{\infty} = \max_{t \in [0, T]} |x(t)|$$

$$x_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T |x(t)|^2 dt}$$
(I. 12)

II.3.2 Signal multi-porteuse à faible facteur de crête

Plusieurs solutions ont été proposées pour minimiser le facteur de crête d'un signal multi-porteuse fondées sur l'utilisation de différentes lois de variation de la phase de chaque raie fréquentielle du signal multi-porteuse. A titre d'exemple, les lois de variation de phase les plus utilisées sont : la méthode de Schroeder [6], la méthode d'approximation non-linéaire de Tchebychev (L_{∞} -Method) [8] et la méthode de minimisation de CF dans le domaine fréquentiel [7]. Un comparatif des résultats de test réalisé avec les trois méthodes montre que pour un signal multi-porteuse composé de $m=10$ à 100 raies fréquentielles dont la phase initiale de la première raie est prise égale à 0, le CF ne dépasse jamais la valeur de 2 et que la méthode L_{∞} présente les meilleurs résultats [7]. Le tableau suivant présente les résultats :

Tableau I. 1 : Comparaison du CF avec trois méthodes différentes

m	10	20	30	50	70	90	100
L_{∞}	1.44	1.42	1.36	1.40	1.38	1.39	1.38
Domaine Freq	1.42	1.54	1.47	1.53	1.59	1.60	1.56
Schroeder	1.75	1.72	1.71	1.70	1.70	1.69	1.69

Dans le travail de thèse présenté ici, les signaux multi-porteuse utilisés pour l'étalonnage ont été générés en appliquant la méthode de Schroeder pour le calcul des phases des différentes



raies fréquentielles. Selon cette loi, la phase φ_n de la n ème composante fréquentielle est donnée par la relation :

$$\varphi_n = \varphi_1 - 2\pi \sum_{i=1}^{n-1} (n-i)p_i \quad n = 1, 2, 3 \dots, N \quad (\text{I.13})$$

N est le nombre des composantes fréquentielles dans le signal multi-porteuse, p_i est la puissance relative de la i ème raie. Cette dernière est généralement constante pour les N fréquences. Si on considère que la puissance totale du signal est normalisée à l'unité, alors $p_i = 1/N$. Un spectre à puissance plate (Flat-power spectrum) est alors obtenu et l'équation (I.13) devient :

$$\varphi_n = \varphi_1 - \frac{\pi n^2}{N} \quad (\text{I.14})$$

Pour obtenir une phase comprise entre 0 et π :

$$\varphi_n = \pi \frac{n^2}{2N} \quad (\text{I.15})$$

La Figure (I.6) montre l'évolution en radians de la phase φ_n en fonction de n .

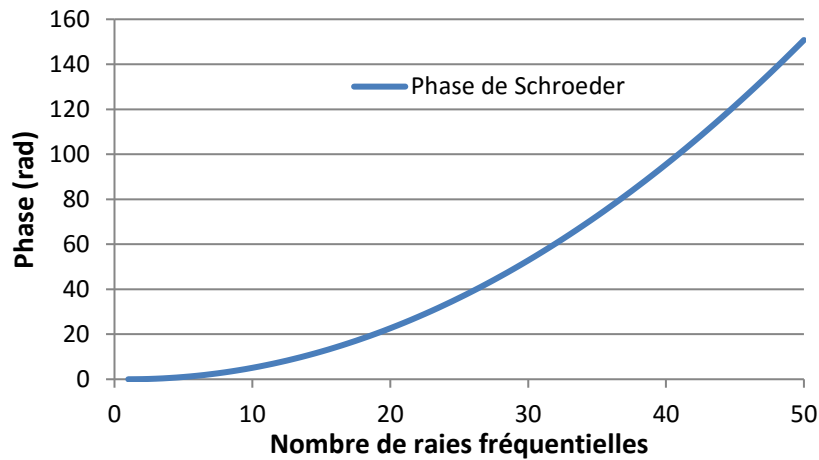


Figure I. 6 : Evolution en radians de la phase φ_n selon la loi de Schroeder

La Figure I.7 donne un exemple de différence de forme temporelle entre un signal multiporteuse à phase constante $\varphi_n = -\pi/2$ et le même signal dont les phases ont été calculées selon la loi de Schroeder (équation (I.13)).



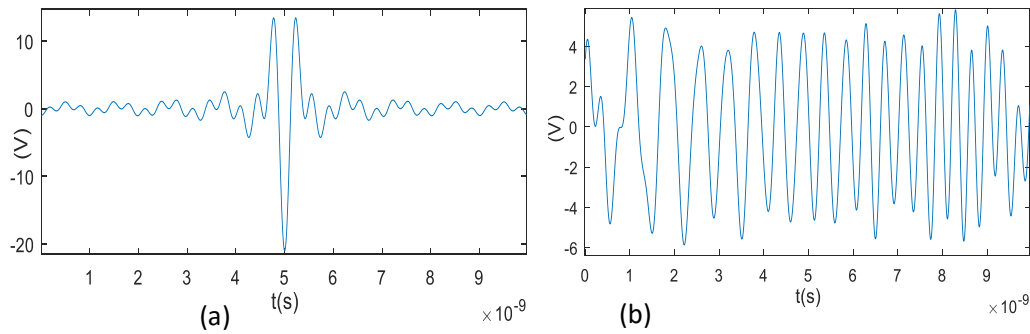


Figure I. 7 : Illustration de la forme temporelle de deux signaux multi-porteuse avec une phase constante des raies fréquentielles (a) et avec application de la phase de Schroeder (b).

II.4 Le signal RF impulsionnel

Ce type de signal appelé aussi "Continuous Pulsed Wave" est plus adapté au test des performances de dispositifs non-linéaires avec des problématiques thermiques et aux caractérisations pour des applications RADAR. Il correspond à la modulation d'une porteuse par un signal impulsionnel en bande de base tel que ceux utilisés dans les applications RADAR. Il permet de réaliser des tests à de très fortes puissances pouvant aller jusqu'à la saturation du transistor. Le risque de détérioration de ce dernier est minimisé car le signal RF de puissance n'existe que pendant un temps très court vis-à-vis des temps d'échauffement thermique. La caractérisation en mode RF impulsionnel offre un meilleur contrôle de l'influence de l'auto-échauffement sur les performances des dispositifs sous test au cours de la caractérisation. Le contrôle de la durée de l'ouverture pendant lequel le signal RF est présent permet d'adapter les tests effectués sur des composants en cours de développement dont les caractéristiques n'ont pas encore été éprouvées. Ce signal est utilisé aussi en pratique dans les systèmes RADAR [1],[9]. Selon les normes internationales [10], l'enveloppe d'un signal impulsionnel RF réel est défini comme montré dans la Figure I.8 :

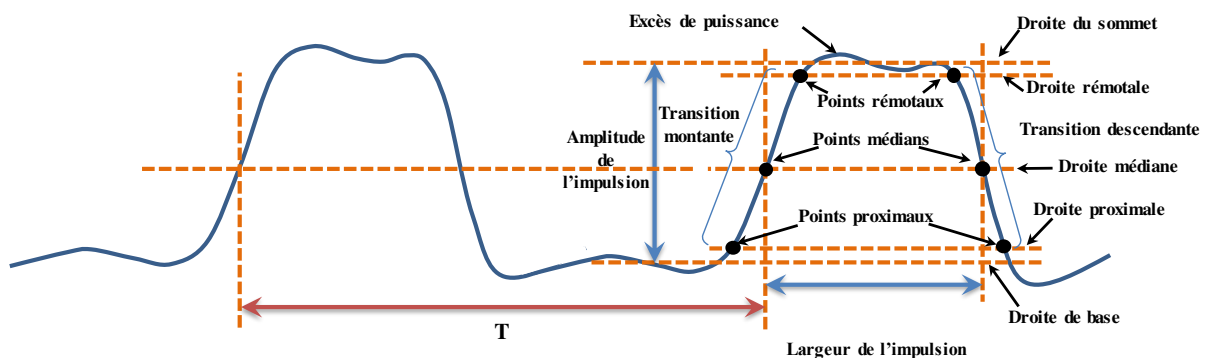


Figure I. 8 : Définitions et caractéristiques de l'enveloppe d'un signal impulsionnel RF réel

On peut définir quelques grandeurs essentielles comme suit :

- **La largeur d'impulsion**, notée τ , correspond au temps d'excitation. Pour une impulsion idéalement carrée, les temps de transition de montée et de descente sont nuls. En revanche, pour un signal non idéal, la largeur d'impulsion selon le schéma de la Figure I.8 à mi-hauteur des temps de transition non nuls (points médians).

- **La période des impulsions**, notée T , est le temps entre deux débuts d'impulsions consécutives (points médians/points proximaux ou points rémotaux).

- On définit alors **le rapport cyclique du signal**. Il correspond au rapport, en pourcentage, de la largeur d'une impulsion sur la période des impulsions : $\rho = \frac{\tau}{T} \times 100$

- **L'amplitude de l'impulsion** se définit comme la valeur absolue de la différence algébrique entre le niveau du sommet (droite du sommet) et celui de la base d'une impulsion (droite de base).

- **La transition** est l'allure caractéristique des fronts de montée ou de descente de l'impulsion. Elle peut être par exemple linéaire, gaussienne, en escalier ou exponentielle. On la considère incluse dans l'impulsion.

- Le signal impulsionnel est caractérisé avec **plusieurs puissances**, on note la puissance instantanée $P_{inst}(t)$, la puissance moyenne $\overline{P_{moy}}$ et la puissance impulsionnelle P_{imp} (puissance du signal contenue dans l'impulsion). Ces trois puissances sont mentionnées sur la Figure I.9.

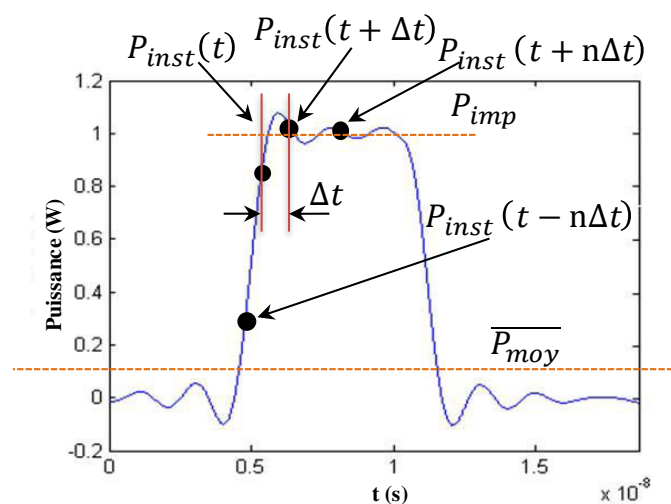


Figure I. 9 : Illustration des puissances dans une enveloppe impulsionnelle



On distingue deux modes de fonctionnement de la caractérisation par un signal RF impulsionnel, le mode RF impulsionnel et le mode impulsionnel polarisé. La Figure I.10 montre que le mode RF impulsionnel consiste à exciter l'amplificateur non-linéaire avec un signal RF modulé par une impulsion en gardant une polarisation DC permanente. Le mode de polarisation impulsionnel consiste à utiliser un signal d'excitation de type CW classique, il suffit de polariser le transistor pendant de courtes périodes pendant lequel il sera mis en test et caractérisation [11].

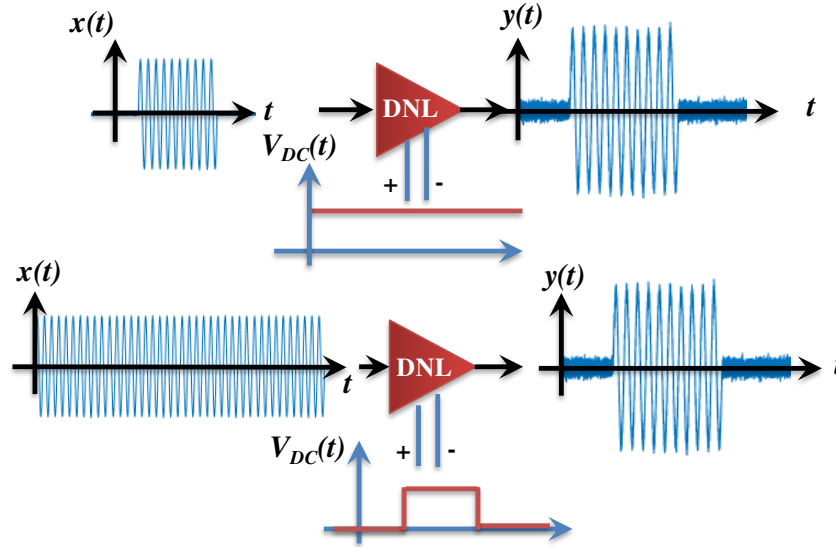


Figure I. 10 : Modes d'excitation avec un signal impulsionnel

Un signal CW impulsionnel idéal est modélisé dans le domaine temporel par une sinusoïde de pulsation ω_0 multipliée par une impulsion carrée de durée τ . Ce signal peut être décrit comme suit :

$$x(t) = A \cos(\omega_0 t) \times \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \text{rect}_{\tau}(t - nT) \quad (\text{I. 16})$$

T : Période du signal RF impulsionnel

La Figure I.11 représente les formes temporelles et fréquentielles (spectre en amplitude) des signaux RF impulsionnels en entrée et en sortie d'un dispositif non-linéaire.

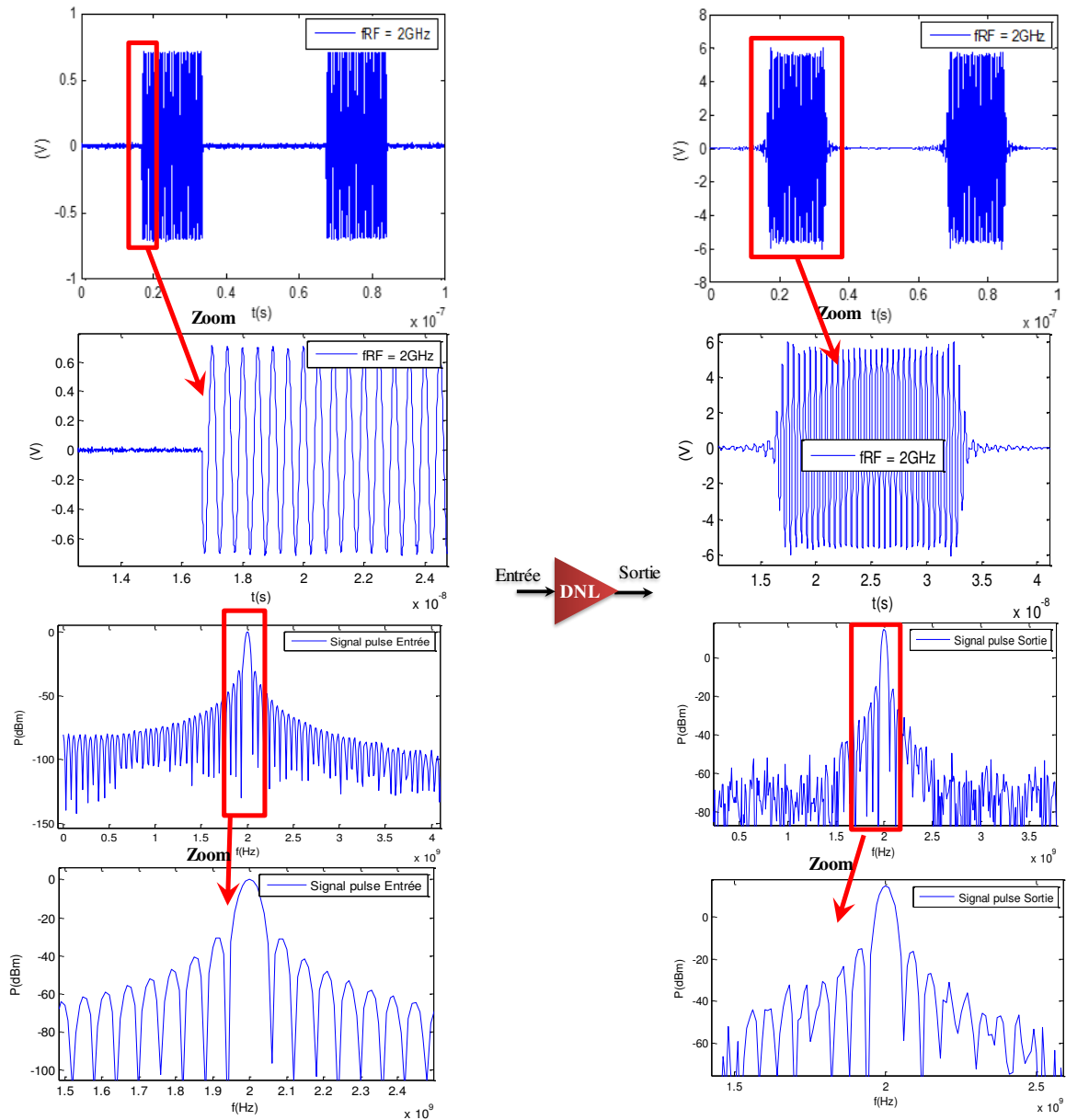


Figure I. 11 : Formes temporelles et fréquentielles en entrée et en sortie d'un dispositif non-linéaire excité avec un signal RF impulsionnel

La Figure I.12 montre l'apparition des fréquences harmoniques dues aux distorsions du signal impulsionnel par le dispositif non-linéaire.

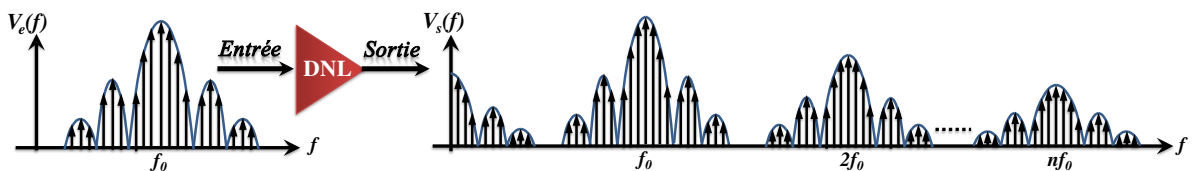


Figure I. 12 : Distorsion d'un signal RF impulsionnel en sortie d'un dispositif non-linéaire

II.5 Le signal modulé périodique à enveloppe complexe

Le signal modulé périodique représente un exemple de « cas réel » du signal multi-porteuse. Il peut être aussi utilisé pour caractériser les distorsions dites en valeur moyenne ou vectorielle de dispositifs non-linéaires. Ces signaux sont issus de techniques de modulations numériques, ils sont capables de contenir une importante quantité d'informations avec l'optimisation des ressources comme la bande RF ou la puissance. Un tel signal s'écrit sous la forme temporelle suivante [12] :

$$v(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)) \quad \text{tel que} \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad (\text{I. 17})$$

Où $A(t)$ représente la variation d'amplitude instantanée, $\varphi(t)$ la variation de phase instantanée et f_0 représente la fréquence de la porteuse située au centre de la bande du signal. Analytiquement, l'écriture complexe de $v(t)$ est la suivante :

$$\tilde{v}(t) = \tilde{V}_{ENV}(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (\text{I. 18})$$

Où $\tilde{V}_{ENV}(t)$ représente l'enveloppe complexe, de variation lente par rapport à la fréquence porteuse du signal. $\tilde{V}_{ENV}(t)$ s'exprime en fonction de $A(t)$ et $\varphi(t)$:

$$\begin{aligned} \tilde{V}_{ENV}(t) &= A(t) e^{j\varphi(t)} \\ &= \underbrace{A(t) \cos(\varphi(t))}_{I(t)} + j \underbrace{A(t) \sin(\varphi(t))}_{Q(t)} \end{aligned} \quad (\text{I. 19})$$

Les parties réelles et imaginaires de l'enveloppe complexe sont souvent appelées composantes IQ. $I(t)$ est appelé le signal en phase (*in-phase*), et $Q(t)$ le signal en quadrature (*in-quadrature*). La représentation dans le plan cartésien du couple IQ pour toutes les valeurs de l'enveloppe constitue le diagramme vectoriel de la modulation. Le signal réel $v(t)$ s'exprime en fonction de $I(t)$ et $Q(t)$ de la façon suivante [13] :

$$v(t) = I(t) \cos(2\pi f_0 t) - j Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (\text{I. 20})$$

L'expression (I.19) peut s'appliquer à n'importe quel type de signal.

II.5.1 Cas d'un signal CW

Il suffit de prendre $I(t) = \text{cte}$ et $Q(t) = 0$.



$$x(t) = A \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad ; \quad \tilde{x}(t) = A e^{j\varphi} \quad (\text{I. 21})$$

En utilisant le formalisme des signaux IQ décrit précédemment, nous aurons :

$$I(t) = A \quad \text{et} \quad Q(t) = 0 \quad (\text{I. 22})$$

II.5.2 Cas du signal bi-porteuse (2-tons)

Comme décrit précédemment, ce signal est la somme de deux sinusoïdes aux fréquences f_1 et f_2 . On considère $\frac{f_1+f_2}{f_1-f_2} = n \quad (n \in \mathbb{N}^*)$, le signal s'écrit :

$$v(t) = A \cos(\omega_1 t) + A \cos(\omega_2 t) = 2A \left(\cos\left(\frac{\omega_1+\omega_2}{2} t\right) \cdot \cos\left(\frac{\omega_1-\omega_2}{2} t\right) \right) \quad (\text{I. 23})$$

Si on pose $\frac{\omega_1+\omega_2}{2} = \omega_0$ la pulsation porteuse et $\frac{\omega_1-\omega_2}{2} = \Omega$ le demi-battement, le signal bi-porteuse devient une modulation d'amplitude avec suppression de porteuse.

$$v(t) = 2A \cos(\omega_0 t) \cos(\Omega t) \quad ; \quad \tilde{v}(t) = A(e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}) = 2A \cos(\Omega t) \quad (\text{I. 24})$$

L'enveloppe complexe de ce signal conduit aux expressions de $I(t)$ et $Q(t)$ suivantes :

$$I(t) = 2A \cos(\Omega t) \quad \text{et} \quad Q(t) = 0 \quad (\text{I. 25})$$

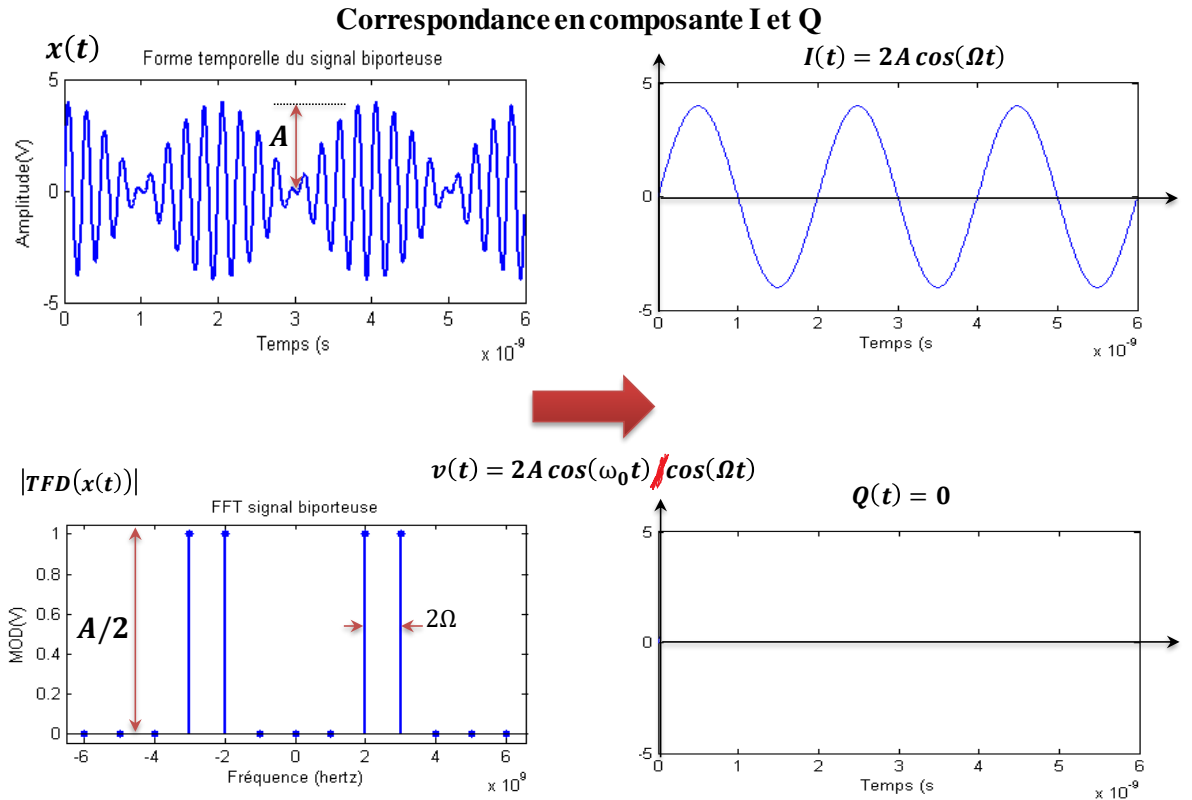


Figure I. 13 : Représentations temporelle et fréquentielle (spectre en amplitude) d'un signal bi-porteuse et l'enveloppe complexe (IQ) associée.

II.5.3 Cas des modulations numériques

Plusieurs types de modulations numériques sont utilisées dans les systèmes des télécommunications. Ces modulations sont donc de plus en plus utilisées aussi pour la caractérisation des distorsions non-linéaires des amplificateurs de puissance RF. Le type de modulation choisi pour la caractérisation de l'amplificateur non-linéaire devra être le plus représentatif possible du signal utilisé pour l'application dans laquelle le dispositif non-linéaire est employé. Quelques modulations numériques de base sont données dans le tableau suivant. Certaines d'entre elles ont été utilisées comme signaux de test pour le travail de cette thèse.

Le tableau ci-dessous représente les applications pour les différents formats de modulation numériques selon le domaine d'application [14] :

Tableau I. 2 : Domaines d'application de quelques types de modulations numériques.

Modulation format	Application
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Télémétrie spatiale, modems par câble
QPSK, $\pi/4$ DQPSK	Satellite, CDMA, NCAN, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, cable (return path), cable modems, TFTS
OQPSK	CDMA, satellite
FSK, GFSK	DECT, "paging", "RAM mobile data", AMPS, CT2, ERMES, "land mobile", "public safety"
8, 16 VSB	"North American digital TV (ATV)", "broadcast", cable
8PSK	Satellite, Aéronautique, "telemetry pilots for monitoring broadband video systems"
16 QAM	Systèmes RF numériques, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Communications microondes terrestre, DVB-T
64 QAM	DVB-C, modems, MMDS
256 QAM	Modems, DVB-C (Europe), Vidéo numérique (US)

Dans les modulations numériques, le message $m(t)$ à transmettre est issu d'une source binaire. Le signal modulant, obtenu après codage, est un signal en bande de base qui s'écrit sous la forme :

$$m(t) = \sum m_k \cdot \xi(t - kT) \quad (I. 26)$$



Avec $m_k(t) = a_k(t) + jb_k(t)$ et $\xi(t)$ une forme d'onde appelée formant ou filtre de mise en forme prise dans l'intervalle $[0, T[$. Le message est transmis par modulation d'une porteuse RF pour obtenir un signal RF dont l'équation est la suivante :

$$v_{RF}(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (I.27)$$

Cette porteuse est caractérisée par trois grandeurs physiques, l'amplitude $A(t)$, la phase $\varphi(t)$ et la fréquence f_0 .

Afin de transmettre le signal modulant $m(t)$ aussi appelé : signal utile, une de ces trois grandeurs physiques est modulée au rythme de $m(t)$ définissant ainsi trois types de modulation : la modulation d'amplitude, la modulation de phase et la modulation de fréquence. D'après l'équation (1.26) tout signal modulé peut donc s'écrire comme suit :

$$v_{RF}(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_0 t) - A(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_0 t) \quad (I.28)$$

Cette équation montre que tout signal modulé s'écrit comme une double modulation en quadrature en définissant les signaux en phase et en quadrature respectivement par $I(t)$ et $Q(t)$ tels que :

$$\begin{cases} I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \\ Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \end{cases} \quad (I.29)$$

Les signaux $I(t)$ et $Q(t)$ sont des signaux dits en bande de base. Une modulation numérique consiste donc à définir une correspondance entre un groupe de m bits constituant le message à transmettre et le symbole (I, Q) ou (A, φ) décrivant l'état de la porteuse. L'alphabet constitué est formé alors de $2m$ symboles. A chaque symbole émis va correspondre un signal élémentaire. Les symboles a_k et b_k prennent respectivement leurs valeurs dans l'alphabet (a_1, a_2, \dots, a_m) et dans l'alphabet (b_1, b_2, \dots, b_m) . Les différents types de modulation seront caractérisés par cet alphabet et par la fonction $\xi(t)$ qui est la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme des signaux $I(t)$ et $Q(t)$.

Finalement, le signal modulé s'écrit en fonction des symboles du message à transmettre comme :

$$v_{RF}(t) = a_k \cdot \xi(t - kT) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) - b_k \cdot \xi(t - kT) \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (I.30)$$



Ce signal peut être représenté dans le plan à travers une décomposition de Fresnel comme le montre la Figure 1.14. A chaque signal élémentaire, correspond dans l'espace de Fresnel un point M_k . L'ensemble des points M_k associés aux symboles forme la constellation.

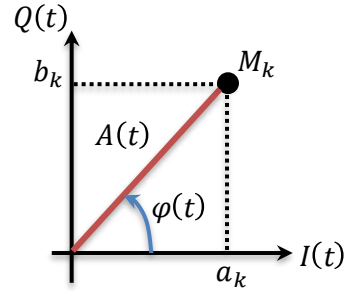


Figure I. 14 : représentation polaire d'un symbole

D'après l'équation I.28 il est possible de déduire $A(t)$ et $\varphi(t)$, φ_0 est la phase initiale RF.

$$\begin{cases} A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \\ \varphi(t) = \tan^{-1}\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \end{cases} \quad (\text{I. 31})$$

Le synoptique du modulateur numérique est illustré sur la Figure 1.15. Le choix d'une modulation sera fondé sur la constellation nécessaire à la transmission des symboles avec la plus faible probabilité d'erreur possible. Ce choix prend aussi en compte l'occupation spectrale du signal modulé et aussi la simplicité de la réalisation.

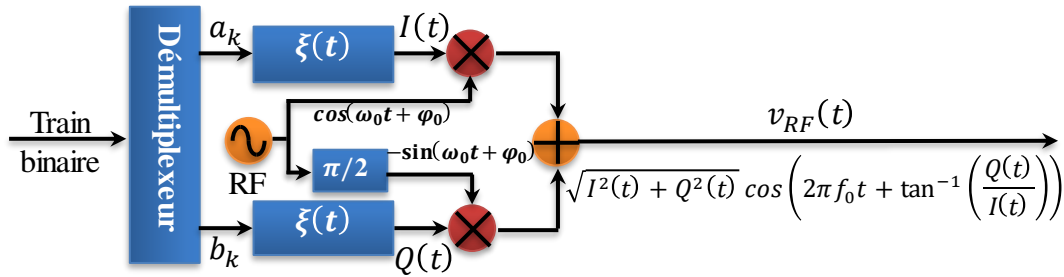


Figure I. 15 : Synoptique d'un modulateur numérique

II.5.3.1 Les modulations d'amplitude (ASK ou MDA)

Dans cette forme de modulation, l'information est transmise à travers l'amplitude. Le signal modulé est de la forme :

$$v_{RF}(t) = A(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (\text{I. 32})$$

La phase φ_0 est une constante arbitraire. D'une façon générale, ces modulations sont appelées M-ASK ou M désigne le nombre de points différents de la constellation ou le nombre de symboles. Si n désigne le nombre de bits par symbole alors on a $M = 2^n$. La Figure 1.16 (a) et (b) montre un exemple de diagramme de constellation de la modulation ASK avec respectivement 2 et 4 points sur la constellation.

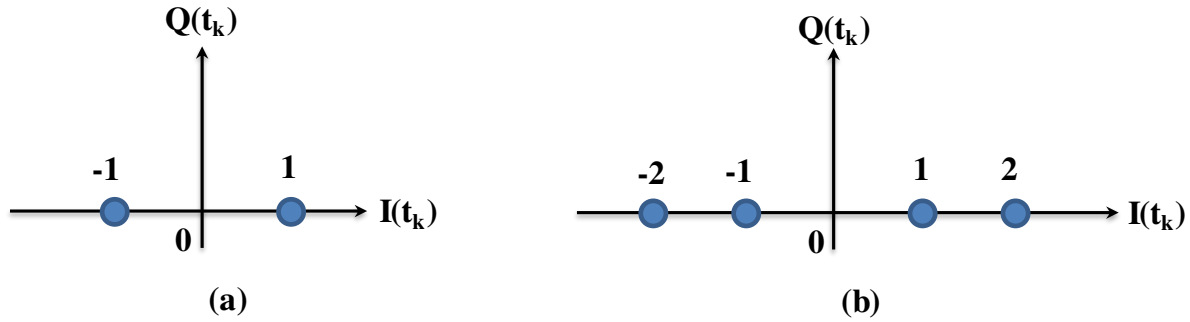


Figure I. 16 : Constellations d'une modulation numérique d'amplitude

Dans ce type de modulation, le rapport signal sur bruit ainsi que le taux d'erreur se dégradent en augmentant le nombre de bits par symbole, ce qui revient à augmenter le nombre de points (symboles) sur la constellation. Bien qu'étant simple à réaliser, cette modulation est peu performante en termes de taux d'erreur binaire lorsque l'on augmente le nombre de symboles. C'est ce qui explique les rares applications utilisant les modulations ASK [15].

II.5.3.2 Les modulations de phase (PSK ou MDP)

Dans ce cas, le signal modulé est de la forme :

$$v_{RF}(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t)) \quad (I.33)$$

Les modulations de phase MDP ou PSK (Phase Shift Keying) désignent une famille de formes de modulation numérique dont l'information binaire est transmise par le biais de la phase de la porteuse, cette phase ne pouvant prendre qu'un nombre fini de valeurs. Elles sont aussi appelées M-PSK, M désignant ici le nombre d'états de phase utilisés dans la modulation. Chacune des valeurs de la phase de la porteuse représente un nombre binaire dont la taille dépend du nombre de valeurs possibles pour la phase. La relation $M = 2^n$ reste inchangée. La Figure 1.17 (a) (b) et (c) montre un exemple de constellations possibles pour ce type de modulation pour 2, 4 et 8 symboles différents.

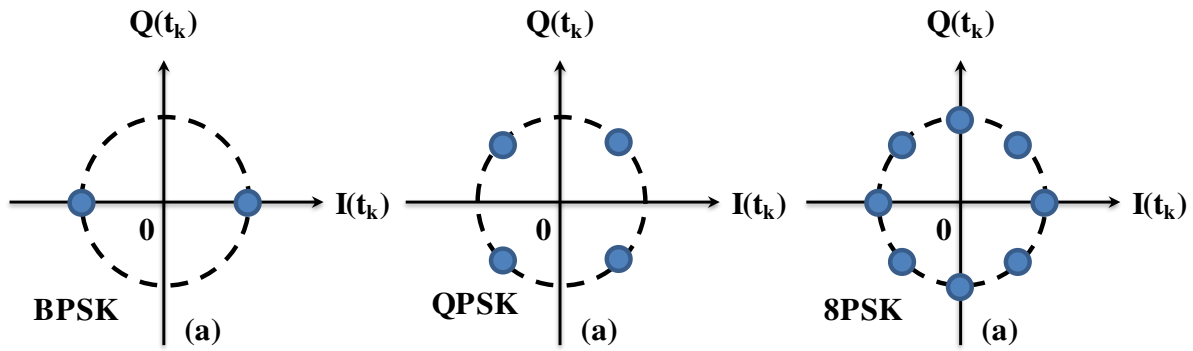


Figure I. 17 : Constellation des modulations numériques de phase (a) BPSK (b) QPSK (c) 8PSK

II.5.3.3 Filtrage utilisé

Les signaux en bande de base bruts tels qu'ils sont définis théoriquement, présentent une largeur de bande étendue. Cette bande est généralement réduite selon le deuxième critère de Nyquist en filtrant les signaux IQ générés afin d'optimiser l'efficacité spectrale dans les systèmes de transmissions multicanaux tout en assurant une condition d'IES (Interférence Entre Symboles) nulle. Pour cela, il faut utiliser un filtre dont la réponse impulsionnelle s'annule tous les kT où T est la durée d'un symbole [16]. Le filtre le plus utilisé dans les systèmes des télécommunications est le filtre en racine de cosinus surélevé dont la réponse fréquentielle est représentée sur la Figure 1.18. Ce même filtre ("divisé" en deux) est utilisé en émission et en réception. Les deux filtres forment le filtre de cosinus surélevé.

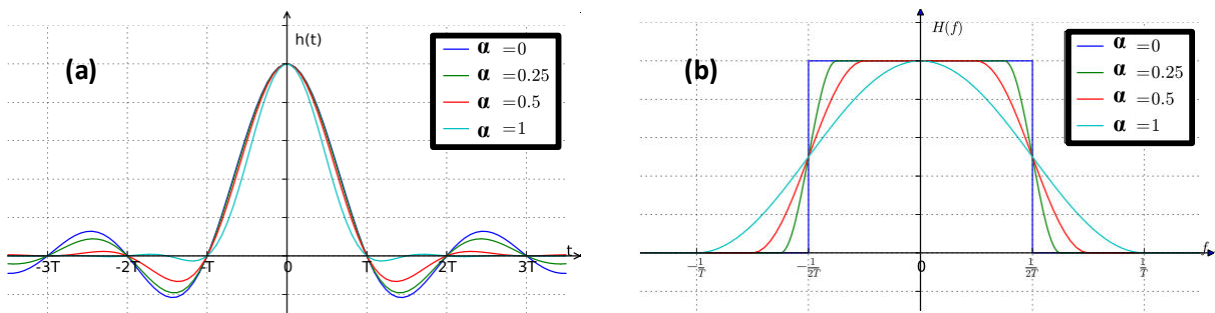


Figure I. 18 : Réponse (a) fréquentielle et (b) impulsionnelle du filtre de mise en forme avec plusieurs valeurs du coefficient d'excès α (roll-off)

La fonction de transfert du filtre est définie par l'équation ci-dessous :

$$H(f) = \begin{cases} \frac{T}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi T}{\alpha} \left[|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right] \right) \right] & \frac{1-\alpha}{2T} < |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ T & |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (\text{I. 34})$$

α est le coefficient d'excès de bande du filtre, appelé aussi coefficient de retombée (roll-off factor) [17]. La Figure 1.18 montre les variations de la bande passante du filtre en fonction de la valeur de α . La fonction de filtrage a comme effet indésirable, de générer des signaux à enveloppe non constante. Ceci est une problématique pour l'amplification de puissance car elle entraîne la génération de la distorsion de signal et la remontée des lobes secondaires dans la DSP (Densité Spectrale de Puissance) du signal de sortie amplifiée. Pour analyser ces effets, on utilise très communément le PAPR (Peak to Average Power Ratio) définissant le rapport entre le pic de puissance et la puissance moyenne d'un signal [18].

Les diagrammes de l'œil de la Figure I.19 montre que le cas $\alpha=1/2$ représente un bon compromis entre les cas obtenus avec $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$. Car l'enveloppe des signaux reste confinée dans les limites raisonnables.

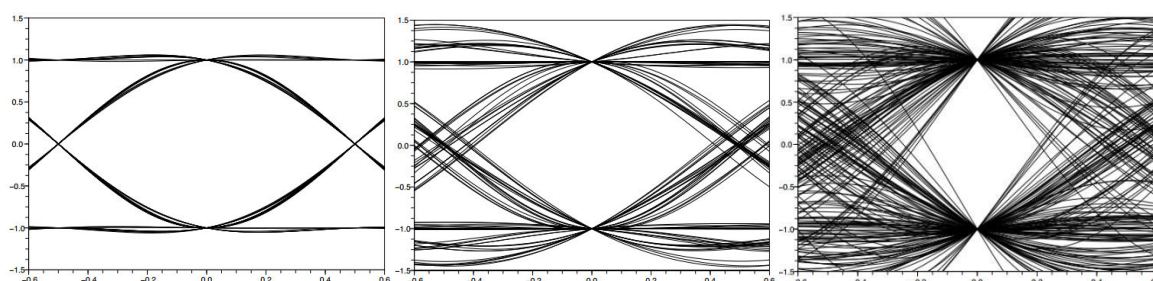


Figure I. 19 : Diagramme de l'œil pour les coefficients de retombée $\alpha=1$, $\alpha=0.5$, $\alpha=0$

La Figure I.20 représente la forme temporelle des signaux numériques filtrés, il est possible de constater que ce signal (bleu) passe bien par les pics du signal d'origine (rouge).

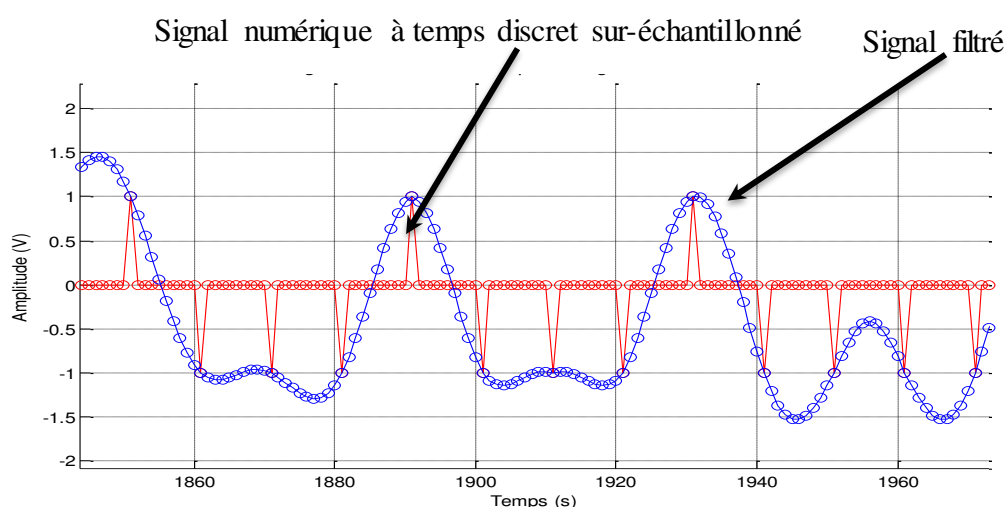


Figure I. 20 : Formes temporelles des signaux numériques avant et après filtrage avec différentes valeurs de α

II.5.3.4 La modulation QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

Le modulateur QPSK modulation de phase en quadrature (Quadrature Phase Shift Keying) a la même structure que le modulateur IQ présenté sur la Figure I.15. La fonction $\xi(t)$ représentant la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme est de type NRZ (Non-Retour à Zéro). Il s'agit d'une modulation de phase discrète PSK à quatre états, séparés par des angles multiples de 90° . Les phases des quatre états par rapport à la référence de la porteuse sont : 45° , 135° , -45° et -135° .

En sortie du modulateur le signal RF s'écrit avec la formule suivante :

$$v(t) = A(I(t) \cos(\omega t) + Q(t) \sin(\omega t)) \quad (I.35)$$

L'équation s'écrit aussi sous la forme :

$$v(t) = A\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \cos(\omega t + \phi(t)) \quad (I.36)$$

Où $A \cos(\omega t)$ représente la forme temporelle de la porteuse RF avec :

$$A(t) = A\sqrt{I(t)^2 + Q(t)^2} \text{ l'amplitude du signal modulé.}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \left(\frac{Q(t)}{I(t)} \right) \text{ la phase de ce même signal modulé.}$$

La Figure I.21 montre le spectre réel d'un signal QPSK non filtré occupant une bande de fréquence de 1MHz (période symbole = $1 \mu s$ ou débit symbole de 1 Mbaud = 4 Mbits/s).

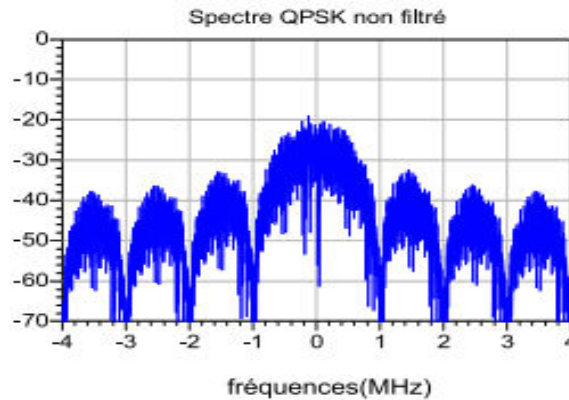


Figure I. 21: Spectre réel d'un signal QPSK

Comme mentionné avant, l'utilisation du filtre de mise en forme est indispensable dans les systèmes de transmissions numériques. Le signal QPSK, généré à partir des composantes I et Q issu de la suite binaire à transmettre subit un filtrage de type racine de cosinus surélevé. Généralement le coefficient de retombée α est choisi égal à 0.35. La Figure I.22 montre ces étapes dans un émetteur à modulation QPSK.

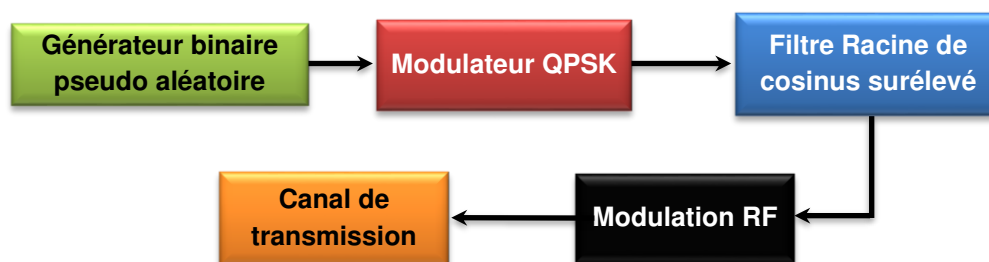


Figure I. 22 : Structure d'un émetteur QPSK

La Figure I.23 donne les formes du signal temporelle QPSK filtré.

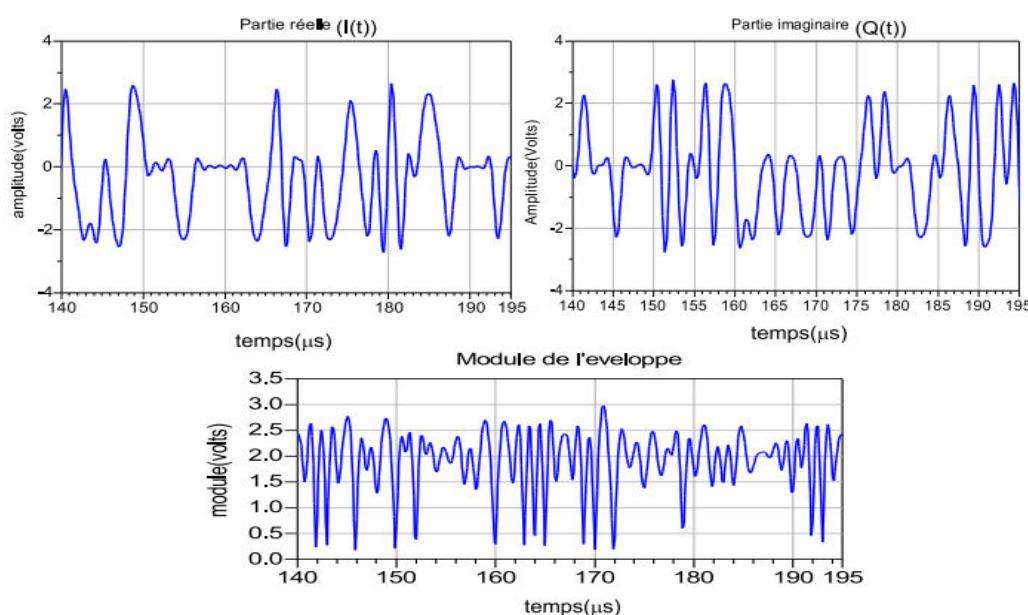


Figure I. 23 : Formes temporelles du signal QPSK filtré

II.5.3.5 La modulation QAM16 (Quadrature Amplitude Modulation)

La modulation QAM16 est un cas de modulation numérique utilisé pour les systèmes de transmission RF numériques, la vidéo numérique de type DVB-C (Digital Video Broadcasting-Cable ou diffusion vidéo numérique par câble) ou DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial ou diffusion vidéo numérique par voies hertziennes). Les modulations QAM combinent modulations d'amplitude et de phase. La Figure I.24 représente une constellation d'un signal QAM16 transmis avec un bruit gaussien, les points rouges représentent les symboles et les points bleus, représentent les symboles réels transmis (ou ceux présents à la sortie d'un dispositif non-linéaire dans lequel ils sont passés).

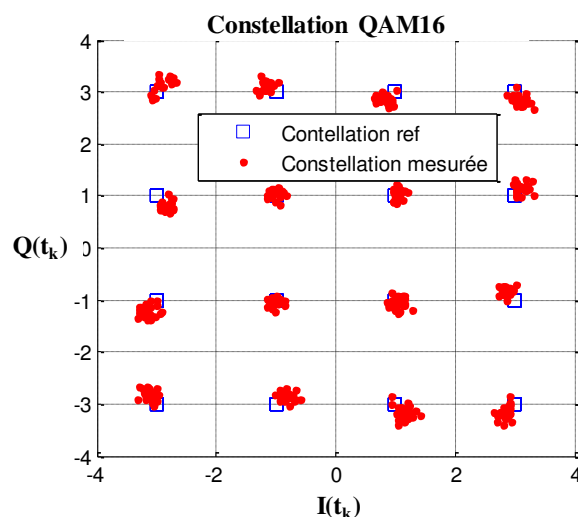


Figure I. 24: Constellation d'un signal QAM16 bruité

Avec cette modulation, chaque symbole représente 4 bits d'information, les symboles sont représentés par des combinaisons prises à partir de deux amplitudes et de deux phases possibles. Le modulateur reste semblable à celui présenté à la Figure I.15. La Figure I.25 représente la composante I des symboles d'un signal QAM16 non filtré généré à partir d'une séquence binaire pseudo aléatoire.

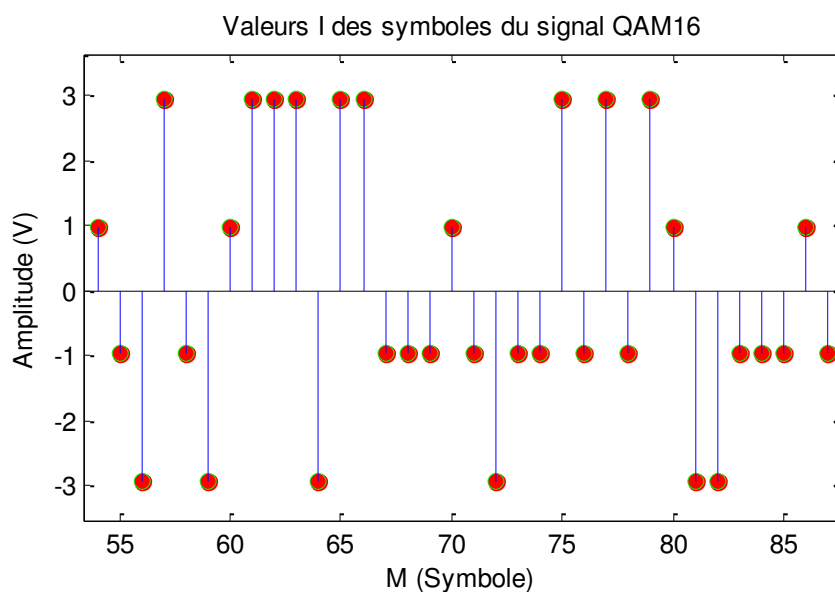


Figure I. 25 : Valeurs de composante I d'un signal QAM16 non filtré

Le signal QAM16 doit subir un filtrage de mise en forme, la valeur de α est prise généralement égal à 0.35 pour ce type de modulation. L'interférence entre symbole et ouverture du diagramme de l'œil sont les principales raisons de l'application de ce filtre. La Figure I.26 représente la forme de ce signal et ces composantes après filtrage de mise en forme.

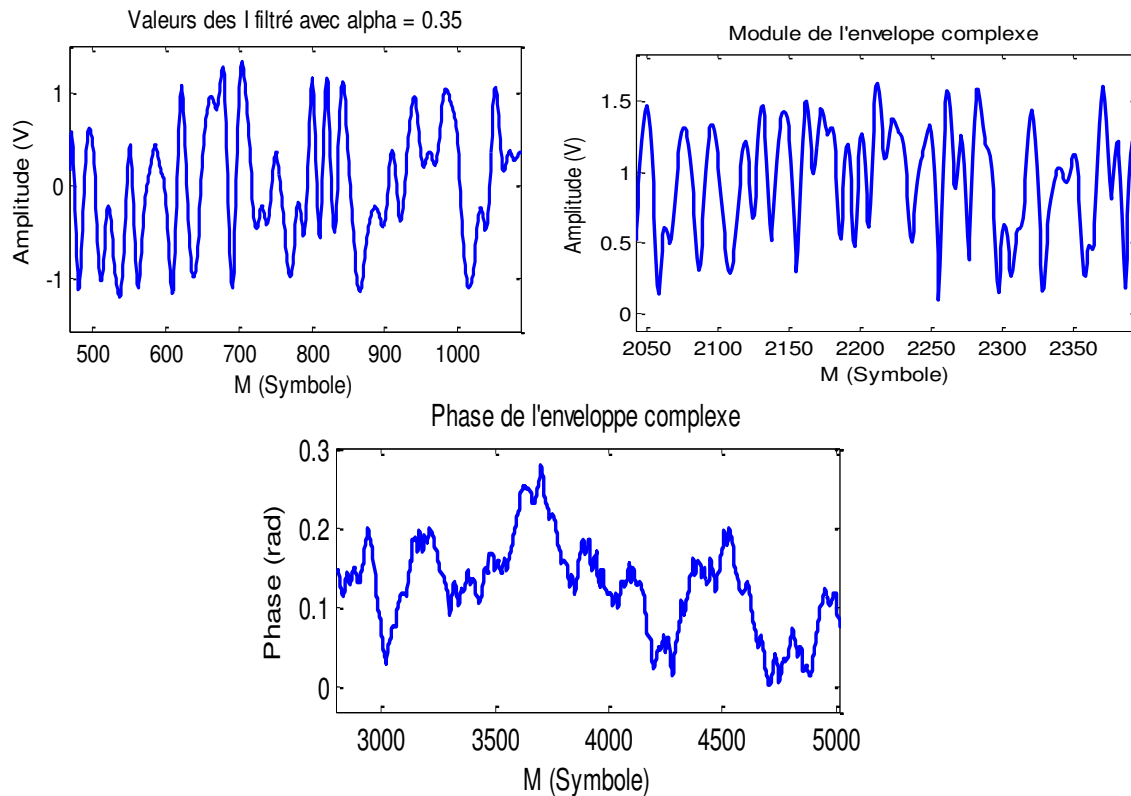


Figure I. 26 : Signal $I(t)$ filtré en module et phase de l'enveloppe complexe du signal QAM16 filtré avec un filtre de mise en forme de $\alpha = 0.35$

La Figure I.27 représente la trajectoire des valeurs de Q en fonction des valeurs de I , elle est tracée en fonction des valeurs des symboles au moment de la génération du signal QAM16. La prochaine étape est la modulation avec une porteuse RF, cette étape permet de faire intervenir la notion de temps par transposition du signal en bande de base autour de la fréquence porteuse RF.

La trajectoire de la Figure I.27 diffère de la constellation par l'absence des instants de décision permettant de différencier entre le meilleur moment de décision de la valeur du symbole et le reste des instants en présence du signal. Le spectre représenté sur la Figure I.27 représente la TFD du signal QAM16 en bande de base, ce même spectre va être déplacé autour de la porteuse RF.

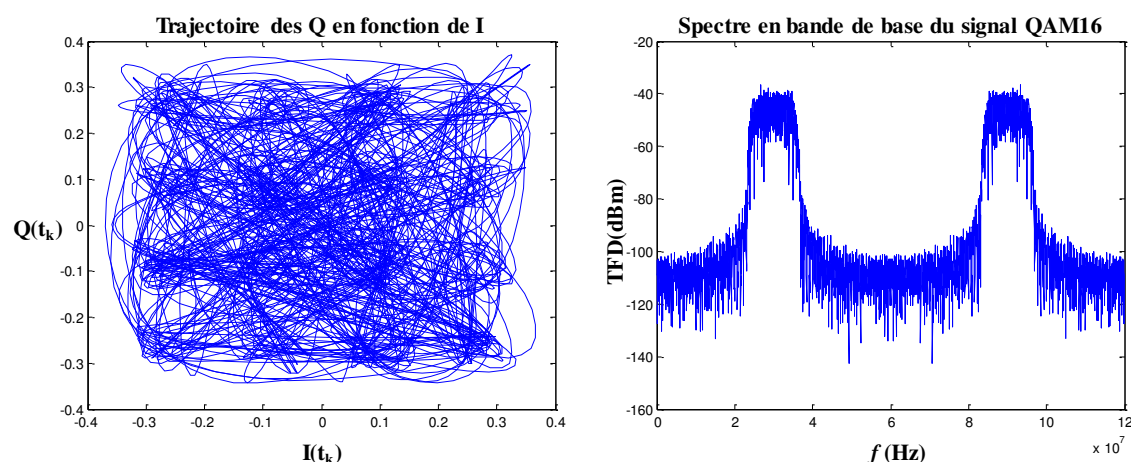


Figure I. 27 : Trajectoire tracée par les valeurs de Q en fonction des valeurs de I et FFT du signal QAM16 en bande de base

La Figure I.28 représente le diagramme de l'œil des signaux I et Q après filtrage en racine de cosinus surélevé. Ce diagramme est nettement amélioré en termes d'ouverture de l'œil après application en réception du même filtrage que celui appliqué durant la phase de génération du signal.

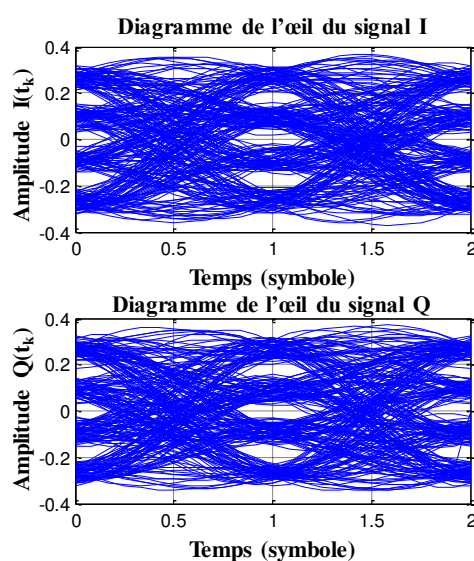


Figure I. 28 : Diagramme de l'œil des I et Q après un filtrage en racine de cosinus surélevé

II.6. Conclusion partielle

Il est possible de constater que, quelle que soit le type de modulation opérationnelle utilisée pour les télécommunications civiles ou militaires, elles ont comme principales caractéristiques d'avoir une amplitude et une phase d'enveloppe variables. Cette variation contient l'information utile et doit donc être la moins distordue possible lorsqu'elle est amplifiée pour être transmise de l'émetteur au récepteur.

III. Paramètres de distorsion d'un dispositif non-linéaire et relation avec les signaux d'excitations

III.1 Cas particulier de l'amplificateur de puissance RF

L'évolution des systèmes de télécommunications, des systèmes RADAR, des applications spatiales, des systèmes embarqués et des équipements d'instrumentation est liée à l'emploi des signaux de plus en plus complexes notamment avec l'évolution des signaux numériques ou à enveloppe complexe. Ces systèmes possèdent des architectures de plus en plus complexes pour transporter une quantité d'information à débit croissant. Cette complexité se traduit par une croissance en bande passante et en puissance. Les dispositifs de ces systèmes doivent assurer le meilleur compromis entre distorsion, largeur de bande et bilan énergétique. Selon les applications, certaines exigences peuvent être moins critiques. Une station de base pour des applications de téléphonie mobile a, jusqu'à maintenant, moins de contraintes énergétiques par rapport à la gestion des interférences. Cela se traduit par une gestion plus importante des distorsions imposées par les différents dispositifs que par une attention importante sur le rendement. La priorité d'un système embarqué concerne plutôt le rendement énergétique et la bande passante pour lequel le système présente le minimum de distorsion.

Un des dispositifs les plus importants, indispensables et critiques dans les chaînes de transmissions est toujours l'amplificateur de puissance RF car c'est l'élément le plus non-linéaire et le plus énergivore. C'est l'élément actif qui a le plus d'influence sur les paramètres les plus significatifs des systèmes. Il a un impact direct sur le bilan énergétique (consommation et rendement), sur la largeur de bande de fréquence supportée par le système et sur les distorsions apportées par les systèmes liés directement à leurs non-linéarités. La Figure I.29 montre la position de l'amplificateur de puissance dans une chaîne de transmission classique.

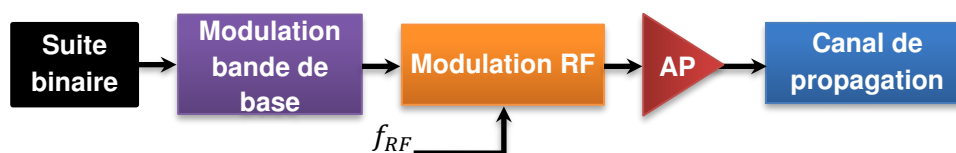


Figure I. 29 : Position de l'amplificateur de puissance RF (AP) dans une chaîne d'émission RF

III.2 Définition d'un amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance RF est composé principalement d'un ou plusieurs transistors à effet de champs (MOSFET, MESFET, HEMT) ou d'un ou plusieurs transistors bipolaires (HBT). Ces transistors sont des composants actifs. Le choix des transistors dépend des caractéristiques de ces composants à semi-conducteur et de leurs propriétés intrinsèques en fonction de l'application RF visée. Le tableau I.3 représente les propriétés de quelques matériaux semi-conducteurs utilisés en conception d'amplificateurs RF par des transistors à effet de champs. L'industrie des transistors destinés à l'amplification de puissance RF s'oriente maintenant vers l'utilisation de matériaux présentant une forte bande interdite (« Bandgap ») comme le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN). La bande d'énergie interdite, définie comme étant l'énergie requise pour le transfert d'un électron de la bande de valence vers la bande de conduction dans un semi-conducteur, détermine à la fois la température maximale admissible dans le dispositif et ses limitations en puissance [19] [20]. Pour ces propriétés, les matériaux à large bande interdite comme le GaN et le SiC ont été dans les dernières années l'objet de plusieurs recherches pour des applications nécessitant l'amplification de puissance RF à haut rendement et à large bande passante comme dans les systèmes des télécommunications sans fils [21] [22]. La Figure I.30 montre la plage de puissance et de fréquences d'application de plusieurs matériaux semi-conducteurs à l'exception du Klystron et les tubes à vide qui, malgré l'ancienneté, sont toujours utilisés dans les domaines nécessitant de très fortes puissances de fonctionnement [23].

Tableau I. 3 : Propriétés des semi-conducteurs

Propriétés	Si	Ge	GaAs	GaN	4H-SiC	InP
La mobilité d'électrons ($\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	1500	3900	8500	1000	900	5400
Mobilité des trous ($\text{cm}^2 \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	450	1900	400	350	120	200
Bande interdite (eV)	1.12	0.66	1.42	3.2	3.23	1.35
Champ Avalanche (10^5 V/cm)	3.8	2.3	4.2	50	35	5.0
Saturated drift velocity (10^7 cm/s)	0.7	0.6	2.0	1.8	0.8	2.0
Champ de saturation (10^3 V/cm)	8		3	15	25	25
La conductivité thermique à 25°C ($\text{W/cm} \cdot ^\circ$)	1.4	0.6	0.45	1.7	4.9	0.68
Constante diélectrique	11.9		12.9	14	10	8
La résistance de substrat (St cm)			>1000	>1000	>1000	>1000
Transistors			MESFET			MESFET
			HEMT	MESFET	MESFET	HEMT



		HBT	HEMT	HEMT	HBT
		P-HEMT			P-HEMT

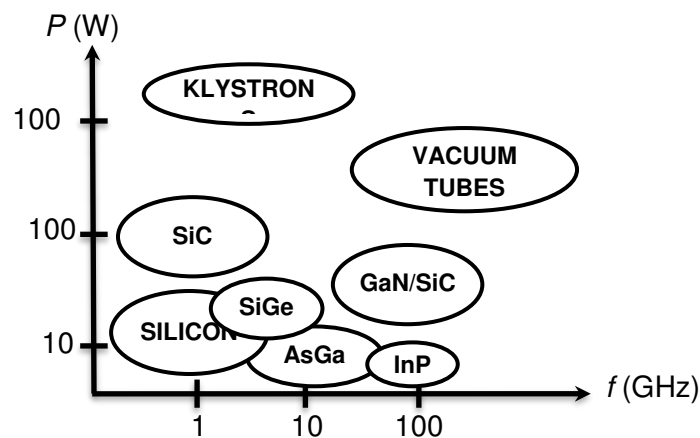


Figure I. 30 : Plage de de fréquence de fonctionnement de quelques générateurs RF et semi-conducteurs employés en amplification de puissance

L'architecture générale d'un amplificateur de puissance RF nécessite, une alimentation, un circuit d'adaptation en entrée et en sortie. Ces trois éléments en plus du ou des transistors, forment le quadripôle d'amplification de puissance. La Figure I.31 montre la structure générale de l'amplificateur de puissance.

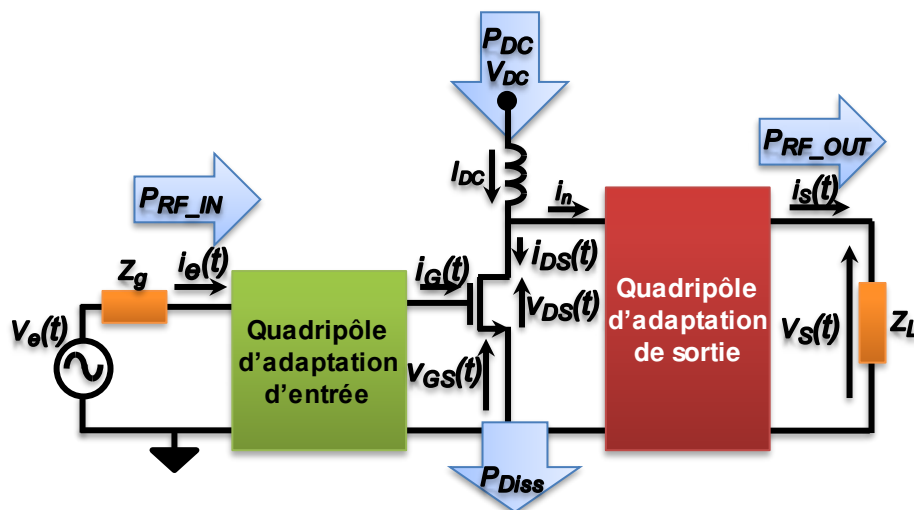


Figure I. 31 : Schéma de principe d'un amplificateur de puissance RF

III.3 Définition des paramètres de l'amplificateur de puissance

La conception et la caractérisation de l'amplificateur de puissance RF passe initialement par la définition de ses paramètres de puissance. La Figure I.32 donne la définition des grandeurs en puissances moyennes à une fréquence donnée. On considère l'amplificateur

comme étant un quadripôle. A son entrée, une puissance est fournie par un générateur RF ou un étage précédent. Cette puissance est appelée Puissance disponible moyenne $\overline{P_{Disp}}$ (obtenue lorsque Z_g^* est présentée en sortie du générateur). Cette puissance est la différence à une fréquence donnée entre une puissance incidente moyenne, $\overline{P_I}$ et la puissance réfléchie moyenne $\overline{P_{Ref}}$. En sortie du quadripôle, la puissance transmise ou de sortie est générée $\overline{P_S}$. L'hypothèse d'une charge adaptée présentée en sortie de l'amplificateur conduit à obtenir une puissance réfléchie nulle en sortie de l'amplificateur. Cette impédance Z_L est souvent choisie égale à 50Ω . La puissance dissipée dans Z_L est égale à la puissance $\overline{P_L}$ est donc, dans le cadre de cette hypothèse, égale à $\overline{P_S}$. L'amplificateur est alimenté avec une puissance issue d'une alimentation continue appelée P_{DC} ; une partie de cette puissance est dissipée sous forme de chaleur, appelée P_{Diss} .

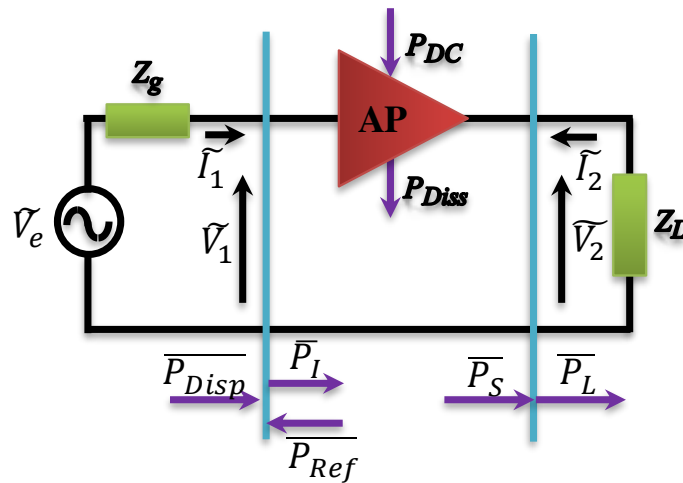


Figure I. 32 : Puissances mise en œuvre dans un amplificateur de puissance RF.

III.3.1 Notions de puissances aux accès de l'amplificateur

Les puissances sont généralement exprimées en dBm, la relation de conversion du mW vers le dBm est la suivante :

$$P_{(dBm)} = 10 \times \text{Log}(P_{(mW)}) \quad (\text{I.37})$$

Notons les accès 1 et 2 par i pour simplifier l'écriture des équations. Les courants et tensions de la Figure I.32 sont des amplitudes complexes à une fréquence donnée. La tension et le courant à l'accès i du dipôle sont exprimés à la pulsation ω_0 par les équations suivantes :

$$\tilde{V}_i(t) = \tilde{V}_i e^{j\omega_0 t} \quad (\text{I.38})$$

$$\tilde{V}_i \text{ est l'amplitude complexe : } \tilde{V}_i = V_i e^{j\varphi_i} \quad (\text{I.39})$$

De même pour les courants : $\bar{I}_i(\omega_0) = \tilde{I}_i e^{j\omega_0 t}$ (I.40)

\tilde{I}_i est le courant complexe : $\tilde{I}_i = I_i e^{j\theta_i}$ (I.41)

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

$$v_i(t) = V_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i) = \text{Re}[\bar{V}_i] \quad (\text{I.42})$$

$$i_i(t) = I_i \cos(\omega_0 t + \theta_i) = \text{Re}[\bar{I}_i] \quad (\text{I.43})$$

Il est possible d'établir les équations des puissances instantanées à partir des équations (I.38) et (I.39) :

$$P_{ins}(t) = v_i(t) \times i_i(t) \quad (\text{I.44})$$

En utilisant les équations (I.38) et (I.39) cette équation peut être exprimée sous la forme :

$$\begin{aligned} P_{ins}(t) &= V_i \cos(\omega_0 t + \varphi_i) I_i \cos(\omega_0 t + \theta_i) \\ &= \frac{V_i I_i}{2} \cos(2\omega_0 t + \varphi_i + \theta_i) \cos(\varphi_i - \theta_i) \end{aligned} \quad (\text{I.45})$$

L'équation I.41 montre que la puissance instantanée est une sinusoïde d'une pulsation égale à $2\omega_0$ autour d'une valeur moyenne égal à $\frac{V_0 I_0}{2} \cos(\varphi_i)$, ou $\varphi_i = \varphi_i - \theta_i$ représente le déphasage entre la tension et le courant de l'accès i de l'amplificateur. La puissance moyenne délivrée à un dipôle linéaire s'écrit alors sous la forme :

$$\bar{P}_{avg}(\omega_0) = \frac{V_0 I_0}{2} \cos(\varphi_i) \quad (\text{I.46})$$

De façon générale, pour un signal périodique de période $T_0 = 2\pi/\omega_0$, les puissances instantanées et moyennes sont reliées par l'équation suivante :

$$\bar{P}_{avg}(\omega_0) = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} P_{ins}(t) dt \quad (\text{I.47})$$



De même, la puissance moyenne peut être calculée en utilisant les amplitudes complexes définies par les équations (I.35) et (I.37) :

$$\bar{P}_{avg}(\omega_0) = \frac{1}{2} Re[\tilde{V}_i \times \tilde{I}_i^*] \quad (I.48)$$

La puissance disponible du générateur à la pulsation ω_0 est décrite par la force électromotrice du générateur et son impédance interne comme :

$$P_{disp}(\omega_0) = \frac{1}{8} \frac{|E_g(\omega_0)|}{Re[Z_g]} \quad (I.49)$$

III.3.2 Notions d'ondes de puissance aux accès de l'amplificateur

Dans les applications aux fréquences microondes, la connaissance des courants est très compliquée à obtenir. Des variables plus facilement mesurables sont utilisées, ce sont les ondes de puissances qui sont des combinaisons linéaires des tensions et courants [24]. Les ondes de puissance ont été introduites par Penfield [25] pour l'analyse des performances en bruit des amplificateurs à résistance négative. Elles ont été utilisées par Kurokawa [24] pour l'analyse du bruit mesuré dans les amplificateurs linéaires. Ces ondes lorsqu'elles sont définies dans le domaine fréquentiel sont des grandeurs complexes permettant d'obtenir les différents paramètres de l'amplificateur de puissance RF. Elles permettent aussi de définir les paramètres [S] des dispositifs fonctionnant en régime linéaire. La simplicité des bancs de mesures permettant l'accès aux ondes de puissance d'une part et les difficultés d'atteindre les paramètres en courant/tension avec des sondes appropriées rend très avantageux l'emploi de ces grandeurs pour la caractérisation des dispositifs RF.

Les ondes de puissance incidentes \tilde{a}_i et réfléchies \tilde{b}_i de l'accès i d'un quadripôle sont données par les équations suivantes [26] [27] à la pulsation ω_0 :

$$\tilde{a}_i(\omega_0) = \frac{\tilde{V}_i(\omega_0) + Z_i \tilde{I}_i(\omega_0)}{2\sqrt{Re[Z_i]}} \quad (I.50)$$

$$\tilde{b}_i(\omega_0) = \frac{\tilde{V}_i(\omega_0) - Z_i^* \tilde{I}_i(\omega_0)}{2\sqrt{Re[Z_i]}} \quad (I.51)$$



A partir des équations (I.46) et (I.47) il est possible d'obtenir les équations des courants et tensions en fonctions des ondes de puissances, selon Kurokawa [25] :

$$\tilde{V}_i(\omega_0) = \frac{p_i}{\sqrt{\operatorname{Re}[Z_i]}} \left(Z_i^* \tilde{a}_i(\omega_0) + Z_i \tilde{b}_i(\omega_0) \right) \quad (\text{I.52})$$

$$\tilde{I}_i(\omega_0) = \frac{p_i}{\sqrt{\operatorname{Re}[Z_i]}} \left(\tilde{a}_i(\omega_0) + \tilde{b}_i(\omega_0) \right) \quad (\text{I.53})$$

Ou p_i est une constante définie comme suit : $p_i \begin{cases} 1 & \text{quand } \operatorname{Re}[Z_i] > 0 \\ -1 & \text{quand } \operatorname{Re}[Z_i] < 0 \end{cases}$

En général les impédances caractéristiques des lignes de transmissions, les impédances internes des générateurs et les charges adaptées sont prises égale à $Z_0 = 50\Omega$, ce qui simplifie les équations (I.48) et (I.49) :

$$\tilde{a}_i(\omega_0) = \frac{\tilde{V}_i(\omega_0) + R_0 \tilde{I}_i(\omega_0)}{2\sqrt{R_0}} \quad , \quad \tilde{b}_i(\omega_0) = \frac{\tilde{V}_i(\omega_0) - R_0 \tilde{I}_i(\omega_0)}{2\sqrt{R_0}} \quad (\text{I.54})$$

$$\begin{cases} \tilde{V}_i(\omega_0) = \sqrt{Z_0} (\tilde{a}_i(\omega_0) + \tilde{b}_i(\omega_0)) \end{cases} \quad (\text{I.55})$$

$$\begin{cases} \tilde{I}_i(\omega_0) = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (\tilde{a}_i(\omega_0) - \tilde{b}_i(\omega_0)) \end{cases} \quad (\text{I.56})$$

Dans le domaine temporel, les équations des tensions et courant peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$v_i(t) = \sqrt{Z_0} (a_i(t) + b_i(t)) \quad (\text{I.57})$$

$$v_i(t) = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} (a_i(t) - b_i(t)) \quad (\text{I.58})$$

Ces équations montrent la possibilité de passer de la représentation des ondes de puissance vers les tensions/courants correspondants et inversement selon les cas. Les ondes RF qui sont utilisées expérimentalement sont toujours des ondes de tensions présentant des impédances de 50Ω . Cela implique que les signaux récupérés sont des tensions et une conversion est nécessaire pour définir les puissances selon l'équation suivante :



$$a_i(t) = \frac{V_{a_i}(t)}{\sqrt{Z_0}} \quad , \quad b_i(t) = \frac{V_{b_i}(t)}{\sqrt{Z_0}} \quad (I.59)$$

Les puissances moyennes disponible ou transmise montrées sur la Figure I.31 peuvent être écrites à partir de l'équation (I.42) :

$$P_{Disp}(\omega_i) = \frac{1}{2} Re\{\tilde{V}_1(\omega_i) \tilde{I}_1(\omega_i)\} = \frac{1}{2} (|\tilde{a}_1(\omega_i)|^2 - |\tilde{b}_1(\omega_i)|^2) \quad (I.60)$$

La puissance moyenne disponible à l'entrée de l'amplificateur se décompose en puissances transmises et réfléchies. Les équations de ces dernières sont les suivantes :

$$\overline{P_I(\omega_i)} = \frac{1}{2} |\tilde{a}_1(\omega_i)|^2 \quad , \quad \overline{P_{Ref}(\omega_i)} = \frac{1}{2} |\tilde{b}_1(\omega_i)|^2 \quad (I.61)$$

La puissance moyenne disponible peut être exprimée aussi en fonction du coefficient de réflexion à l'entrée (accès 1). Ce coefficient est défini comme étant le rapport des ondes de puissance réfléchie et incidente. La relation générale pour un accès i est la suivante :

$$\Gamma_i(\omega_i) = \frac{\tilde{b}_i(\omega_i)}{\tilde{a}_i(\omega_i)} = \frac{Z_i - Z_0^*}{Z_i + Z_0} \quad (I.62)$$

La puissance disponible peut être exprimée en fonction de l'onde incidente et le coefficient de réflexion :

$$\overline{P_{Disp}(\omega_i)} = \frac{1}{2} |\tilde{a}_1(\omega_i)|^2 (1 - |\Gamma_{in}(\omega_i)|^2) \quad (I.63)$$

De même, la puissance de sortie de l'amplificateur et la puissance transférée à la charge sont données par les équations suivantes :

$$\overline{P_S(\omega_i)} = \overline{P_L(\omega_i)} = \frac{1}{2} |\tilde{b}_2(\omega_i)|^2 \quad (I.64)$$

III.3.3 Notions de puissances moyennes et instantanées en présence de signaux modulés (temps continu et temps discret)

Les bancs d'acquisition des signaux RF dans le domaine temporel aux accès d'un amplificateur de puissance permettent d'accéder aux puissances instantanées et moyennes à partir des signaux temporels acquis.



En reprenant les notations des équations I.27 et en utilisant les amplitudes complexes des équations suivantes :

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

Un signal de tension $v(t)$ s'écrit sous la forme :

$$v(t) = \text{Re}[\tilde{v}(t)e^{j\omega_0 t}] \quad (I.66)$$

Il est possible de calculer, pour un signal RF de période de répétition égale à T_{env} , la puissance moyenne avec l'équation I.63 :

$$\overline{P_{avg}} = \frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{v^2(t)}{Z_{ref}} dt \quad (I.67)$$

Ou encore, à partir de l'amplitude complexe :

$$\overline{P_{avg}} = \frac{1}{2T_{env}} \int_0^{T_{env}} \frac{|\tilde{v}(t)|^2}{Z_{ref}} dt \quad (I.68)$$

En réalité les signaux RF mesurés avec un banc de caractérisation sont numérisés et représentés par une suite d'échantillons codés en format binaire. Le nombre de bits correspond à la résolution du convertisseur analogique numérique (CAN) utilisé pour l'échantillonnage. Ce signal échantillonné peut alors s'écrire sous la forme suivante :

$$v_k = v[kT_e] \quad \text{avec} \quad k \in \{0, 1, 2, \dots, N\} \quad (I.69)$$

N représente le nombre des échantillons dans une période de répétition du signal $v(t)$ et T_e représente la période d'échantillonnage selon la technique d'acquisition utilisée. Les équations (I.67) et (I.68) pour un signal RF numérisé s'écrivent alors :

$$\overline{P_{avg}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{v_k^2}{Z_{ref}} \quad (I.70)$$

$$\overline{P_{avg}} = \frac{1}{2M} \sum_{k=0}^M \frac{|\tilde{v}_{kn}|^2}{Z_{ref}} \quad (I.71)$$

La puissance instantanée peut être définie comme la puissance moyenne d'un signal dans un temps τ très petit devant la période de répétition d'un signal. Cette définition est plus adaptée à un signal numérique dont le mot binaire instantané correspond au temps d'un échantillon ou à la période d'échantillonnage $\tau = T_e$. Les équations de ces puissances peuvent alors s'exprimer comme suit :



$$P_{inst} = \frac{1}{\tau} \int_0^\tau \frac{v(t)}{Z_{ref}} dt \quad (I.72)$$

A partir de ces équations et en faisant tendre τ vers 0, il est possible de définir les puissances instantanées d'un signal numérique comme :

$$P_{inst}[k] = \frac{v_k^2}{Z_{ref}} \quad (I.73)$$

Les puissances moyennes aux bornes d'un quadripôle sont définies à partir des ondes de puissance numériques à ces accès (ou aux ondes de tensions associées selon les sondes de mesures utilisées). Un récapitulatif des puissances instantanées aux bornes d'un quadripôle est résumé dans le tableau I.4. Dans ce tableau, l'impédance caractéristique et l'impédance interne du générateur sont supposées égales à $Z_{ref} = Z_0 = 50 \Omega$.

Le tableau I.4 montre les puissances associées aux ondes de tension continues et discrètes dans le domaine temporel.

Remarque 1 : $a_{iv}, b_{iv}, a_{ivk}, b_{ivk}$ sont les ondes de tensions correspondantes respectives aux ondes de puissances a_i, b_i, a_{ik}, b_{ik} .

Remarque 2 : $\tilde{a}_{iv}, \tilde{b}_{iv}, \tilde{a}_{ivk}, \tilde{b}_{ivk}$ sont les amplitudes complexes des ondes de tensions correspondant aux amplitudes complexes des ondes de puissances $\tilde{a}_i, \tilde{b}_i, \tilde{a}_{ik}, \tilde{b}_{ik}$.

Le tableau I.5 donne les puissances moyennes définies à partir des signaux temporels à temps continus et à temps discret.



Tableau I. 4 : puissances instantanées associées aux ondes de tension

Puissances instantanées	Domaine temporel réel $v(t)$		Domaine temporel d'enveloppe $\tilde{v}(t)$	
	Variables Continues	Variables Discrètes	Variables Continues	Variables Discrètes
$P_{\text{incidente}}$ (puissance disponible)	$P_{\text{inc}}(t) = \frac{a_{1v}(t)^2}{Z_0}$	$P_{\text{inc}}[k] = \frac{a_{1vk}^2}{Z_0}$	$P_{\text{inc}}(t) = \frac{ \tilde{a}_{1v}(t) ^2}{Z_0}$	$P_{\text{inc}}[k] = \frac{ \tilde{a}_{1vk} ^2}{Z_0}$
$P_{\text{entrée}} = P_{\text{incidente}} - P_{\text{réfléchi}}$	$P_e(t) = \frac{a_{1v}(t)^2}{Z_0} - \frac{b_{1v}(t)^2}{Z_0}$	$P_e[k] = \frac{a_{1vk}^2}{Z_0} - \frac{b_{1vk}^2}{Z_0}$	$P_e(t) = \frac{ \tilde{a}_{1v}(t) ^2}{Z_0} - \frac{ \tilde{b}_{1v}(t) ^2}{Z_0}$	$P_e[k] = \frac{ \tilde{a}_{1vk} ^2}{Z_0} - \frac{ \tilde{b}_{1vk} ^2}{Z_0}$
P_{sortie}	$P_s(t) = \frac{b_{2v}(t)^2}{Z_0}$	$P_s[k] = \frac{b_{2vk}^2}{Z_0}$	$P_s(t) = \frac{ b_{2v}(t) ^2}{Z_0}$	$P_s[k] = \frac{ \tilde{b}_{2vk} ^2}{Z_0}$
P_{charge}	$P_L(t) = \frac{b_{2v}(t)^2}{Z_0} - \frac{a_{2v}(t)^2}{Z_0}$	$P_L[k] = \frac{b_{2vk}^2}{Z_0} - \frac{a_{2vk}^2}{Z_0}$	$P_L(t) = \frac{ b_{2v}(t) ^2}{Z_0} - \frac{ \tilde{a}_{2v}(t) ^2}{Z_0}$	$P_L[k] = \frac{ \tilde{b}_{2vk} ^2}{Z_0} - \frac{ \tilde{a}_{2vk} ^2}{Z_0}$
P_{DC}	$P_{DC}(t) = V_{DC}(t) \times I_{DC}(t)$	$P_{DC}[k] = V_{DC}[k] \times I_{DC}[k]$	$P_{DC}(t) = V_{DC}(t) \times I_{DC}(t)$	$P_{DC}[k] = V_{DC}[k] \times I_{DC}[k]$
$P_{\text{dissipée}}$	$P_{\text{diss}}(t) = P_e(t) + P_{DC}(t) - P_s(t)$	$P_{\text{diss}}[k] = P_e[k] + P_{DC}[k] - P_s[k]$	$P_{\text{diss}}(t) = P_e(t) + P_{DC}(t) - P_s(t)$	$P_{\text{diss}}[k] = P_e[k] + P_{DC}[k] - P_s[k]$
$P_{\text{ajoutée}}$	$P_{aj}(t) = P_s(t) - P_e(t)$	$P_{aj}[k] = P_s[k] - P_e[k]$	$P_{aj}(t) = P_s(t) - P_e(t)$	$P_{aj}[k] = P_s[k] - P_e[k]$
$\eta_{\text{sortie}} (P_e \ll P_s)$	$\frac{P_s(t)}{P_{DC}(t)} = 1 - \frac{P_{\text{diss}}(t)}{P_{DC}(t)}$	$\frac{P_s[k]}{P_{DC}[k]} = 1 - \frac{P_{\text{diss}}[k]}{P_{DC}[k]}$	$\frac{P_s(t)}{P_{DC}(t)} = 1 - \frac{P_{\text{diss}}(t)}{P_{DC}(t)}$	$\frac{P_s[k]}{P_{DC}[k]} = 1 - \frac{P_{\text{diss}}[k]}{P_{DC}[k]}$
PAE (rendement)	$\frac{P_s(t) - P_e(t)}{P_{DC}(t)}$	$\frac{P_s[k] - P_e[k]}{P_{DC}[k]}$	$\frac{P_s(t) - P_e(t)}{P_{DC}(t)}$	$\frac{P_s[k] - P_e[k]}{P_{DC}[k]}$



Tableau I. 5 : Formules des puissances moyennes aux accès d'un quadripôle (signaux périodiques)

Puissances moyennes (W)	Domaine temporel		Domaine fréquentiel	
	Variables Continues	Variables Discrètes	Variables Continues	Variables Discrètes
$\bar{P}_{\text{incidente ou disponible}}$	$\overline{P_{\text{inc}}(t)} = \frac{1}{T_{\text{env}}} \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{a_{1v}^2(t)}{Z_0} dt$ $\overline{P_{\text{inc}}(t)} = \frac{1}{2T_{\text{env}}} \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{ \tilde{a}_{1v}(t) ^2}{Z_0} dt$	$\overline{P_{\text{inc}}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{a_{1vk}^2}{Z_0}$ $\overline{P_{\text{inc}}} = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{a}_{1vk} ^2}{Z_0}$	$\overline{P_{\text{inc}}(f)} = \int_{f_c-1/T_{\text{env}}}^{f_c+1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{a_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$ $\overline{P_{\text{inc}}(f)} = \int_{-1/T_{\text{env}}}^{1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{\tilde{a}_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$	$\overline{P_{\text{inc}}} = \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{a_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2$ $\overline{P_{\text{inc}}} = \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{a}_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2$
$\bar{P}_{\text{entrée}} = \bar{P}_{\text{incidente}} - \bar{P}_{\text{réfléchie}}$	$\overline{P_e(t)} = \frac{1}{T_{\text{env}}} \left[\int_0^{T_{\text{env}}} \frac{a_{1v}^2(t)}{Z_0} dt - \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{b_{1v}^2(t)}{Z_0} dt \right]$ $\overline{P_e(t)} = \frac{1}{2T_{\text{env}}} \left[\int_0^{T_{\text{env}}} \frac{ \tilde{a}_{1v}(t) ^2}{Z_0} dt - \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{ \tilde{b}_{1v}(t) ^2}{Z_0} dt \right]$	$\bar{P}_e = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{a_{1vk}^2}{Z_0} - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{b_{1vk}^2}{Z_0}$ $\bar{P}_e = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{a}_{1vk} ^2}{Z_0} - \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{b}_{1vk} ^2}{Z_0}$	$\overline{P_e(f)} = \int_{f_c-1/T_{\text{env}}}^{f_c+1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{a_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df - \int_{f_c-1/T_{\text{env}}}^{f_c+1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{b_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$ $\overline{P_e(f)} = \int_{-1/T_{\text{env}}}^{1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{\tilde{a}_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df - \int_{-1/2T_{\text{env}}}^{1/2T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{\tilde{b}_{1v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$	$\bar{P}_e = \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{a_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2 - \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{b_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2$ $\bar{P}_e = \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{a}_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2 - \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{b}_{1vk}}{Z_0} \right) \right ^2$
\bar{P}_{sortie}	$\overline{P_s(t)} = \frac{1}{T_{\text{env}}} \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{b_{2v}^2(t)}{Z_0} dt$ $\overline{P_s(t)} = \frac{1}{2T_{\text{env}}} \int_0^{T_{\text{env}}} \frac{ \tilde{b}_{2v}(t) ^2}{Z_0} dt$	$\bar{P}_s = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{b_{2vk}^2}{Z_0}$ $\bar{P}_s = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{b}_{2vk} ^2}{Z_0}$	$\overline{P_s(f)} = \int_{f_c-1/T_{\text{env}}}^{f_c+1/T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{b_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$ $\overline{P_s(f)} = \int_{-1/2T_{\text{env}}}^{1/2T_{\text{env}}} \left TF \left(\frac{\tilde{b}_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$	$\bar{P}_s = \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{b_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2$ $\bar{P}_s = \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{b}_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2$



Puissances moyennes (W)	Domaine temporel		Domaine fréquentiel	
	Variables Continues	Variables Discrètes	Variables Continues	Variables Discrètes
\bar{P}_{charge}	$\overline{P_L(t)} = \frac{1}{T_{env}} \left[\int_0^{T_{env}} \frac{b_{2v}^2(t)}{Z_0} dt - \int_0^{T_{env}} \frac{a_{2v}^2(t)}{Z_0} dt \right]$ $\overline{P_L(t)} = \frac{1}{2T_{env}} \left[\int_0^{T_{env}} \frac{ \tilde{b}_{2v}(t) ^2}{Z_0} dt - \int_0^{T_{env}} \frac{ \tilde{a}_{2v}(t) ^2}{Z_0} dt \right]$	$\bar{P}_L = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{b_{2vk}^2}{Z_0} - \frac{1}{N} \sum_{k=0}^N \frac{a_{2vk}^2}{Z_0}$ $\bar{P}_L = \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{b}_{2vk} ^2}{Z_0} - \frac{1}{2N} \sum_{k=0}^N \frac{ \tilde{a}_{2vk} ^2}{Z_0}$	$\overline{P_L(f)} = \int_{f_c-1/T_{env}}^{f_c+1/T_{env}} \left TF \left(\frac{b_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df - \int_{f_c-1/T_{env}}^{f_c+1/T_{env}} \left TF \left(\frac{a_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$ $\overline{P_L(f)} = \int_{-1/2T_{env}}^{1/2T_{env}} \left TF \left(\frac{\tilde{b}_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df - \int_{-1/2T_{env}}^{1/2T_{env}} \left TF \left(\frac{\tilde{a}_{2v}(t)}{Z_0} \right) \right ^2 df$	$\bar{P}_L = \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{b_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2 - \sum_{k=0}^N \left TFD \left(\frac{a_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2$ $\bar{P}_L = \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{b}_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2 - \sum_{k=-N/2}^{N/2+1} \left TFD \left(\frac{\tilde{a}_{2vk}}{Z_0} \right) \right ^2$
$\bar{P}_{ajoutée}$	$\overline{P_{aj}(t)} = \overline{P_s(t)} - \overline{P_e(t)}$	$\bar{P}_{aj} = \bar{P}_s - \bar{P}_e$	$\overline{P_{aj}(f)} = \overline{P_s(f)} - \overline{P_e(f)}$	$\bar{P}_{aj} = \bar{P}_s - \bar{P}_e$
\bar{P}_{DC}	$\frac{1}{T_{env}} \int_0^{T_{env}} V_{DC}(t) \times I_{DC}(t) \cdot dt$	$\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N V_{DC}[k] \times I_{DC}[k]$	$\int_0^{1/T_{env}} TF[V_{DC}(t) \times I_{DC}(t)] df$	$\sum_{k=0}^N TFD[V_{DC}[k] \times I_{DC}[k]]$
$\bar{P}_{dissipée}$	$\overline{P_{dis}(t)} = \overline{P_e(t)} + \overline{P_{DC}(t)} - \overline{P_s(t)}$	$\bar{P}_{dis} = \bar{P}_e + \bar{P}_{DC} - \bar{P}_s$	$\overline{P_{dis}(f)} = \overline{P_e(f)} + \overline{P_{DC}(f)} - \overline{P_s(f)}$	$\bar{P}_{dis} = \bar{P}_e + \bar{P}_{DC} - \bar{P}_s$
$\eta_{sortie} (P_e \ll P_s)$	$\frac{\overline{P_s(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}} = 1 - \frac{\overline{P_{dis}(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}}$	$\frac{\bar{P}_s}{\bar{P}_{DC}} = 1 - \frac{\bar{P}_{dis}}{\bar{P}_{DC}}$	$\frac{\overline{P_s(f)}}{\overline{P_{DC}(f)}} = 1 - \frac{\overline{P_{dis}(f)}}{\overline{P_{DC}(f)}}$	$\frac{\bar{P}_s}{\bar{P}_{DC}} = 1 - \frac{\bar{P}_{dis}}{\bar{P}_{DC}}$
PAE (%)	$\frac{\overline{P_s(t)} - \overline{P_e(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}}$	$\frac{\bar{P}_s - \bar{P}_e}{\bar{P}_{DC}}$	$\frac{\overline{P_s(f)} - \overline{P_e(f)}}{\overline{P_{DC}(f)}}$	$\frac{\bar{P}_s - \bar{P}_e}{\bar{P}_{DC}}$



Remarque 1 : $a_{iv}, b_{iv}, a_{ivk}, b_{ivk}$ sont les ondes de tensions réelles correspondant respectivement aux ondes de puissances réelles a_i, b_i, a_{ik}, b_{ik} .

Remarque 2 : $\tilde{a}_{iv}, \tilde{b}_{iv}, \tilde{a}_{ivk}, \tilde{b}_{ivk}$ sont les amplitudes complexes des ondes de tensions correspondant aux amplitudes complexes des ondes de puissances $\tilde{a}_i, \tilde{b}_i, \tilde{a}_{ik}, \tilde{b}_{ik}$.

Remarque 3 : f_k est la fréquence discrète de signaux périodiques

Les ondes de tension et les ondes de puissance numérisées sont définies selon l'équation suivante :

$$a_{ik} = \frac{a_{ivk}}{\sqrt{Z_0}} \quad \tilde{a}_{ik} = \frac{\tilde{a}_{ivk}}{\sqrt{Z_0}} \quad (I.74)$$

Les formules programmées par la suite dans les logiciels de traitement de signal sont celles encadrés (temporel discret ou fréquentiel discret).

III.4 Paramètres généraux des amplificateurs de puissance

Les amplificateurs de puissance sont caractérisés par leurs performances en puissance. Les critères de performance qui leur sont associés sont calculés et définis en fonction des signaux d'excitation.

III.4.1 Gain en puissance dans un AP

Le gain en puissance d'un amplificateur est défini par le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Plusieurs calculs réalisés à partir des signaux temporels (à temps continu ou à temps discret) ou à partir des transformées de Fourier (variables continues ou discrètes) permettent d'obtenir les résultats donnés dans le tableau I.6.

Tableau I. 6 : Gains en puissance

	Instantané		Moyen			
	Continu	Discret	Temporel		Fréquentiel	
			Continu	Discret	Continu	Discret
G_P	$G_P(t) = \frac{P_s(t)}{P_e(t)}$	$G_P[k] = \frac{P_s[k]}{P_e[k]}$	$\overline{G_P(t)} = \frac{\overline{P_s(t)}}{\overline{P_e(t)}}$	$\overline{G_P} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_e}}$	$\overline{G_P(f)} = \frac{\overline{P_s(f)}}{\overline{P_e(f)}}$	$\overline{G_P} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_e}}$

Un amplificateur de puissance est un dispositif non-linéaire donc les gains en puissance moyens sont calculés uniquement aux fréquences d'excitation de l'amplificateur et pas aux fréquences créées par les non-linéarités.

A très bas niveau l'amplificateur de puissance est linéaire et les gains en puissance sont des gains dits "linéaires" de référence pour définir la compression ou l'expansion de gain.

Quand la puissance d'entrée augmente, les variations des courants et tensions ont tendance à être limités par les non-linéarités de l'amplificateur et la puissance de sortie atteint une valeur appelée puissance de saturation. Dans ce cas le gain tend vers 0 :

La Figure I.33 montre un exemple des signaux numériques discrets en entrée et en sortie d'un amplificateur de puissance non-linéaire.

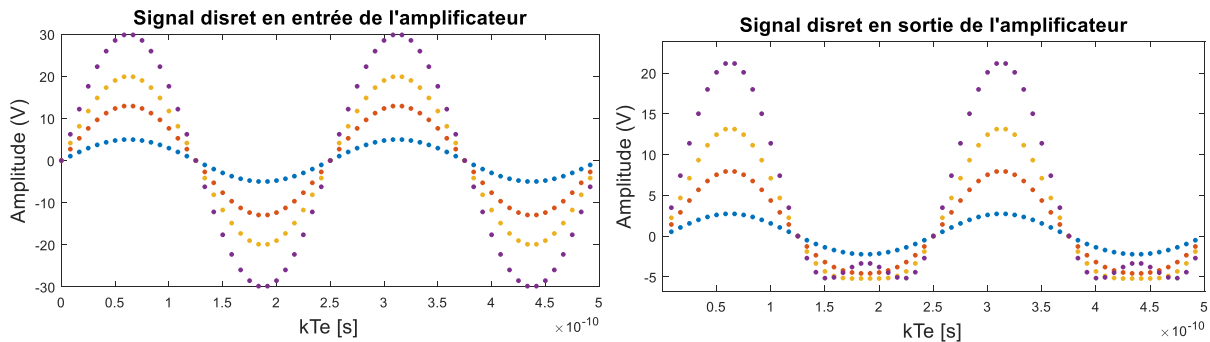


Figure I. 33: Représentation des signaux discrets d'entrée et de sortie d'un amplificateur de puissance

Le gain transducique aussi appelé gain d'insertion est défini par le rapport de la puissance (en Watt) délivrée à la charge sur la puissance disponible du générateur en Watt [Figure (I.31)]. Plusieurs calculs conduisent aux expressions du tableau I.7.

Tableau I. 7 : Gains d'insertion

	Instantané		Moyen			
	Continu	Discret	Temporel		Fréquentiel	
			Continu	Discret	Continu	Discret
G_I	$G_P(t) = \frac{P_s(t)}{P_{inc}(t)}$	$G_P[k] = \frac{P_s[k]}{P_{inc}[k]}$	$\overline{G_P(t)} = \frac{\overline{P_s(t)}}{\overline{P_{inc}(t)}}$	$\overline{G_P} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_{inc}}}$	$\overline{G_P(f)} = \frac{\overline{P_s(f)}}{\overline{P_{inc}(f)}}$	$\overline{G_P} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_{inc}}}$

En supposant 1 mW comme une référence, les niveaux de puissance sont exprimés en décibels selon la transformation suivante :

$$P_{dBm} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P}{1mW} \right) = 10 \cdot \log_{10}(P_{mW}) = 10 \cdot \log_{10}(P_W) + 30 \quad (I.75)$$

$$P_{mW} = 10^{\frac{P_{dBm}}{10}}$$

Les gains exprimés en dB sont définis par la relation suivante :

$$G_{dB} = 10 \times \log_{10}[G] \quad (I.76)$$

Le gain et la puissance de sortie exprimés en dB et en dBm respectivement peuvent être exprimés en fonction de la puissance d'entrée. Un exemple de ces courbes est donné sur la Figure I.34 avec les puissances moyennes calculées à partir des signaux temporels ou de leurs transformées de Fourier. Cette Figure fait clairement apparaître la "zone linéaire" de l'amplificateur dans laquelle le gain en puissance est "fixe". La zone non-linéaire correspond à la zone où le gain varie (décroissance sur la Figure I.34). Il est alors possible de définir la compression de gain en puissance en régime fort signal.

En fonction de l'application envisagée pour un amplificateur de puissance donné, il est possible de définir la puissance de sortie pour des valeurs de compression différentes, on parle par exemple de 2dB ou de 3dB de compression.

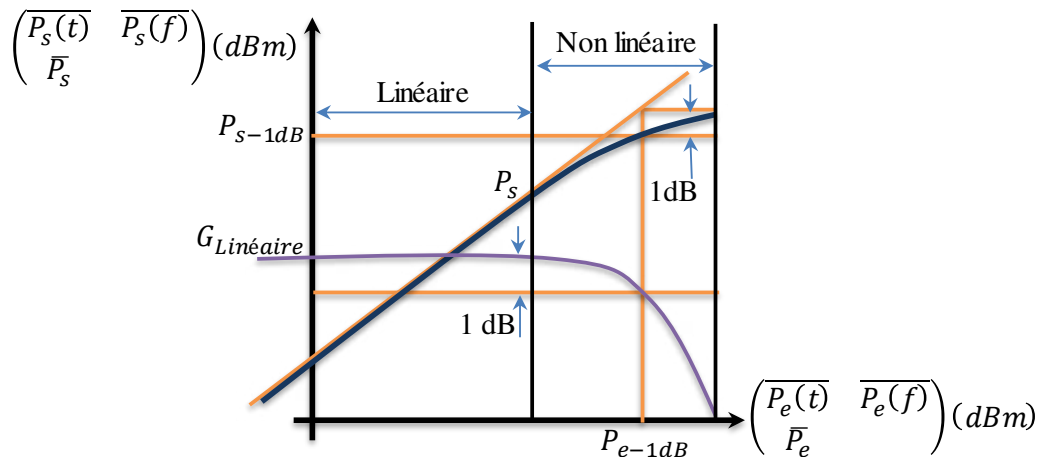


Figure I. 34 : Courbes typiques de la puissance moyenne de sortie et de gain moyen en fonction de la puissance d'entrée moyenne avec indication de compression à -1dB

III.4.2 Rendement des amplificateurs de puissance RF

De point de vue énergétique, il est possible de considérer l'AP comme étant un dispositif qui convertit l'énergie continue DC en énergie RF. Cette conversion n'est pas idéale et provoque des déformations du signal amplifié due à la non-linéarité de l'AP. Cette conversion d'énergie n'est pas non plus totale, une partie est dissipée sous forme de chaleur dans les composants de l'AP (transistor et composants passifs). Le rendement d'un AP est le paramètre qui caractérise le pouvoir de transformation de l'énergie statique DC en énergie RF, il est exprimé en %.

Le rendement d'un AP peut être défini comme étant le rapport entre la puissance RF de sortie et la puissance DC fournie. Plusieurs calculs traités dans les domaines temporels ou fréquentiels, discrets ou continus conduisent aux résultats donnés dans le tableau I.8 ci-dessous.

Le rendement peut être tracé sur le même graphique que celui du gain moyen et de la puissance moyenne de sortie en fonction de la puissance moyenne d'entrée en dBm.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{G \times P_{in}}{P_{DC}} = \frac{G}{1000 \times P_{DC}} \times 10^{P_{in}(dBm)} \quad (I.77)$$

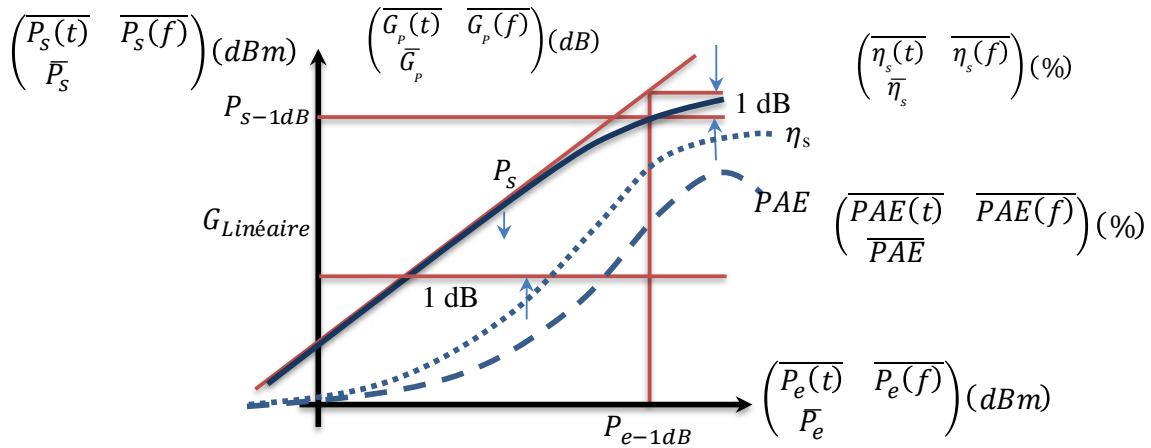


Figure I. 35 : Courbes typiques du rendement moyen de drain et du rendement en puissance ajoutée moyenne par rapport à la puissance d'entrée moyenne

D'autres formules permettent de relier les puissances et les gains aux rendements. Celles concernant les puissances moyennes sont les suivantes :

$$\overline{P_{aj}(t)} = \overline{P_s(t)} - \overline{P_e(t)} = \overline{P_s(t)} \times \left(1 - \frac{1}{\overline{G_p(t)}}\right) \quad (I.78)$$

$$\overline{PAE(t)} = \frac{\overline{P_{aj}(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}} = \frac{\overline{P_s(t)} - \overline{P_e(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}} = \frac{\overline{P_s(t)} \times \left(1 - \frac{1}{\overline{G_p(t)}}\right)}{\overline{P_{DC}(t)}} = \overline{\eta_s(t)} \times \left(1 - \frac{1}{\overline{G_p(t)}}\right) \quad (I.79)$$

Une autre définition du rendement de la puissance ajoutée associe la puissance d'entrée et la puissance DC.

$$\overline{PAE(t)} = \frac{\overline{P_s(t)}}{\overline{P_{DC}(t)} + \overline{P_e(t)}} = \overline{\eta_s(t)} \times \left(\frac{1}{1 + \frac{\overline{\eta_s(t)}}{\overline{G_p(t)}}}\right) \quad (I.80)$$

Tableau I. 8 : Rendement en puissance ajoutée (%)

	Instantané		Moyen			
	Continu	Discret	Temporel		Fréquentiel	
			Continu	Discret	Continu	Discret
Rendement de sortie (%)	$\eta_s(t) = \frac{P_s(t)}{P_{DC}(t)} \times 100$	$\eta_s[k] = \frac{P_s[k]}{P_{DC}[k]} \times 100$	$\overline{\eta_s(t)} = \frac{\overline{P_s(t)}}{\overline{P_{DC}(t)}} \times 100$	$\overline{\eta_s} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_{DC}}} \times 100$	$\overline{\eta_s(f)} = \frac{\overline{P_s(f)}}{\overline{P_{DC}(f)}} \times 100$	$\overline{\eta_s} = \frac{\overline{P_s}}{\overline{P_{DC}}} \times 100$
Rendement en puissance ajoutée (%)	$\frac{PAE(t)}{P_s(t) - P_e(t)} \times 100$	$\frac{PAE[k]}{P_s[k] - P_e[k]} \times 100$	$\frac{\overline{PAE(t)}}{\overline{P_s(t) - P_e(t)}} \times 100$	$\overline{PAE} = \frac{\overline{P_s} - \overline{P_e}}{\overline{P_{DC}}} \times 100$	$\frac{\overline{PAE(f)}}{\overline{P_s(f) - P_e(f)}} \times 100$	$\overline{PAE} = \frac{\overline{P_s} - \overline{P_e}}{\overline{P_{DC}}} \times 100$



III.5 Paramètres de distorsion des AP

Il a été montré que la non-linéarité d'un AP se traduit par les phénomènes de saturation et de compression de gain. Les conséquences de ces non-linéarités sont aussi visibles dans les distorsions des formes temporelles du courant et de la tension du signal RF amplifié. L'information contenue dans le signal RF est donc directement affectée, notamment pour les signaux à enveloppe complexe. Plusieurs critères de performance sont définis pour évaluer le degré de distorsion et de déformation apporté par un AP sur un signal RF. Ces critères dépendent des signaux d'excitations.

III.5.1 Distorsion harmonique

La distorsion harmonique caractérise les niveaux de puissance (instantanés ou moyens) entre les fréquences fondamentales d'excitations (f_i) et les fréquences harmoniques (nf_i) générées par l'AP. La Figure I.36 montre un exemple de l'allure de puissance moyenne de sortie aux fréquences fondamentales et harmoniques en fonction de la puissance moyenne d'entrée pour une excitation avec un signal CW (1 fréquence fondamentale d'excitation). Cette distorsion harmonique se définit dans le domaine fréquentiel par :

$$HD_{nf} = \frac{\overline{P_s(nf_i)}}{\overline{P_s(f_i)}} \quad (I.81)$$

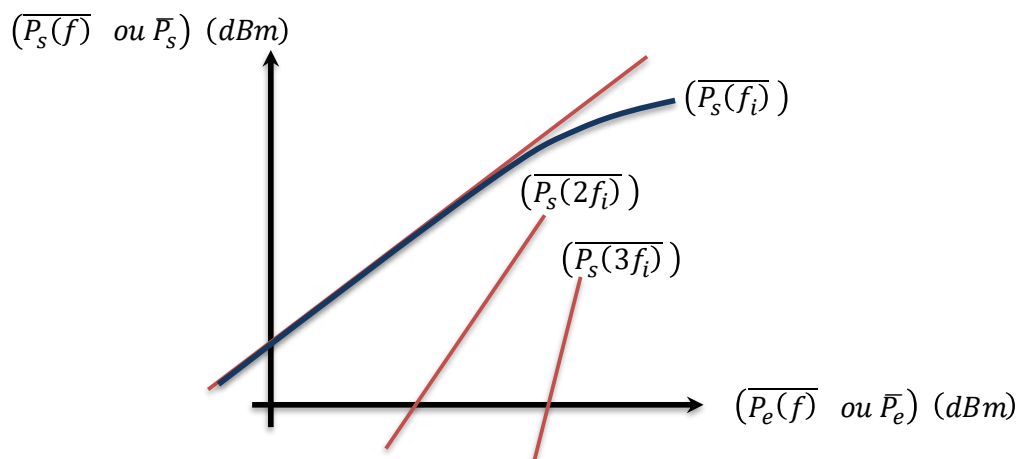


Figure I. 36 : Courbes typiques de puissances de sortie aux fréquences fondamentales et harmoniques en fonction de la puissance d'entrée moyenne

De même, il est possible de définir un facteur de distorsion d'harmonique global ou taux de distorsion harmonique (THD, Total Harmonic Distortion) faisant la somme de tous les facteurs de distorsions.

$$THD = \sum_{n \geq 2} \frac{\overline{P_s(nf_l)}}{\overline{P_s(f_l)}} \quad (I.82)$$

III.5.2 Variation AM/PM

Un amplificateur de puissance RF est souvent un dispositif à mémoire non-linéaire variable en fonction de l'amplitude du signal d'entrée. Ce retard non-linéaire se traduit par une variation de phase non-linéaire du signal de sortie par rapport au signal d'entrée.

Si on considère le signal d'entrée modulé avec l'équation suivante :

$$x(t) = A(t) \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t + \varphi(t)) \quad (I.83)$$

Le signal de sortie qui a subi le retard non-linéaire s'écrit alors en ne prenant en compte que le gain complexe à f_0 . $[G(f_0) \cdot e^{j\phi(f_0)}]$.

$$y(t) = G(f_0)[A(t)] \cdot \cos(2\pi f_0 \cdot t + \varphi(t) + \phi[A(t)]) \quad (I.84)$$

La caractérisation en compression AM/AM consiste à tracer le gain en puissance (moyenne ou instantanée) en fonction de la puissance (moyenne ou instantanée). La conversion AM/PM désigne la variation de phase (moyenne ou instantanée) du signal de sortie par rapport à la variation de phase du signal d'entrée.

Une forte variation d'AM/PM implique par exemple une déformation importante de la constellation d'un signal QAM qui se traduit par exemple par une dégradation importante de l'EVM.

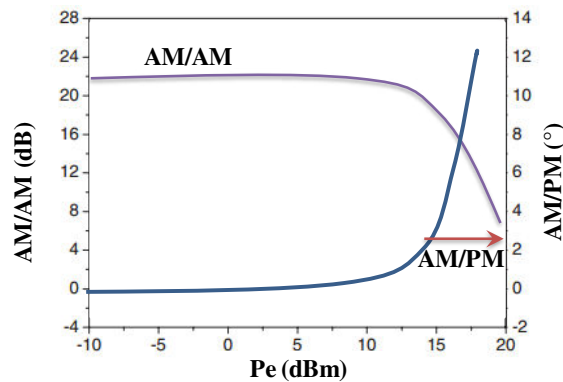


Figure I. 37 : Courbes typiques de la compression AM/AM et de la conversion AM/PM

III.5.3 Intermodulation d'ordre n

Les systèmes actuels font appel à des signaux d'excitation modulés (à enveloppe complexe) dont la bande passante est connue. Le signal bi-porteuse est un de ces types de signaux d'excitation assez simple à mettre en œuvre.

Dans le paragraphe (II.2), la sortie d'un amplificateur de puissance modélisé par une fonction polynomiale a été donnée dans l'équation I.6. A partir de cette équation, il est possible d'extraire l'ensemble des composantes fréquentielles du signal de sortie et de les représenter en amplitude sur un graphe en fonction de la fréquence (Figure I.38).

Cette représentation montre l'apparition de plusieurs composantes fréquentielles qu'on ne trouve pas dans le cas d'excitation avec un signal CW mono-porteuse. Ces composantes générées sont appelées produits d'intermodulations. Il est possible de filtrer certaines de ces composantes fréquentielles comme celles en DC, 2^{ème} et 3^{ème} harmonique avec les composantes d'intermodulation d'ordre $2(f_1 + f_2)$ et d'ordre 3 ($2f_1 + f_2, 2f_2 + f_1$). Toutefois, il est difficile de filtrer d'autres composantes d'intermodulation d'ordre 3 ($2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$) qui définissent le critère de performance appelé IMD (Intermodulation Distorsion) d'ordre n. L'IMD d'ordre k peut être définie par l'équation suivante (en utilisant les valeurs moyennes des puissances de sortie de l'amplificateur de puissance) :

$$IMD_k = \begin{cases} \bar{P}_s \left(\frac{k+1}{2} \cdot f_{2n(2m)} - \frac{k-1}{2} \cdot f_{m(n)} \right) & \text{si } k \text{ impaire } > 1 \\ \bar{P}_s \left((k-1) \cdot f_{2n(2m)} - (k-1) \cdot f_{m(n)} \right) & \text{si } k \text{ paire } > 1 \end{cases} \quad n, m = 1, 2, \dots \quad (I.85)$$

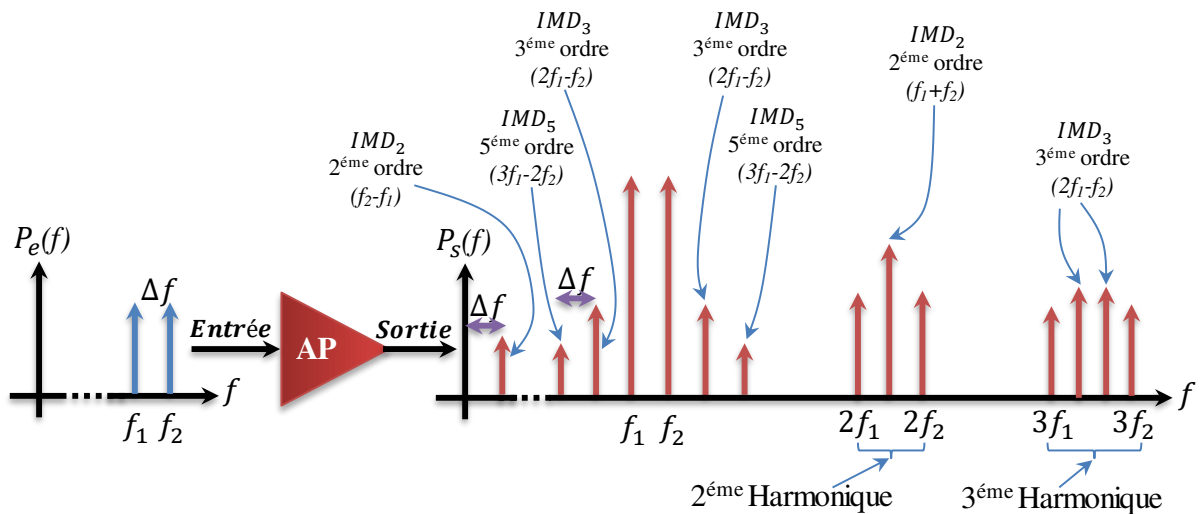


Figure I. 38 : Spectre de fréquences généré par un AP excité par un signal bi-porteuse

III.5.4 ACPR Rapport de puissance avec canal adjacent

L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est un paramètre qui peut être caractérisé en utilisant un signal multi-porteuse ou un signal numérique à enveloppe complexe décrit en début de ce chapitre. L'ACPR est un critère de performance qui est défini comme le rapport exprimé en dB entre la puissance dans la bande du signal (B) et la puissance dans un des deux canaux adjacents. La Figure I.39 montre la localisation de l'ACPR dans le spectre du signal après amplification.

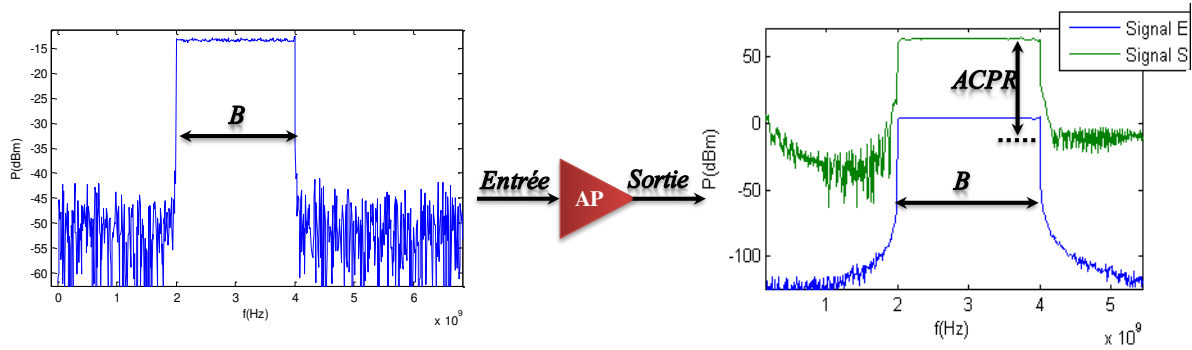


Figure I. 39 : Critère ACPR obtenu avec un signal multi-porteuse

$$ACPR = \frac{\int_B P_s(f).df}{\int_{B_{adj}} P_s(f).df} \quad (I.86)$$

Cette définition en fréquence continue s'exprime selon l'équation suivante lorsque les signaux traités sont définis à temps discret et qu'une TFD est utilisée pour calculer leurs spectres :

$$ACPR = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} P_s(f_{\min_B} + i * \Delta f)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_s(f_{\min_B_{adj}} + i * \Delta f)} \quad (I.87)$$

Où :

- Δf est l'écart de fréquence utilisé pour générer le signal d'excitation dans la bande.
- f_{\min_B} est la fréquence minimale du signal d'excitation dans la bande B.
- $f_{\min_B_{adj}}$ est la fréquence minimale de la bande adjacente au signal d'excitation.
- N est le nombre de composantes fréquentielles dans la bande du signal d'excitation.

III.5.5 NPR Rapport de puissance de bruit

Le NPR (Noise Power Ratio) est un critère de performance utilisé pour mesurer le niveau de bruit généré par la non-linéarité de l'AP. Le signal utilisé est celui défini par l'équation (I.10). Le principe consiste à mesurer le niveau de puissance de bruit moyenne générée dans le "trou fréquentiel" du spectre du signal de sortie de l'AP par rapport à la puissance moyenne du signal d'excitation dans la bande utile. Le NPR donné en dB est le rapport entre la puissance moyenne du signal utile sur la puissance moyenne du bruit. Si on considère B_N la largeur de bande du trou, le NPR est donné par l'équation suivante :

$$NPR = \frac{\overline{P_s \left(f_0 \pm \frac{BN}{2} \right)}}{P_s(f_0)} \quad (I.88)$$

En puissance moyenne et avec des signaux à temps discret, le NPR peut être donné par l'équation :

$$NPR = \frac{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} P_s(f_{\min_B} + i * \Delta f) + \sum_{i=0}^{N-1} P_s(f_{\min_B} + N_1 * \Delta f + i * \Delta f)}{2N}}{\frac{\sum_{i=0}^{M-1} P_s(f_{\min_B} + N * \Delta f + i * \Delta f)}{M}} \quad (I.89)$$

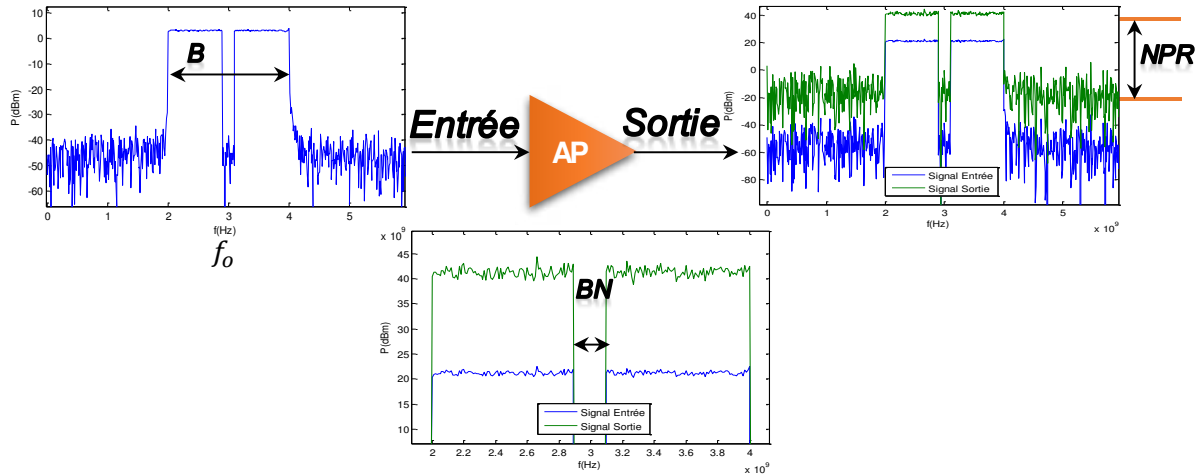


Figure I. 40 : Critère de NPR obtenu avec un signal multi-porteuse et un amplificateur modélisé par une fonction polynomiale d'ordre 3

Si on considère une distribution uniforme du bruit sur un canal (bande du signal multi-porteuse), on peut relier l'ACPR et le NPR avec l'équation suivante [28, 30] :

$$ACPR = -NPR - 10 \times \log \left(\frac{B}{B_N} \right) \quad (I.90)$$

Où B est la bande passante du signal multi-porteuse.

Les paramètres IMD, ACPR et NPR sont appelés aussi paramètres de distorsion en valeur moyenne autour de la fréquence fondamentale.

III.5.5 Paramètres de distorsion vectorielle

Les paramètres de distorsion vectorielle sont utilisés pour caractériser les effets des non-linéarités d'un AP. Ils sont liés aux composantes I/Q des signaux numériques transmis par modulation RF. Ces paramètres sont obtenus en analysant la trajectoire et la constellation reçue après démodulation. La Figure I.41 montre les composantes IQ d'un symbole reçu par rapport au symbole idéal. Les symboles reçus sont représentés par leurs composantes I et Q. En phase de test et de caractérisation d'un dispositif non-linéaire comme l'AP, plusieurs techniques de synchronisation peuvent être employées pour détecter le début de la séquence de test. Celle-ci doit être connue par le récepteur pour pouvoir déterminer des paramètres vectoriels comme le SNR et l'EVM. La Figure I.41 montre les différentes grandeurs permettant l'estimation des paramètres de distorsion vectoriels.

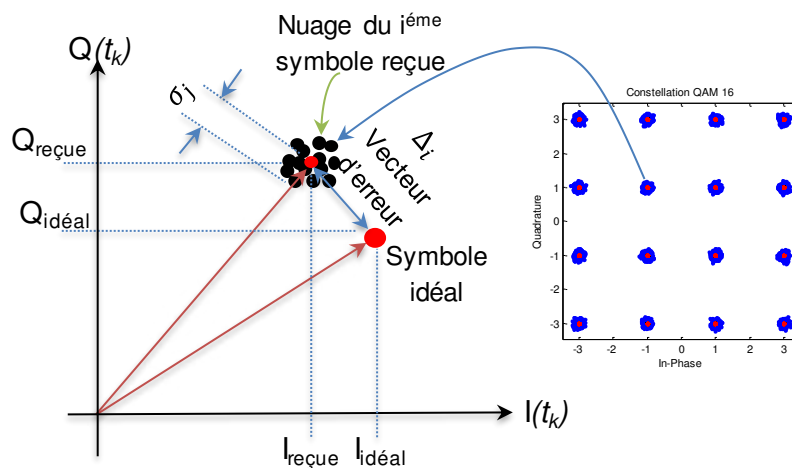


Figure I. 41 : Position d'un symbole reçu par rapport au symbole idéal et indication des vecteurs d'erreurs Δ_i et σ_i .

Le nombre de symboles utilisés N doit être suffisamment grand par rapport à la constellation choisie M (en 16QAM, M=16), cela permet une évaluation correcte des paramètres vectoriels. La constellation reçue ressemble à un nuage de points au lieu d'un seul point dans le cas idéal, la densité du nuage augmente proportionnellement avec N. La Figure I.42 montre l'exemple du $i^{\text{ème}}$ nuage correspondant à un symbole reçu parmi les M possibles.

Dans une constellation de réception, deux phénomènes doivent être pris en compte. Les symboles reçus ont des positions aléatoires qui forment un nuage de points. Considérant le $i^{\text{ème}}$ symbole parmi les M possibles comme montré sur la Figure I.42, on s'intéresse à l'éloignement des symboles reçus par rapport au centre de chaque nuage correspondant. C'est le paramètre σ_i sur la Figure I.42. Le centre du nuage ainsi formé est éloigné du point idéal de constellation de test, c'est le vecteur d'erreur et est symbolisé par Δ_i sur la Figure I.42. Ces deux contributions distinctes et décorréélées traduisant des effets de natures différentes [31]. Δ_i représente les erreurs d'implémentation du couple émetteur/récepteur : modulateur et démodulateur IQ imparfaits se traduisant par un déséquilibre en amplitude et phase des voies I et Q et/ou une erreur de phase entre les deux porteuses qui ne sont pas parfaitement en quadrature, mais également par un niveau DC résiduel provoquant un signal CW cohérent dans la modulation (Carrier Leakage) [13]. Le nuage formé donne naissance au paramètre σ_i qui correspond à la dégradation aléatoire des composantes I et Q de chaque symbole due aux bruits de différentes formes.

a. SNR Rapport signal sur Bruit

Le SNR (Signal Noise Ratio) est déterminé par rapport au paramètre σ_j . On suppose alors que Δ_i peut être supprimé ou minimisé. Il est possible aussi de s'intéresser au centre du nuage et de le considérer comme nouvelle référence du symbole idéal de test. σ_j représente alors la distribution statistique du nuage gaussien, centré autour du point i de la constellation comme le montre la Figure I.42. Ce nuage représente alors un bruit blanc gaussien additif (AWGN : Additive White Gaussian Noise) rajouté lors de la transmission, et sert alors de base pour le calcul du SNR en bande de base. Dans ces conditions, le SNR exprimé en dB est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal calculée à partir des symboles I/Q reçus, et la puissance du bruit AWGN, calculée d'après les vecteurs erreurs σ_I, σ_Q des M nuages de la constellation reçue ou des N symboles reçus.

$$\text{SNR} = 10\log_{10} \left(\frac{\frac{\sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]}{N}}{\frac{\sum_{j=1}^N [\sigma_{I,j}^2 + \sigma_{Q,j}^2]}{N}} \right) = 10\log_{10} \left(\frac{\sum_{j=1}^N [I_j^2 + Q_j^2]}{\sum_{j=1}^N [\sigma_{I,j}^2 + \sigma_{Q,j}^2]} \right) \quad (\text{I. 91})$$



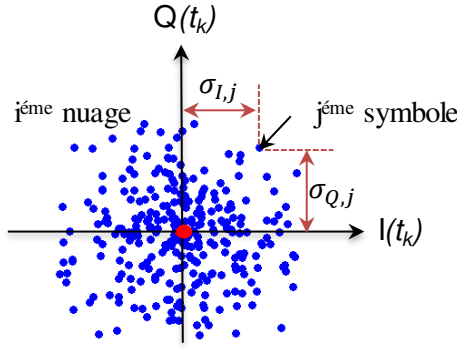


Figure I. 42 : Localisation du paramètre σ_j d'un symbole dans le $i^{\text{ème}}$ nuage de la constellation formé par les symboles reçus

b. EVM Erreur vectoriel

L'EVM (Error Vector Magnitude) permet de quantifier la distorsion apportée par l'AP. C'est une Figure de mérite qui mesure la qualité de modulation d'un signal numérique [33]. L'EVM exprimé en % se définit de manière générale par :

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [\delta I_j^2 + \delta Q_j^2]}{S_{\max}^2}} * 100 \quad (I. 92)$$

Où δI et δQ sont les erreurs dans les symboles reçus par rapport au symbole idéal le plus proche (celui qui a été sélectionné pour la décision). N est le nombre de symboles reçus par mesure. S_{\max} est l'amplitude du vecteur idéal maximal (le plus éloigné de la constellation). L'EVM compare le symbole reçu avec le symbole idéal.

III.5.6 Sensibilité et dynamique d'un système

La dynamique d'un système exprimé en dB est le rapport entre la puissance maximale et la puissance minimale détectable d'un signal pour une qualité de performance acceptable. Dans ce contexte, la qualité d'un système est mesurée par le rapport signal-sur-bruit (SNR).

Le signal minimal détectable $P_{i_{\min}}$ ou sensibilité d'entrée $S_{i_{dBm}}$ est donc égale à la puissance de bruit à l'entrée du système $N_{i_{dBm/Hz}}$ plus l'équivalent du bruit ajouté par le système dans la bande du signal $B_{W_{dBHz}}$, ainsi que le SNR [35]:

$$S_{i_{dBm}} = N_{i_{dBm/Hz}} + B_{W_{dBHz}} + SNR_{dB} \quad (I. 93)$$

Le signal maximal détectable $P_{i_{max}}$ est le signal dont la puissance est détectée avec des paramètres suffisamment acceptables tel que le gain à 1dB de compression par exemple.

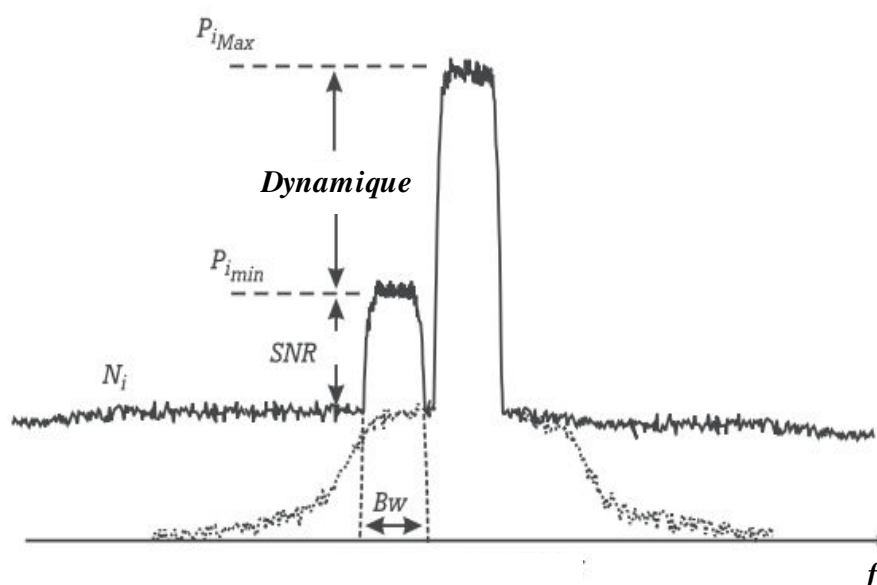


Figure I. 43 : Illustration graphique de la définition de la dynamique

III.5.7 Fonction de densité de probabilité PDF

Toute suite binaire réelle représentant des données à transmettre est considérée comme une variable aléatoire. Celle générée pour effectuer un test sur un dispositif ou sur un système est pseudo aléatoire car elle est produite par une fonction mathématique simulant la nature aléatoire réelle. Les signaux numériques résultant ont donc aussi une enveloppe pseudo aléatoire. La PDF (Probability Density Function) est un paramètre caractérisant le niveau d'amplitude de l'enveloppe des signaux complexes générés selon une modulation numérique donnée.

La PDF d'un signal est la représentation statistique des valeurs prises par l'amplitude de l'enveloppe, considérée comme une variable aléatoire, sur la totalité de la trame temporelle. La PDF donne une information sur le pourcentage de temps pendant lequel le signal a une amplitude donnée. La PDF est donc conditionnée par le format de modulation choisi et par le type de filtrage appliqué sur les voies I et Q en bande de base. La Figure I.44 montre la PDF d'une modulation QAM16.

Par rapport aux distorsions temporelles précédentes, la représentation statistique de l'enveloppe offre une approche complémentaire, notamment dans le dimensionnement de l'amplificateur à l'émission, construit par rapport au signal à transmettre.

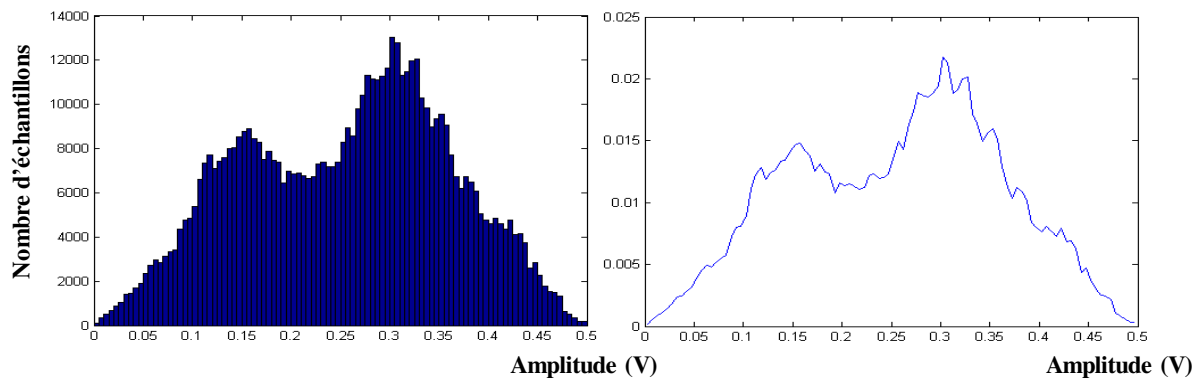


Figure I. 44 : PDF dans le cas d'une modulation QAM16

IV. Conclusion

Ce chapitre a permis de balayer de manière non exhaustive les principaux signaux d'excitation des dispositifs non-linéaires dans les systèmes de communication actuels et futurs. Il a ainsi permis d'introduire les notions de signaux réels, d'amplitude complexe et d'enveloppe complexe pour les signaux simples et les signaux modulés. La deuxième partie de ce chapitre a consisté à définir les critères de performance qui sont utilisés pour la caractérisation des dispositifs non-linéaires tels qu'un amplificateur de puissance. L'accent a particulièrement été mis sur la définition des puissances définies de manière instantanées ou moyennes lorsque les signaux sont eux même définis en temps discrets ou en temps continu. Ces définitions sont celles qui seront ensuite utilisées dans le système de caractérisation intégré mis en œuvre au cours de cette thèse.



Chapitre II : Principe de fonctionnement des bancs de caractérisation fréquentielle et temporelle large bande de dispositifs RF non linéaires



I. Introduction

Le chapitre précédent a permis une présentation des principaux signaux utilisés pour la caractérisation et l'extraction des différents critères de performance des dispositifs microondes et plus particulièrement ceux de l'amplificateur de puissance RF. Ce chapitre présente brièvement le mode de fonctionnement des Analyseurs de Réseaux Vectoriels (ARV) classiques et les sources d'erreurs associés à leur architecture.

Ces ARV, fondés sur le principe de l'hétérodynage, sont utilisés pour des mesures de dispositifs linéaires. Ils nécessitent une compensation des erreurs apportées par les moyens de connections internes à l'instrument et externes (installés par l'utilisateur). Ce sont des erreurs linéaires qui diffèrent des erreurs non-linéaires apportées par les distorsions dues aux non-linéarités des amplificateurs de puissances par exemple.

Un des objectifs de cette thèse est de concevoir un système intégré de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires radiofréquences. Depuis plus de 20 ans, XLIM a développé une instrumentation répondant à cet objectif. Mais tous les bancs développés dans un laboratoire ne sont pas optimisés en termes de surfaces, de volumes et de coût. Les récepteurs utilisés actuellement à XLIM sont bien adaptés pour permettre de développer une solution intégrée. Les principaux récepteurs utilisés sur les bancs d'instrumentation sont fondés sur des têtes de réception de type "Sampler RF" ou de type "Track and Hold". Pour choisir les têtes de réception les plus adaptées à un système intégré, une étude théorique détaillée de leurs modes de fonctionnement est présentée dans ce chapitre en même temps qu'un inventaire non exhaustif des solutions d'échantillonnage pour la mesure temporelle de signaux RF.

Cette étude théorique est ensuite associée à une étude paramétrique des performances des modes de fonctionnement de type "Sampler RF" et "THA". Cette étude paramétrique permet d'évaluer et de comparer les performances des têtes de réception en termes de bande passante RF, bande passante FI et efficacité d'échantillonnage.



II. Rappel sur les principes des VNAs

II.1 Définition des paramètres S

Les paramètres S sont des grandeurs vectorielles complexes qui représentent le rapport entre deux signaux RF. Les paramètres S sont représentés sous forme polaire (amplitude et phase) ou sous forme cartésienne (réelles et imaginaires). Ils sont exprimés sous la forme S_{xy} où X représente le port de sortie du DST mesuré et Y se rapporte au port d'entrée du DST stimulé par le signal RF incident. La Figure II.1 montre un simple quadripôle et les sens et positions des paramètres S associés.

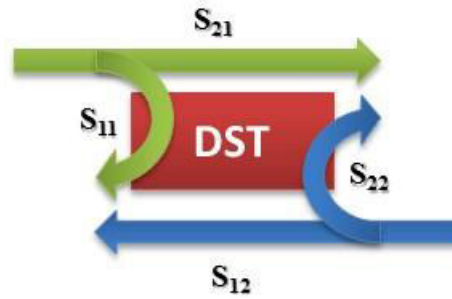


Figure II. 1 : Paramètres S localisés quadripôle

Ces paramètres sont définis en introduisant le concept d'ondes généralisées définies au chapitre I (I.46) et (I.47).

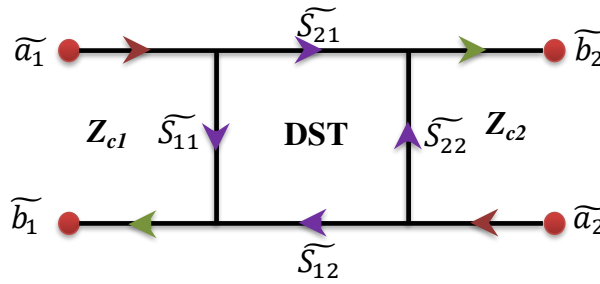


Figure II. 2 : Les paramètres S, les ondes de puissances et les impédances caractéristiques dans un DST

Les paramètres S_{ij} sont liés aux ondes de puissances \tilde{a}_i et \tilde{b}_i respectivement entrantes et sortantes du dispositif sous test (DST) par la définition suivante (à une fréquence donnée) :

$$\begin{cases} \tilde{b}_1 = S_{11}\tilde{a}_1 + S_{12}\tilde{a}_2 \\ \tilde{b}_2 = S_{21}\tilde{a}_1 + S_{22}\tilde{a}_2 \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

L'écriture matricielle correspondante est :

$$\begin{pmatrix} \widetilde{b_1} \\ \widetilde{b_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \widetilde{a_1} \\ \widetilde{a_2} \end{pmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}$ est le rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente à l'entrée du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 2 est nulle (sortie fermée sur l'impédance de référence Z_{c2}). D'un point de vue terminologique, le rapport d'une onde réfléchie à une onde incidente s'appelle un facteur de réflexion. C'est la fraction d'énergie réfléchie par le quadripôle.

$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}$ est le facteur de transmission (« gain » inverse) de l'accès 2 vers l'accès 1 du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 1 est nulle (entrée fermée sur l'impédance de référence Z_{c1})

$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}$ est le facteur de transmission (« gain » direct) de l'accès 1 vers l'accès 2 lorsque l'onde réfléchie à l'accès 2 est nulle.

$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}$ est le facteur de réflexion à la sortie du quadripôle lorsque l'onde réfléchie à l'accès 1 est nulle. Le concept de paramètres S peut être étendu pour n'importe quel dispositif à N accès.

II.2 Changements de plans de référence

Aux fréquences micro-ondes, la longueur d'onde est du même ordre de grandeur que la taille des DST. Il en résulte une variation rapide des tensions et des courants incidents et réfléchis aux accès des circuits (phénomène de propagation). La mesure des paramètres S nécessite donc la détermination précise des plans de mesure également appelés plans de référence. Dans le cas pratique de mesures, on est souvent amené à établir des relations entre les paramètres S définis par rapport à des plans de référence P'1, P'2, et les paramètres S définis dans des plans de référence différents P1, P2. Généralement, les mesures brutes réelles se font loin du DST. Ce dernier est relié aux voies de mesures avec des adaptateurs, des guides d'ondes ou même d'autres dispositifs actifs ou passifs. La Figure II.3 montre la position des plans de mesures et de référence :



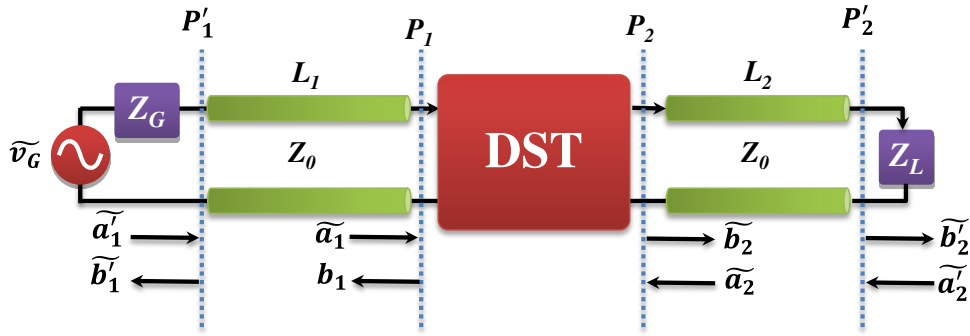


Figure II. 3 : Plan de référence et de mesure en relation avec les paramètres S

Lorsque l'impédance caractéristique des lignes de transmission et des dispositifs insérées entre les plans de mesures et les accès du DST est l'impédance de référence du système de mesure (50Ω dans la quasi-totalité des cas), les paramètres S dans les nouveaux plans de référence P'_1, P'_2 s'expriment de la façon suivante :

$$[S'] = \begin{pmatrix} S_{11} \exp(+2\gamma L_1) & S_{12} \exp+\gamma(L_1+L_2) \\ S_{21} \exp+\gamma(L_1+L_2) & S_{22} \exp(+2\gamma L_2) \end{pmatrix} \quad (\text{II. 3})$$

Où γ représente la constante de propagation complexe de la ligne. De façon pratique, le plan de référence et l'impédance de référence sont fixés par le système de mesure.

II.3 Mesure des paramètres S

La mesure des paramètres S est possible en utilisant un instrument spécialisé appelé analyseur de réseaux vectoriel ou en mesurant les ondes de puissances présentes au différents accès du DST. Les analyseurs de réseaux vectoriels effectuent une mesure fréquentielle en balayant une bande de fréquence choisie par l'utilisateur et limitée par l'instrument. A chaque fréquence, l'instrument mesure le rapport entre les puissances réfléchies/transmises et incidentes pour mesurer les paramètres S du DST.

Avec les avancées technologiques, les progrès de l'intégration et de la puissance de calculs, ainsi que la réduction des coûts, les analyseurs de réseaux sont très répandus. Les analyseurs de réseaux sont dotés de quatre blocs fonctionnels de base [36], comme le montre la Figure II.4.

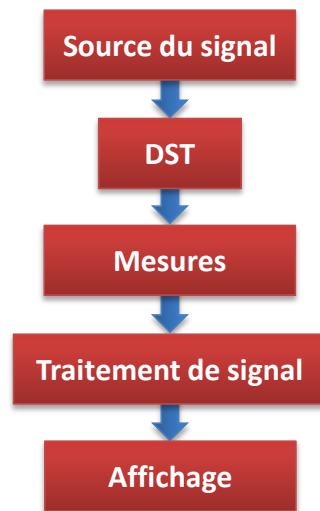


Figure II. 4 : Blocs fonctionnel d'un analyseur de réseaux vectoriels

A l'heure actuelle, la technologie permet de mesurer les quatre paramètres S à la fois avec plusieurs niveaux de performance. La différence entre les analyseurs de réseaux vectoriels est orientée vers leurs niveaux de performances (Bande passante, résolution fréquentielle ou nombre de points, niveau de bruit SNR introduit, vitesse de mesures, ...). Certains instruments modernes offrent plus de fonctionnalités qu'un analyseur de réseaux classique, ils peuvent offrir une mesure avec une variation de puissance par exemple. Ils peuvent aussi intégrer d'autres fonctionnalités comme l'analyseur de spectre par exemple.

Le principe d'un analyseur de réseaux vectoriel à mesure complète des paramètres S est illustré en Figure II.5.

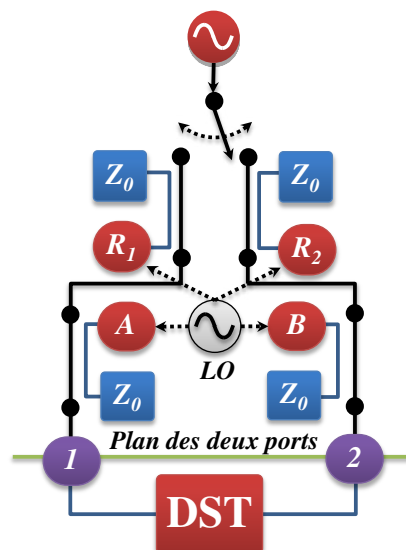


Figure II. 5 : Principe d'un analyseur de réseaux vectoriel pour une mesure complète des paramètres S



II.4 Sources des erreurs de mesure

En pratique, toute mesure contient un certain nombre d'erreurs qui peuvent être corrigés. Dans le domaine des microondes où les longueurs des lignes de transmissions avoisinent les longueurs d'ondes des signaux utilisés, la présence et l'impact de ces erreurs est plus critique. Le concepteur d'instrument de mesure tel que l'analyseur de réseau vectoriels par exemple doit tenir compte de ces erreurs et doit essayer de les minimiser en effectuant un étalonnage de l'appareil de façon périodique ou avant chaque mesure si nécessaire. Les erreurs existantes sont répertoriées selon en trois catégories :

II.4.1 Erreurs aléatoires

Ce sont des variations aléatoires des résultats d'une mesure. La principale cause est le bruit interne des composants électriques et électroniques ou la non-répétabilité des connexions. Elles sont imprévisibles (varient en fonction du temps) et ne peuvent pas être corrigées. Mise à part la non-répétabilité des connecteurs qui peut être mesurée par multiple connexions et déconnexions du composant à caractériser, les erreurs aléatoires peuvent être évaluées en faisant une moyenne et calculer l'écart type.

II.4.2 Erreurs de dérive

Les deux principales causes sont les variations de température et les conditions de mesure liées à l'utilisateur. Elles sont complexes et difficiles à évaluer, dues au mauvais serrage des connecteurs par exemple. Les erreurs de dérives dues à la modification du comportement de l'appareil durant la phase de mesure, sont de plus en plus réduites. Ces erreurs sont supposées très faibles vis-à-vis des erreurs systématiques.

II.4.3 Erreurs systématiques

Ces erreurs sont dues aux imperfections de l'ensemble des éléments qui constituent l'analyseur. De plus, elles sont invariantes et reproductibles dans le temps et peuvent donc être corrigées à l'aide de modèles d'erreurs appropriés (calculs numériques).



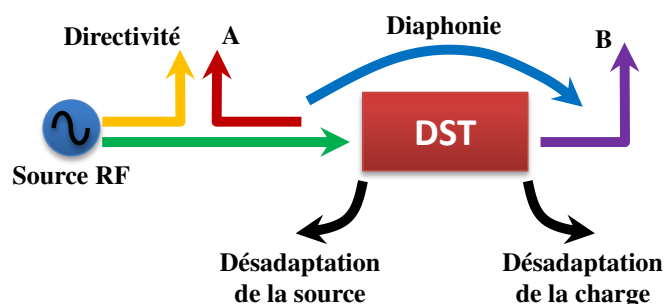


Figure II. 6 : Les 6 erreurs systématiques présentes lors d'une mesure entrée-sortie

- **La directivité :** La directivité des coupleurs est définie comme le rapport entre les signaux des voies couplées et découplées et elle est idéalement infinie. La directivité limitée des coupleurs du dispositif de test entraîne une impossibilité pour ces derniers de séparer de façon absolue les ondes incidente et réfléchie. La directivité limitée de l'analyseur de réseaux provient également des effets de réflexion résiduelle des câbles et des adaptateurs entre le dispositif de séparation et le plan de mesure. Les erreurs induites par la directivité sont indépendantes des caractéristiques du quadripôle à mesurer et elles sont généralement prépondérantes dans les mesures en réflexion.

- **Désadaptation de la source :** Les paramètres de dispersion sont théoriquement mesurés sur des impédances de fermeture égales à 50Ω . Or, le facteur de réflexion de l'impédance de source, définie comme l'impédance de générateur de Thévenin dans le plan d'accès du quadripôle, n'est pas nul. La désadaptation de source provient également des désadaptations des câbles et des adaptateurs. Les mesures en réflexion et en transmission sont donc entachées d'erreurs et plus particulièrement les mesures d'impédances de valeur très élevée ou très basse.

- **Désadaptation de la charge :** Elle est principalement due à la valeur non nulle du facteur de réflexion de l'impédance de charge. La désadaptation de charge induit des erreurs en réflexion et en transmission.

- **Isolation (diaphonie) :** Il existe une diaphonie entre les parcours des signaux de test et de référence et des fuites de signaux dans la partie HF et FI du récepteur. Il en résulte une erreur dans les mesures de fortes atténuations.

- **Réponse en fréquence :** Les dispositifs de séparation des signaux, les câbles, et les adaptateurs de test n'ont pas une réponse constante dans toute la bande de fréquence. Ces variations entraînent des erreurs dans les mesures en réflexion et en transmission.

- **Autres sources d'erreurs :** Il existe d'autres sources d'erreurs dans les analyseurs de réseau comme la non-linéarité du convertisseur analogique-numérique et des mélangeurs, erreurs de gain dans les amplificateurs FI, erreurs de quadrature dans les détecteurs, etc.



Néanmoins, ces erreurs sont beaucoup moins importantes que les précédentes si l'utilisateur est prudent quant aux niveaux des signaux envoyés sur les récepteurs.

II.5 Principales avantages et limitations des ARV classiques

Les ARV classiques sont des instruments permettant l'acquisition des signaux RF dans le domaine fréquentiel par hétérodynage. La structure interne inclut un ou des CAN permettant l'acquisition du signal RF mono-porteuse car, selon le principe d'un ARV, un signal mono-porteuse est transmis d'un port et mesuré dans les autres ports selon le sens de caractérisation voulu. L'instrument fonctionne à faible puissance avec un balayage fréquentiel d'une bande de fréquence utilisant une résolution fréquentielle donnée. La bande de fréquence et la résolution sont parmi les caractéristiques essentielles d'un ARV. Avec ce principe, ces instruments permettent l'accès aux caractéristiques linéaires uniquement d'un amplificateur de puissance non-linéaire.

Un ARV présente un bon rapport signal sur bruit (100 dB) grâce à un filtrage très bande étroite (quelques Hz) après les fonctions d'hétérodynage. Les limitations de ces instruments sont nombreuses pour la caractérisation des dispositifs non-linéaires. Citons par exemple la limitation en puissance : ces instruments travaillent avec des signaux de faible puissance pour la caractérisation linéaire des dispositifs sous tests. Ils ne permettent pas d'accéder à certains paramètres essentiels (ACPR, NPR, EVM...) nécessitant l'emploi de signaux complexes (signal impulsionnel, signal modulé...).

III. Caractérisation temporelle et modes d'échantillonnage des signaux RF

Après un rappel des principes des ARV classiques, ce paragraphe décrit les instruments et les bancs de mesure temporelle nécessaire à la caractérisation des dispositifs non-linéaires. Cette caractérisation nécessite l'utilisation de signaux temporels proches de ceux utilisés dans la réalité : signaux CW impulsionnels pour les radar et signaux modulés pour les communications par exemple. Le besoin d'un banc de caractérisation plus complexe que les ARV permettant la mesure des signaux temporels est donc absolument nécessaire pour connaître au mieux le fonctionnement de dispositifs non-linéaires. Le système de caractérisation temporelle doit lui aussi être étalonné sur de très larges bandes et sur de très



fortes dynamiques d'amplitude pour pouvoir caractériser avec le plus d'exactitude possible les distorsions non-linéaires aux bornes des dispositifs non-linéaires testés.

Les systèmes de mesure RF avec des capacités de mesure large bande peuvent être divisés en deux catégories suivant la stratégie de mesure et la technique d'acquisition des signaux RF qu'ils adoptent [48]. Certains de ces systèmes sont capables de reproduire une forme d'onde dans le domaine temporel soit :

- Par recombinaison d'un signal temporel à partir de ces composantes fréquentielles mesurées avec leurs amplitudes et phases.
- Par acquisition (échantillonnage) d'un signal temporel RF. La fréquence d'échantillonnage doit être suffisamment élevée pour permettre une récupération fiable de la forme temporelle du signal RF, on parle alors de l'échantillonnage temps réel. Il est possible d'utiliser une fréquence d'échantillonnage plus faible (sous-échantillonnage) et faire appel à des techniques de traitement de signal pour la récupération de la forme temporelle du signal RF d'origine.

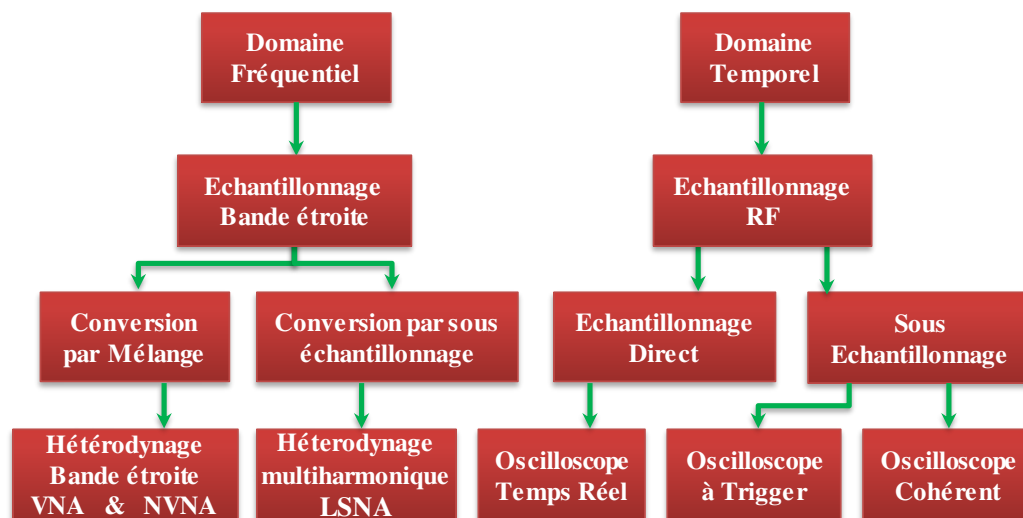


Figure II. 7 : Les principales techniques de mesure temporelle [43].

Selon la Figure II.7 on distingue deux catégories d'instruments et de banc de caractérisation des dispositifs RF non-linéaires. La première catégorie regroupe les systèmes fonctionnant avec le principe d'échantillonnage bande étroite de signaux RF convertis en bande FI selon 2 techniques : mélange ou sous échantillonnage multiharmonique.

Ces systèmes fonctionnent tous avec le principe d'hétérodynage bande étroite pour les NVNA (Non-linear Vector Network Analyser) [44] [45] et les LSNA (Large Signal Network Analyser) [46] [47] [48]. Les NVNA sont une classe d'ARV permettant une mesure des ondes de puissance aux accès d'un DST à l'aide d'un étalonnage absolu et d'une voie complémentaire réservée à une référence d'amplitude et de phase. Les LSNA sont des instruments particuliers qui, comme certains ARV sont fondés sur l'utilisation de "samplers" pour réaliser du sous-échantillonnage. Les samplers ont la particularité de fonctionner avec une horloge impulsionnelle ultra courte. D'un point de vue fréquentiel, le principe de fonctionnement de ces samplers peut être perçu comme de l'hétérodynage multiharmonique pour convertir le spectre RF dans une bande FI étroite de quelques MHz. L'avantage de ces ARV à hétérodynage simple (horloge sinusoïdale) ou multiharmonique (horloge impulsionnelle) réside dans la bande passante RF de cette tête de réception (Front-end) qui peut atteindre 50GHz, 67GHz voir 110GHz.

L'autre avantage de ces ARV à bande passante FI très étroite réside dans le fait que les CAN qui numérisent le signal FI peuvent fonctionner avec des fréquences faibles (10 à 20 MHz au maximum) et donc avec une quantification réalisée avec un nombre élevé de bits (> 12bits). La dynamique obtenue est alors très élevée.

La seconde catégorie regroupe les systèmes de mesure qui travaillent directement dans le domaine temporel en échantillonnant directement le signal RF. Les instruments qui utilisent ce principe en respectant les conditions de Shannon sont les oscilloscopes temps réel dans lesquels tous les échantillons du signal sont acquis sur le déclenchement (Trigger). L'intervalle entre les échantillons est l'inverse de la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope. Cette fréquence doit être un multiple de la bande passante de l'oscilloscope pour éviter le repliement et acquérir toutes les informations du signal. Ces oscilloscopes, appelés DSO (Digital Sampling Oscilloscope) [49], 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. Certains constructeurs proposent des solutions particulières pour gagner en bande passante et en dynamique [50].

Les fréquences d'échantillonnage très élevées dans les oscilloscopes temps réel sont obtenues en utilisant des têtes d'échantillonnage ultra rapides. La nouvelle génération des DSO temps réel atteint des fréquences d'échantillonnage de l'ordre de 240 Géc/s, soit 4 ps entre deux échantillons de mesure avec une bande passante de 100GHz pour l'oscilloscope



"LabMaster 10-100Zi 100 GHz" [51]. Leur coût est toutefois très élevé. D'autres modèles proposent des produits moins onéreux et ayant 33 GHz de bande passante RF et une fréquence d'échantillonnage maximale de 100 Géch/s [50] [52]. De plus, l'utilisateur qui veut caractériser un amplificateur de puissance RF avec ce type de récepteur doit y ajouter un test-set pour prélever les signaux et développer une procédure d'étalonnage complexe [53]. Cette notion de temps réel reste parfois floue, un système comme montré en Figure II.8 peut être appelé "temps réel" bien qu'il utilise des conversions par hétérodynage simple sur deux bandes passantes RF différentes [DC-32,5GHz] et [32,5GHz-65GHz] pour abaisser les fréquences RF et rendre possible la numérisation en « temps réel ».

Ce type d'oscilloscope reste capable, en utilisant un trigger, de mesurer des signaux apériodiques ou non répétitifs, ce qui n'est pas le cas chez ces concurrents en temps équivalent ou en quasi temps réel [54-56].

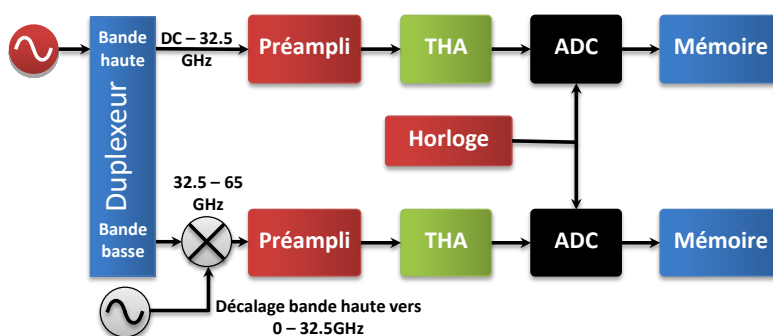


Figure II. 8 : Bloc-diagramme d'un oscilloscope appliquant une technique d'extension de la bande passante RF

Les systèmes ou les équipements à sous-échantillonnage encore appelé à temps équivalent représentent des concurrents directs des systèmes à temps réel. Dans ces équipements, la tête d'échantillonnage détermine les performances du système en matière de durée de mesure, de fréquence d'échantillonnage, de bande passante et de dynamique du système de mesure.

Comme ils sont fondés sur le principe d'utilisation de fréquences d'échantillonnage plus basses que les oscilloscopes à temps réel, ces oscilloscopes sont capables d'atteindre de 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) et l'échantillonnage à temps équivalent «cohérent» ou séquentiel. Certains de ces oscilloscopes peuvent garantir une mesure temporelle RF de



signaux pour des bandes fréquentielles analogiques pouvant aller jusqu'à 100 GHz comme décrit précédemment. Ces performances en bande passante RF sont comparables aux systèmes temps réel mais les fréquences d'échantillonnage virtuelles peuvent atteindre des valeurs très élevées (supérieures au Tera/s). Ce paragraphe est principalement consacré à la description des modes de fonctionnement de type "Sampler" et ceux du type échantillonnage cohérent. La description des têtes d'échantillonnage associé à ces fonctionnements permet en effet de comprendre leur principe de fonctionnement, leurs avantages et leurs limitations technologiques.

Le tableau suivant récapitule les solutions actuelles de bancs de caractérisation ou d'équipements fondés sur le principe de sous-échantillonnage. Ce sous échantillonnage est effectué avec des solutions "Sample and Hold Amplifier" avec ou sans "feedback" avec des solutions "Track and Hold Amplifier" qui sont détaillées par la suite. Ce tableau présente aussi les solutions oscilloscopiques temps réel commercialement disponibles actuellement.



Tableau II. 1 : Comparaison des principaux systèmes à échantillonnage RF

	Sous échantillonnage				Echantillonnage temps réel		
Système d'échantillonnage	"Sample and Hold" avec feedback			THA	S & H		
Instrument/Banc	Tektronix DSA8300	Teledyne Lecroy Wave Expert 100H	Keysight Infiniium DCA-X 86100D	Système temporel XLIM	Tektronix DPO70000SX	Teledyne LeCroy LabMaster 10 Zi-A	Keysight DSOZ634A Infiniium
Mode d'échantillonnage	Séquentiel (Trigger)	Cohérent			Temps réel		
Bande passante RF	>70 GHz	100 GHz	30 GHz/90 GHz	13 GHz/18 GHz	70 GHz	100 GHz/1 voie 36GHz/4 voies	63 GHz
Fréquence d'échantillonnage réelle maximale	300 Kéch/s	10 Méch/s	250 Kéch/s	2 Géch/s	200 Géch/s (5 ps/Sample)	240 Géch/s	80 Géch/s 160 Géch/s
Fréquence d'échantillonnage virtuelle maximale	100 Kéch/s	4,34 Téch/s	Non communiqué	>1 Téch/s	Non applicable		
Résolution	16 bits	14 bits	16 bits	12 bits	≥5.5 bits	8 bits	8 bits
Profondeur mémoire	16 Kpoints	512 Mpoints	32 Mpoints	4 Mpoints/voie	1 Gpoints	1,5 Gpoints/voie	2 Gpoints
Cout	>30,6 k€	>35 k€	>15 k€	50 k€	>300k€	>200k€	>500k€



III.1 Structure générale des systèmes de caractérisation RF temporelle

Les systèmes d'acquisition et de caractérisations des signaux RF temporels sont conçus avec une architecture comportant un générateur de signaux, un test-set et un récepteur. Le DST est toujours placé entre deux coupleurs, directionnels ou bidirectionnel, selon le choix du nombre de voies désiré : ce sont les sondes de prélèvement des signaux RF du test-set. Un système à 4 voies nécessite généralement des coupleurs bidirectionnels. Les sorties des deux coupleurs sont connectées à des atténuateurs permettant de rendre le niveau du signal RF couplé compatible avec la zone linéaire des récepteurs. Les têtes de réception (mélangeurs, samplers, SHA, THA) sont placées entre les atténuateurs et les CAN. Une unité de traitement des données (ordinateur, carte FPGA, microprocesseur) reçoit les échantillons numérisés pour être traités, visualisés et enregistrés. La Figure II.9 montre l'architecture générale d'un système d'acquisition et de traitement de signaux RF aux accès d'un DST.

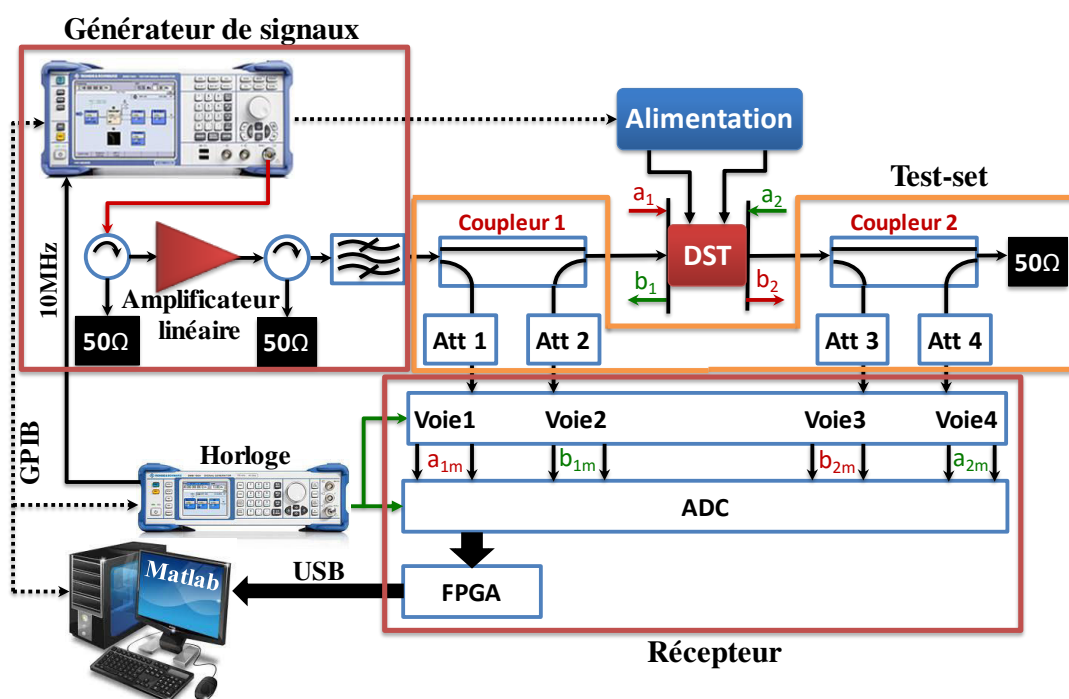


Figure II. 9 : Architecture générale d'un système de mesure et de caractérisation temporelle RF aux accès d'un DST

Le tableau II.2 représente une comparaison des caractéristiques des principales têtes de réception utilisées dans les NVNA ou les échantillonneurs cohérents.

Tableau II. 2 : Comparatif des caractéristiques des têtes de réception des NVNA et des échantillonneurs cohérents.

Récepteur	Bande passante	Fréquence d'échantillonnage
LSNA	50 GHz	$\leq 20\text{MHz}$
THA Inphi	13 & 18 GHz	10 MHz - 2 GHz
THA FMAX	32 GHz	$\leq 4\text{ GHz}$
Sampler PSPL	100 GHz	10 MHz
Teledyne LeCroy WaveExpert	100 GHz	10 MHz

III.2 Principe de fonctionnement d'une tête de réception en mode "Sampler"

III.2.1 Synoptique d'une tête d'échantillonnage de type "Sampler"

La numérisation du signal RF dans les systèmes à temps équivalents nécessite un circuit électrique permettant la discrétisation temporelle pour maintenir le niveau du signal RF pendant un temps suffisamment long pour réaliser la discrétisation d'amplitude et la quantification (CAN) [58]. La Figure II.10 présente le synoptique général de la tête de réception de type sampler présente dans les NVNA et les LSNA en particulier.

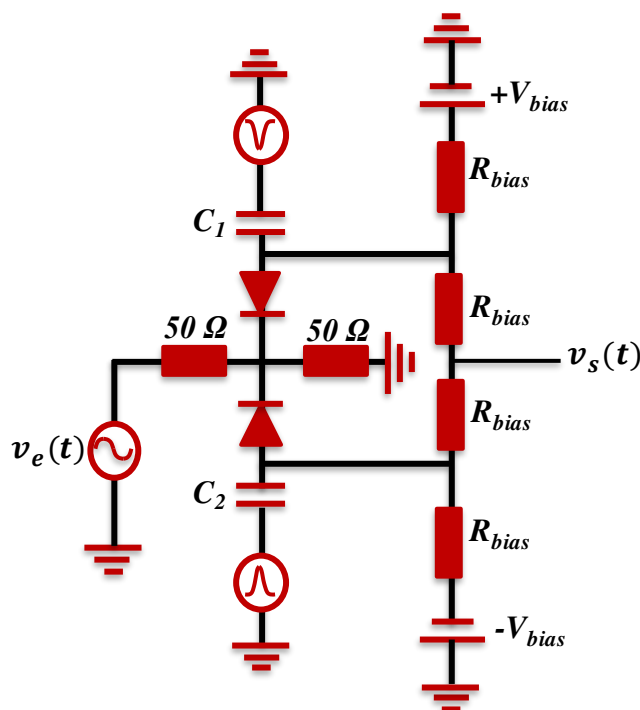


Figure II. 10 : Synoptique général d'une tête de réception de type "Sampler"

Cette tête de réception de type "Sampler" est constituée principalement d'un pont de deux diodes Schottky polarisées en inverse par le réseau de résistance R_{bias} . Les diodes sont à l'état "bloqué" en présence du signal RF à l'aide des tensions V_{bias} . Elles sont ensuite rendues brièvement passantes par deux signaux impulsionnels de durée t_w (quelques ps) en opposition de phase. Les charges sont alors accumulées dans les deux capacités C_1 et C_2 . La tension de sortie V_s est représentative de cette charge et dépend de la valeur des deux résistances R_{bias} . L'architecture différentielle permet une bonne isolation entre les entrées différentielles du signal impulsionnel d'échantillonnage et la sortie. Cette structure peut être configurable en fonction du choix des valeurs des résistances, des capacités et du signal impulsionnel et de sa fréquence. Ces caractéristiques vont déterminer les paramètres essentiels de l'échantillonneur : sa bande passante, sa fréquence intermédiaire FI , son niveau de puissance maximal d'entrée. La bande passante des échantillonneurs actuels varie de quelques GHz à quelques dizaines de GHz. La tension V_{bias} détermine la limite maximale en puissance d'entrée du signal RF.

III.2.2 Schéma équivalent d'une tête d'échantillonnage de type "Sampler"

Le circuit de la Figure II.10 peut être simplifié sous la forme du circuit donné sur la Figure II.11. Le commutateur représente l'état de polarisation des deux diodes Schottky, la résistance R_s est la résistance équivalente des deux résistances 50Ω , la capacité C est la capacité équivalente des deux capacités C_1 et C_2 de la Figure II.10. Le choix de t_w par rapport à la constante de temps $\tau = R_p C$ détermine le mode de fonctionnement du sampler. Les caractéristiques du sampler sont limitées par les valeurs technologiques des résistances R_s qui ne peuvent pas être inférieures à 25Ω et par les valeurs des capacités qui ne peuvent pas être inférieures à quelques ps.

En considérant que le commutateur est idéal, la résistance R_s de la Figure II.11 est proche de 25Ω en tenant compte des résistances équivalentes des diodes. La résistance R_p dépend des résistances R_{bias} mises en parallèle. La valeur de cette résistance est le plus souvent très faible.

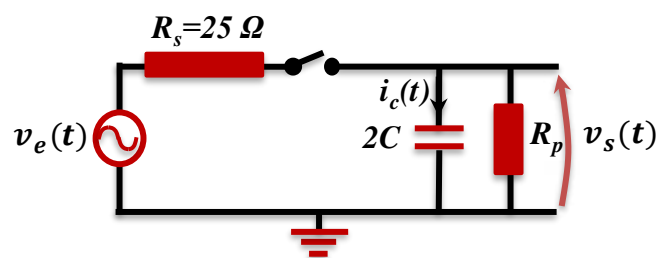


Figure II. 11 : Circuit équivalent d'une tête d'échantillonnage de type sampler

III.3 Etude de la réponse impulsionnelle et de la réponse en fréquence des têtes de réception de type "Sampler" ou de type "Track and Hold"

Le circuit équivalent des Figures II.10 et II.11 est valable pour les têtes de réception de type "Sampler" (LSNA) mais aussi pour les têtes de réception à échantillonnage cohérent de type "Track and Hold" (THA). La relation entre la constante de temps de ce circuit équivalent et le temps de fermeture (t_w) du commutateur (diodes passantes) détermine le mode de fonctionnement de l'échantillonneur. Deux principaux modes sont à distinguer :

- Le mode sampler pour lequel $t_w \ll \tau$
- Le mode Track pour lequel $t_w \gg \tau$

Ce circuit peut être défini comme un circuit linéaire variant périodiquement dans le temps ou LPTV (Linear Periodically Time-Varying).

III.3.1 Schéma équivalent d'un échantillonneur bloqueur ("sampler" ou "THA")

La Figure II.12 représente le circuit équivalent précédent de tête de réception associé au bloc de quantification (CAN) des échantillons prélevés dans la tension $v_s(t)$. Le circuit commandant de manière idéale le commutateur et le CAN est aussi présenté.

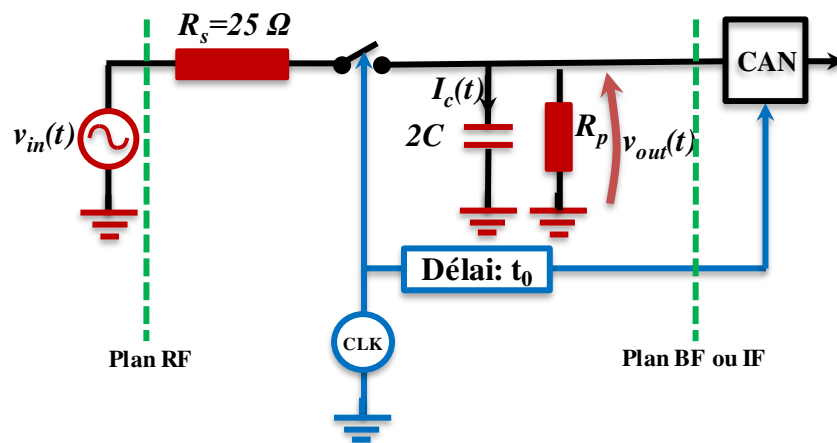


Figure II. 12 : Schéma équivalent du circuit global d'échantillonnage d'un signal RF

Le signal d'horloge est considéré comme une impulsion idéale dans cette étude théorique. Le signal impulsionnel est représenté sur la Figure II.13.

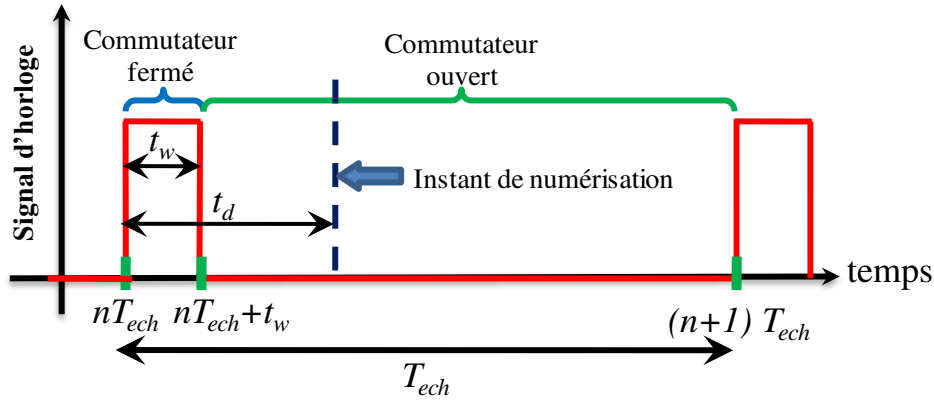


Figure II. 13 : Caractéristiques du signal d'horloge idéal

Le délai t_d représente le retard entre le début de l'échantillonnage RF et le début de la numérisation. Le CAN est un étage de numérisation (souvent avec un étage de type THA intégré), caractérisé par une entrée haute impédance pour la mesure de tension RF prélevée.

Le signal d'horloge est de forme impulsionnelle avec :

t_w : durée de fermeture du commutateur (diodes passantes)

T_{ech} : période d'échantillonnage

t_d : retard entre le début d'échantillonnage et le début de la numérisation

Pour le bon fonctionnement de l'échantillonneur bloqueur avec ce signal impulsionnel, la condition $t_w \leq t_d \leq T_{ech}$ doit être vérifiée. Certains échantillons peuvent être perdus si $t_d \geq T_{ech}$ par exemple.

III.3.2 Schéma équivalent avec commutateur fermé

Pendant l'impulsion de durée t_w , le commutateur est fermé et les diodes de la Figure II.11 sont polarisées en direct et sont équivalentes à des résistances internes très petites. Le schéma équivalent de l'échantillonneur dans ce cas est montré sur la Figure II.14. Le circuit prend cet état pendant la période $[nT_{ech}; nT_{ech} + t_w]$.

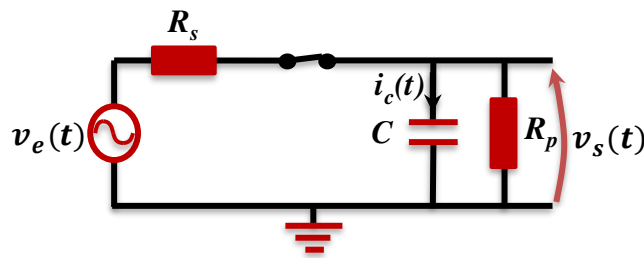


Figure II. 14 : Schéma équivalent du commutateur fermé (diodes polarisées en direct)

Le circuit est composé d'éléments capacitif C et résistifs R_s et R_p . En présence de l'impulsion t_w , le condensateur se charge. La relation entre les tensions d'entrée et de sortie dans ce circuit RC est une équation différentielle donnée comme suit :

$$\forall t \in [nT_{ech} ; nT_{ech} + t_w] \quad v_e(t) = R_s C \times \frac{dv_s(t)}{dt} + \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) \times v_s(t) \quad (\text{II.4})$$

III.3.3 Schéma équivalent avec commutateur ouvert

En dehors de l'impulsion de durée t_w le commutateur est ouvert et les diodes sont polarisées en inverse. Elles sont donc bloquées. Le condensateur se décharge avec une constante de temps τ . L'équation différentielle correspondante devient donc :

$$\forall t \in [nT_{echo} + t_w ; (n+1)T_{echo}] \quad \forall v_e(t) \quad 0 = R_p C \times \frac{dv_{out}(t)}{dt} + v_s(t) \quad (\text{II.5})$$

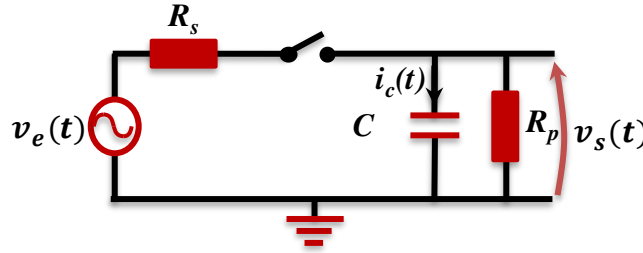


Figure II. 15 : Schéma équivalent du commutateur à l'état ouvert (diodes polarisées en inverse)

Il est clair qu'en fonction de la valeur de la capacité C , la constante de temps τ peut correspondre à un cycle de décharge rapide, lent ou même très lent. Ces trois possibilités déterminent la différence majeure entre les types de tête de réception ou entre les modes de fonctionnement des systèmes d'acquisition des signaux RF à temps équivalent.

III.3.4 Réponse impulsionnelle et réponse en fréquence d'un échantillonneur bloqueur

L'échantillonneur bloqueur peut être considéré comme étant un système linéaire par morceau, selon l'état du commutateur. Il est variant dans le temps car la charge accumulée dans la capacité ainsi que la quantité déchargée varient d'une période à l'autre. Il est périodique sur T_{ech} .

Ce système LPTV est donc régi par les deux équations déduites précédemment :

$$\begin{cases} \forall t \in [nT_{ech}; nT_{ech} + t_w] & v_e(t) = R_s C \times \frac{dv_s(t)}{dt} + \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) \times v_s(t) \\ \forall t \in [nT_{ech} + t_w; (n+1)T_{ech}] & \forall v_e(t) \quad 0 = R_p C \times \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

III.3.4.1 Réponse impulsionnelle d'un système linéaire

Par définition, un système physique électronique ou électromécanique est linéaire si les signaux d'entrée $e(t)$ et de sortie $s(t)$ sont liés par une équation différentielle linéaire. Il ne doit présenter aucune non-linéarité.



En disposant de l'équation différentielle linéaire reliant $e(t)$ et $s(t)$, il est possible de calculer la réponse impulsionnelle du système. Tout système dynamique linéaire peut donc se mettre sous la forme de l'équation différentielle linéaire suivante :

$$L\{s(t)\} = e(t) \quad (\text{II.7})$$

Où $L\{\cdot\}$ est un opérateur linéaire différentiel. Pour un circuit RC , l'équation différentielle reliant $e(t)$ et $s(t)$ est :

$$RC \times \frac{d s(t)}{dt} + s(t) = e(t) \quad \Leftrightarrow \quad L\{s(t)\} = e(t) \quad (\text{II.8})$$

Pour avoir la réponse impulsionnelle d'un système, il faut que $e(t) = \delta(t-\tau)$ ou $\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac avec :

- t : l'instant d'observation
- τ : l'instant d'émission de l'impulsion de Dirac

La réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ dépend des 2 variables (l'instant d'émission de l'impulsion de Dirac et l'instant d'observation) et vérifie l'équation suivante :

$$L\{g(t, \tau)\} = \delta(t - \tau) \quad (\text{II.9})$$

Tout signal continu $e(t)$ peut être décomposé comme suit :

$$e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t - \tau) \times e(\tau) d\tau \quad (\text{II.10})$$

D'après (II.8) et (II.10), on peut écrire :



$$L\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-\tau) \times e(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.11})$$

Et d'après (II.9) il vient :

$$L\{s(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} L\{g(t,\tau)\} \times e(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.12})$$

En permutant l'intégrale et l'opérateur linéaire différentiel :

$$L\{s(t)\} = L\left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} g(t,\tau) \times e(\tau) \times d\tau \right\} \quad (\text{II.13})$$

Ce qui donne :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t,\tau) \times e(\tau) \times d\tau \quad (\text{II.14})$$

Cette équation est applicable sur les systèmes linéaires variables ou non dans le temps.

Deux cas sont donc à distinguer :

1. **Système linéaire invariant dans le temps (SLIT) :** Dans un système SLIT, la réponse impulsionnelle ne dépend pas de l'instant d'excitation, mais de la différence entre l'instant d'observation et l'instant d'excitation :

$$g(t,\tau) = g(t-\tau) \quad s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t-\tau) \times e(\tau) \times d\tau \quad (\text{II.15})$$

Dans ce cas, les deux réponses impulsionnelles sont invariantes dans le temps.

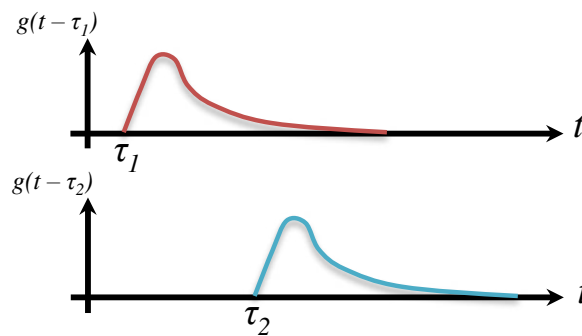


Figure II. 16 : Réponses impulsionnelles d'un système invariant dans le temps à deux instants différents τ_1 et τ_2

2. **Système linéaire variant dans le temps (LTV ou LPTV) :** Dans un échantillonneur-bloqueur avec un échantillonnage uniforme, la réponse impulsionnelle est périodique dans la dimension de l'instant d'excitation. Elle est



donc dépendante distinctement de l'instant d'excitation et de l'instant d'observation [58] :

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \tau) \times e(\tau) \times d\tau \quad (\text{II.16})$$

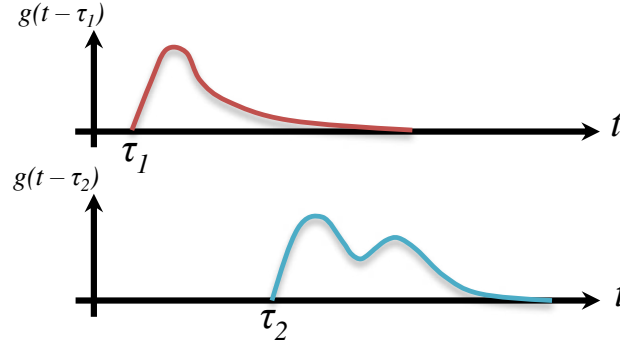


Figure II. 17 : Réponses impulsionnelles d'un système variable dans le temps à deux instants différents τ_1 et τ_2

III.3.4.2 La réponse en fréquence de l'échantillonneur bloqueur

L'échantillonneur bloqueur est un système LPTV dont la réponse impulsionnelle s'écrit en utilisant les variables de la Figure II.12 :

$$v(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \tau) \times v(\tau) \times d\tau \quad (\text{II.17})$$

Le calcul de la réponse en fréquence est réalisé à l'aide de la transformée de fourrier selon l'équation suivante :

$$V_s(\omega_s) = \int_{-\infty}^{\infty} v_s(t) \times e^{-j\omega_s t} dt \quad \text{et} \quad v_s(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_s(\omega_s) \times e^{-j\omega_s u} d\omega_s \quad (\text{II.18})$$

$$V_e(\omega_e) = \int_{-\infty}^{\infty} v_e(t) \times e^{-j\omega_e t} dt \quad \text{et} \quad v_e(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V_e(\omega_e) \times e^{-j\omega_e v} d\omega_e \quad (\text{II.19})$$

Avec : ω_e : pulsation du signal d'entrée ω_s : pulsation du signal de sortie

Après développement, on obtient la relation suivante :

$$V_s(\omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, v) \times e^{-j\omega_s v} \times e^{-j\omega_s t} \times dt \times dv \right) V_e(\omega_e) \times d\omega_e \quad (\text{II.20})$$



La démonstration de cette formule est donnée en annexe I.

Si on note $G(\omega_e, \omega_s)$:

$$G(\omega_e, \omega_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, v) \times e^{-j\omega_s v} \times e^{-j\omega_e t} \times dt \times dv \quad (\text{II.21})$$

La relation entrée/sortie dans le domaine fréquentiel est alors :

$$V_s(\omega_s) = \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega_e, \omega_s) \times V_e(\omega_e) d\omega_e \quad (\text{II.22})$$

Reprenons la Figure II.17, pour deux instants d'excitations v_1 et v_2 et faisons le changement de variable suivant :

$$t = u + v, \quad g(t, v) = g(u + v, v) = h(u, v) \quad (\text{II.23})$$

Avec u : instant d'observation et v : instant d'excitation, les deux réponses impulsionnelles sont alors définies en fonction du temps comme dans la Figure II.18.

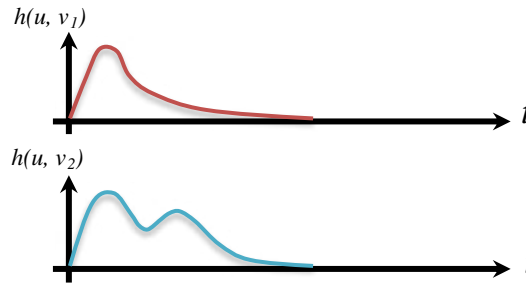


Figure II. 18 : Réponses impulsionnelles d'un LPTV à deux instants différents

Dans le cas général d'un système LPTV, la réponse en fréquence déduite de (II.19) est donnée par la relation :

$$H(\omega_e, \omega_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(u, v) \times e^{j\omega_e v} \times e^{-j\omega_s(u+v)} du dv \quad (\text{II.20})$$

$$\text{Ou encore : } H(\omega_e, \omega_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(u, v) \times e^{j(\omega_e - \omega_s)v} \times e^{-j\omega_s u} du dv \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Et } V_s(\omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(\omega_e, \omega_s) \times V_e(\omega_e) d\omega_e \quad (\text{II.22})$$

Dans un système LPTV, la réponse impulsionnelle est périodique dans la dimension temporelle correspondant à l'instant d'excitation de l'impulsion (dimension v), c'est-à-dire :



$$g(t, v) = g(t, v + T_{ech}) \quad \text{Ou} \quad h(u, v) = h(u, v + T_{ech}) \quad (\text{II.23})$$

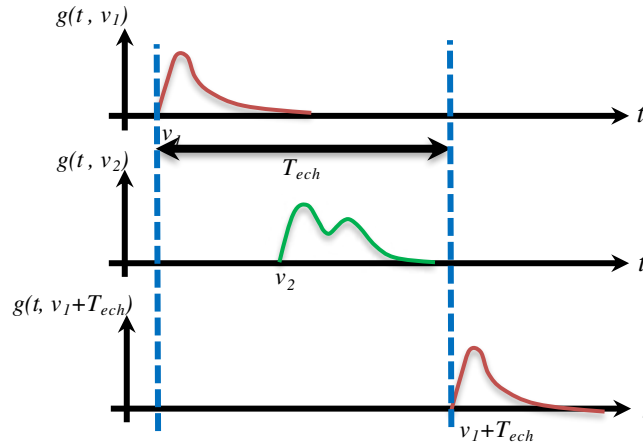


Figure II. 19 : Périodicité de la réponse impulsionnelle dans la dimension temporelle correspondant à l'instant d'excitation de l'impulsion

h et g sont périodiques **en** v (période T_{ech}): la période d'échantillonnage, h et g sont donc décomposables en série de Fourier en v :

$$h(u, v) = h(u, v + T_{ech}) \Rightarrow h(u, v) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n(u) \times e^{-jn\omega_{ech}v} \quad (\text{II.24})$$

Avec
$$h_n(u) = \frac{1}{T_{ech}} \int_0^{T_{ech}} h(u, v) \times e^{-jn\omega_{ech}v} dv \quad \omega_{ech} = \frac{2\pi}{T_{ech}}$$

Avec (II.21) et (II.24) il vient :

$$H(\omega_e, \omega_s) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n(u) \times e^{-jn\omega_{ech}v} \times e^{j(\omega_e - \omega_s)v} \times e^{-j\omega_s u} du dv \quad (\text{II.25})$$

Ou bien :
$$H(\omega_e, \omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n(u) \times \boxed{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech})v} \times dv} \right) \times e^{-j\omega_s u} du \quad (\text{II.26})$$

Avec :
$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech})v} dv = \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech}) \quad (\text{II.27})$$

Ce qui donne :
$$H(\omega_e, \omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} h_n(u) \cdot \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_0) \right) \cdot e^{-j\omega_s u} du \quad (\text{II.28})$$

$$H(\omega_e, \omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_0) \cdot \left[\int_{-\infty}^{+\infty} h_n(u) \cdot e^{-j\omega_s u} du \right] \quad (\text{II.29})$$

Si on pose :
$$H_n(\omega_s) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(u) \cdot e^{-j\omega_s u} du$$

On obtient
$$H(\omega_e, \omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech}) \times H_n(\omega_s) \quad (\text{II.30})$$

En remplaçant ces résultats dans (II.22), on trouve :

$$V_s(\omega_s) = \int \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech}) \times H_n(\omega_s) \times V_e(\omega_e) d\omega_e \quad (II.31)$$

Ou
$$V_s(\omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H_n(\omega_s) \times \boxed{\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech}) \times V_e(\omega_e) d\omega_e} \quad (II.32)$$

On aura finalement la relation fréquentielle entrée/sortie d'un système LPTV :

$$V_s(\omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H_n(\omega_s) \times V_e(\omega_s + n\omega_{ech}) \quad (II.33)$$

Avec
$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta(\omega_e - \omega_s - n\omega_{ech}) \times V_e(\omega_e) d\omega_e = V_e(\omega_s + n\omega_{ech}) \quad (II.34)$$

Exemple : La Figure II.20 montre la transposition d'un signal RF de pulsation ω_e sous-échantillonné à la pulsation ω_{ech} . Ne sont représentés sur cette figure que les composantes basse fréquence du spectre de sortie de l'échantillonneur bloqueur. Ces composantes basses fréquences sont le résultat du "battement" de la troisième harmonique de la fréquence d'horloge F_{ech} avec la fréquence du signal d'entrée F_e .

$$V_s(\omega_s) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H_n(\omega_s) \times V_e(\omega_s + n\omega_{ech}) \quad (II.35)$$

$$V_{S+3}(\omega_{BF}) = H_{+3}(\omega_{BF}) \times V_e(\omega_{BF} + 3\omega_{ech}) = H_{+3}(\omega_{BF}) \times V_e(\omega_e) \quad (II.36)$$

$$V_{S-3}(-\omega_{BF}) = H_{-3}(-\omega_{BF}) \times V_e(-\omega_{BF} - 3\omega_{ech}) = H_{-3}(-\omega_{BF}) \times V_e(-\omega_e) \quad (II.37)$$

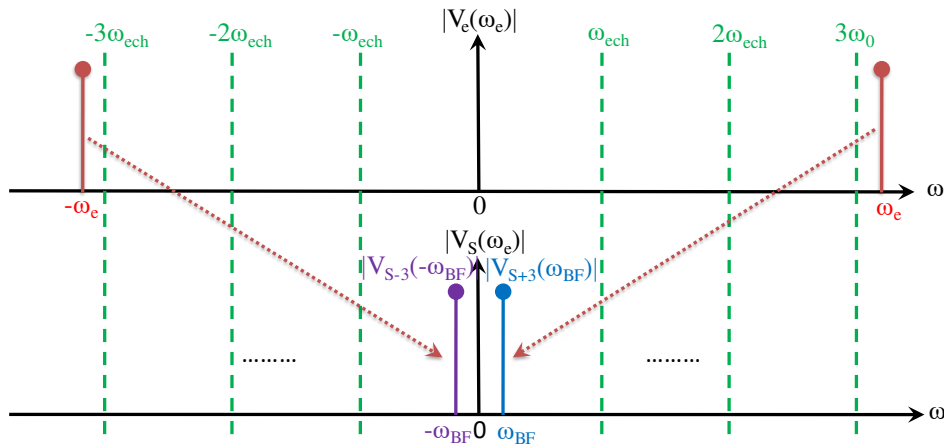


Figure II. 20 : Exemple de transposition fréquentielle du signal sous-échantillonné

Le signal d'entrée RF de pulsation ω_e légèrement supérieur à $3\omega_{ech}$ est traduit par la pulsation ω_{BF} après passage dans l'échantillonneur bloqueur considéré comme un système LPTV [59] [60].

III.3.4.3 Réponse impulsionnelle de l'échantillonneur bloqueur

En reprenant le schéma équivalent de l'échantillonneur bloqueur de la Figure II.10 et les équations différentielles (II.4) décrivant les relations entre les tensions d'entrée et de sortie selon les cas de commutateur ouvert et fermé et en fixant les conditions initiales de la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ de l'équation (II.9), il est possible d'écrire :

- Pour une impulsion de Dirac émise envoyée pendant la fermeture du commutateur $[0, t_w]$:

$$\tau \in [0; t_w] \text{ et } t \in [0; t_w] \begin{cases} v_e(t) = R_s C \times \frac{dv_s(t)}{dt} + \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) \times v_s(t) \\ v_e(t) = \delta(t - \tau) \end{cases} \quad (\text{II. 38})$$

Ce qui donne :

$$v_s(t_w) = \frac{1}{R_s C} \times U(t - \tau) \times e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\left(\frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \right)}} \quad (\text{II.39})$$

Donc, la réponse impulsionnelle est donnée par la relation suivante :

Pour $\tau \in [0; t_w] \text{ et } t \in [0; t_w] \Rightarrow g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot U(t - \tau) \cdot e^{\frac{-(t - \tau)}{\left(\frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \right)}} \quad (\text{II.40})$

Dans ce cas $g(t, \tau)$ suit une évolution en décroissance exponentielle. La Figure II.21 montre les schémas équivalents de l'échantillonneur bloqueur correspondant aux deux positions du commutateur.

- Pour une impulsion de Dirac émise pendant l'ouverture du commutateur $[t_w, T_{ech}]$:

$$\tau \in [t_w; T_{ech}] \begin{cases} \forall v_e(t) \quad 0 = R_p C \times \frac{dv_s(t)}{dt} + v_s(t) \\ v_e(t) = \delta(t - \tau) \end{cases} \quad (\text{II. 41})$$

Dans ces conditions, la capacité C ne voit pas l'impulsion de Dirac et elle reste déchargée, donc $v_s(t) = 0$. De même, la réponse impulsionnelle est aussi nulle :

$$\tau \in [t_w; T_{ech}] \text{ et } t \geq \tau \Rightarrow g(t, \tau) = 0 \quad (\text{II. 42})$$



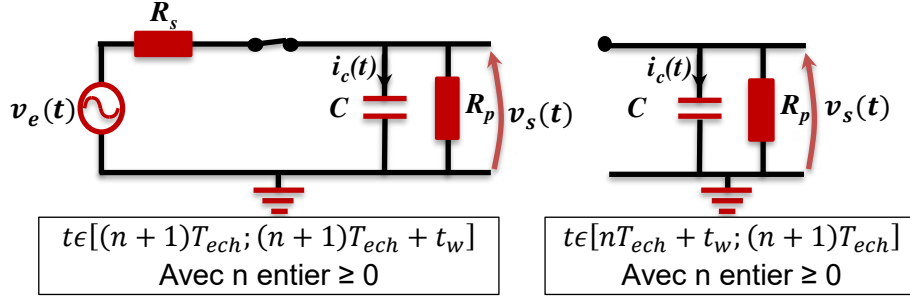


Figure II. 21 : Schéma équivalent de l'échantillonneur bloqueur en fonction de l'état du commutateur

Par récurrence, il est possible de déterminer l'évolution de la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ en fonction de la présence ou non de l'impulsion de Dirac pendant la fermeture ou l'ouverture du commutateur.

Cas où $\tau \in [0; t_w]$: la réponse impulsionnelle est à étudier dans deux intervalles :

1. Lorsque $t \in [nT_{ech}; nT_{ech} + t_w]$ avec n entier ≥ 1 :

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \times \beta^n \times e^{\frac{-(t-nT_{ech})}{\gamma_1}} \quad \text{avec} \quad \beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-(T_0-t_w)}{\gamma_2}} \quad (\text{II.43})$$

Avec γ_1 , la constante de temps lorsque le commutateur est fermé $\gamma_1 = \frac{R_p R_s C}{R_p + R_s}$
et γ_2 , la constante de temps lorsque le commutateur est ouvert $\gamma_2 = R_p C$.

2. Lorsque $t \in [nT_0 + t_w; (n+1)T_0]$ avec n entier ≥ 1 :

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w-\tau)}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{-(t-nT_0-t_w)}{\gamma_2}} \quad \text{avec} \quad \beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0-t_w)}{\gamma_2}} \quad (\text{II.44})$$

Avec γ_1 Constante de temps lorsque le Switch est ouvert $\gamma_2 = R_p C$

$$\text{Cas ou } \tau \in [t_w; T_0] \quad \forall t \geq \tau \quad g(t, \tau) = 0 \quad (\text{II.45})$$

Une démonstration de ces derniers résultats est donnée en annexe I.2

Exemple pratique :

Dans l'hypothèse d'un fonctionnement avec les valeurs suivantes ("Sampler" idéal).

$$t_w = 200ps$$

$$T_0 = 1ns$$

$$R_s = 25\Omega$$

$$R_p = 10000\Omega$$

$$C = 10\text{pf}$$

La Figure II.22 montre la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ obtenue pour $\tau = 100\text{ps}$. L'impulsion de Dirac est émise à l'entrée de l'échantillonneur bloqueur après 100ps de la fermeture du commutateur. La Figure montre que la capacité C se décharge selon deux rythmes différents correspondants aux deux constantes de temps γ_1 et γ_2 . La Figure II.23 représente un agrandissement sur deux périodes T_{ech} de la Figure II.22.

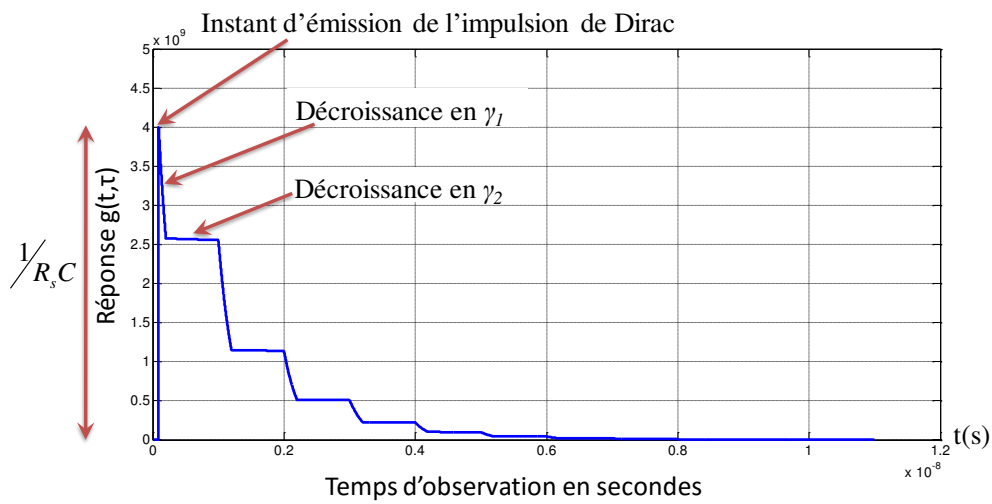


Figure II. 22 : Réponse impulsionnelle de l'échantillonneur bloqueur à une impulsion de Dirac émise à $\tau < t_w$

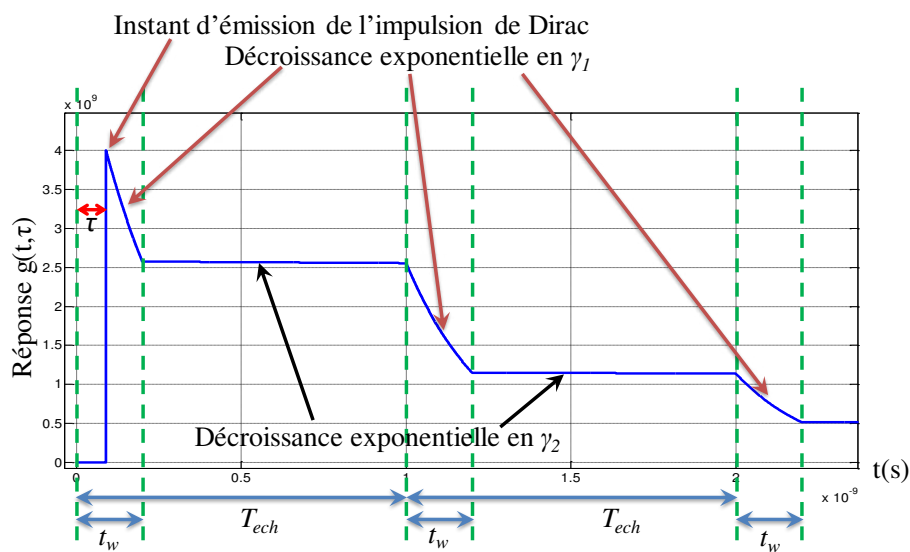


Figure II. 23 : Zoom de la réponse impulsionnelle de l'échantillonneur bloqueur sur deux périodes T_{ech}

Si un signal RF continu périodique est présenté à l'entrée de cet échantillonneur bloqueur, la capacité C n'est pas totalement déchargée à chaque période T_{ech} où le commutateur se ferme. Le signal récupéré durant t_w représente donc une partie du signal RF courant plus un historique des périodes précédentes de passage du signal RF. Ce fonctionnement conduira à avoir de la mémoire échantillon à échantillon (Sample to Sample Memory). On dit aussi qu'il y a de l'interférence inter-échantillons. En réalité, ce phénomène est présent à cause de la constante de temps $\gamma_2 = R_p C$, cette dernière est dépendante principalement de la valeur R_p . Si cette dernière a une petite valeur, la capacité C se décharge plus rapidement pendant $T_{ech} - t_w$, comme le montre la Figure II.24. Cette caractéristique constitue le point clé de différenciation des têtes de réception.

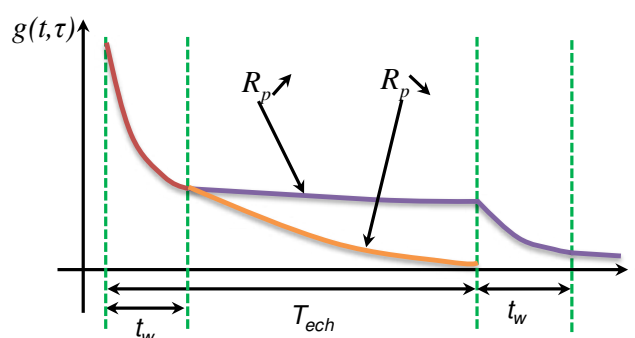


Figure II. 24 : Influence de R_p sur le cycle de décharge de la capacité C

Des techniques sont aussi employées pour augmenter le temps de décharge de la capacité C pendant $T_0 - t_w$. Selon le choix de la valeur de R_p , on peut distinguer deux types d'échantillonneur bloqueurs utilisés à l'heure actuelle :

*** R_p de grande valeur :** Le fonctionnement est celui utilisé dans les LSNA. Il nécessite une fréquence d'échantillonnage faible pour diminuer le processus d'interférence inter-échantillons.

*** R_p de faible valeur :** Ce fonctionnement est utilisé dans ce qui est appelé les échantillonneurs en mode "Track". Le phénomène d'interférence inter-échantillons est évité par la constante de temps γ_2 très rapide obtenue dans ce cas. Dans ce cas, la constante de temps ne dépend plus de R_p mais de R_s .

La Figure II.25 montre la réponse impulsionnelle $g(t, \tau)$ obtenu pour différentes valeurs de τ . Il est clair que la forme de la réponse impulsionnelle est indépendante de τ tant que ce dernier est inférieur à t_w .

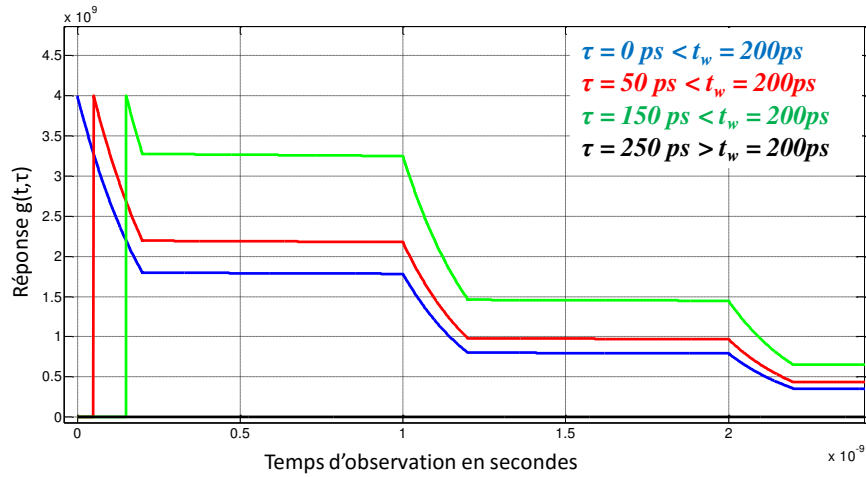


Figure II. 25 : Réponse impulsionnelle obtenue avec plusieurs valeurs de τ

III.3.4.4 Réponse en fréquence de l'échantillonneur bloqueur

Si on suppose une excitation d'un signal CW à pulsation ω_e en entrée de l'échantillonneur bloqueur, la réponse fréquentielle du système tel qu'elle a été calculée précédemment dans l'équation II.35 montre que le signal de sortie est composé d'une suite infinie de composantes fréquentielles dont un exemple est présenté dans la Figure II.26. La pulsation des composantes en sortie est générée en fonction de la pulsation d'entrée ω_e et de la fréquence d'échantillonnage ω_{ech} . Le fonctionnement de l'échantillonneur bloqueur peut être comparé au fonctionnement d'une infinité de mélangeurs hétérodynes générant une infinité de fréquences intermédiaires ω_{hIF} . La sortie de ce système n'est que la somme directe des sorties des mélangeurs hétérodynes comme montré sur la Figure II.27.

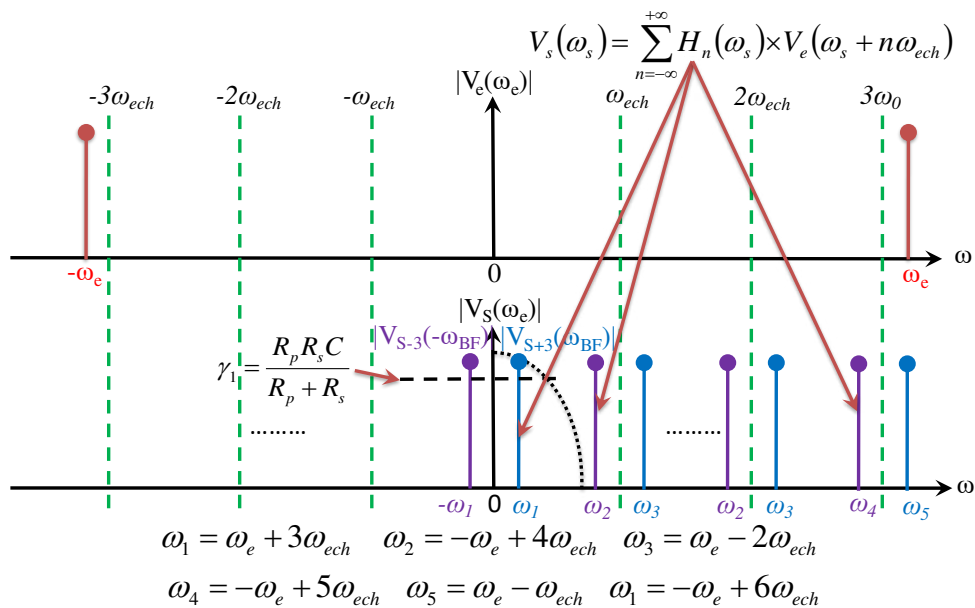


Figure II. 26 : Réponse de l'échantillonneur bloqueur excité avec un signal CW à ω_e

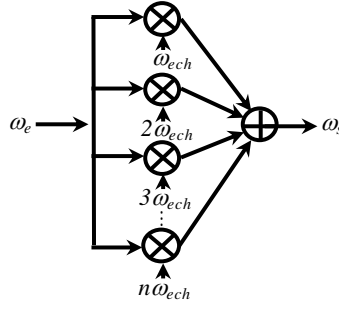


Figure II. 27 : Analogie du fonctionnement de l'échantillonneur bloqueur avec un système constitué d'une infinité de mélangeurs hétérodynes

Nous cherchons la fonction de transfert entre le signal d'entrée sinusoïdal à la pulsation ω_e et le signal de sortie à la pulsation la plus basse ω_{IF} :

$$V_s(\omega_{IF}) = G_n(\omega_{IF}) \times V_e(\omega_{IF} + n\omega_{ech}) \Leftrightarrow \exists n \in \mathbb{N}^* \text{ tel que } |\omega_{IF}| = |\omega_e - n\omega_{ech}| < \frac{\omega_{ech}}{2} \quad (\text{II.46})$$

On remarque que $G_n(\omega_{IF})$ contient 2 dimensions, la pulsation d'entrée ω_e indexée par n et la pulsation de sortie ω_{IF} . La Figure II.28 représente les variations de $G_n(\omega_{IF})$ en RF en fonction de ω_e et en BF en fonction de ω_{IF} .

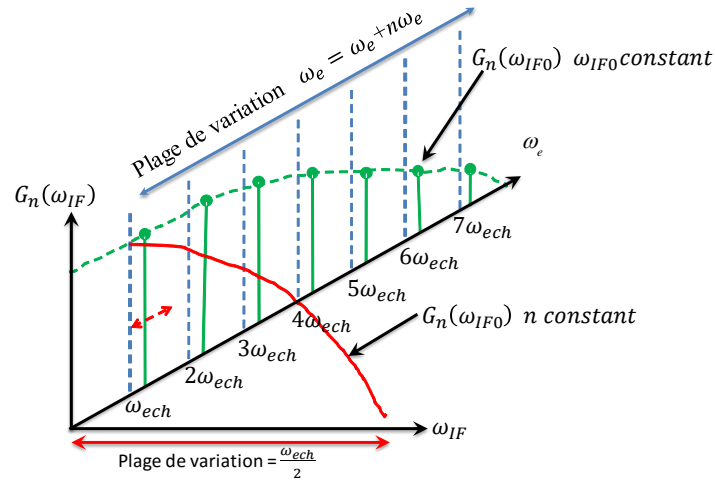


Figure II. 28 : Représentation de la fonction $G_n(\omega_{IF})$ en fonction variables ω_e et ω_{IF} .

Pour calculer $G_n(\omega_{IF})$, il faut reprendre les équations II.43, II.44 et II.45, afin de séparer les variables t et τ :

$$\begin{aligned}
 g(t, \tau) &= f(t) \times \frac{1}{R_s C} \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \quad \text{si } \tau \in [0; t_w] \text{ et } \forall t \geq \tau \\
 g(t, \tau) &= 0 \quad \text{si } \tau \in]t_w; T_{ech}[\text{ et } \forall t \geq \tau \\
 &\text{avec} \\
 f(t) &= \beta^n \times e^{\frac{-(t-nT_{ech})}{\gamma_1}} \Leftrightarrow t \in [nT_{ech}; nT_{ech} + t_w] \text{ et } n \in N^* \\
 f(t) &= e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times \beta^n \times e^{\frac{-(t-nT_{ech}-t_w)}{\gamma_2}} \Leftrightarrow t \in [nT_{ech} + t_w; (n+1)T_{ech}] \text{ et } n \in N
 \end{aligned} \tag{II.47}$$

$g(t, \tau)$ est périodique de période T_{ech} et donc décomposable en série de Fourier en τ :

$$\begin{aligned}
 g(t, \tau) &= f(t) \times \sum_{k=-\infty}^{+\infty} g_k \times e^{-jk\omega_{ech}\tau} \\
 &\text{avec} \quad f(t) \times g_k = \frac{1}{T_{ech}} \int_0^{T_{ech}} g(t, \tau) \times e^{-jk\omega_{ech}\tau} d\tau
 \end{aligned} \tag{II.48}$$

Et

$$\begin{aligned}
 g_k &= \frac{1}{T_{ech}} \int_0^{T_{ech}} \frac{1}{R_s C} \times e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \times e^{-jk\omega_{ech}\tau} d\tau \\
 g_k &= \frac{e^{t_w \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{ech}k \right)} - 1}{R_s C \cdot T_{ech} \cdot \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{ech}k \right)} = \frac{\gamma_1 \cdot e^{t_w \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{ech}k \right)}}{R_s C T_0} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_{ech}k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech}k \gamma_1}
 \end{aligned} \tag{II.49}$$

En comparaison avec le tableau donné par [57], le terme g_k représente le fonctionnement RF de l'échantillonneur bloqueur. Deux modes sont principalement distingués : le mode RF sampler ou (mode intégrateur) et le mode Track-sampling (ou échantillonnage et blocage).

Le terme $A(f)$ donné par [57] apparaît dans la formule de g_k :

$$g_k = \frac{\gamma_1 \cdot e^{t_w \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{ech}k \right)}}{R_s C T_0} \cdot \underbrace{\frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_{ech}k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech}k \gamma_1}}_{A(f)} \quad A(f) = \frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau} (1 + j2\pi f \tau)}}{1 + j2\pi f \tau}$$

La réponse fréquentielle $G_n(\omega_{IF})$ peut être développée comme suit :

On a :



$$g(t, \tau) = f(t) \times \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} g_k \times e^{-jk\omega_{ech}\tau}$$

avec

$$g_k = \frac{\gamma_1 \times e^{\frac{t_w}{\gamma_1} \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_{ech}k \right)}}{R_s C \cdot T_{ech}} \times \frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_{ech}k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech}k \cdot \gamma_1}$$

$$G_k(\omega_{IF}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_k \times f(t) \times e^{-j\omega_{IF}t} dt \quad (II.50)$$

On peut écrire aussi :

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt$$

avec

$$\begin{aligned} f(t) &= \beta^n \cdot e^{\frac{-(t-nT_0)}{\gamma_1}} \Leftrightarrow t \in [nT_0; nT_0 + t_w] \text{ et } n \in N^* \\ f(t) &= e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{-(t-nT_0-t_w)}{\gamma_2}} \Leftrightarrow t \in [nT_0 + t_w; (n+1)T_0] \text{ et } n \in N \end{aligned} \quad (II.51)$$

Selon le tableau II.1 donné sur [57] présente sur la Figure II.29, et selon le temps de fermeture du commutateur t_w par rapport T_{ech} , il y a deux modes de fonctionnement à étudier :

- Le mode **Sampler RF** (ou **mode intégrateur**) caractérisé par $t_w \ll T_{ech}$ et $t_w \ll R_s C$
- Le mode **track-sampling** (ou **TH Track and Hold Sampling**) caractérisé par $t_w = T_{ech}/2$ et $t_w \gg R_s C$.



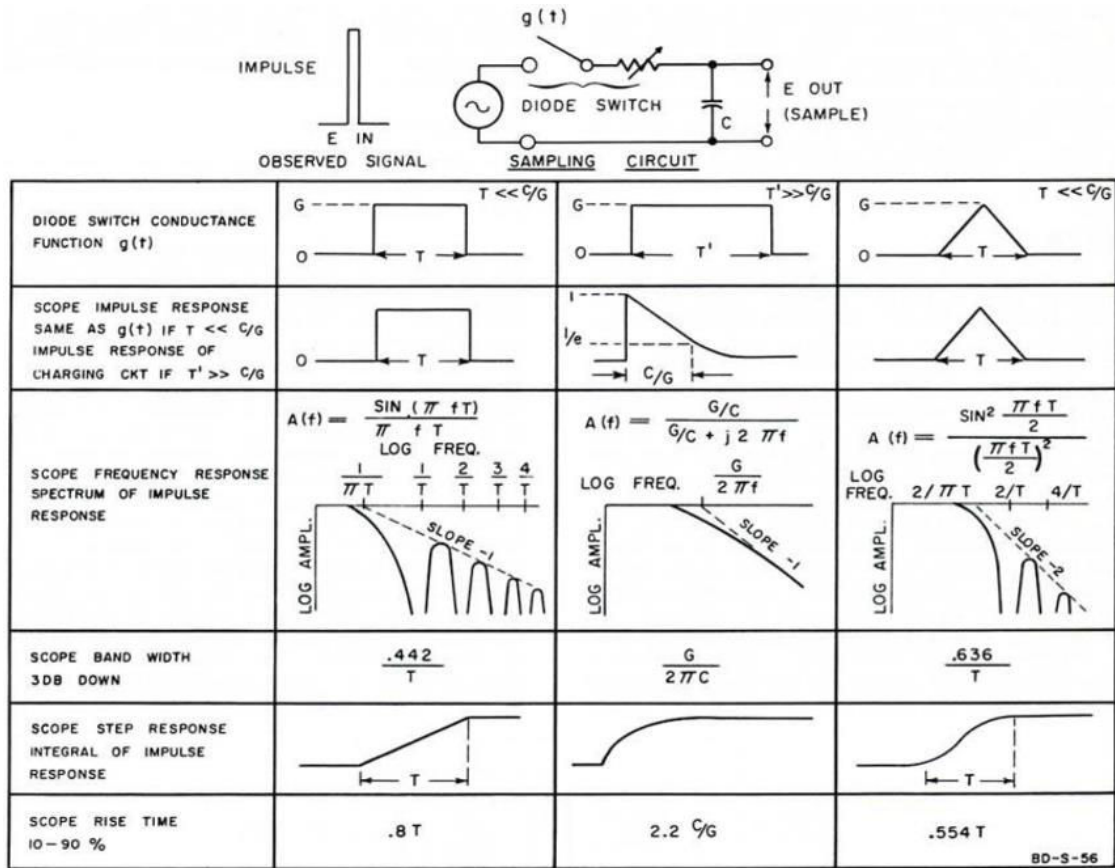


Figure II. 29 : Réponse fréquentielle de l'oscilloscope à échantillonnage HP [57]

III.4 Etude du mode "Sampler RF"

III.4.1 Principe du mode "Sampler RF"

La réponse fréquentielle de l'échantillonneur bloqueur est donnée par la relation suivante :

$$G_k(\omega_{IF}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_k \cdot f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt = g_k \cdot \left(\sum_{n=0}^{n=\infty} \left(\int_{nT_{ech}}^{nT_{ech}+t_w} f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) + \sum_{n=0}^{n=\infty} \left(\int_{nT_{ech}+t_w}^{(n+1)T_{ech}} f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \right) \quad (II.52)$$

Il a été mentionné que le mode Sampler RF correspond à une constante de temps du circuit RC de l'échantillonneur très grande devant la durée de fermeture du commutateur, ce qui correspond à la considération suivante : $t_w \ll T_{ech}$ et $t_w \ll R_s C$

La Figure II.30 présente l'évolution de la fonction $f(t)$ de la réponse en fréquence $G_k(\omega_{IF})$ pour les valeurs suivantes :

$$t_w = 10ps, T_{ech} = 1ns, R_s = 25\Omega, R_p = 10000\Omega, C = 10pF.$$

Avec ces valeurs : $t_w \ll T_{ech}$ et $R_s C = 2,5.10^{-10} \gg t_w$

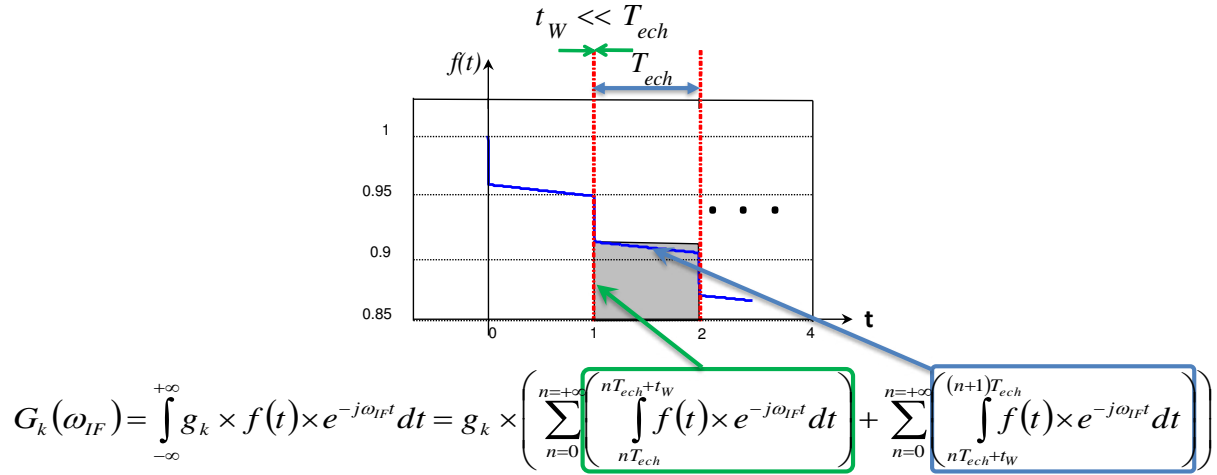


Figure II. 30 : Evolution de la fonction $f(t)$ dans le mode "Sampler"

D'après la Figure II.30, le terme encadré en vert peut être négligé, ce qui conduit à :

$$G_k(\omega_{IF}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_k \times f(t) \times e^{-j\omega_{IF}t} dt \approx g_k \cdot \sum_{n=0}^{+\infty} \left(\int_{nT_{ech}+t_w}^{(n+1)T_{ech}} f(t) \times e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \quad (II.53)$$

$$\begin{aligned} G_k(\omega_{IF}) &= g_k \times \sum_{n=0}^{+\infty} \left(\int_{nT_0+t_w}^{(n+1)T_0} e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times \beta^n \times e^{\frac{-(t-nT_0-t_w)}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \\ &= g_k \times \sum_{n=0}^{+\infty} \left(e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times \beta^n \times e^{\frac{(nT_0+t_w)}{\gamma_2}} \times \left(\int_{nT_0}^{(n+1)T_0} e^{\frac{-t}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \right) \end{aligned} \quad (II.54)$$

A partir de l'équation II.54 et avec le développement montré en annexe I.3, on peut aboutir à la réponse fréquentielle de l'échantillonneur bloqueur suivante :

comme $t_w \ll \gamma_1$ et $t_w \ll \gamma_2$

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{\gamma_1 \times e^{jk\omega_{ech}t_w}}{R_s C} \cdot \frac{1}{T_{ech} \times \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_{ech}}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF}T_{ech}}}{1 - e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \times e^{\frac{-T_{ech}}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF}T_{ech}}} \right) \cdot \left(\frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1}(1+j\omega_{ech}k\gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech}k\gamma_1} \right) \quad (II.55)$$

Une relation similaire est donnée dans [57], le schéma réel et équivalent de l'échantillonneur à base duquel a été développée cette équation est montrée dans les Figures II.31 et II.32:

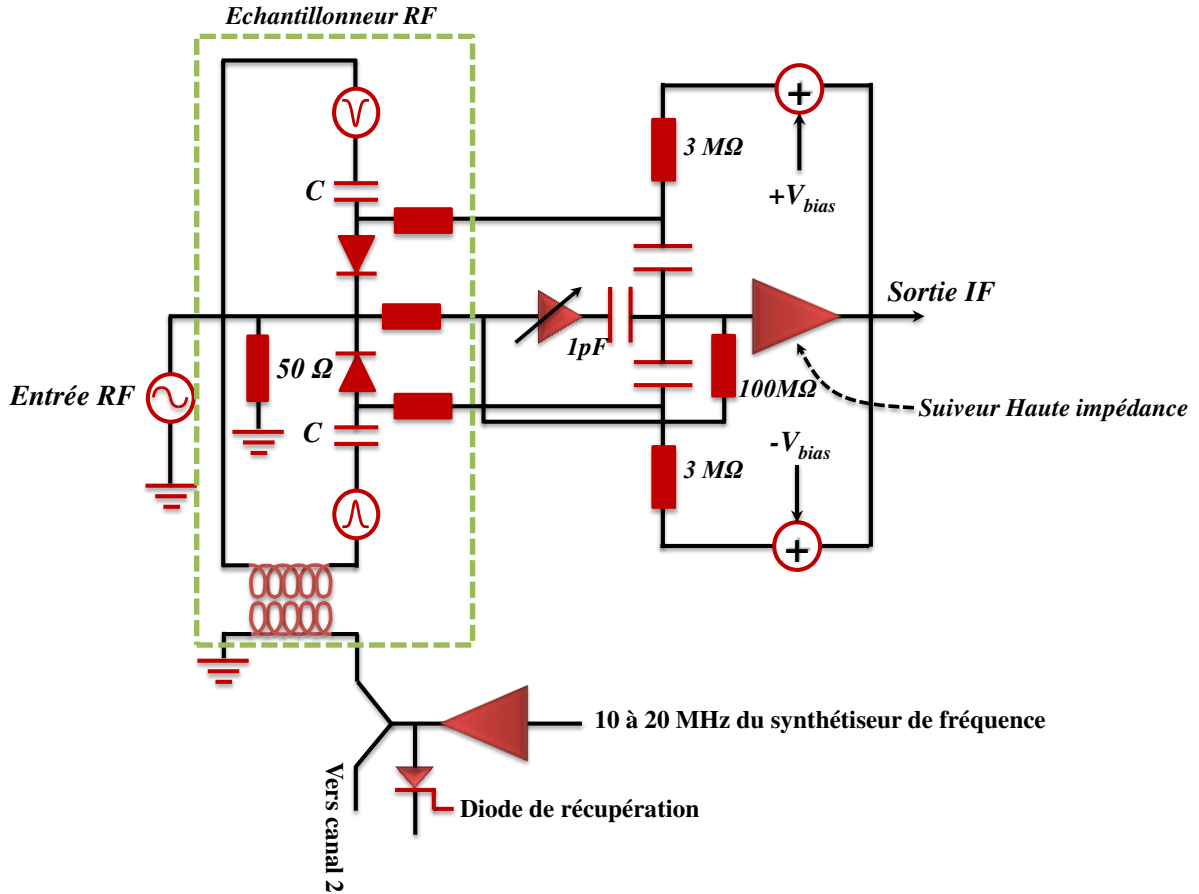
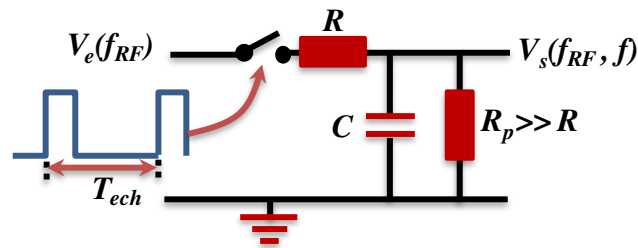


Figure II. 31 : Diagramme simplifié du Sampler RF proposé par HP [57]

Sur la Figure II.32, le signal d'entrée RF $V_e(f_{RF})$ est sous-échantillonné avec le signal d'horloge à la fréquence f_{ech} . Le signal de sortie dépend de la fréquence d'entrée f_{RF} et d'un multiple de la fréquence de sous-échantillonnage f_{ech} .



$$j2\pi f = j2\pi f_{RF} + j2\pi N f_{ech} \quad \text{avec} \quad f_{ech} = 1/T_{ech}$$

Figure II. 32 : Model du sampler RF proposé par HP [57]

La réponse fréquentielle de l'échantillonneur donné par HP [57] est calculée avec l'équation suivante :

$$G(f_{RF}, f) = \frac{V_s(f_{RF}, f)}{V_e(f_{RF}, f)} = \frac{(1 - B e^{-f_{RF} T_{ech}})}{t_{ech} \left(f + \frac{1}{R_p C} \right) (1 - B(1 - \epsilon) e^{-f_{RF} T_{ech}})} \frac{(1 - B(1 - \epsilon) e^{-f_{RF} T_{on}})}{(1 + f_{RF} R C)} \quad (II.56)$$

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{\gamma_1 \times e^{jk\omega_{ech} t_w}}{R_s C} \cdot \frac{1}{T_{ech} \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{ech}}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF} T_{ech}}}{1 - e^{-\frac{T_w}{\gamma_1}} \cdot e^{-\frac{T_{ech}}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF} T_{ech}}} \right) \cdot \left(\frac{1 - e^{-\frac{t_w}{\gamma_1} (1 + j\omega_{ech} k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech} k \times \gamma_1} \right)$$

Temps d'ouverture du commutateur : t_{on}

Coefficient de blocage (Hold efficiency) : $B = e^{-t_{ech}/R_p C}$

Coefficient d'efficacité d'échantillonnage (Sampler Efficiency) : $\epsilon = 1 - e^{-t_{on}/RC}$

En comparant les deux équations (II.55) et (II.56), on remarque qu'elles sont similaires ce qui montre que le développement précédent est identique à celui qui a abouti à l'équation II.56. Dans la suite, par souci de simplification on notera $G(f) = G(\omega_{IF})$

Une simulation sous Matlab permettant de tracer la réponse en fréquence à partir de l'équation (II.55) en 3D en fonction de f_{IF} et de f_{RF} a été réalisée. La Figure II.33 illustre le résultat de cette simulation. Elle montre qu'avec le mode sampler, une bande passante RF très large est obtenue (zéro de la réponse en fonction de f_{RF} à 100GHz). L'efficacité d'échantillonnage est inversement proportionnelle avec la fréquence f_{IF} choisie. Des compromis sont donc nécessaires lors de la conception des samplers.

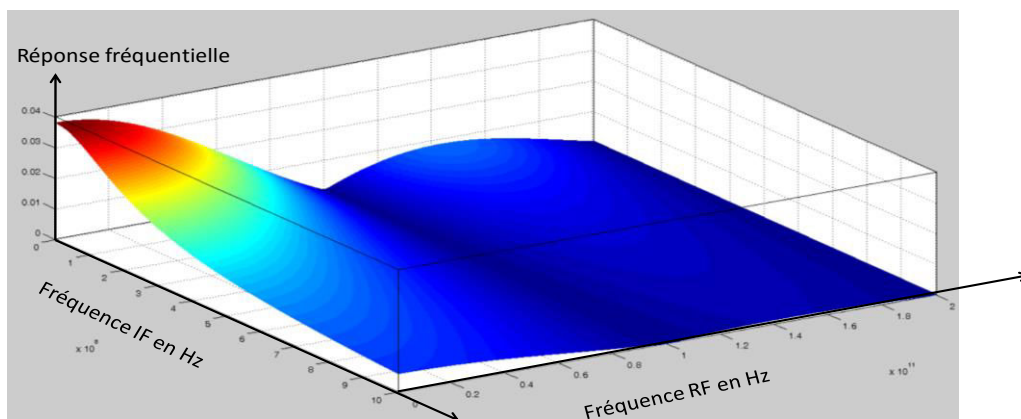


Figure II. 33 : Variation de la réponse fréquentielle du mode Sampler RF ($t_w \ll T_0$) en fonction de f_{IF} et de f_{RF}

La Figure II.34 représente $G(f)$ en fonction de la fréquence f_{RF} d'entrée pour une fréquence f_{IF} fixe. Cette dernière varie selon une fonction sinus cardinal avec un premier zéro

à $f_{RF} = 100\text{GHz}$, correspondant à $1/t_w$. La bande passante du Sampler RF ($t_w \ll T_{ech}$) est égale à 44GHz à -3dB. Ce résultat montre que les échantillonneurs fonctionnant en mode sampler RF ($t_w \ll T_{ech}$) présentent une bande passante RF importante. On remarque aussi que l'amplitude de la réponse est décroissante en fonction de f_{IF} , l'efficacité d'échantillonnage du Sampler RF augmente avec la diminution de f_{IF} .

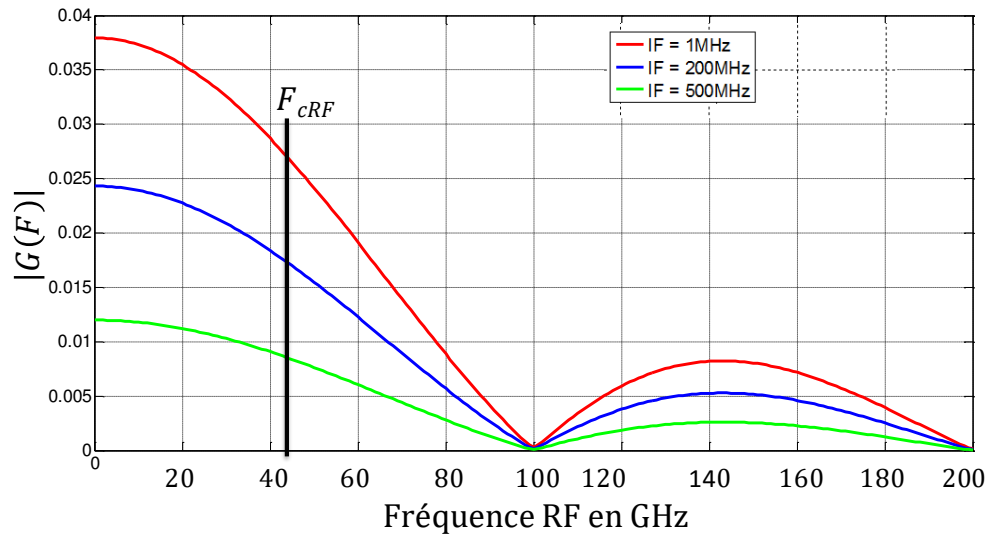


Figure II. 34 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{RF} paramétré par f_{IF}

La Figure II.35 montre la réponse fréquentielle en fonction de la fréquence IF d'entrée pour une fréquence RF fixe. Les trois courbes correspondent à trois valeurs de f_{RF} . L'amplitude de la réponse décroît avec f_{RF} et avec f_{IF} .

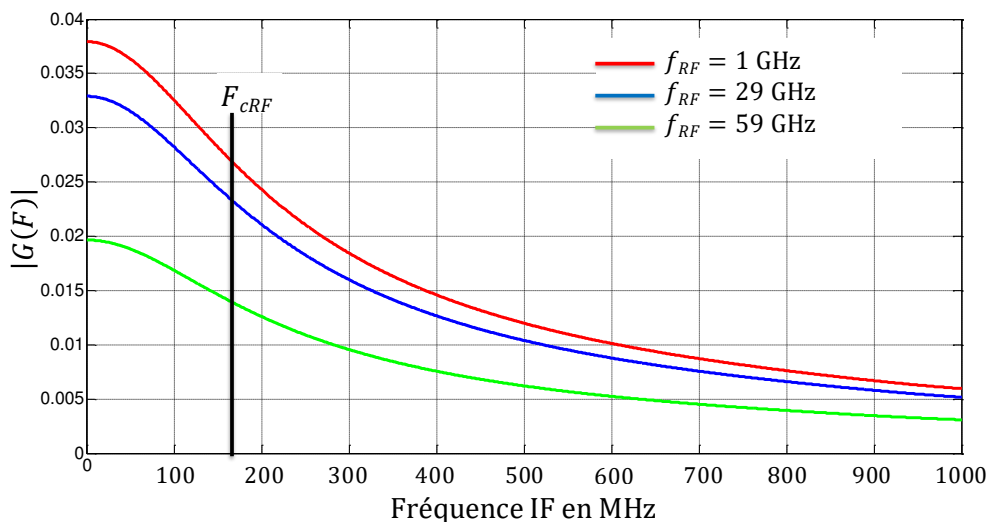


Figure II. 35 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{IF} paramétré par f_{RF}



La fréquence de coupure IF est déterminée à partir de la Figure II.35, elle est égale à $f_{c_IF} = 166\text{MHz}$. Cette fréquence de coupure est indépendante de f_{RF} .

Il est aussi possible de constater que le module de la réponse en fréquence n'atteint jamais 1. Cela signifie que l'efficacité d'échantillonnage est très éloignée de 100%, elle est de l'ordre de 4% au mieux dans ce mode de fonctionnement.

III.4.2 Etude paramétrique de la sensibilité de la réponse en fréquence

Beaucoup de paramètres influent et limitent en fréquence les performances du mode Sampler RF.

Cas 1 : $R_p \gg R_s$:

Une démonstration apportée sur l'annexe I.4 prouve que dans le cas où :

$$R_p \gg R_s \text{ et } \omega_{IF} \ll \omega_{ech} \Rightarrow f_{c_IF} = \frac{1}{2\pi \frac{R_s C T_{ech}}{t_w}} \quad (\text{II.57})$$

L'équation (II.58) fait apparaître une fréquence de coupure f_{c_IF} dépendante de la fréquence d'échantillonnage $f_{ech} = 1/T_{ech}$.

Reprenons l'équation II.55 de la réponse en fréquence avec le même exemple que précédemment mais avec $R_p = 1\text{M}\Omega$, cas où $R_p \gg R_s$. Ce cas correspond aux valeurs proches de celles utilisés dans le récepteur du LSNA. Le résultat est reporté en Figure II.36.

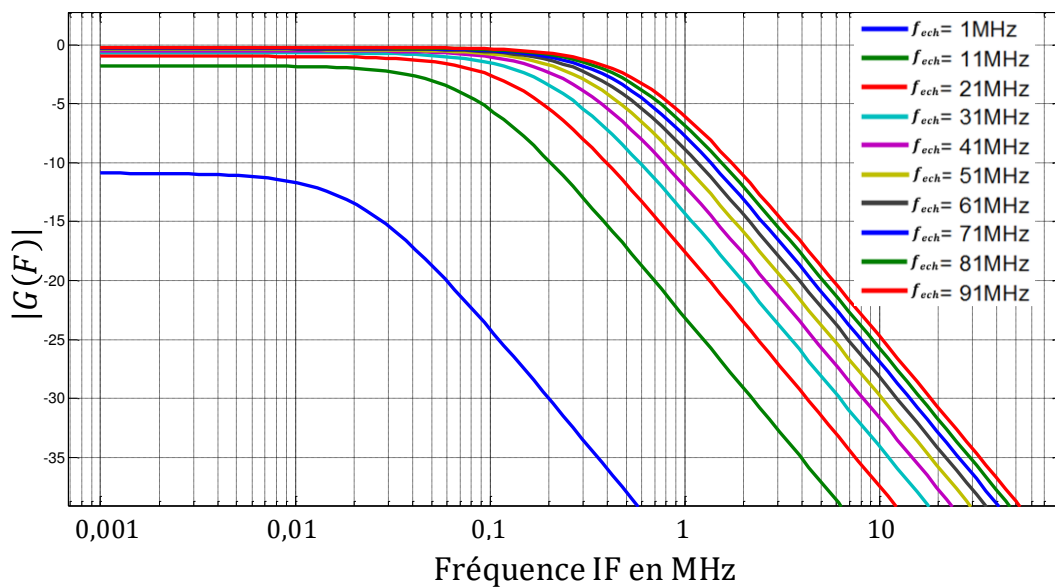


Figure II. 36 : Module de la réponse en fréquence en fonction de f_{IF} paramétrée par f_{ech}

On remarque que pour une valeur de R_p élevée, il y a une augmentation de la bande passante IF lorsque la fréquence d'échantillonnage f_{ech} augmente. Cela correspond aussi à une

augmentation de la fréquence de coupure f_{c_IF} en fonction la fréquence d'échantillonnage f_{ech} . La Figure II.37 montre un exemple de la réponse impulsionnelle pour deux fréquences d'échantillonnages 10MHz et 100MHz avec les résultats suivants :

Constante de temps $R_p C = 2\mu s \Rightarrow f_c = 80KHz$ pour $f_0 = 10MHz$

Constante de temps $R_p C = 0.2\mu s \Rightarrow f_c = 800KHz$ pour $f_0 = 100MHz$

Cela confirme que pour R_p élevé (Switch ouvert) \Rightarrow La fréquence de coupure f_{c_IF} dépend de la fréquence d'échantillonnage f_0 .

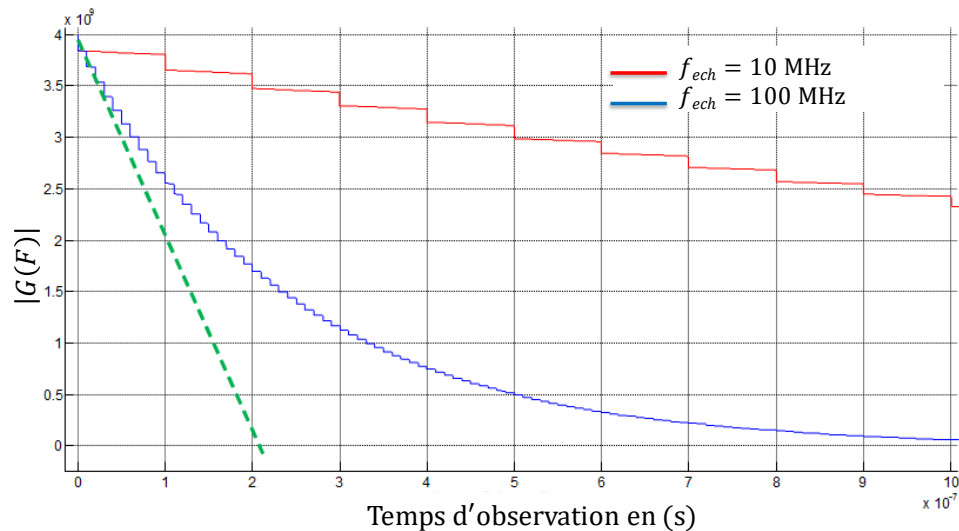


Figure II. 37 : Module de la réponse en fréquence pour deux fréquences d'échantillonnage f_{ech}

La Figure II.38 montre les variations de la fréquence de coupure IF f_{c_IF} à -3dB en fonction de R_p et de la fréquence d'échantillonnage f_{ech} , on remarque que f_{c_IF} est bien indépendante de R_p lorsque celle-ci est très grande. De plus, elle est linéairement proportionnelle à f_{ech} .

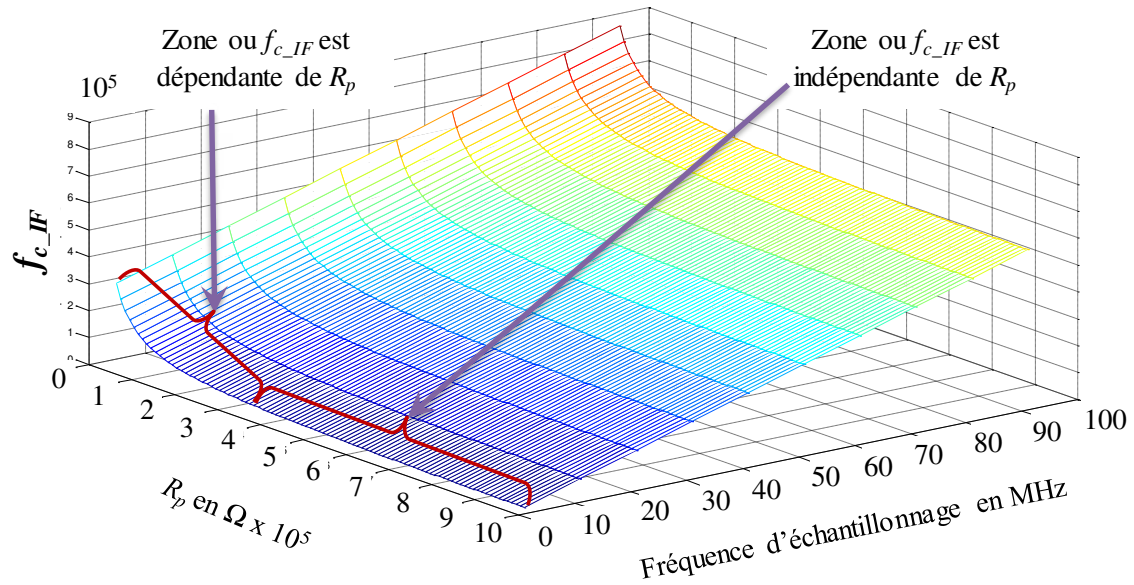


Figure II. 38 : Tracé 3D montrant la zone avec $R_p \gg R_s$ ou f_{c_IF} est indépendante de R_p

- **Cas 2 R_p faible :**

On prend le même exemple que précédemment avec une valeur de R_p plus faible, $R_p = 10k\Omega$. La Figure II.39 montre la réponse en fréquence IF paramétrée par f_{ech} . Cette Figure montre que la fréquence de coupure f_{c_IF} est indépendante de la fréquence d'échantillonnage f_{ech} et vaut 15.91MHz. La bande passante IF ne dépend plus de la fréquence d'échantillonnage f_{ech} mais reste fixée par la constante de temps du circuit de sortie $\gamma_2 = R_p C$. Le module du gain dépend de f_{ech} , ce qui montre que l'efficacité d'échantillonnage dans ce cas varie avec f_{ech} .

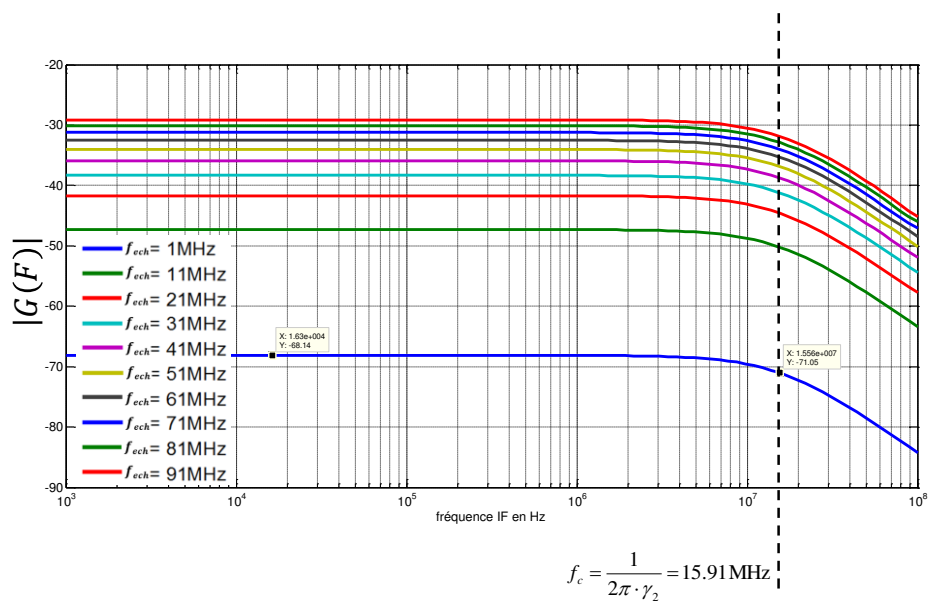
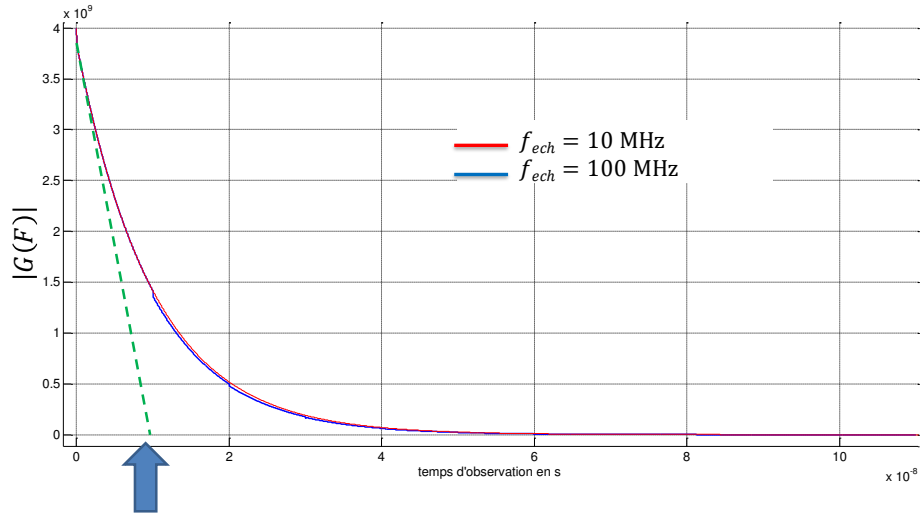


Figure II. 39 : $|G(F)|_{dB}$ en fonction de f_{IF} paramétré par f_{ech}

Dans le domaine temporel, pour la valeur de R_p faible, la décroissance de la réponse impulsionnelle lorsque l'impulsion de Dirac est émise durant la fermeture du commutateur $[0, t_w]$, est indépendante de la fréquence d'échantillonnage f_{ech} . La constante de temps γ_2 est la même pour les deux courbes de la Figure II.40. On remarque aussi une décroissance rapide de la réponse impulsionnelle lorsque le commutateur est ouvert.



Constante de temps $\approx 10\text{ns} = \gamma_2 \rightarrow f_c = 15.9\text{MHz}$ pour $f_0 = 100\text{MHz}$ et 10MHz

Figure II. 40 : $g(t, \tau)$ pour $R_p = 10k\Omega$ paramétré par f_{ech}

Une démonstration portée en annexe I.5 montre que f_{c_IF} ne dépend que de γ_2 .

La Figure II.41 montre de plus que la fréquence de coupure f_{c_IF} ne dépend plus de la fréquence d'échantillonnage mais seulement du produit $R_p C$.



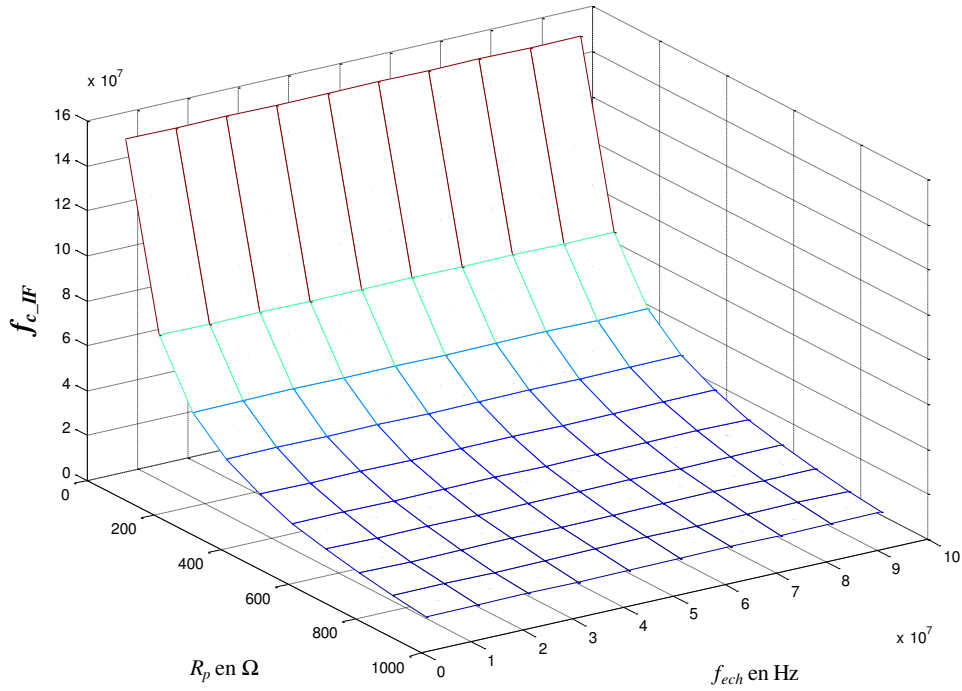


Figure II. 41 : Variation de la fréquence de coupure en fonction de f_{ech} et de R_p

La Figure II.42 montre que le gain maximal IF dépend de f_{ech} et de R_p . Il reste très faible dans tous les cas, ce qui conduit à une très faible efficacité d'échantillonnage.

En résumé et à partir de la réponse en fréquence du Sampler RF, il est possible de déterminer les différents modes de fonctionnement cités jusqu'à présent.

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{\gamma_1 \times e^{jk\omega_{ech}t_W}}{R_S C} \cdot \underbrace{\frac{1}{T_{ech} \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)}}_{\text{Terme 1}} \cdot \underbrace{\frac{1 - e^{\frac{-T_{ech}}{\gamma_2}} \times e^{-j\omega_{IF}T_{ech}}}{\left(1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_{ech}}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_{ech}} \right)}}_{\text{Terme 2}} \cdot \underbrace{\left(\frac{1 - e^{-\frac{t_W}{\gamma_1}(1 + j\omega_{ech}k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_{ech}k \times \gamma_1} \right)}_{\text{Terme 3}}$$

Le terme 1 est prépondérant dans le cas où R_p est élevé : la bande passante IF est alors fonction de la fréquence d'échantillonnage (*pôle intrinsèque du sampler*).

Le terme 2 est prépondérant dans le cas où R_p est faible : la bande passante IF est alors donnée par la fréquence de coupure du circuit $R_p C$.

Le terme 3 est celui qui donne la bande passante RF. $G(f)$ varie en sinus cardinal avec un premier zéro à $1/t_W$. Plus t_W est faible et plus la bande passante RF est élevée.

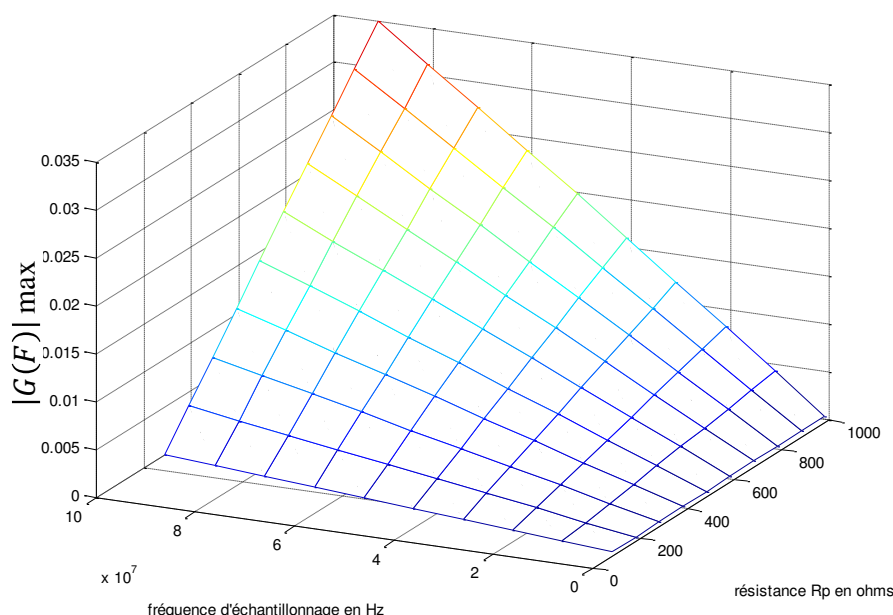


Figure II. 42 : $|G(F)|_{\max}$ en fonction de la f_{ech}

III.4.3 Avantages et inconvénients du mode Sampler RF

Le mode sampler RF présente un inconvénient majeur, le phénomène de SSM (Sample to Sample Memory) d'interférence inter-échantillons. L'image du signal RF prélevé ne correspond pas seulement à l'échantillon temporel RF courant de l'instant t_k mais à la somme de cet échantillon et de la contribution des M échantillons précédents (M représente la mémoire de l'échantillonneur). Cet inconvénient peut être corrigé par deux solutions donnant naissance à deux autres types d'échantillonneurs. La première consiste à bloquer le signal RF pendant une durée t_w non négligeable devant T_{ech} . La deuxième solution consiste à utiliser un Sampler RF avec $R_p \gg R_s$ suivi d'un filtre gaussien permettant de réaliser un étalement du signal de sortie du sampler. Cette forme gaussienne étalée donne ainsi la possibilité à un CAN de bande passante plus faible de numériser le signal. Ces deux dernières solutions corrigent le problème du SSM mais imposent d'autres limitations qui sont décrites dans la suite de ce chapitre.

Le concept du mode Sampler RF fait qu'il ne prélève pas directement l'échantillon du signal RF direct, cela est valable dans les systèmes à temps réel et à temps équivalent (Sous-échantillonnage). D'un point de vue fréquentiel, il réalise un mélange hétérodyne qui génère un signal dont ces composantes sont repliées autour d'une fréquence intermédiaire (BF) nécessitant un traitement de numérisation avec des CAN moins rapides et avec une faible bande passante.

Parmi les limitations du mode Sampler RF, il faut noter que la fréquence d'échantillonnage maximale est limitée à quelques dizaines de MHz. Dans cette bande de fréquence, le niveau du signal de sortie devient très faible et conduit à une efficacité d'échantillonnage très faible.

L'avantage majeur du mode Sampler RF est sa très grande bande passante RF. Elle varie entre 30 et 100GHz selon les architectures technologiques des échantillonneurs. Le LSNA par exemple présente une bande passante de 50GHz.

Le mode Sampler-RF est utilisé dans les têtes de réception du LSNA. La bande passante RF atteignable avec ce mode de fonctionnement est le principal argument pour les concepteurs de récepteurs à échantillonnage RF malgré une fréquence d'échantillonnage réelle limitée à quelques MHz et malgré le phénomène de SSM.

III.5 Etude du mode "Echantillonnage et filtrage" ou ("Sampler and Filter")

III.5.1 Principe du mode Echantillonnage et filtrage

Ce concept d'échantillonneur pour signaux RF (High speed analog signal) a été breveté le 28 juillet 1992 par la société Hewlett-Packard [61]. Le but de ce brevet a été de proposer une solution permettant de réaliser un système de numérisation du signal RF sans bloquer le signal RF (No hold circuit). C'est un système qui ressemble dans sa structure au Sampler RF décrit précédemment. La Figure II.43 montre un schéma bloc de l'échantillonneur. Il est composé d'un commutateur commandé par une impulsion à la fréquence d'échantillonnage suivi d'un amplificateur suiveur puis d'une capacité et une résistance en parallèle. La résistance de petite valeur permet de décharger rapidement la capacité qui ne bloque pas l'échantillon RF prélevé. Le signal de décharge de la capacité est ensuite amplifié et filtré avec un filtre passe bas. La sortie du filtre est ensuite amplifiée et numérisée avant passage par un CAN (ADC : Analog to Digital Converter).

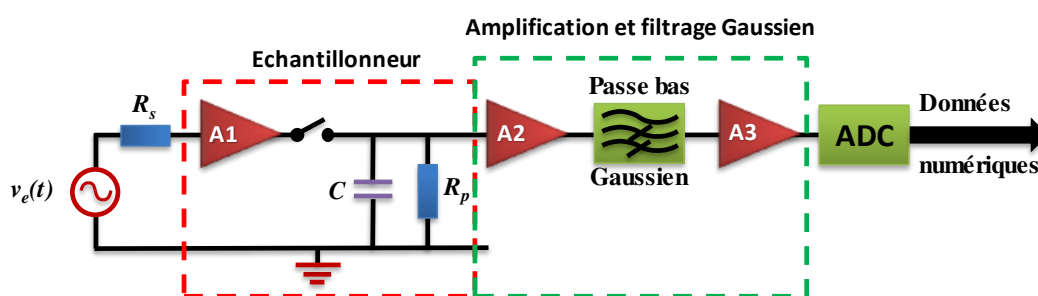


Figure II. 43 : schéma bloc de l'échantillonneur de type Echantillonnage et filtrage (Sample and Filter)

Dans le Sampler RF décrit précédemment, les valeurs de la capacité et de la résistance R_p sont choisies pour obtenir le compromis de la bande passante RF, l'efficacité d'échantillonnage et la fréquence d'échantillonnage.

La Figure II.44 montre la forme du signal à chaque étape. La différence majeure entre cet échantillonneur et le mode "Sampler RF" est l'utilisation du filtre à amplitude gaussienne qui facilite l'étape de numérisation qui peut être réalisée avec un CAN de faible fréquence d'échantillonnage.

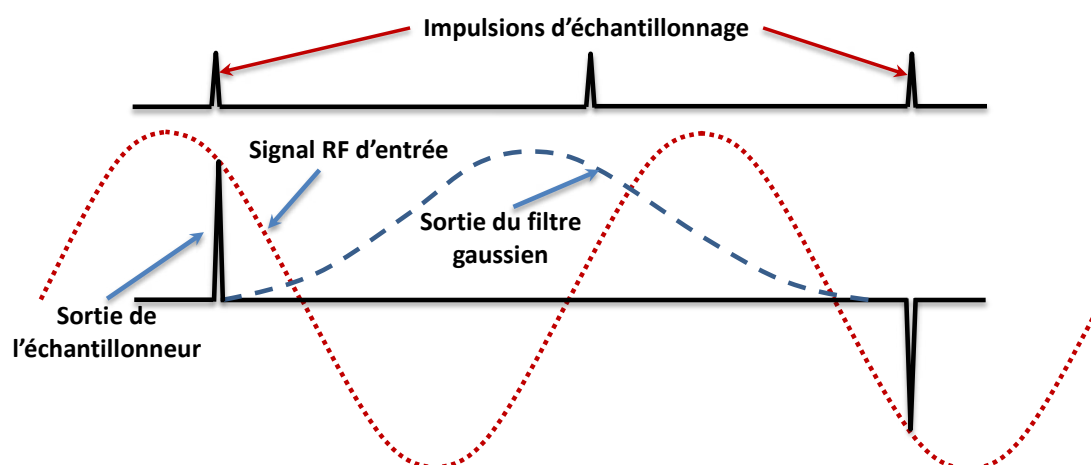


Figure II. 44 : Formes du signal à chaque étape du mode Echantillonnage et filtrage

Le CAN échantillonne le signal en sortie du filtre gaussien à sa valeur maximale. Une synchronisation est donc nécessaire pour permettre de placer l'instant d'échantillonnage du CAN à l'endroit optimal du signal. La Figure II.45 montre le signal composé des impulsions prélevées après passage par le filtre FI ou filtre Gaussien et la superposition temporelle des différentes impulsions issues du même filtre [61] [64] sans phénomène SSM.

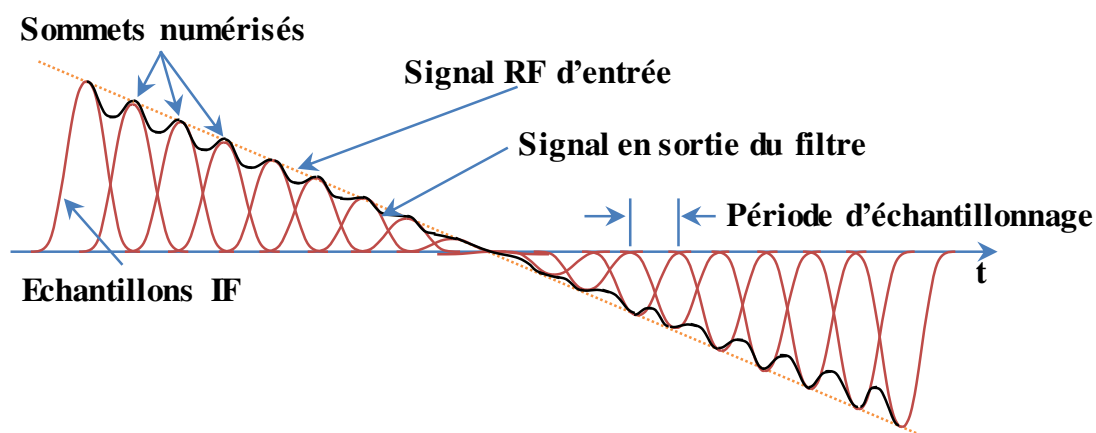


Figure II. 45 : Formes des signaux temporels en sortie de l'échantillonneur et du filtre gaussien

Le mode Echantillonnage et filtrage a été utilisé pour le développement d'oscilloscopes à échantillonnage temps réel. Citons par exemple : le HP 54720/10 développé en 1998 et fonctionnant à 8 Gsample/s avec 8bits de résolution et 16 ksamples de profondeur mémoire. Une partie du schéma de principe de cet oscilloscope est porté à la Figure II.46. Elle montre l'utilisation d'un sampler, d'un circuit RC et d'un filtre gaussien avant le CAN. C'est une des premières applications du mode échantillonnage et filtrage dans l'instrumentation RF [64] [65].

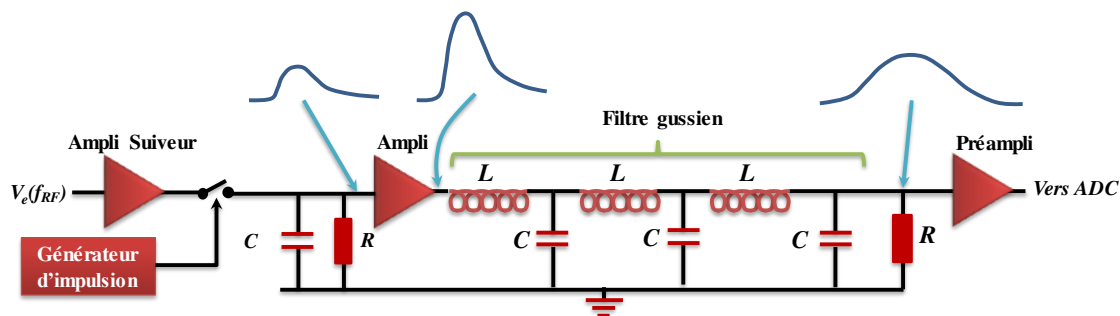


Figure II. 46 : Utilisation du mode échantillonnage et filtrage dans l'oscilloscope HP 54720/10 [64] et la chaîne d'échantillonnage utilisé dans [65]

Selon [64], la conception de ce filtre est la phase la plus difficile en réalisation du système d'échantillonnage complet. Il ne doit pas introduire trop d'atténuation et de délai. Il doit être symétrique en offrant un large pic sur le signal de sa sortie pour être facilement numérisé par le CAN. Le filtre est intégré au reste des composants de l'échantillonneur sur la même puce.

V.5.2 Avantages et inconvénients du mode échantillonnage et filtrage

Ce mode d'échantillonnage est adapté aux systèmes à temps équivalent et à temps réel à cause des possibilités d'utiliser des vitesses d'échantillonnage élevées. Ils utilisent de petites valeurs de capacités et de résistances en parallèle, non seulement réalisables et intégrables dans les circuits intégrés mais permettant des temps de charge et de décharge très courts, adaptés à l'échantillonnage très rapide. Ce principe de fonctionnement permet d'atteindre des bandes passantes RF avoisinant les 100GHz et des fréquences d'échantillonnage de l'ordre de 35Géchant/s.

Le problème d'efficacité d'échantillonnage ne se pose pas car le signal est étalé dans le temps par le filtre gaussien et il est amplifié pour faciliter la numérisation. Il peut être bloqué par un THA fonctionnant en BF avant d'attaquer l'étage du CAN.

Le mode Echantillonnage et filtrage réduit le bruit par la réduction de la bande FI en modifiant le signal issu de l'échantillonneur grâce au filtre. Ce mode réduit donc la bande passante FI et diminue l'impédance formée par la capacité C et la résistance R, ce qui facilite la conception et l'intégration de cet échantillonneur dans un circuit intégré.

Ce type d'architecture permet d'atteindre des applications en temps équivalent, en temps réel ou en entrelacé en utilisant des échantillonneurs en parallèles avec une horloge déphasée. La fréquence d'échantillonnage peut alors atteindre 500Msample/s. La structure de la Figure II.47 est un exemple réel utilisée dans [64]. Cette technique est largement utilisée dans les oscilloscopes temps réel modernes. Elle permet d'augmenter les performances en bande passante et en fréquence d'échantillonnage.

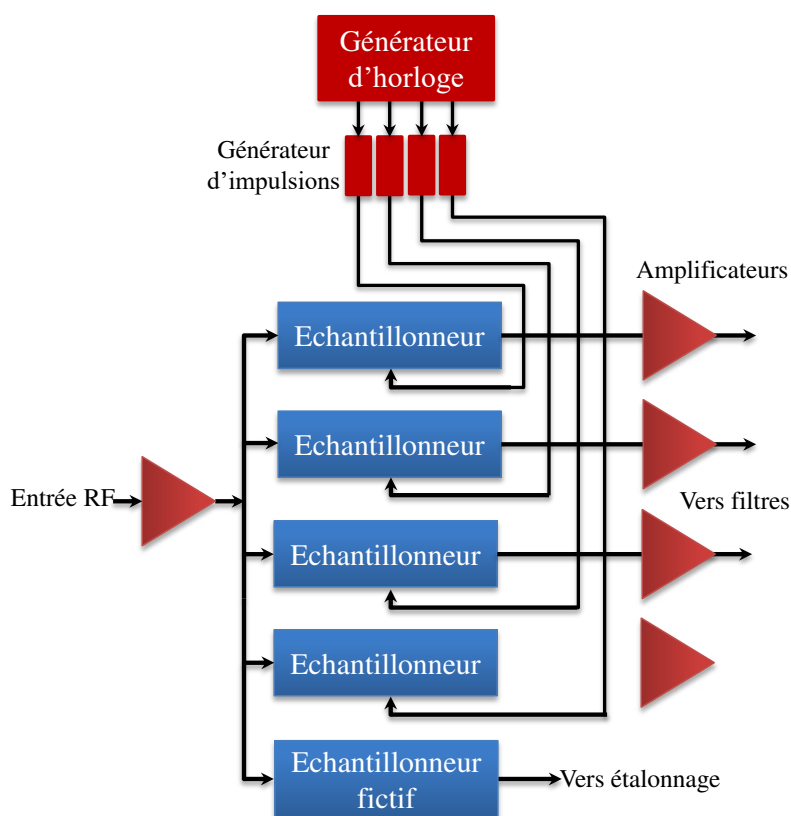


Figure II. 47 : Structure de 4 échantillonneurs entrelacés pour la multiplication par 4 de la fréquence d'échantillonnage

Le phénomène du SSM "Sample to Sample Memory" n'existe pas dans ce mode d'échantillonnage. La constante de temps réduite permet une décharge rapide de la capacité C et les anciens échantillons n'auront pas assez de temps pour influencer sur l'échantillon courant. Une règle a été proposée par [64] pour éviter ce phénomène de SSM : elle impose que le potentiel de l'ancien échantillon ne doit pas dépasser 1% de celui de l'échantillon courant.

III.6 Etude du mode d'échantillonnage mise en œuvre dans les échantillonneurs

Picosecond Pulse Labs (PSPL)

Pour les signaux micro-ondes à basse fréquence ($\leq 2\text{GHz}$), des CAN rapides ont remplacé l'utilisation des échantillonneurs (en particulier dans les oscilloscopes numériques). Pour des fréquences RF plus élevées ($> 2\text{GHz}$) (actuellement jusqu'à 100 GHz pour les oscilloscopes disponibles dans le commerce) les échantillonneurs sont utilisés. La Figure II.48 illustre la progression de la bande passante RF des échantillonneurs au cours des 60 dernières années. Ces années ont connu un progrès incroyable des micro-ondes, semi-conducteurs et de la technologie informatique [66].

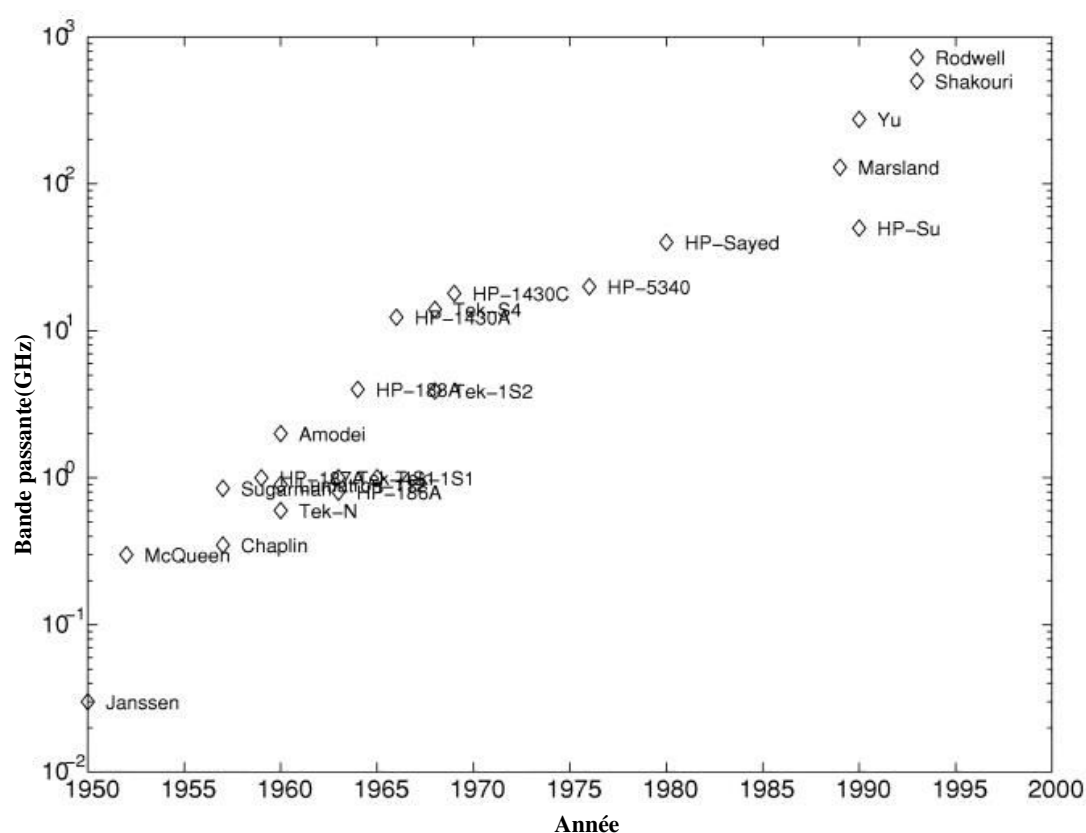


Figure II. 48 : Développement des échantillonneurs dans les 50 dernières années.

Cette progression est toutefois pondérée par la dynamique encore limitée et associée à ces échantillonneurs.

III.6.1 Principe du mode d'échantillonnage de PSPL

L'échantillonneur développé par Picosecond Pulse Labs (PSPL) et présenté en 2003 a été appelé « PSPL SAMPLING DEVICE » ou dispositif d'échantillonnage de PSPL (Echantillonneur PSPL dans la suite). Ce nouveau mode d'échantillonnage équipe à l'heure

actuelle la plupart des instruments d'acquisition de signaux RF temporelles à haute vitesse. Il permet d'atteindre une bande passante de 100GHz et une fréquence d'échantillonnage de 40 Gsample/s avec une résolution de 3ps, cela donne un premier zéro en bande passante à 333 GHz [70] [71]. La Figure II.56 montre une photographie de la tête d'échantillonnage à 100GHz. Elle est composée d'une structure d'échantillonnage classique à diode Schottky en AsGa comme montré dans la Figure II.49 et symbolisé par un commutateur dans la Figure II.50. Cette structure d'échantillonnage est équivalente au Sampler RF décrit précédemment.



Figure II. 49 : Tête d'échantillonnage de PSPL 100 GHz

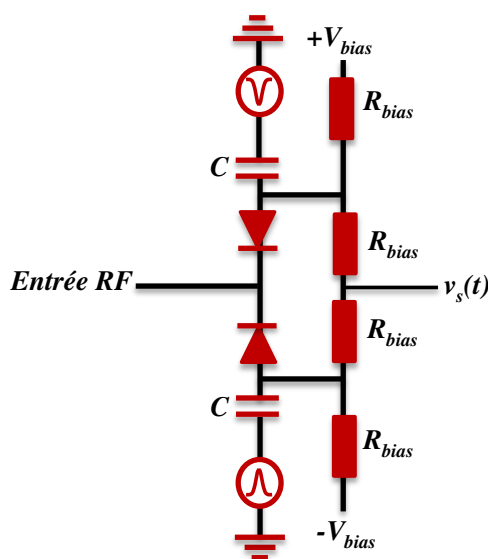


Figure II. 50 : Synoptique du circuit d'échantillonnage à deux diodes Schottky en AsGa

Les diodes Schottky en AsGa sont également utilisées dans les lignes de transmissions non-linéaires (NLTL) qui permettent une transition rapide du signal pendant la génération de l'impulsion d'échantillonnage. La transition rapide est déterminante pour ce type d'échantillonneur qui vise à maximiser la bande passante RF par minimisation de la durée de l'impulsion d'échantillonnage. Dans la Figure II.51, l'amplificateur de charge limite la fréquence d'échantillonnage à 10MHz. C'est un circuit intégrateur qui permet de transformer le courant élevé généré pendant la décharge de la capacité en une tension élevée. Cette transformation améliore nettement l'efficacité d'échantillonnage (60%) et le rapport signal sur

bruit. C'est une différence majeure avec les autres systèmes qui utilisent des amplificateurs ou des THA après l'étape d'échantillonnage. Cette solution améliore aussi la dynamique du système.

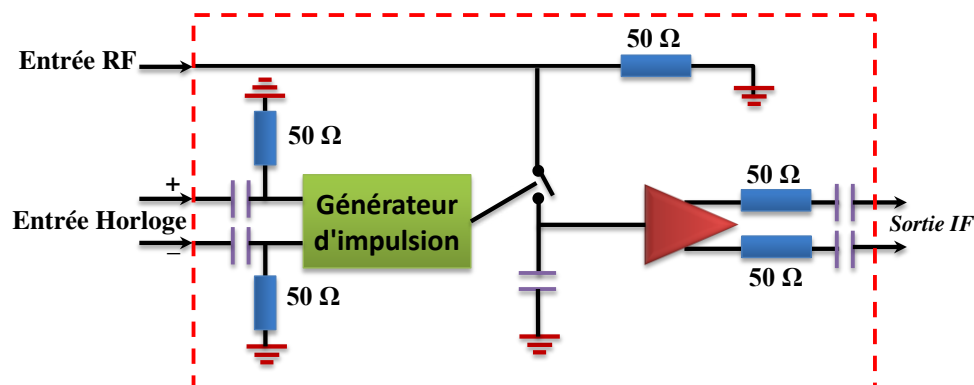


Figure II. 51 : Bloc diagramme incluant le générateur d'impulsion, l'échantillonneur RF et l'amplificateur de charge

III.6.2 Avantages et inconvénients du mode d'échantillonnage de PSPL

La structure de l'échantillonneur PSPL lui permet de bénéficier des mêmes avantages que ceux observés pour le mode Echantillonnage et filtrage : une bande passante RF dépassant les 100GHz pour une transition de l'impulsion d'échantillonnage (Risetime) de 3ps. Il permet aussi des fréquence IF allant jusqu'à 10MHz et des fréquences d'échantillonnage *RF* supérieures à 10Gechant/s. Plus de détails sur ces avantages sont reportés sur le tableau II.3. Le phénomène de SSM est évité grâce à la structure proche du mode Echantillonnage et filtrage. Les instruments modernes, dont les têtes d'échantillonnage sont de type PSPL, utilisent des versions aux performances améliorées et sont associés à des structures entrelacées qui permettent aussi d'améliorer les performances globales.

Tableau II. 3 : Caractéristiques de la tête d'échantillonnage de PSPL

Grandeurs	Valeurs typiques
Temps de montée	≈ 3 ps
Bande RF	113 GHz
Réponse fréquentielle	Aucun roll-off à 65 GHz
Jitter	172 fs RMS
Plage dynamique	2 Vpp
Linéarité (@ 2V FS)	≈ 8% non-corrigé, ≈ 0.1% corrigé

Entrée bruit Renvoyé	2.5 mV RMS
Taux d'échantillonnage réel	10 MHz
Efficacité d'échantillonnage	60%
Taux d'échantillonnage virtuel	> 10 Géchant/sec
Impédance RF	50 Ω

La Figure II.52 représente un exemple d'un oscilloscope temps réel (Tektronix) [68] de 75GHz de bande passante. Il est conçu autour d'une unité appelé « bloc ATI » qui inclut en plus de deux échantillonneurs (fréquence d'échantillonnage de 100 GHz avec une bande passante RF de 37.5GHz), un système de repliement de la bande supérieure de 37.5 GHz du signal RF d'entrée avec un déphasage de 180° sur une des deux voies. Cette astuce permet de reconstituer le signal sur sa bande originale de 75GHz après numérisation. Les deux signaux résultant passent à travers deux filtres passe bande qui coupent les deux bandes à 37.5GHz. Après numérisation avec les deux CAN, le signal de 75GHz est reconstitué à partir des signaux échantillonnés à 37.5GHz.

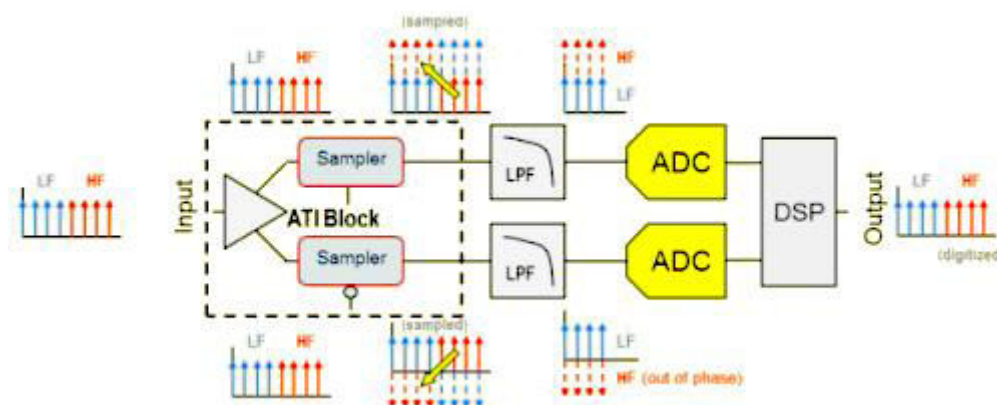


Figure II. 52: Synoptique de l'oscilloscope à 70GHz de Tektronix [72]

III.7 Etude du mode "Trach and Hold"

Le principe de ce mode existe depuis plusieurs dizaines d'années. Les premiers brevets apparaissent pendant les années soixante [72][73]. Au début et à cause de l'absence de technologie d'intégration de composants, il était impossible d'intégrer les éléments du circuit du THA dans une même puce. Il a été donc réalisé avec des éléments séparés dans des circuits imprimés. Avec le développement de la technologie bipolaire, le circuit THA a été intégré sur une même puce [74]. Depuis, toutes les générations des THA (Track and Hold Amplifier) ont

été produites sous formes de circuits intégrés de plus en plus miniaturisés avec des performances améliorées.

Les THA existent et sont très utilisés dans les domaines de moyenne et de basse fréquences. Ils sont même utilisés pour bloquer le signal IF avant la numérisation par le CAN dans les différents systèmes d'échantillonnage des signaux RF vus précédemment. Pendant les années 1990, un grand progrès a été observé sur le développement des THA à grande vitesse destiné aux applications RF. Les applications BF tendent plus vers l'intégration des THA avec les CANs [75] [76].

III.7.1 Mode THA ou amplificateur suiveur et bloqueur (Track and Hold Amplifier)

Le mode THA correspond à la condition $t_w \gg \tau$ par rapport au développement lié au mode Sampler RF traité en V.3 de ce chapitre. t_w représente le temps de fermeture du commutateur qui est généralement égal à la moitié de la période d'échantillonnage dans le mode de fonctionnement. La Figure II.53 montre le signal d'entrée et celui de sortie réel [74] et idéal du premier étage d'un THA soumis à un signal sinusoïdal.

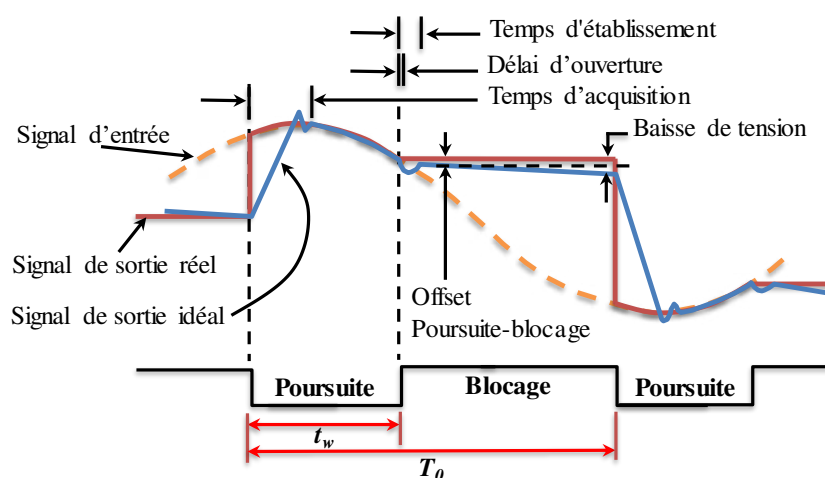


Figure II. 53 : Signaux d'onde d'entrée et de sortie d'un THA dans le cas réel (bleu) et dans le cas idéal (rouge)

Un THA dispose de deux phases distinctes de fonctionnement réel : la phase de poursuite du signal analogique d'entrée (Track) et la phase de blocage de ce même signal. Durant la première phase de poursuite (Track), le commutateur est fermé et le signal de sortie est identique au signal d'entrée sauf pendant le "temps d'acquisition" montré sur la Figure II.63. Pendant cette phase, le condensateur se charge rapidement sous l'effet de la faible impédance de sortie de l'amplificateur suiveur d'entrée. Au début de la phase de blocage (Hold), le

commutateur s'ouvre et le commutateur commence à se décharger très lentement à cause de la valeur très forte de l'impédance d'entrée de l'amplificateur-suiveur de sortie. Dans le cas idéal, le signal de sortie est constant durant le temps de blocage, mais en réalité, le niveau de signal se dégrade très lentement.

Entre les deux modes de fonctionnement du THA (blocage et maintien), il y a deux régions de transitions à prendre en compte. Un THA délivre un signal avec quatre régions de fonctionnement comme montré sur la Figure II.55 [74] [75] :

a. Région de poursuite (Track region)

Dans cette région, le THA se comporte comme un amplificateur-suiveur.

b. Transition de la poursuite vers le blocage (Track to hold transition)

- **Le délai d'ouverture** représente la déconnection de la capacité de l'amplificateur-suiveur d'entrée. Il est lié aussi au temps de montée du passage poursuite vers blocage dans le signal d'échantillonnage. La variation de ce délai d'un échantillon à un autre représente un bruit ou une incertitude (Jitter) lié à la valeur du signal qui sera bloquée.
- **La transition à la commutation** représente l'amplitude et le délai de la transition (temps d'établissement) résultant du passage de la poursuite au blocage. **L'Offset entre la poursuite et le blocage** est la différence de niveau entre le début du signal bloqué et le dernier niveau du signal maintenu avant le passage au blocage.

c. Région de blocage (Hold region)

Cette région est caractérisée par une **baisse de tension constante** aux bornes du condensateur, elle est due à la décharge de la capacité de l'échantillonneur.

d. Transition du blocage vers le poursuite (Hold to track transition)

Cette région est marquée principalement par le **temps d'acquisition** qui correspond au temps requis par le circuit THA pour ramener le niveau de la tension aux bornes de la capacité au niveau du signal d'entrée.



III.7.2 THA pour l'échantillonnage RF

Pour l'échantillonnage RF, les THA doivent présenter des performances particulières : ils doivent avoir une très large bande passante allant du DC (Direct Current) aux fréquences RF les plus élevées possibles. Ils doivent être linéaires avec la meilleure dynamique possible. A l'heure actuelle, les THA utilisés en RF dispose d'une bande passante avoisinant les 32GHz avec une fréquence maximale d'échantillonnage égale à 4GS/s. Les THA de Inphi [77] [81], de Hittite [82] et de FMAX [83] sont actuellement les plus performants

Les THA actuels utilisent deux circuits THA1 et THA2 de poursuite et de blocage commandés et placés en cascade avec deux fréquences d'échantillonnage (horloge) identiques mais opposées en phase pour bloquer le signal durant toute la période d'échantillonnage. La Figure II.54 montre le schéma de principe des THA RF tandis que la Figure II.55 montre la forme du signal de sortie du premier et du deuxième THA.

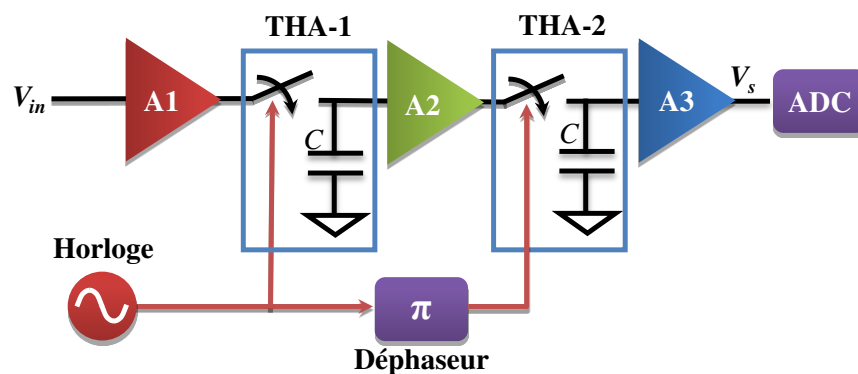


Figure II. 54 : Schéma de principe de l'architecture actuelle des THA

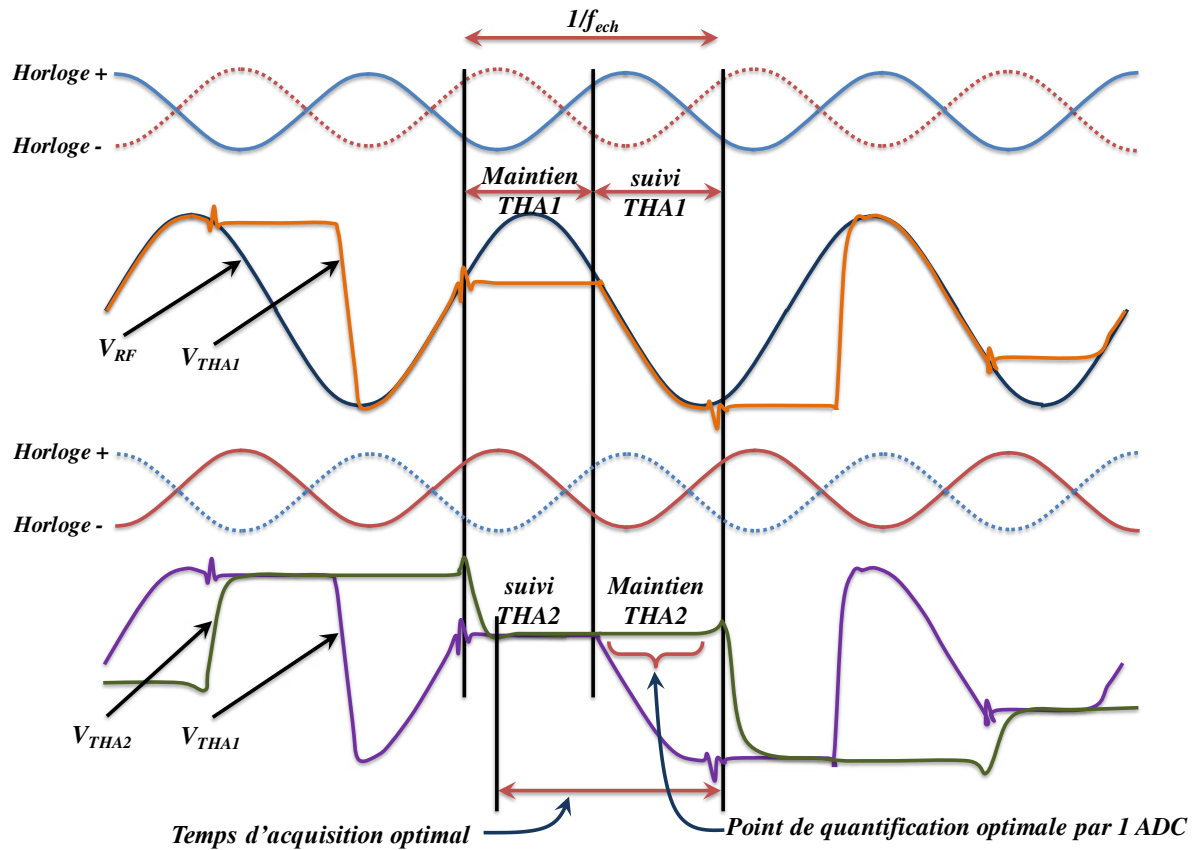


Figure II. 55 : Formes temporelles réelles du signal RF en sortie du THA-1 et THA-2 selon l'architecture THA.

Le signal de sortie du THA-1 suit le signal RF pendant la première demi période d'échantillonnage puis il est bloqué. Le THA-2 suit le signal bloqué du THA-1 pendant la seconde demi période d'échantillonnage. Puis le signal est bloqué par le THA-2 pendant la demi-période d'échantillonnage suivante alors que le THA-1 suit à nouveau le signal RF. Le résultat est montré sur la Figure II.55, le signal de sortie final réel est bloqué durant toute la période d'échantillonnage. Les transitions dues au passage de la phase de suivi à la phase de maintien et inversement sont montrées sur cette même Figure [84].

La Figure II.56 présente la forme réelle du signal de sortie dans le cas d'un ou deux THA en cascade. C'est le résultat d'une mesure réelle effectuée sur des THA de type Inphi 1321TH [77] avec un oscilloscope à temps équivalent de type Lecroy. Le signal mesuré est de type CW de fréquence 1GHz, l'horloge du THA est réglée à 101MHz pour fonctionner en sous échantillonnage. La Figure II.56 (a) représente la sortie du THA avec une seule entrée horloge. L'horloge négative est absente. Ce mode est appelé Track mais en réalité, il correspond au fonctionnement d'un seul THA parmi les deux intégrés en cascade dans une même puce. La

Figure II.56 (b) représente la sortie du THA dans le cas de présence de l'horloge différentielle, ce qui correspond au fonctionnement des deux THA en cascade.

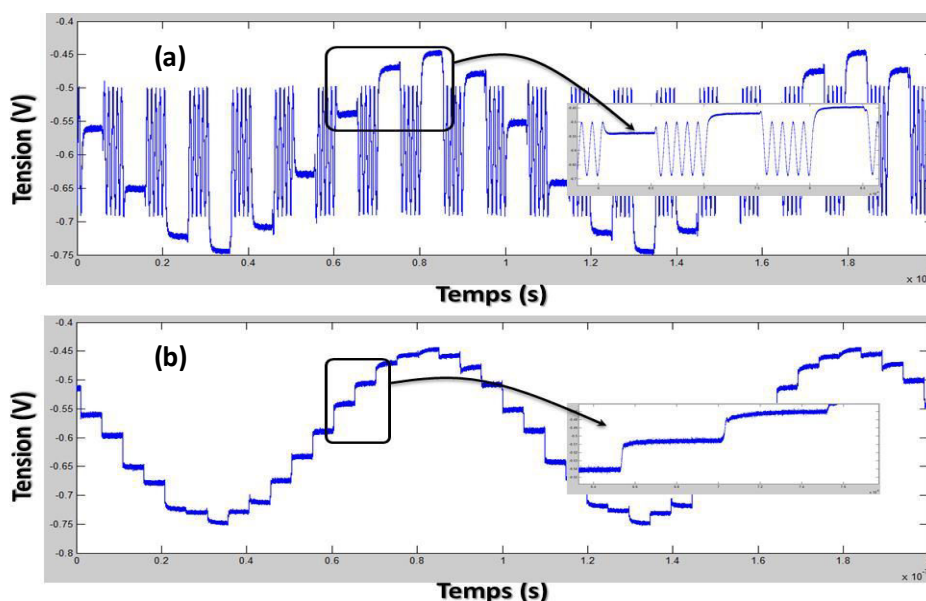


Figure II. 56 : Forme temporelle en sortie d'un échantillonneur : (a) un THA (mode track)
(b) deux THA en cascade (Mode track and hold)

III.7.2.1 THA Inphi 1321TH/1821TH

Les THA Inphi 1321TH/1821TH sont conçus pour une haute précision d'échantillonnage des signaux large bande. L'architecture maître-esclave intègre deux circuits THA en cascade commandés par deux horloges identiques de vitesse maximale de 2GS/s et opposées en phase. Les THA 1321TH et 1821TH ont des bandes passantes RF respectives de 13 et 18 GHz. Ils offrent des entrées/sorties différentielles avec deux entrées différentielles pour les horloges en opposition de phase comme le montre la Figure II.57 (a). Ces THA peuvent être utilisés dans la conception des oscilloscopes numériques temps réel ou à sous échantillonnage (temps équivalent). Ils ont aussi servi au développement de bancs de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaire développés à XLIM [1] [85].

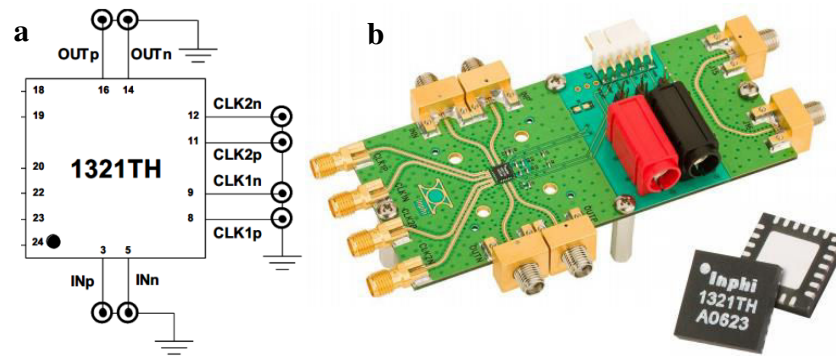


Figure II. 57 : THA Inphi 1321TH, (a) synoptique des entrées/sortie du circuit THA
(b) Photographie de la carte d'évaluation du THA de Inphi

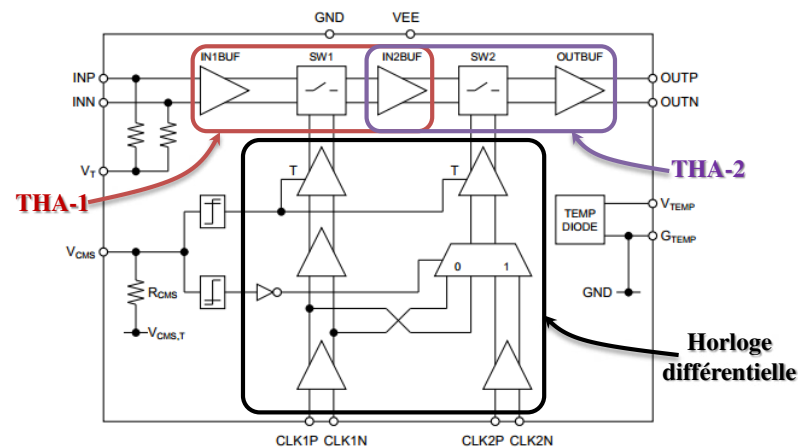


Figure II. 58 : Schéma bloc et disposition interne du THA 1821TH Inphi.

Une mesure de la dynamique a été effectuée sur une carte d'évaluation d'un THA Inphi montrée sur la Figure II.57 (b). Le résultat est montré sur la Figure II.59. Les mesures faites sur toute la bande DC-13GHz montre une dynamique de 70dB.

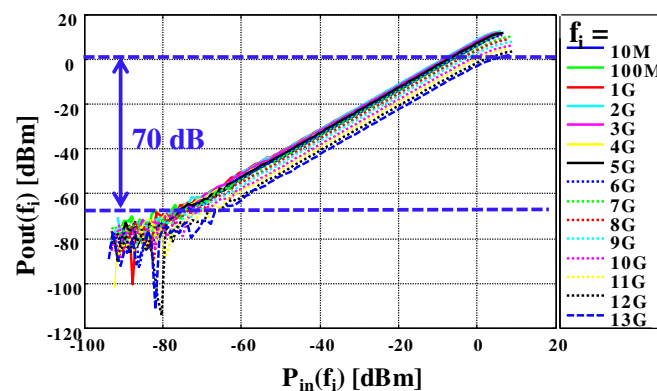


Figure II. 59 : Mesure de la dynamique d'une carte d'évaluation THA Inphi

Les circuits intégrés identiques à ceux présents sur les cartes d'évaluation ont été utilisés dans le cadre de cette thèse pour le développement d'un système de caractérisation temporel **intégré** de dispositifs RF non-linéaires.

III.7.2.2 THA Hittite HMC1061LC5

Le THA Hittite HMC1061LC5 dispose d'une bande passante DC-18GHz avec une fréquence d'échantillonnage maximale de 4GS/s (la plus grande fréquence d'échantillonnage parmi les THA-RF actuels). Cela lui offre les possibilités d'applications en conception de système à sous-échantillonnage et à temps réel. Cinq cellules THA-ADC montées en parallèle peuvent offrir un système d'échantillonnage temps réel de 20GS/s. La Figure II.60 présente un exemple de comparaison en bande passante entre un CAN de 2.8GHz et un THA-ADC Hittite 18GHz, fonctionnant tous les deux à 1GS/s. La Figure II.61 présente deux photographies d'une carte d'évaluation THA Hittite HMC1061LC5 connectée en fonctionnement avec un CAN.

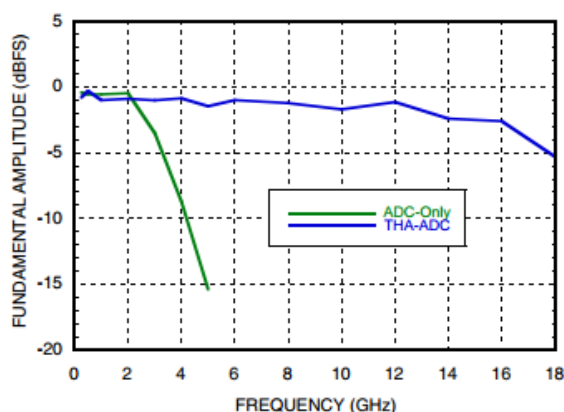


Figure II. 60 : Bande passante entre un CAN (2.8GHz) et un THA-ADC (18GHz) fonctionnant à 1GS/s.

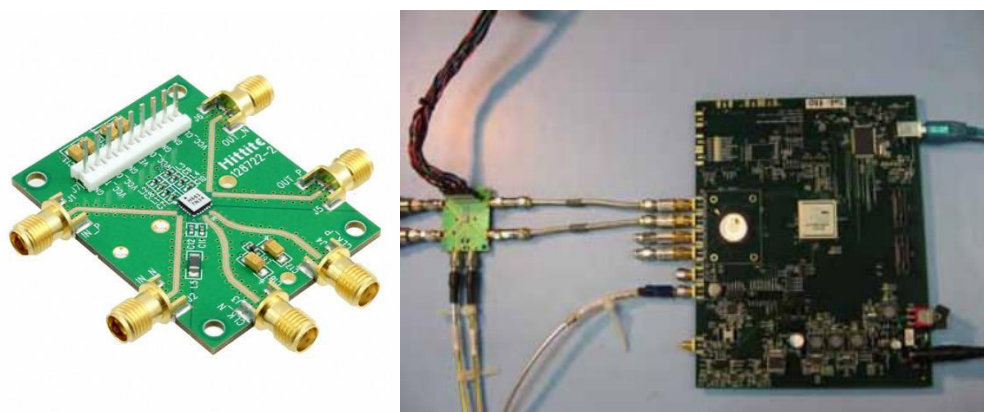


Figure II. 61 : (a) Carte d'évaluation du THA Hittite HMC1061LC5
(b) Fonctionnement du THA connecté à un CAN

III.7.2.3 THA FMAX Technologies FX331A

Les THA de FMAX-Technologies (FX331A) sont des échantillonneurs bloqueurs à haute performance, ultra-large bande, rapides et entièrement différentiels. Ils sont capables de suivre un signal analogique du DC jusqu'à 32GHz (plus grande bande passante des THA actuels). Ils acceptent une fréquence d'échantillonnage entre 50MS/s et 1GS/s. Ces THA sont destinés essentiellement à la conception des oscilloscopes à sous échantillonnage. Ils conservent la même architecture des deux THA en cascade avec des entrées/sorties différentielles utilisant deux horloges identiques opposées en phase. Ils ont en plus une option d'ajustement de la bande passante entre 24 et 32GHz [83]. Plus de caractéristiques sont mentionnées sur le tableau II.4.

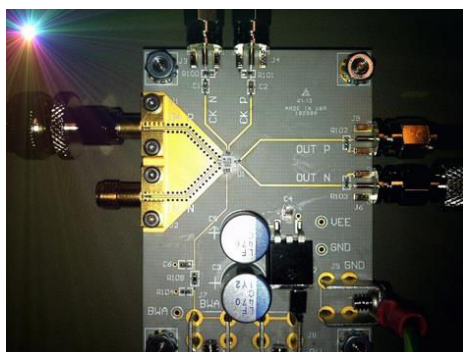


Figure II. 62 : Photographie de la carte d'évaluation du THA FX331A

La Figure II.62 présente une photographie du THA FX331A monté sur une carte d'évaluation. Cette dernière montre bien une entrée, une sortie et une horloge différentielle avec un circuit de conditionnement et un autre de protection de l'alimentation du THA. L'entrée du signal analogique est conçue en lignes coplanaires pour supporter la bande passante ultra large du THA tandis que la sortie est en lignes micro-ruban largement suffisante pour le signal de sortie dont la bande passante maximale correspond à la demi fréquence d'échantillonnage [86].



Tableau II. 4 : Comparatifs de caractéristiques entre les THA appliqués en RF

Circuit THA	Inphi	Inphi	Hittite	FMAX	Teledyne LeCroy
Paramètres	1321TH	1821TH	HMC1061LC5	FX331A	RTH090
Bande passante max (GHz)	13	18	18	32	25
Gain (dB)	0	0	0	0	0
Fréq d'échantillonnage max (GS/s)	2	2	4	1	4
Fréq d'échantillonnage min (MS/s)	10	10	250	50	50
SFDR (dBc) @ f_{in} =	1GHz, 1 Vpp > -60 dBc	1GHz, 1 Vpp > -60 dBc	4GHz, 1 Vpp -67 dBc	1GHz, 0.2 Vpp - 62 dBc	1GHz, 0.2 Vpp -63 dBc
SFDR (dBc) @ f_{in} =	10GHz, 0.5 Vpp > -35 dBc	10GHz, 0.5 Vpp > -35 dBc	4GHz, 0.5 Vpp -56 dBc	10GHz, 0.3 Vpp -48 dBc	10GHz, 0.3 Vpp -46 dBc
Forme signal Entrée/Sortie	Différentiel	Différentiel	Différentiel	Différentiel	Différentiel
Alimentation (V)	-5.2	-5.2	2	-5	-6
Puissance dissipée (W)	1.4	1.3	2.34	0.5	1.3
Technologie	InP	InP	SiGe	Non communiqué	Non communiqué
Applications	<ol style="list-style-type: none"> 1. Oscilloscopes d'échantillonnage numériques temps réel et à temps équivalent 2. Systèmes RF de démodulation 3. Radar 4. Systèmes de réception numérique 5. Fonctionnement avec des CAN différentiels 6. Equipement de test RF automatisé (ATE) 				

D'après le tableau II.4, les performances sont liées à la technologie utilisée du THA et dépendent de l'application visée selon les critères de bande passante RF, de fréquence d'échantillonnage, minimale ou maximale.

III.7.3 Avantages et inconvénients du mode d'échantillonnage SHA/THA

L'inconvénient majeur des THA reste leurs limites en termes de SFDR (Spurious-Free Dynamic Range) ou la dynamique exploitable et de bande passante RF comparée aux têtes de réception du mode "Sampler RF".

Les THA ont tous une efficacité d'échantillonnage de 100% mais présentent une bande passante RF limitée par rapport aux autres modes d'échantillonnage.



Les premières générations des THA étaient limitées par l'impossibilité d'intégration de la grande valeur de la capacité C en technologie bipolaire ou CMOS [61]. Avec le développement technologique, cette limitation a été levée [74]. La limitation actuelle reste la bande passante RF par rapport aux autres modes d'échantillonnage (Sample-RF, échantillonnage et filtrage et échantillonneur PSPL). Cette limitation est due à la valeur de la capacité de poursuite ou de blocage C d'un THA. Cette valeur doit être très grande pour bloquer le signal RF sur une valeur constante et elle doit être la plus petite possible pour avoir le maximum de bande passante. Effectivement, cette dernière est inversement proportionnelle à la constante de temps $R_p C$. Cet inconvénient limite la bande passante des THA actuels à 32GHz. L'augmentation de la bande passante est aussi limitée par l'amplificateur suiveur d'entrée du THA dont la bande passante est limitée actuellement.

Une bande passante de quelques dizaines de GHz et une fréquence d'échantillonnage inférieure ou égale à 4Gs/s favorise l'utilisation des THA dans les systèmes à sous-échantillonnage ou à temps équivalent nécessitant des fréquences d'échantillonnages très faibles par rapport à la bande passante des têtes d'échantillonnages employées.

Enfin, le phénomène de SSM n'existe pas avec les THA. L'adaptation d'impédance réalisée avec les amplificateurs suiveur d'entrée et de sortie imposent une décharge très lente de la capacité C lorsque le commutateur est fermé et un temps de charge qui suit le signal RF pendant la phase de poursuite. Un THA diffère donc des autres types d'échantillonneur RF par l'acquisition directe de l'échantillon RF. Ce dernier ne subit aucune déformation ou changement de fréquence. Un THA transforme un signal analogique continu dans le temps en un signal discret et continu dans le temps, il est considéré comme constant durant la période d'échantillonnage.

Des travaux récents présentent des THA en technologie CMOS fonctionnant à 30 GS/s [86] et même en technologie SiGe BiCMOS à 40GS/s [88] mais avec une bande passante RF n'excédant pas 14GHz. Ces THA ne peuvent pas être utilisés à l'heure actuelle à cause du manque de CAN qui fonctionne à ces hautes fréquences d'échantillonnage. Les THA actuels sont donc limités en fréquence d'échantillonnage à 4GS/s.



IV. Conclusion

Après un bref rappel concernant les principes de fonctionnement d'un VNA et des sources d'erreurs associées, ce chapitre a permis la description plus détaillée des modes de fonctionnement des têtes de réception fondée sur les modes "Sampler RF" et les modes "THA". Ces deux modes de fonctionnement ont fait l'objet d'une étude théorique importante pour déterminer leurs réponses impulsionnelles et leurs réponses en fréquence. Cette étude est absolument nécessaire pour comprendre le fonctionnement très complexe des échantillonneurs RF cohérents comme les THA. Cette étude théorique a permis de comprendre les limitations en bande passantes RF, FI de ces deux types d'échantillonneurs (Sampler RF et THA). Cette étude a permis de mettre en évidence les problèmes d'interférence inter-échantillon présentes dans le mode "Sampler RF". Ce dernier présente donc une bande passante FI limitée qu'il faut en plus étalonner ou pré-caractériser pour compenser les phénomènes inter-échantillons. Tous ces inconvénients ont conduit à choisir une solution de type THA pour concevoir un système intégré de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires RF.



Chapitre III : Intégration et miniaturisation d'un banc étalonné de mesure large bande de signaux temporels pour la caractérisation de dispositifs RF non- linéaires



I. Introduction

Les systèmes de mesures temporelles actuels sont complètement numérisés et de plus en plus performants en termes de fréquence d'échantillonnage, de bande passante et de possibilité de mesures et de caractérisation. Il a été démontré dans le chapitre précédent que le fonctionnement des systèmes de mesure actuels est directement dépendant de l'architecture de la tête de réception. Les oscilloscopes numériques actuels intègrent de plus en plus souvent la fonction d'un analyseur de spectre en amplitude. Une tendance d'intégration d'instruments et de diversité de mesure est donc d'actualité.

La première partie de ce chapitre présente des techniques avancées de traitement de signal à partir du principe du sous échantillonnage de signaux RF. Deux techniques seront principalement décrites : la technique d'échantillonnage cohérent entrelacé (Coherent Interleaving Sampling CIS) dans un premier temps. La technique de démodulation numérique en quadrature (Digital Quadrature Demodulation DQD) est présentée dans un second temps.

Un banc de mesure "éclaté" a été développé à XLIM avec des têtes d'échantillonnage de type THA pour l'instrumentation temporelle nécessaire à la caractérisation de dispositifs non-linéaires [1] [84]. Si ces performances sont connues et ont été éprouvées par les travaux antérieurs, leurs fonctionnalités sont toujours en cours de développement et de recherche. Ce banc est succinctement décrit dans ce chapitre.

Ensuite, un système de mesure temporelle intégré et miniaturisé des signaux RF à 4 voies étalonné qui constitue le cœur de ce travail de thèse est décrit en détail. Ce système constitue la première étape vers un instrument de mesure commercialisable. Les résultats liés à la conception, à l'intégration des circuits THA et au fonctionnement de ce système intégré sont présentés. Des résultats de mesures sur des signaux périodiques ou apériodiques sont présentés. Plusieurs mesures étalonnées sur des dispositifs RF non-linéaires sont comparées à des mesures similaires faites sur le banc éclaté de XLIM. Une comparaison entre la méthode CIS et la méthode DQD est ensuite présentée pour valider cette nouvelle méthode de mesure temporelle d'enveloppe de signaux RF modulés.



II. Principe de reconstruction du signal dans les systèmes à échantillonnage à temps équivalent

Ce paragraphe est consacré à l'étude du principe de reconstruction d'un signal RF sous échantillonné. Un système qui fonctionne en sous échantillonnage s'appelle aussi à temps équivalent car les instants d'échantillonnage réels du signal RF ne correspondent pas aux instants d'échantillonnage respectant les conditions de Shannon. Les échelles de temps doivent donc être ajustées les unes par rapport aux autres pour la visualisation finale des signaux. Ce principe suppose que le signal est périodique. Ces systèmes nécessitent une précision très importante dans le choix de l'instant d'échantillonnage. Trois types de traitement des échelles peuvent être définis selon le choix de l'instant d'échantillonnage : l'échantillonnage séquentiel SS (Sequential Sampling), l'échantillonnage aléatoire RS (Random Sampling) et l'échantillonnage cohérent CS (Coherent Sampling).

II.1 Echantillonnage à temps équivalent par déclenchement ou échantillonnage séquentiel

Le principe de ce type de sous-échantillonnage consiste à utiliser un déclencheur (Trigger) pour prélever des échantillons à des instants commandés et précis et à des périodes supérieures à la fréquence du signal à échantillonner. La période du déclencheur T_{trig} est égale à une ou plusieurs périodes du signal RF (T_{RF}) plus un décalage correspondant à un court intervalle de temps noté Δt . Cette valeur détermine le nombre d'échantillons par période RF qui est égal au rapport $T_{RF}/\Delta t$. L'inverse de Δt représente la fréquence d'échantillonnage virtuelle. C'est une fréquence d'échantillonnage qui correspond au signal reconstruit et qui est la fréquence d'échantillonnage qui respecte le théorème de Shannon. Ce sous-échantillonnage, illustré par la Figure III.1, est répété N fois, tel que $N=T_{RF}/\Delta t$ avec N : le nombre d'échantillons par période équivalente. Ce principe de sous échantillonnage est appelé aussi échantillonnage par déclenchement en mode séquentiel. Les échantillons sont prélevés de manière ordonnée et séquentielle. Il n'y a pas besoin d'une opération de réorganisation des positions des échantillons. Le changement de l'échelle de temps consiste à remplacer T_{trig} par T_{RF} entre deux échantillons du signal RF reconstruit.

$$T_{trig} = nT_{RF} + \Delta t \quad (III.1)$$



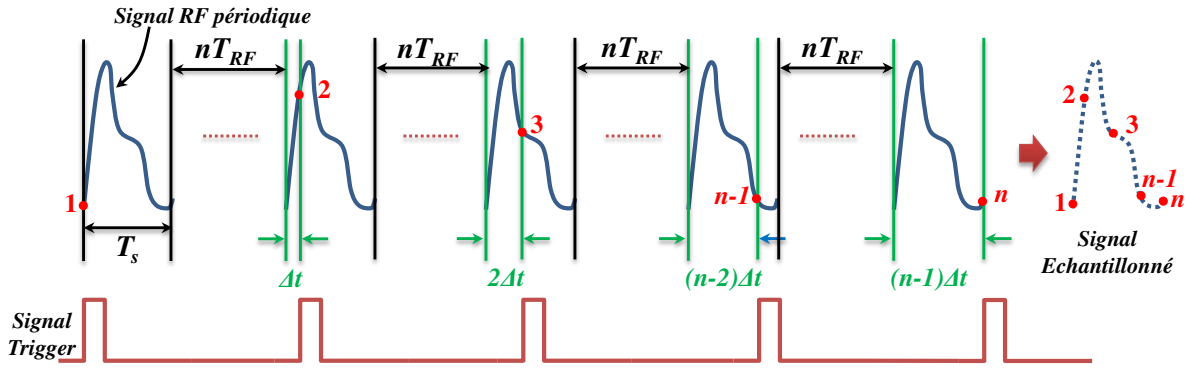


Figure III. 1 : Principe de l'échantillonnage par déclenchement en mode séquentiel

Ce mode d'échantillonnage fonctionne indépendamment de la fréquence de sous-échantillonnage du signal périodique d'entrée. La synchronisation du déclencheur (Trigger) est réalisée à partir du signal d'entrée. La limitation de l'échantillonnage par déclenchement est liée directement au bruit dans le signal de déclenchement [91]. Ce problème peut être amélioré en utilisant une synchronisation réelle entre le générateur du signal d'entrée et le générateur du signal de déclenchement comme la sortie 10MHz disponible dans les instruments RF.

II.2 Echantillonnage à temps équivalent cohérent (Coherent Sampling)

II.2.1 Principe

Le mode d'échantillonnage cohérent CS a été proposé par Matthew Mahoney en 1987 [92]. Il a proposé la condition de choix de la fréquence d'échantillonnage par rapport à la fréquence du signal d'entrée rendant possible un échantillonnage cohérent. Il affirme qu'un échantillonnage à temps équivalent approprié peut être obtenu en remplissant les conditions suivantes :

$$\frac{f_{RF}}{f_{ech}} = \frac{M}{N} \quad \text{et} \quad PGCD(M, N) = 1 \quad (\text{III. 4})$$

Pour un signal d'entrée donné de fréquence f_{RF} , et un nombre d'échantillons voulu N , il est possible d'ajuster la fréquence d'échantillonnage f_{ech} et le nombre de cycles du signal analogiques d'entrée M pour lesquels les échantillons sont prélevés pour fournir un échantillonnage à temps équivalent comme si les échantillons étaient pris à des instants répartis uniformément pendant un cycle du signal analogique d'entrée. Pour satisfaire cette condition, il faut que le **plus grand commun diviseur (PGCD)** entre N et M soit égal à 1 ou bien il faut

que N et M soient premiers entre eux. La Figure III.2 illustre le principe de d'échantillonnage cohérent proposé par Matthew Mahoney [92]. Dans le cas d'un sous échantillonnage, chaque tour complet du gros pignon correspond au prélèvement d'un échantillon en commençant par la position où les deux points noirs coïncident. Les N échantillons seront prélevés après N tours du gros pignon. Le petit pignon tourne plus vite, ce qui montre qu'un échantillon sera prélevé après plusieurs cycles RF. Si le petit pignon était légèrement inférieur au gros pignon, il y aurait possibilité de prélever un échantillon après chaque cycle RF avec une légère différence de temps correspondant à Δt . Le temps total d'acquisition appelé T_{trame} correspond à $M \times T_{RF}$ ou $N \times T_{ech}$:

$$T_{trame} = M \times T_{RF} = N \times T_{ech} \quad (III. 2)$$

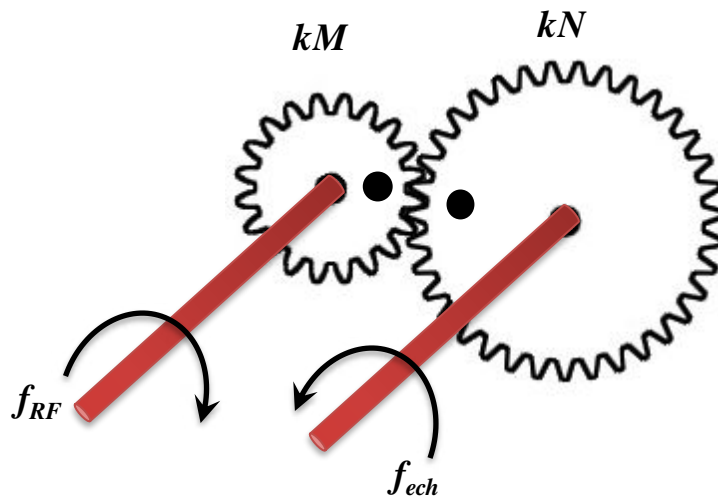


Figure III. 2 : Illustration du principe de l'échantillonnage cohérent

Exemple pratique : Soit un signal RF CW sinusoïdale de fréquence égale à 2 GHz de fréquence. Acquérir $N = 1000$ échantillons/période équivalente en utilisant l'échantillonnage cohérent revient à choisir le nombre de cycles réels du signal RF permettant de satisfaire la condition de l'équation (III.2). En prenant par exemple $M = 16001$, M et N sont bien premiers entre eux. Selon l'équation (III.2), la fréquence d'échantillonnage réel est égale à :

$$f_{ech_{réel}} = f_{RF} \cdot \frac{N}{M} \quad et \quad f_{ech_{réel}} = 2 \cdot 10^9 \cdot \frac{1000}{16001} \quad (III. 3)$$

$$f_{ech_{réel}} = 124,992187988 \quad MHz$$

La fréquence d'échantillonnage réel $f_{ech_{réel}}$ permet de réaliser le sous-échantillonnage cohérent correctement. Cependant, il est très difficile de trouver une horloge avec une précision inférieur à 10^{-19} Hz. La qualité de précision de la fréquence d'échantillonnage est donc liée à la résolution et au bruit de phase du générateur d'horloge. Dans ce cas, l'utilisation d'une horloge



de type DDS (Direct Digital Synthétiser) qui désigne Synthétiseur numérique direct est fortement conseillée.

Le système ne prélève pas des échantillons à chaque période du signal RF mais toutes les $M/N \approx 16$ périodes RF dans cet exemple.

La fréquence $f_{ech_réel}$ n'est pas choisie au hasard mais pour satisfaire aux limites de fonctionnement d'un CAN utilisé dans le cadre de ce travail de thèse. Une fois $f_{ech_réel}$ calculée, il est possible de calculer la fréquence d'échantillonnage virtuelle du système. La période équivalente doit contenir N échantillons, la période d'échantillonnage virtuelle T_{ech_virt} est égale à :

$$T_{ech_virt} = \frac{T_{RF}}{N} \quad et \quad f_{ech_virt} = \frac{N}{T_{RF}} \quad (III.4)$$

Dans l'exemple ci-dessous le système fonctionne à une fréquence d'échantillonnage virtuelle de $2 T_{ech}/s$. Le sous-échantillonnage cohérent permet d'atteindre des fréquences d'échantillonnage virtuel beaucoup plus grandes par rapport à ce qui est possible en temps réel avec une dynamique beaucoup plus élevée puisque la fréquence d'échantillonnage réelle est beaucoup plus faible. Le signal à échantillonner et la fréquence d'échantillonnage doivent être synchrones pour pouvoir sélectionner avec précision l'instant de prélèvement de l'échantillon.

Le principe de l'échantillonnage cohérent a été appliqué avec un système permettant d'automatiser l'ajustement de la fréquence d'échantillonnage en respectant la condition de N et M [93]. Kensuke Kobayashi propose en 2001 un système destiné à concevoir des oscilloscopes à échantillonnages DSO (Digital Sampling Oscilloscope) utilisant la technique du Coherent Sampling avec une fréquence d'échantillonnage de grande résolution [94]. Il a ensuite contribué au développement d'un oscilloscope à temps équivalent de Lecroy fondé sur une méthode similaire appelée CIS (Coherent Interleaved Sampling) ou Echantillonnage cohérent entrelacé [95].

Les NRO (Near Real Oscilloscope ou oscilloscope presque temps réel) ont été développés par LeCroy et utilisent le mode CIS. Ils offrent de bonnes performances en bande passante et en profondeur mémoire, et atteignent jusqu'à 100 GHz de bande passante selon les têtes d'échantillonnage utilisés et 512 Mpoints ou plus de profondeur mémoire selon l'interface de sauvegarde des échantillons numérisés. Ces deux dernières caractéristiques sont indépendantes de la méthode de sous échantillonnage employée mais contribuent au bon



positionnement de l'instrument comparé à d'autres techniques. Le tableau ci-dessous compare un oscilloscope à échantillonnage en mode CIS et un oscilloscope temps réel du même constructeur.

Tableau III. 1 : Comparaison entre un oscilloscope à échantillonnage en mode CIS et un oscilloscope temps réel du même constructeur LeCroy

	Oscilloscope à Echantillonnage en mode CIS	Oscilloscope temps réel LabMaster 10 Zi-A
Contraintes sur le signal	Signal répétitif et invariant dans le temps	Acquisition mono-coup
Mode de déclenchement	Pas de possibilité de placer un seuil de déclenchement sur le signal à mesurer	Utilisation de seuils de déclenchement sur le signal à mesurer, post et pre-déclencheur
Fréquence d'échantillonnage réelle	10 Méch/s	240 Géch/s
Profondeur mémoire	Jusqu'à 512 Mpoints en mode CIS	20 Mpoints - 1024 Mpoints
Bande passante	100 GHz sur 50 ohms	100 GHz sur 50 ohms
Fréquence d'échantillonnage équivalente	Supérieure à 1 THz	240 GHz maximum multiplexé
Conversion analogique-numérique	Sur 14 bits	Sur 8 bits
Rapport signal/bruit	≈ 84 dB	≈ 48 dB

II.2.2 Reconstruction du signal sous-échantillonné

Dans le cas du sous-échantillonnage cohérent, le signal récupéré est composé de N échantillons désordonnés dans M cycles du signal d'entrée. La reconstruction de ce signal consiste à réordonner ces échantillons. Le système prélève la valeur entière de N/M échantillons par cycle plus l'échantillon prélevé à l'instant $t = 0$.



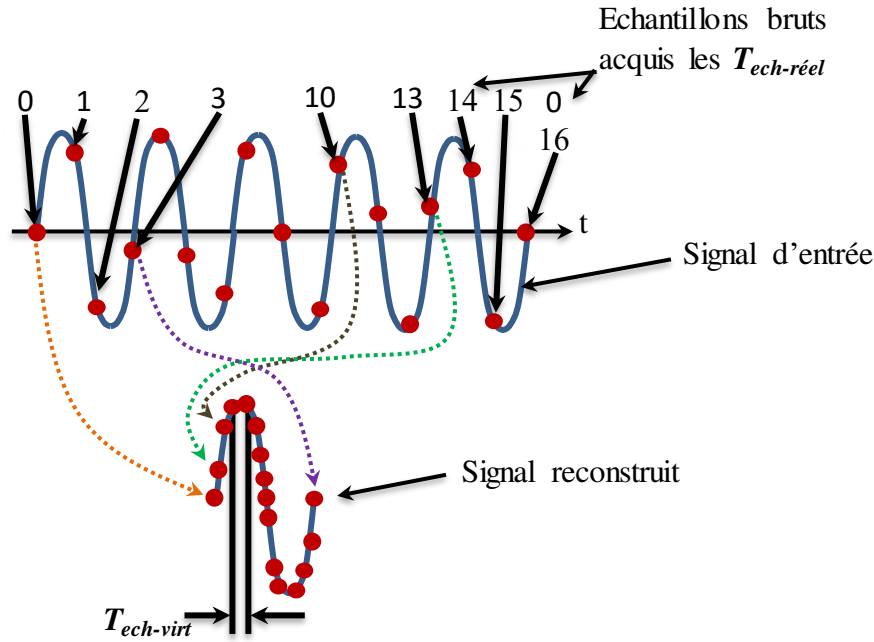


Figure III. 3 : Principe de reconstruction d'un signal issu d'un échantillonneur cohérent avec $M = 5$ et $N = 16$

La Figure III.3 montre la disposition des échantillons bruts issu d'un échantillonnage cohérent et leurs positions après reconstruction et correction de positions. Selon Matthew Mahoney [92], il est possible de connaître la nouvelle position de chaque échantillon en cherchant l'entier p , tel que :

$$p \times M = 1, \text{mod } N \quad (\text{III. 5})$$

La valeur minimale de $p \times M$ est $N+1$. Dans l'exemple précédent p se calcule comme suit :

$$N+1=17 = 1, \text{mod } 16 \Rightarrow p \times M = p \times 5 = 17 \text{ avec } p \text{ entier, ce qui donne } p = 3.$$

Les positions des échantillons dans le signal reconstruit sont calculées comme suit :

L'échantillon **0** correspond à l'échantillon brut **0**

L'échantillon **1** correspond à l'échantillon brut $16-(p, \text{mod } 16) = 16-(3, \text{mod } 16) = \mathbf{13}$

L'échantillon **2** correspond à l'échantillon brut $16-(2.p, \text{mod } 16) = 16-(6, \text{mod } 16) = \mathbf{10}$

L'échantillon **6** correspond à l'échantillon brut $16-(6.p, \text{mod } 16) = 16-(18, \text{mod } 16) = \mathbf{14}$

D'une manière générale et comme illustré en Figure III.4 :

L'échantillon **k** correspond à l'échantillon brut $N-(k \times p, \text{mod } N)$ avec $p \times M = 1, \text{mod } N$

Dans cet exemple la fréquence d'échantillonnage est supérieure à la fréquence du signal. L'échantillonnage cohérent est donc une solution pour l'acquisition de signaux répétitifs et périodiques sans obligation du respect du théorème de Shannon. Cette solution est aussi très

bien adaptée, aux acquisitions sous-échantillonnées pour respecter les limites en bande passantes des quantificateurs (CAN) placés après les échantillonneurs.

II.2.3 Comparaison avec la technique CIS employée dans le banc éclaté d'XLIM

La technique CIS pour Coherent Interleaved Sampling ou Echantillonnage cohérent entrelacé est l'application de l'échantillonnage cohérent par la société LeCroy pour la fabrication d'un oscilloscope à temps équivalent nommé NRO ou oscilloscope quasi temps réel. Il utilise une fréquence d'échantillonnage proche de 10 MHz avec des bandes passantes liées aux têtes d'échantillonnage [95]. Cette technique est aussi celle utilisée actuellement sur le banc éclaté de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires développé à XLIM pour lequel les fréquences d'échantillonnage réelles sont inférieures à 400 MHz et la bande passante RF est égale à 13 GHz [1][85].

Le CIS tel qu'il est utilisé sur le banc d'XLIM considère une trame T_{tr} comme étant une période de répétition du signal RF d'entrée. Cette trame peut être, par exemple, la période de l'enveloppe T_{env} d'un signal impulsionnel modulant un signal RF de fréquence f_{RF} .

La technique CIS divise cette période T_{trame} en plusieurs segments de longueur T_{seg} tel que $T_{seg} = T_{tr}/k$. Un exemple est donné sur Figure III.4. Le système doit prélever N échantillons pendant T_{tr} . La période d'échantillonnage réel $T_{ech-réel}$ est calculée comme suit :

On prélève un échantillon à chaque segment plus un Δt tel que $\Delta t = T_{tr}/N$

$$T_{ech-réel} = T_{seg} + \Delta t \quad (\text{III. 6})$$

Où :

$$T_{ech-réel} = \frac{T_{tr}}{k} + \frac{T_{tr}}{N} = T_{tr} \left(\frac{1}{k} + \frac{1}{N} \right) \quad (\text{III. 7})$$

La fréquence d'échantillonnage réelle s'écrit donc :

$$f_{ech-réel} = \frac{1}{T_{tr}} \left(\frac{kN}{k + N} \right) \quad (\text{III. 8})$$

La fréquence d'échantillonnage virtuelle $f_{ech-virt}$ est l'inverse de Δt :

$$f_{ech-virt} = \frac{1}{\Delta t} \quad (\text{III. 9})$$

Exemple : Un signal RF impulsionnel de période $T_{env}=T_{tr}=80\text{ ns}$ est constitué d'une porteuse dont la fréquence est égale à 2 GHz et dont l'impulsion dure 8 ns (rapport cyclique de 10%). Pour appliquer la technique CIS, on choisit un nombre total d'échantillons égal à $N=64000$. Ce choix est lié à la résolution temporelle désirée, à la profondeur mémoire du CAN et



à la vitesse de calcul réalisé par l'algorithme de reconstitution et d'étalonnage s'il y en a un. La fréquence d'échantillonnage $f_{ech-réel}$ est imposée par celle maximale de fonctionnement du CAN pour la quantification des échantillons (125 MHz par exemple).

Dans l'équation (III.6), $\Delta t \ll T_{seg}$. T_{seg} est choisie égale à $1/125MHz$

$T_{seg} = 8 ns$ ce qui permet de calculer la valeur de k telle que :

$$k = \frac{T_{tr}}{T_{seg}} = \frac{80}{8} = 10$$

La fréquence d'échantillonnage réelle est donc égale à :

$$f_{ech-réel} = \frac{1}{T_{tr}} \left(\frac{kN}{k + N} \right) = \frac{1}{80 \cdot 10^{-9}} \left(\frac{10 \times 64000}{10 + 64000} \right)$$

$$f_{ech-réel} = 124,98047180128104983596313076082 \text{ MHz}$$

La fréquence d'échantillonnage virtuelle égale à :

$$f_{ech-virt} = \frac{1}{\Delta t} = \frac{N}{T_{tr}} = \frac{64000}{80 \cdot 10^{-9}} = 800 \text{ GHz}$$

Il est possible de connaître m , le nombre d'échantillons prélevés sur une période RF et Δf la résolution fréquentielle après application de la TFD du signal numérisé :

$$m = \frac{T_{RF}}{T_{tr}} \times N = \frac{0.5 \cdot 10^{-9}}{80 \cdot 10^{-9}} 64000 = 400 \text{ échantillons}$$

Chaque période RF contient donc 400 échantillons.

La résolution fréquentielle du signal RF impulsionnel est donc de :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{tr}} = 12,5 \text{ MHz}$$

La Figure III.4 montre un exemple de signal impulsionnel acquis avec la technique CIS.

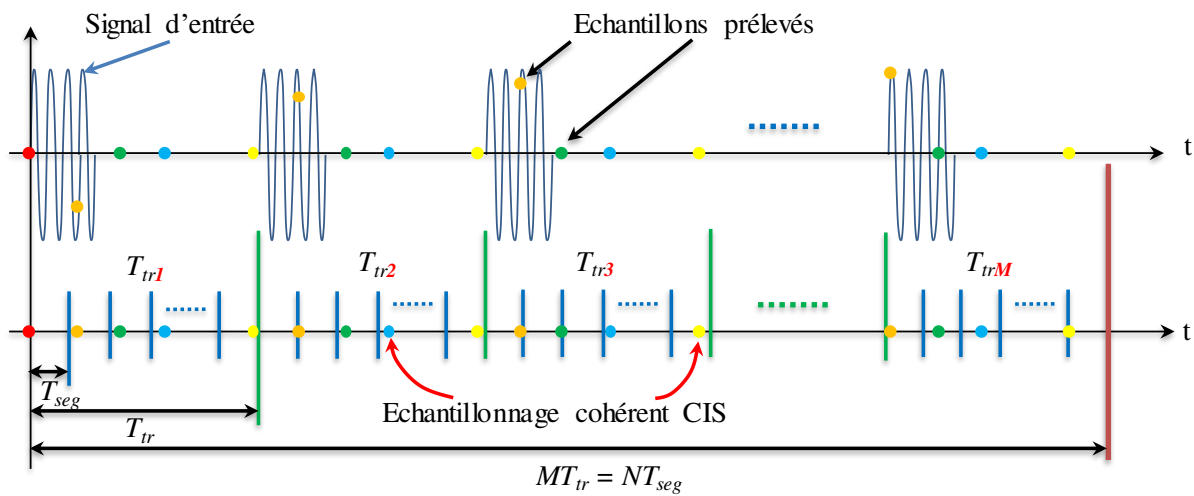


Figure III. 4 : Illustration de la technique CIS sur un signal impulsionnel périodique

La technique CIS n'est en fait qu'un cas particulier de la technique CS. Comme le montre le tableau suivant :

CIS	CS
$T_s = \frac{T_{tr}}{k} + \frac{T_{tr}}{N} = T_{tr} \left(\frac{1}{k} + \frac{1}{N} \right)$	$T_s = T_{tr} \cdot \frac{M}{N} = T_{tr} \left(\frac{M-1}{N} + \frac{1}{N} \right)$
Selon le tableau $k = \frac{N}{M-1}$	soit $M = \frac{N}{k} + 1$ avec $k \in \mathbb{N}^*$

Remarque :

1. Les deux méthodes sont équivalentes mais la technique CIS impose la condition $\text{PGCD} \left(\frac{N}{k} + 1, N \right) = 1$ quand la technique CS impose que $\text{PGCD} (M, N) = 1$. La condition "1 + N/k, N premiers entre eux" est toujours vérifiée car $\text{PGCD} (1 + N/k, N)$ est égale à 1.
2. Il existe une infinité de couple N_i et k_i de la technique CIS qui peuvent correspondre à un seul couple M, N Comme le montre les relations suivantes :

$$T_{ech-r\acute{e}el} = T_{tr} \times \frac{M}{N} = T_{tr} \left(\frac{M-1}{N} + \frac{1}{N} \right) = T_{tr} \left(\frac{M-2}{N} + \frac{2}{N} \right) = \dots = T_{tr} \left(\frac{M-j}{N} + \frac{j}{N} \right) = \dots \quad (\text{III. 10})$$

Où :

$$T_{ech-r\acute{e}el} = T_{tr} \left(\frac{1}{k_i} + \frac{1}{N_i} \right) \quad \text{avec} \quad k_i = \frac{M-i}{i \cdot N_i} \quad \text{et} \quad N_i = \frac{N}{i} \quad (\text{III. 11})$$

III. Description du banc éclaté de caractérisation temporelle RF d'XLIM

La Figure III.5 présente un synoptique général du banc éclaté de caractérisation temporelle d'XLIM fonctionnant avec la technique CIS et équipé de quatre têtes d'échantillonnage de types THA. Ce banc est un système permettant l'acquisition de quatre voies RF temporelles à travers l'utilisation de deux coupleurs bidirectionnels. Le DST (sous pointe ou connectorisé) est placé entre les deux coupleurs. Le banc offre la possibilité de variation de charge active ou passive. Des atténuateurs placés sur les voies de mesure permettent d'éviter la zone de saturation des THA. Les sorties des THA sont envoyées vers un ensemble d'amplificateurs différentiels pour améliorer la dynamique du système puis sur les entrées d'un CAN à 4 voies ($f_{ech-max} = 400$ MHz ; 12bits ; 4 M'échantillon/voies). L'horloge d'échantillonnage



des THA et du CAN est identique à un déphasage près pour positionner l'instant de numérisation du CAN au milieu de la zone bloquée par le THA.

Les échantillons prélevés et numérisés par le CAN sont envoyés vers une unité de traitement (Matlab) pour appliquer les corrections associées à l'étalonnage, au traitement des données temporelles, aux calculs des paramètres souhaités et à l'affichage des résultats.

Les quatre voies du système permettent l'acquisition des quatre ondes incidentes et réfléchies aux accès du DST. Ces quatre ondes sont suffisantes pour accéder aux formes temporelles des tensions/courants d'entrée et de sortie du DST et à tous les paramètres déductibles de ces variations (coefficients de réflexions, puissances définis dans le chapitre 2)..

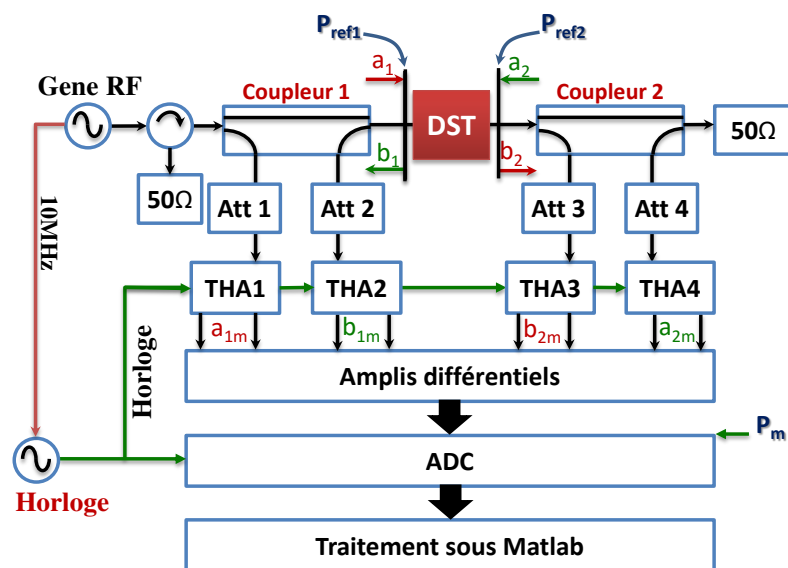


Figure III. 5 : Synoptique général du banc éclaté de caractérisation temporelle de XLIM

III.2 Banc éclaté de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires

Le banc éclaté d'XLIM permet une caractérisation étalonnée sous pointes ou connectorisée des dispositifs non-linéaires RF. L'étalonnage, permet une correction des erreurs linéaires et stationnaires (déterministes) associée à ce banc éclaté. Le synoptique de la Figure III.6 montre les différents plans de référence et de mesure du système pour une mesure d'un dispositif connectorisé. Le détail de la procédure d'étalonnage pour des dispositifs sous pointes est donné dans [96]. La Figure III.6 montre le banc de mesure au moment de l'étalonnage avec une connexion directe entre les plans de référence P_{ref1} et P_{ref2} .

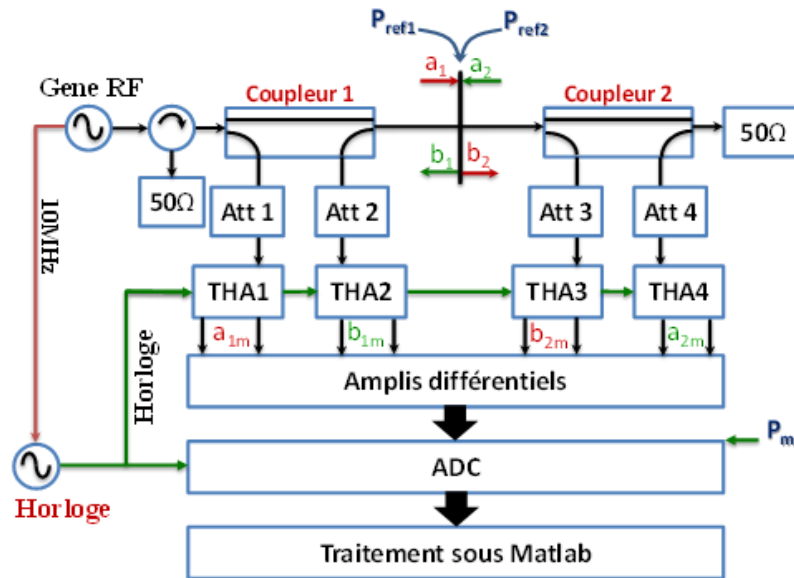


Figure III. 6 : Système de mesure en phase d'étalonnage avec désignation des plans de référence et de mesure

La connaissance de ces erreurs dans le domaine temporel est extrêmement complexe car la mesure de réponse impulsionnelle théorique est impossible. En revanche les erreurs linéaires sont très facilement extraites dans le domaine fréquentiel par balayage fréquentiel ou utilisation de bruit blanc à bande limitée.

Une nouvelle méthode d'étalonnage absolu et complet proposé par Jan Verspecht [97] pour le calibrage d'un analyseur de réseau vectoriel non-linéaire NVNA (Nonlinear Vector Network Analyzer) a été adoptée pour calibrer le banc éclaté de mesure développé à XLIM. Il s'agit d'un étalonnage dans le domaine fréquentiel. Toutefois, un coefficient complexe supplémentaire ($K^i = |K^i|e^{-j\phi_i}$) est nécessaire pour passer de l'étalonnage dit "relatif" à l'étalonnage dit "absolu". Ce dernier permet de faire une correction non seulement des rapports d'ondes de puissance mais il autorise celle des ondes de puissances absolues. L'étalonnage "absolu" permet d'extraire les formes temporelles corrigées des tensions et courants aux accès d'un DST donné.

Les quatre voies du banc de mesure permettent de mesurer les quatre ondes de tensions associées aux ondes de puissances. La relation entre les ondes de puissance du plan de référence et du plan de mesure est régie par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} a_{1d}^i \\ b_{1d}^i \\ a_{2d}^i \\ b_{2d}^i \end{bmatrix} = |K^i| e^{-j\varphi_k^i} \begin{bmatrix} 1 & \beta_1^i & 0 & 0 \\ \gamma_1^i & \delta_1^i & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_2^i & \beta_2^i \\ 0 & 0 & \gamma_2^i & \delta_2^i \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{1m}^i \\ b_{1m}^i \\ a_{2m}^i \\ b_{2m}^i \end{bmatrix} \quad (\text{III. 12})$$

Avec $i=1,2,3,...N$ les indices des fréquences d'intérêt.

La résolution des N équations fréquentielles permet de déterminer les composantes fréquentielles en amplitude et phase des différentes ondes (incidentes et réfléchies) dans les plans de référence du DST en cours de mesure.

Les ondes de puissances mesurées à l'état brut sont reconstituées selon le mode CIS décrit précédemment et converties dans le domaine fréquentiel pour la phase d'étalonnage. 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 et pour chaque fréquence d'indice i , les neuf coefficients complexes inconnus $(|K^i|, \varphi_k^i, \beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$.

L'étalonnage fondé sur la résolution de l'équation matricielle (III.12) [97] comporte deux étapes :

III.2.1 Etalonnage "relatif"

Un étalonnage relatif de type SOLT (Short, Open, Load, Through) équivalent à celui utilisé dans les Analyseurs de Réseau Vectoriel classiques 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 $(\beta_1^i, \gamma_1^i, \delta_1^i, \alpha_2^i, \beta_2^i, \gamma_2^i, \delta_2^i)$. Ceci est réalisé en mesurant les standards, dont les caractéristiques en fonction de la fréquence sont parfaitement connues comme le montre la Figure III.7.



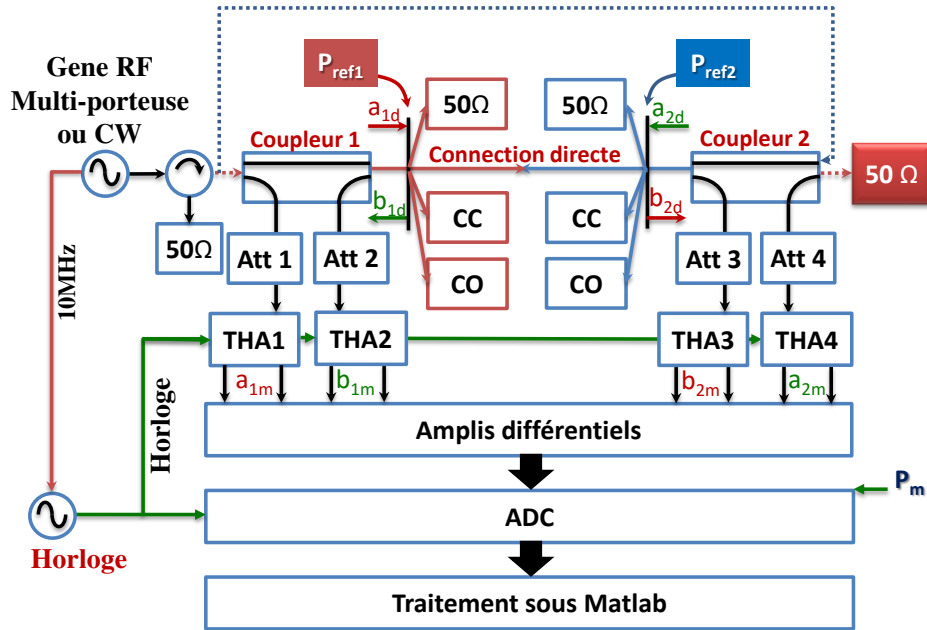


Figure III. 7 : Configuration du banc éclaté pour l'étalonnage "relatif"

III.2.2 Un étalonnage absolu

L'étape d'étalonnage absolu permet de déterminer le module $|K^i|$ et la phase φ_k^i de chaque composante fréquentielle i du signal d'étalonnage par le biais d'un oscilloscope numérique pré-étalonné. Ce dernier est un oscilloscope à temps équivalent de la société LeCroy. Pour cela, il suffit de mesurer en même temps le signal d'étalonnage avec l'oscilloscope de référence et avec les deux premières voies du système comme le montre la Figure III.8. Le niveau de puissance à l'entrée de l'oscilloscope de référence est limité à 0 dBm pour assurer un fonctionnement en zone linéaire ce qui justifie l'utilisation d'un atténuateur dont les paramètres S sont connus et couvrent la bande passante et la résolution du signal d'étalonnage. Cela permet de ramener l'onde de l'étalon a_{1e}^i du plan de mesure de l'oscilloscope à l'onde a_{1d}^i du plan de référence P_{ref1} du banc de mesure. Dans ce cas, a_{1d}^i est connu à partir de la mesure effectuée par l'oscilloscope.

A partir de l'équation (III.12), il est possible d'écrire :

$$a_{1d}^i = |K^i| e^{-j\varphi_k^i} (a_{1m}^i + \beta_1^i b_{1m}^i) \quad (\text{III. 13})$$

$$\text{Où :} \quad |K^i| e^{-j\varphi_k^i} = \frac{a_{1d}^i}{(a_{1m}^i + \beta_1^i b_{1m}^i)} \quad (\text{III. 14})$$

Les termes droits de l'équation (III.14) sont tous connus par mesure $(a_{1d}^i, a_{1m}^i, b_{1m}^i)$ ou par calcul β_1^i lors de l'étalonnage relatif. Les valeurs complexes des K^i sont alors déterminées pour chaque composante fréquentielle du signal d'étalonnage.

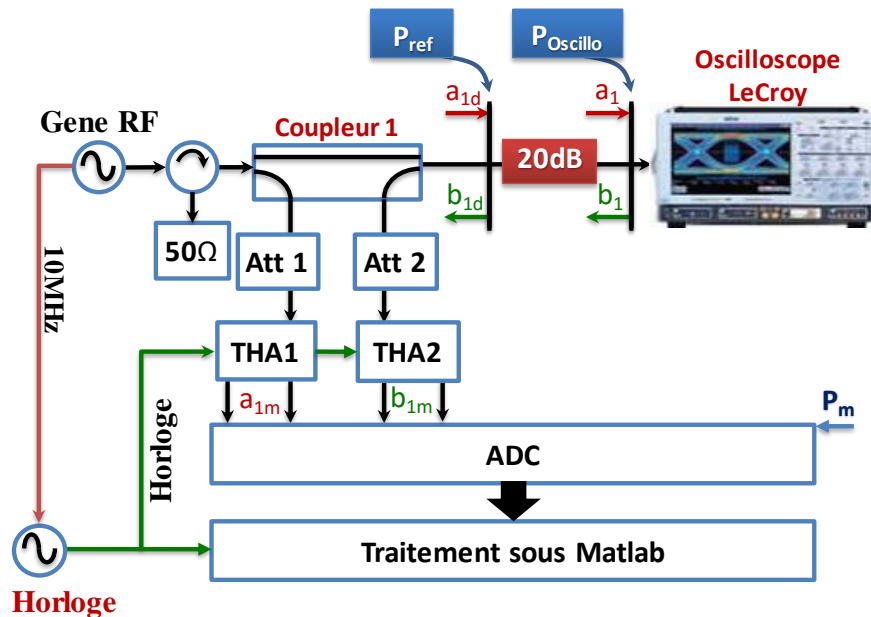


Figure III. 8 : Configuration du banc éclaté lors de la phase de l'étalonnage "absolu"

III.3 Validation de l'étalonnage du banc éclaté de mesure temporelle d'XLIM

L'étape de validation de l'étalonnage est indispensable. La validation présentée par [1] consiste à superposer les signaux des standards SOLT et vérifier l'exactitude des tensions et courants associés à ces standards dans les plans de référence. Un exemple de vérification d'étalonnage effectué avec un signal multi-porteuse de bande passante [0.6 - 4.2 GHz] et une résolution fréquentielle de 10 MHz est présenté sur la Figure III.9. Le banc est alors configuré pour atteindre une fréquence virtuelle d'échantillonnage de 320 Gechant/s à partir d'une fréquence réelle d'échantillonnage de 49,992188720 MHz. Malgré l'importance de l'étalonnage pour la fiabilisation des résultats de caractérisation qui peuvent être obtenus avec ce système de mesure, sa validation reste visuelle sans une quantification numérique de l'erreur caractérisant sa qualité.

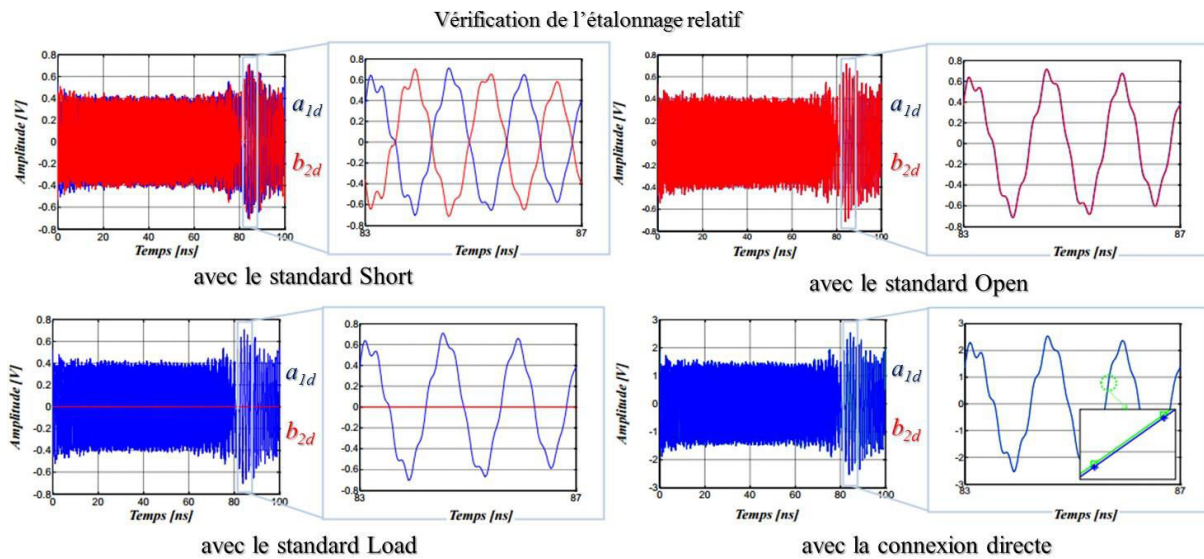


Figure III. 9 : Validation par comparaison visuelle de l'étalonnage du banc éclaté de mesure d'XLIM

Les différentes phases de préparation d'étalonnage et de validation du banc éclaté de mesure sont présentées sous forme d'un organigramme sur la Figure III.10 pour la caractérisation temporelle d'un dispositif non-linéaire.

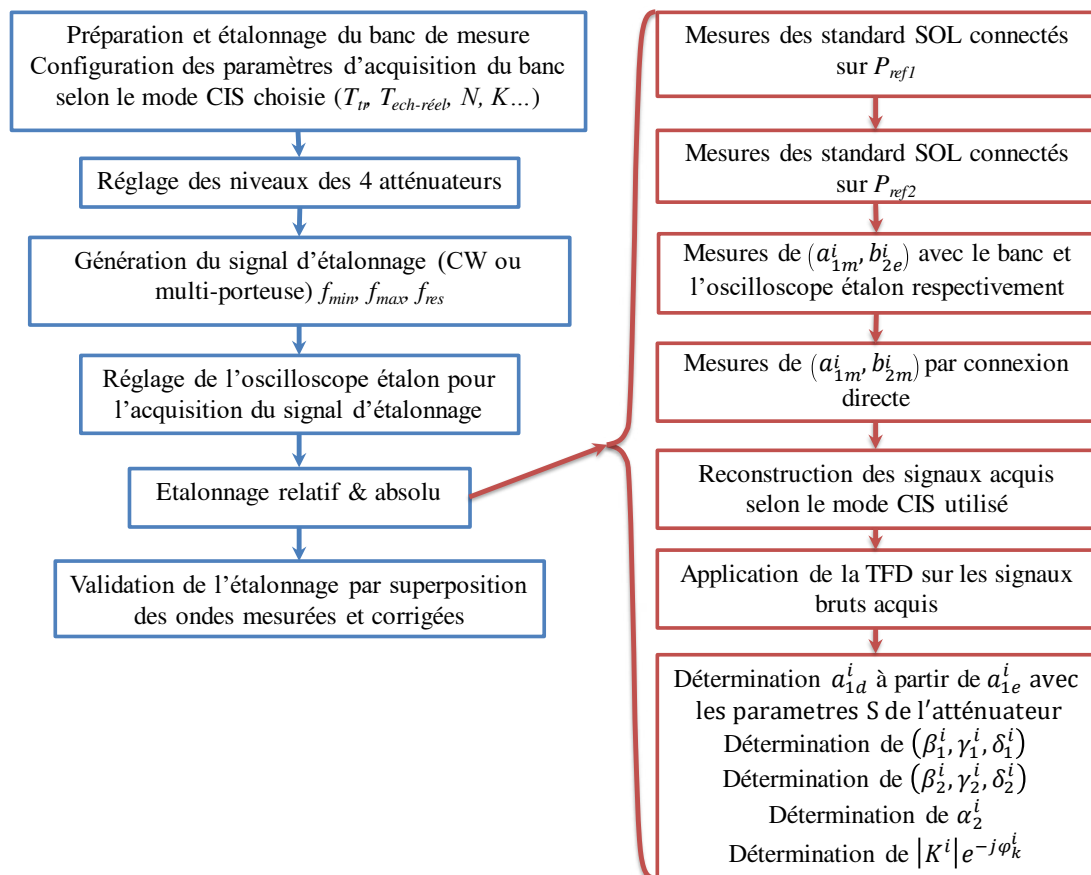


Figure III. 10 : Organigramme de configuration et d'étalonnage du banc éclaté de mesure d'XLIM

Le principal avantage de ce banc de mesure, est sa modularité et sa flexibilité. Le fonctionnement du banc n'est pas lié au THA, il peut fonctionner avec d'autres types ou mode d'échantillonnage. Les THA peuvent être remplacés par des têtes de réception PSPL ou des têtes de type Echantillonnage et filtrage.

IV. Conception d'un banc intégré et miniaturisé de caractérisation temporelle

Le banc éclaté de caractérisation temporelle est fondé sur l'utilisation de cartes d'évaluation THA (THA evaluation board) destinées à une utilisation généraliste et incluant beaucoup d'options pour satisfaire le besoin du maximum d'utilisateurs. Les dimensions de ces cartes sont donc loin d'être optimisées et les blocs d'alimentations sont conçus pour supporter des qualités de tensions médiocres. La carte associée des dispositifs de protections est peu utilisée. Le système utilise aussi des diviseurs de puissance, des transformateurs (Balun) et des amplificateurs suiveurs achetés séparément et connectés entre eux avec des câbles BNC. Le system utilise aussi un CAN à quatre voies qui fonctionne à une fréquence d'échantillonnage maximale 400 MHz avec une profondeur mémoire de 4 Méchants par voies. Les performances de ce banc éclaté sont très importantes mais une version « bas coût » avec des performances un peu moindres peuvent aussi être intéressantes en vue d'une première étape vers une future commercialisation. Une intégration de ce système peut aussi présenter un intérêt dans le cadre de système appelés systèmes "BIST" pour le contrôle de la flexibilité et de l'adaptabilité de système de communication intégrant des dispositifs non-linéaires. Un des objectifs de cette thèse consiste à étudier et à mettre en œuvre une miniaturisation et une intégration des différents blocs et composants du banc éclaté de mesure temporelle.

Pour ce faire, une étude approfondie des composantes les mieux adaptées en termes de puissance et de bande passante a été menée pour déterminer une architecture "optimale" du banc intégré de caractérisation temporelle. Par exemple : le coût d'un circuit THA intégré est deux fois moins élevé que celui de la carte de démonstration et il occupe une surface 20 fois moins importante. Les paragraphes suivants sont consacrés à la description des composants du nouveau banc intégré de caractérisation temporelle. Un tableau comparatif des caractéristiques et du coût des deux systèmes est dressé à la fin de ce chapitre.

IV.1 Description générale du nouveau banc intégré de mesure

Le nouveau banc intégré de mesure est fondé sur la même architecture de principe que le banc éclaté. Il a été initialement développé pour utiliser la technique CIS d'échantillonnage



de type THA intégré. La particularité de ce nouveau système intégré réside dans la conception et la réalisation d'une carte intégrant les THA Inphi 1321TH [77].

Ce banc intégré de mesure est composé de deux coupleurs bidirectionnels miniaturisés donnant lieux à quatre voies permettant l'acquisition des quatre ondes de puissances transmises et réfléchies aux accès d'un dispositif non-linéaire. Il intègre des atténuateurs fixes pour s'assurer du maintien du fonctionnement linéaire des THA. Les entrées négatives des THA ne sont pas utilisées dans ce banc intégré contrairement au banc éclaté. Les entrées différentielles du CAN sont directement connectées aux sorties différentielles des THA. Le plan de référence se trouve entre les deux coupleurs tandis que le plan de mesure est à l'entrée du CAN. Les signaux numérisés représentent les quatre ondes de puissance prélevées sous forme de tensions. La Figure III.11 présente le schéma de principe et une photographie réelle du banc intégré de mesure. Les dimensions peuvent encore être optimisées.

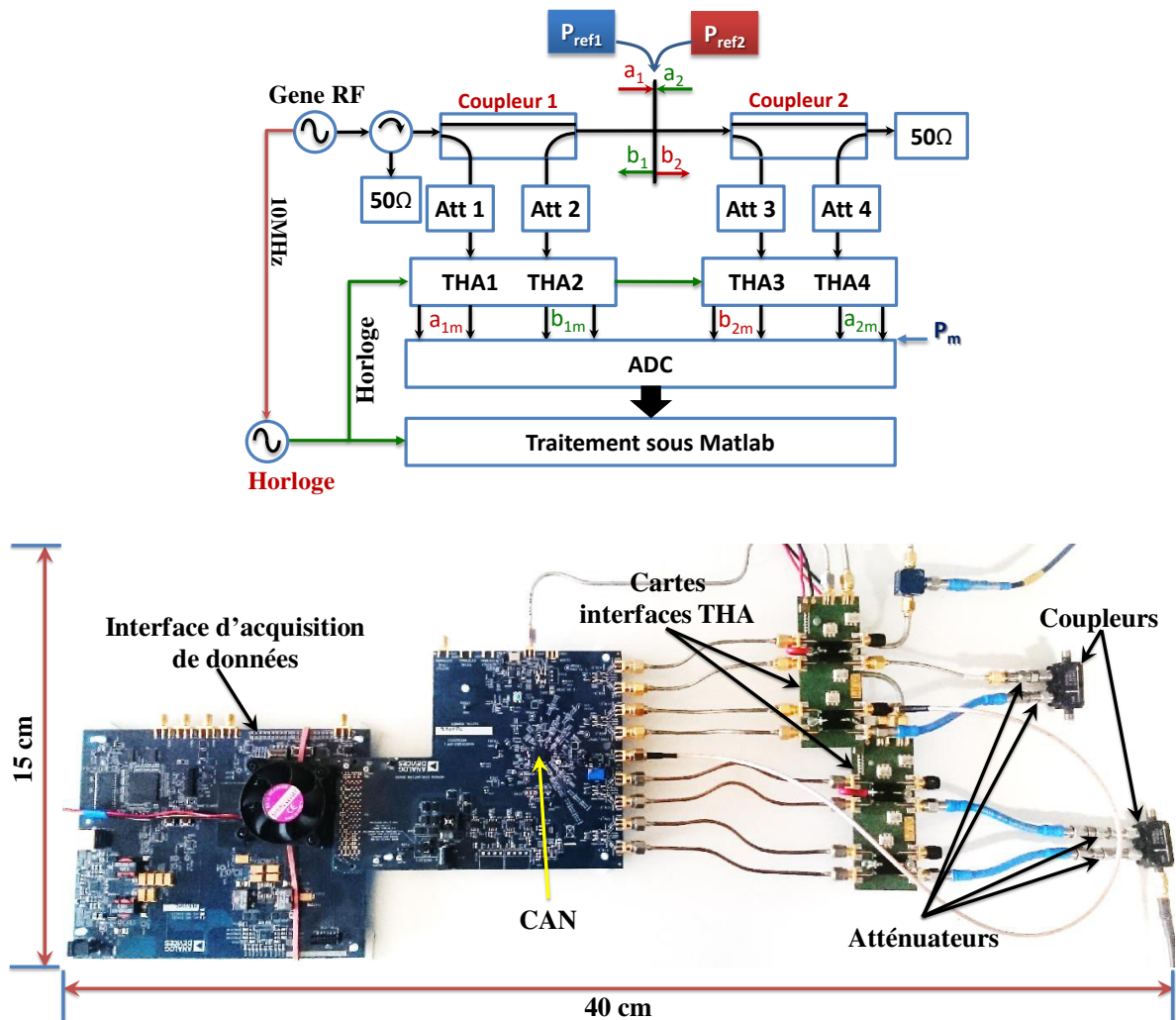


Figure III. 11 : Schéma de principe et photographie réelle du banc "intégré" de mesure

Les **amplificateurs différentiels** présents dans le banc "éclaté" ont été abandonnés pour la conception de ce banc intégré. Les tests préliminaires ont effectivement montré que la dynamique des THA et du banc intégré n'était pas altérée par l'absence de ces amplificateurs différentiels.

IV.1.1 Bloc d'alimentation DC du banc de mesure

La diversité des composants et dispositifs utilisés dans les bancs de mesures nécessite parfois l'emploi de plusieurs blocs d'alimentations. Ces derniers sont très encombrants en volume et en câblages. Pour ce banc intégré de mesure, une alimentation unique a été utilisée pour répondre à l'ensemble des besoins alimentations continues : -5.2 V pour les THA, 6 V pour le CAN et l'interface d'acquisition de données FPGA, 1.8 V et 3.3 V pour le générateur d'horloge de type DDS, 5 V et 12 V pour l'alimentation des différents ventilateurs de refroidissement. La solution adoptée consiste à utiliser une alimentation d'un ordinateur de bureau qui présente déjà quelques tensions directement utilisables sur le banc tel que : 5 V , 12 V , 1.8 V , 3.3 V . Pour le reste des tensions, un autre circuit fondé sur l'utilisation de régulateurs a été ajouté à cette alimentation pour générer les tensions de -5.2 V et de 6 V à partir du -12 V et du 12 V respectivement présentes sur la sortie de l'alimentation PC. Les tensions sont regroupées sur un seul connecteur mâle qui peut être facilement relié au connecteur d'alimentation du banc intégré de mesure. La Figure III.12 montre la structure du bloc d'alimentation du banc.

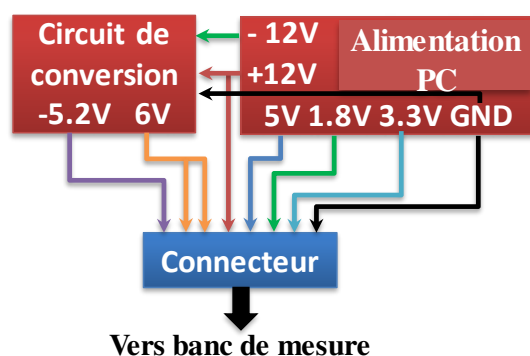


Figure III. 12 : Synoptique du bloc d'alimentation du banc de mesure

IV.1.2 Choix du CAN

Le mode CIS tel qu'il est employé sur le système de mesure développé à XLIM nécessite des fréquences d'échantillonnage réelles beaucoup plus basses par rapport à la fréquence maximale des signaux microondes utilisés pour la caractérisation des dispositifs RF. Cette fréquence réelle est en fait fixée par la fréquence maximale d'échantillonnage des CaNs pour

la quantification des échantillons. Dans le cas du banc éclaté, le numériseur possède une fréquence d'échantillonnage maximale de 400 Méchant/s. Pour respecter Shannon, la fréquence d'échantillonnage réelle doit donc être égale au maximum à la moitié de la fréquence des CAN soit $f_{ech-r\acute{e}el} \leq f_{ADC}/2$. Le CAN doit comporter 4 voies pour la mesure des tensions et courants du DST, il doit avoir une dynamique d'au moins 60 dB (10 bits) et un coût "raisonnable". Le choix s'est porté sur l'AD9656 et son interface d'évaluation AD9656EBZ d'Analog Device cadencé à une fréquence d'échantillonnage de 125 Méchant/s et de 16 bits de résolution. Il présente 650 MHz de bande passante. Ces principales caractéristiques sont données sur le tableau III.2.

Tableau III. 2 : Caractéristiques du CAN AD9656

Caractéristiques	
Dimensions	8mm × 8mm
Nombre d'entrée	4 type SMA
Sortie	4 en série
PLL intégré	oui
Fréquence d'échantillonnage	$40 \text{ Mécht/s} \leq f_{CAN} \leq 125 \text{ Mécht/s}$
Consommation	198mW par voie
Interface de control	SPI
SFDR	86 dBc ($V_{REF} = 1.4V$)
Tension entrée flexible	2.0Vp-p à 2.8Vp-p
Tension alimentation	1.8 V
Bande passante analogique	650MHz

Les THA doivent être directement connectables sur les entrées CAN en différentiels, celles-ci sont désactivés et mises à la masse sur l'AD9656EBZ comme le montre la Figure III.13. Il suffit d'enlever la soudure de mise à la masse, d'installer une résistance de 0 Ω et un connecteur SMA pour activer les entrées différentielles négatives [98].



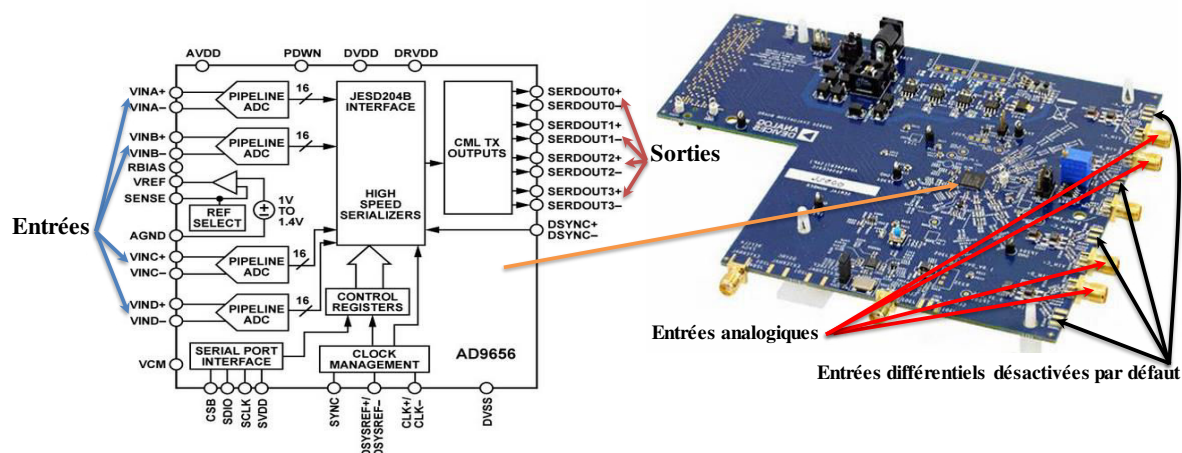


Figure III. 13 : Schéma bloc du CAN AD9656 et photographie de son interface d'évaluation AD9656EBZ

L'enregistrement des échantillons issue des quatre voies du CAN se fait par l'interface à base de FPGA de capture de données HSC-ADC-EVALEZ [99]. Celle-ci permet d'enregistrer et d'envoyer les échantillons numérisés à l'ordinateur pour traitement. Elle est facilement connectable au CAN comme le montre la Figure III.14. Son inconvénient majeur réside dans sa profonde mémoire limitée à 256 *Kéchant* pour les 4 voies, ce qui donne 64 *Kéchants* par voie. Une fois alimenté, le CAN numérise de façon continue, tandis que la carte FPGA enregistre les échantillons numérisés selon le principe FIFO : elle les envoie au PC à la demande de l'utilisateur qui exécute un logiciel propriétaire "VisualAnalog" [100]. Cet envoi peut être contrôlé avec un déclencheur externe (Trigger). Le tableau suivant résume quelques caractéristiques de l'interface de capture des données HSC-ADC-EVALEZ.

Tableau III. 3: Caractéristiques de l'interface HSC-ADC-EVALEZ

Caractéristiques	
Profondeur mémoire	256k échantillon – 64k échantillon/voie
Puce FPGA	Xilinx Virtex-6
Performance en mesure	FFT temps réel et analyse temporelle
Analyses	SNR, SINAD, SFDR, et harmoniques
Connection PC	USB (2.0)
Commande ADC	SPI
Reprogrammation FPGA	JTAG ou USB

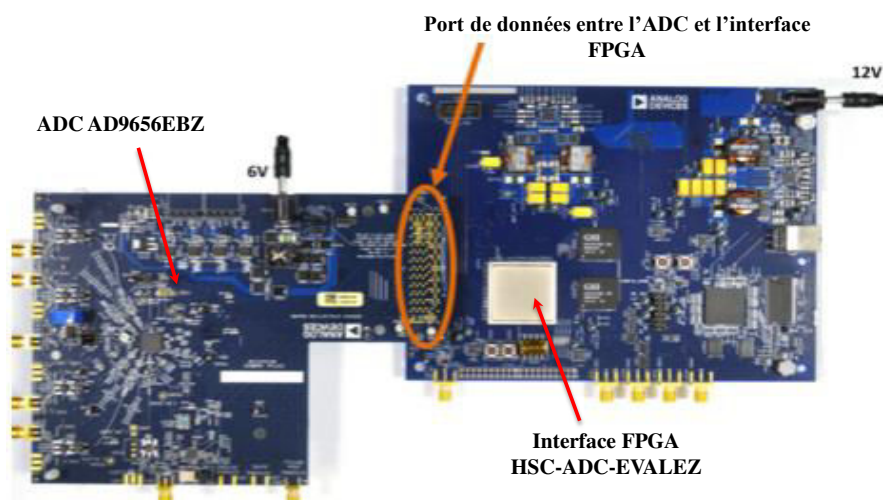


Figure III. 14 : Connections du CAN AD9656EBZ et interface d'acquisition de données HSC-ADC-EVALEZ

IV.1.3 Choix des coupleurs

Les coupleurs bidirectionnels utilisés avec le banc ont été choisis pour leurs performances en puissance, en couplage, en isolation et pour leurs faibles dimensions. La valeur du couplage est de 10 dB sur la bande $6\text{-}18\text{ GHz}$. Le banc intégré de mesure a été conçu pour un fonctionnement dans la bande $[DC - 13]\text{ GHz}$ (imposée par les THA Inphi) pour des dispositifs non-linéaires dont les gammes de puissances sont comprises entre 1 W et 20 W (43 dBm). Un couplage entre 10 et 20 dB dans la bande RF $[1 - 6]\text{ GHz}$ est donc visé et obtenu avec les coupleurs utilisés sur le banc comme le montre le paramètre S_{21} des couplages de ces coupleurs (Figure III.15).

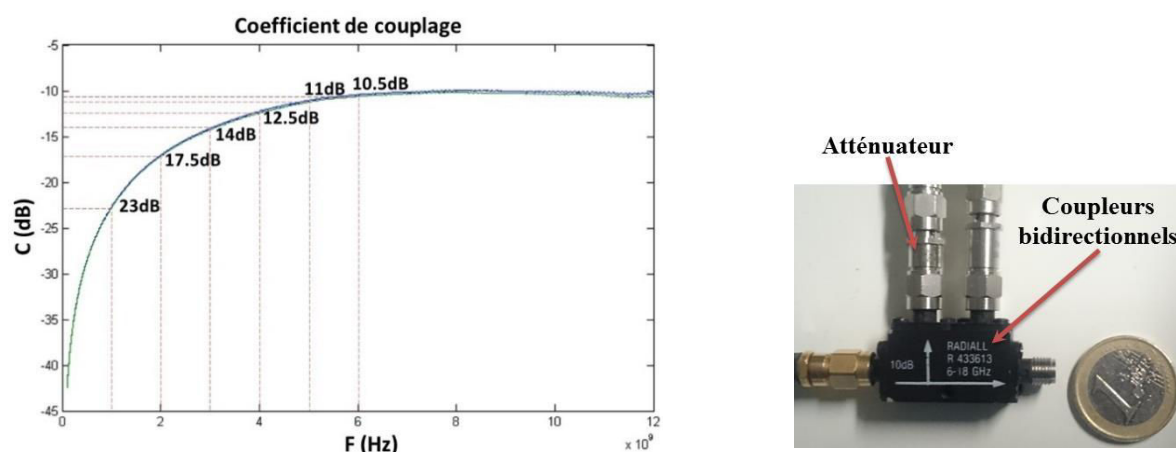


Figure III. 15 : Photographie des coupleurs bidirectionnels et coefficient de couplage associé

IV.2 Conception des cartes THA (entrée/sortie)

IV.2.1 Description

Afin de conserver un maximum de flexibilité dans le banc intégré, 2 cartes de réception ont été réalisées : une pour l'entrée du DST et une pour la sortie. Chaque carte comporte deux THA avec les diviseurs de puissance et les transformateurs ("Balun") pour le signal d'horloge. La carte intègre aussi les circuits d'alimentation des THAs. Le schéma des "cartes THA" d'entrée et de sortie est présenté sur Figure III.16.

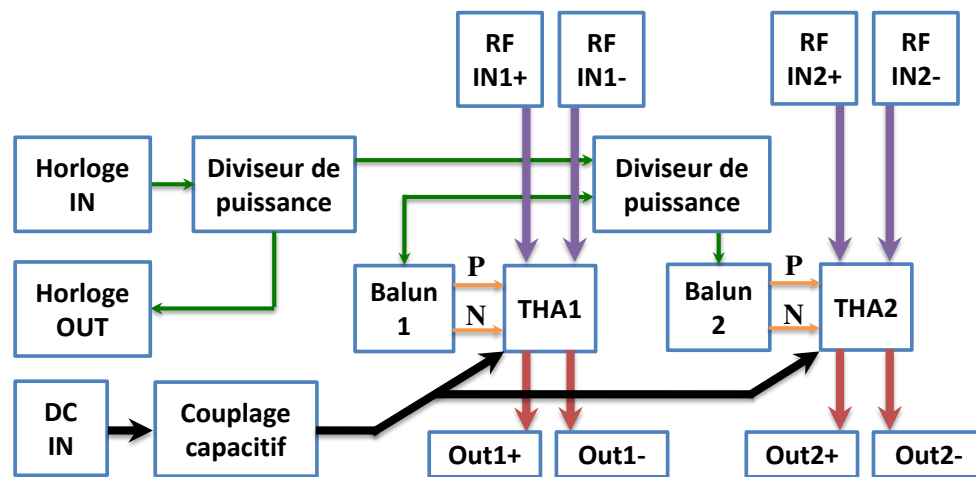


Figure III. 16 : Synoptique des "cartes THA" d'entrée et de sortie

IV.2.2 Conception et Réalisation

La difficulté de réalisation de ces cartes résidait dans le manque d'informations fournies par Inphi sur les circuits THA (alimentations, protection, refroidissements). Chaque carte THA contient :

- Deux "Balun" (diviseur de puissance avec sortie différentielle) de type ADT4-1WT de Mini-Circuits (2-775 MHz) pour générer l'horloge différentielle des deux THA,
- Un diviseur de puissance de type ADP-2-1 de Mini-Circuits (0.5-400 MHz) pour distribuer cette horloge au deux "Balun".
- Un deuxième diviseur de puissance est installé pour prévoir une sortie Horloge vers l'autre carte THA ou vers le CAN.

La Figure III.17 montre une image de la face "composants" des cartes THA. En plus de la distribution de l'horloge, un circuit de couplage capacitif a été ajouté pour stabiliser la tension d'alimentation de -5.2 V.

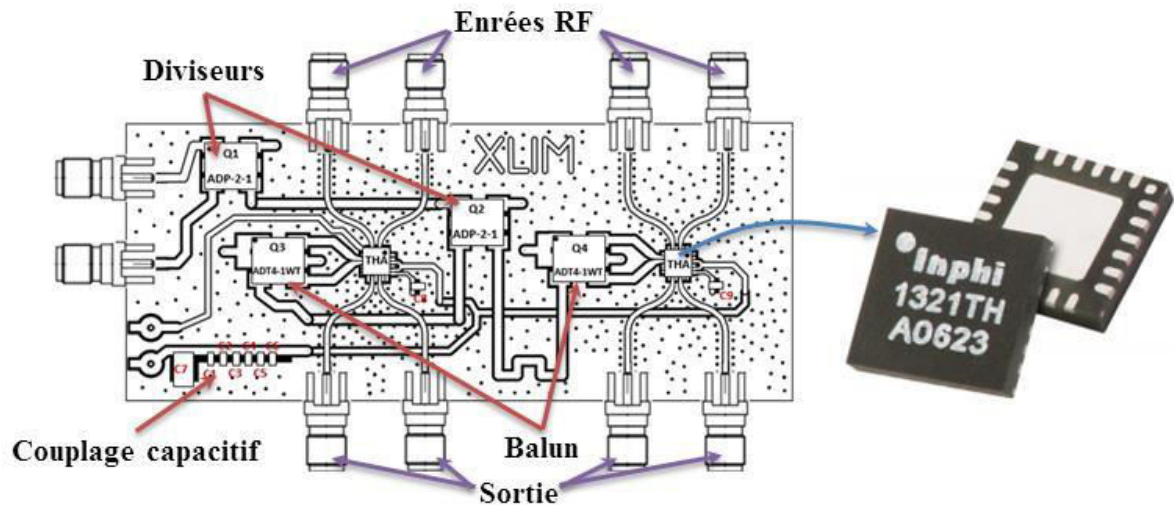


Figure III. 17 : Face composant de la carte THA d'entrée et de sortie

Les lignes de transmission de l'entrée RF des THA sont de type coplanaire. Elles sont réalisées sur un substrat FR4 afin de pouvoir accéder aux circuits THA qui présentent des contacts de 0.25 mm de largeur. Seules les lignes coplanaire permettent d'atteindre cette faible largeur. Les lignes ont été optimisées pour limiter les pertes de puissance lors de la conception de la réduction de la largeur de 0.6 mm à 0.25 mm . Les dimensions du circuit THA et les lignes coplanaire sont montrées sur la Figure III.17. Les trous métallisés du circuit à deux THA visibles sur les Figures III.17 et III.18 permettent une bonne mise à la masse de la face supérieure du circuit imprimé.

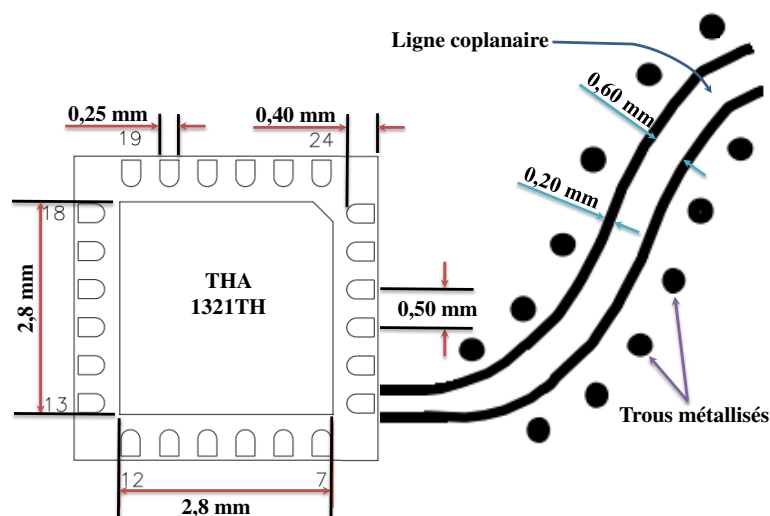


Figure III. 18 : Dimensions des circuits THA et des lignes coplanaire du circuit imprimé

L'alimentation DC et l'horloge sont distribuées sur la même carte avec des lignes micro-ruban. Les lignes d'horloge sont conçues pour avoir des longueurs strictement identiques et éviter le moindre déphasage entre les entrées différentielles de chaque circuit THA. La Figure III.19 montre les deux couches supérieure et inférieure des cartes THA avec les différentes pistes et les différentes lignes de transmission. Elle montre aussi une image réelle de cette carte avant implantation des composants. Un radiateur de refroidissement a été installé au-dessus de chaque circuit THA pour stabiliser sa température pendant le fonctionnement.

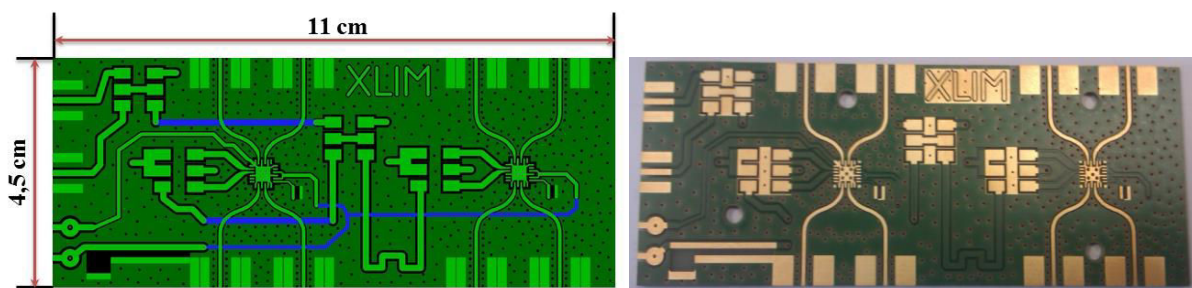


Figure III. 19 : Couches supérieure (vert) et inférieure (bleu) de l'interface THA

L'avantage de ces "cartes THA" est l'intégration des deux voies RF différentielles d'une seule entrée d'horloge dans une même carte électronique de faibles dimensions. La Figure III.20 montre une image réelle d'une "cartes THA" connecté dans son environnement final.

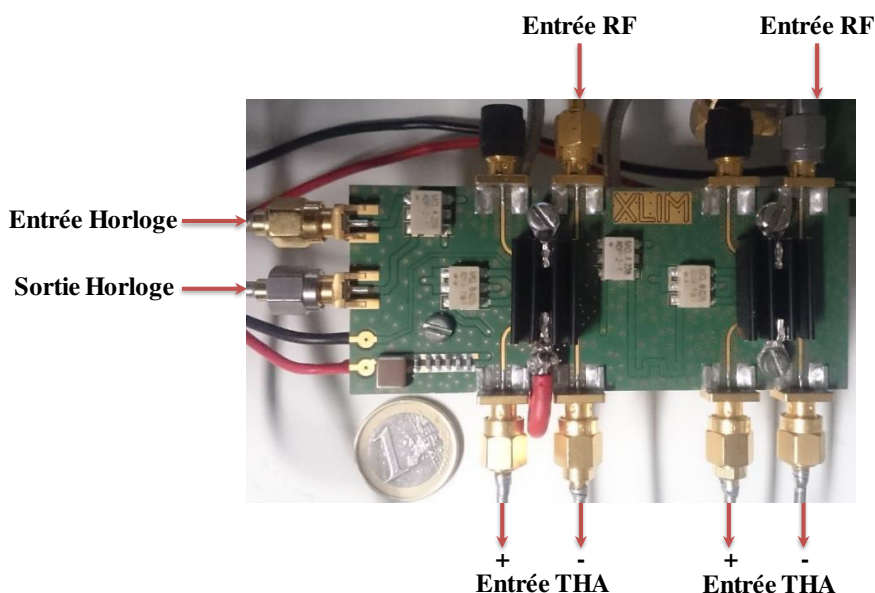


Figure III. 20 : "Carte THA" placée dans son environnement

IV.2.3 Mesure des signaux temporels en sortie des cartes THA

La mesure des signaux temporels en sortie des cartes THA est réalisée avec le banc montré sur la Figure III.21. Il est constitué d'un récepteur étalonné de type oscilloscope LeCroy fonctionnant en mode CIS à l'aide d'une horloge générée par un générateur à très faible bruit de phase (SMBV 100A). L'horloge de la carte THA est aussi générée à une fréquence de 101 MHz par un générateur SMBV 100A. Les trois générateurs sont synchronisés par un même signal de 10 MHz. Le signal RF de 1 GHz est donc sous échantillonné à 101 MHz afin que la sortie du THA soit un signal échantillonné dont la fréquence fondamentale est égale à 1 MHz. L'oscilloscope LeCroy permet de clairement visualiser les transitions entre chaque échantillon issu du THA. La Figure III.22 représente la superposition des sorties différentielles d'un des deux THA de la "carte THA".

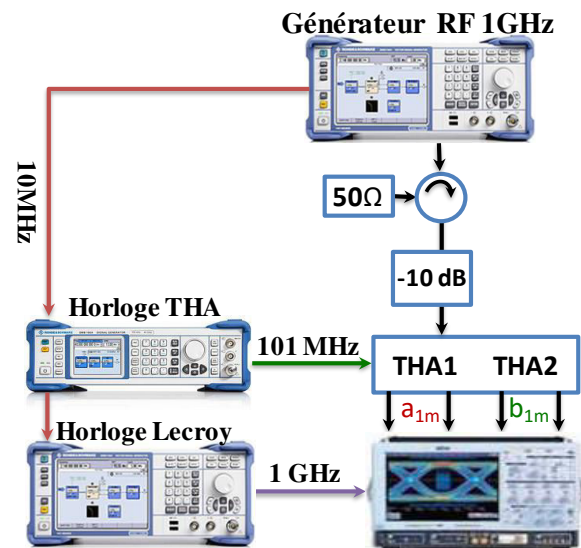


Figure III. 21: Banc de mesure de la sortie différentielle des THA en présence d'un signal CW

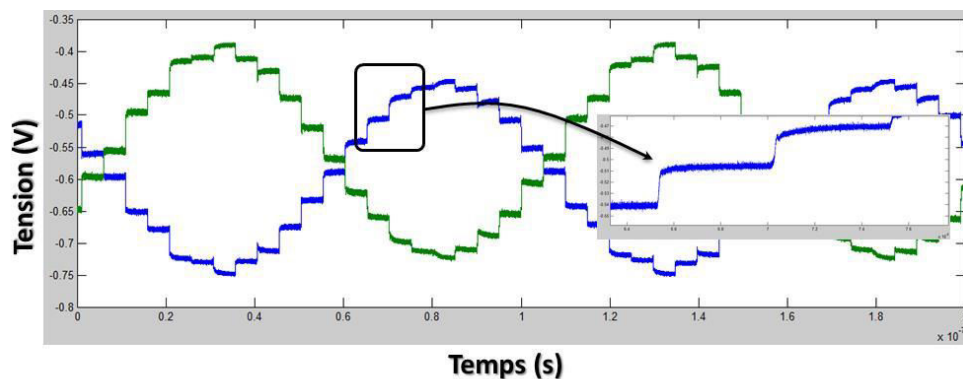


Figure III. 22 : Superposition des sorties différentielles d'une carte THA avec en entrée un signal de 1 GHz et une horloge de 101 MHz

IV.2.4 Mesure de la dynamique des cartes THA

Une mesure de la dynamique des carte THA similaire à celle obtenue avec les interfaces d'évaluation des THA est réalisée. La Figure III.23 montre le montage permettant de réaliser cette mesure de dynamique. Les résultats obtenus sont montrés sur la Figure III.24. La dynamique mesurée est de l'ordre de 70 dB pour les fréquences 1 GHz et 2 GHz en sortie simple comme en différentielle. Ces cartes THA, simplifiées et intégrées possèdent une dynamique identique à celle des cartes d'évaluation des THA conçues par Inphi.

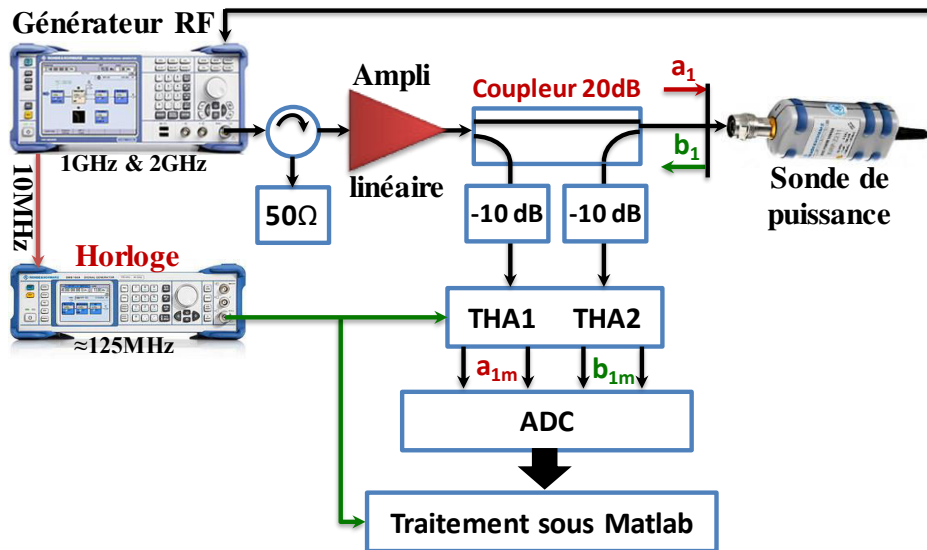


Figure III. 23 : Banc de mesure de la dynamique des "cartes THA"

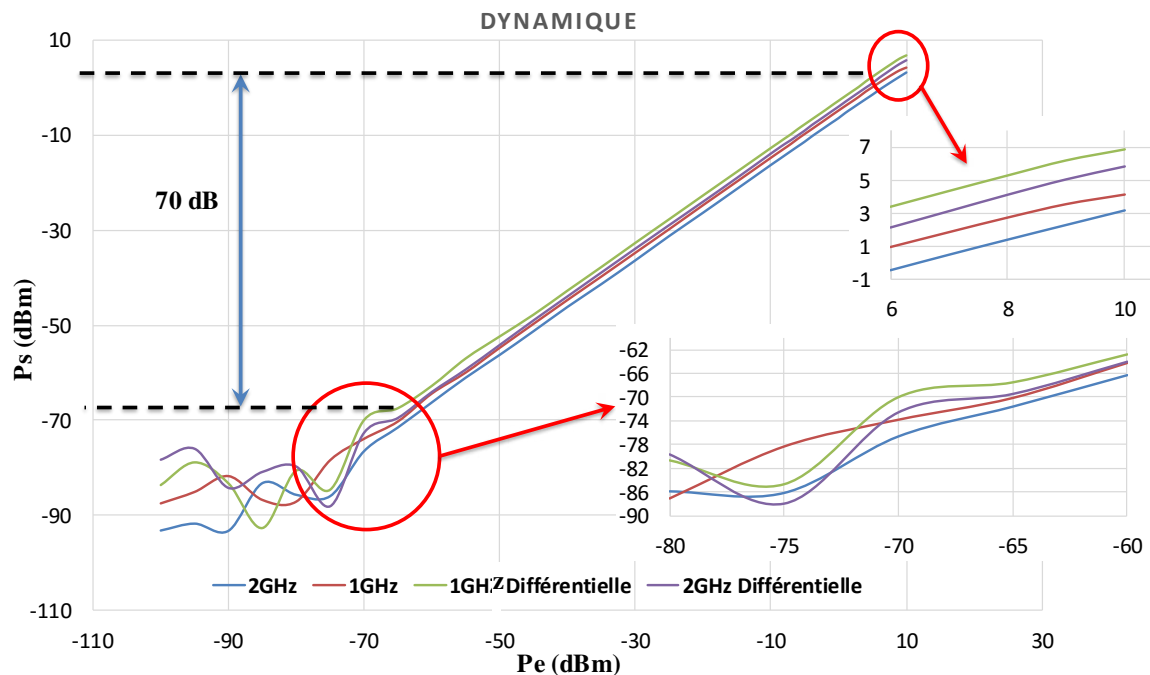


Figure III. 24 : Mesure de dynamique des "cartes THA"

Cette mesure de dynamique est très importante pour le fonctionnement du système entier. La plage de puissance liée à une caractérisation donnée doit respecter cette limite de dynamique.

Tableau III. 4 : Comparatif des caractéristiques des récepteurs THA du banc éclaté et du banc intégré

Caractéristiques	Banc éclaté	Banc intégré
Echantillonneur	Cartes évaluation THA	Carte conçue dans ce travail intégrant deux THA
Structure des échantillonneurs RF	<ul style="list-style-type: none"> • 4 cartes THA différentes • Coupleur différentiel d'entrée • 2 coupleurs différentiels d'horloge • 1 numériseur 4 canaux • Connectiques 	Composants intégrés (2 THA + horloge différentielle + DAC + coupleur RF)
Bande passante RF	13 GHz	13 GHz
Fréquence d'échantillonnage	10 à 400 MHz	40 à 130 MHz
Dynamique	70 dB	70 dB
Nombre de voies RF différentiels	4	4
Réglage atténuateurs	Manuel	Manuel
Dimensions	(100 x 100) cm ²	(15 x 40) cm ²
Alimentation DC	Quatre alimentation DC de laboratoire	Une alimentation unique pour l'ensemble
Coût total	50 K€	4 K€

V. Configuration et étalonnage du banc intégré de caractérisation temporelle

V.1 Configuration du banc intégré complet

Le banc intégré complet de caractérisation temporelle est présenté sur la Figure III.25. Ce banc doit être associé à :

- Une chaîne de génération de signaux RF (avec amplification linéaire)
- Un tuner externe pour réaliser des mesures fonctionnelles de variation de charge



- Une horloge externe à très faible bruit de phase. Des solutions de type DDS ont été testées sans succès pour être intégrées au banc développé dans ce travail. Les cartes commerciales testées [101] ne présentaient pas un bruit de phase suffisamment faible pour obtenir des signaux mesurés stables. L'intégration de cette horloge est encore un travail non négligeable à produire.

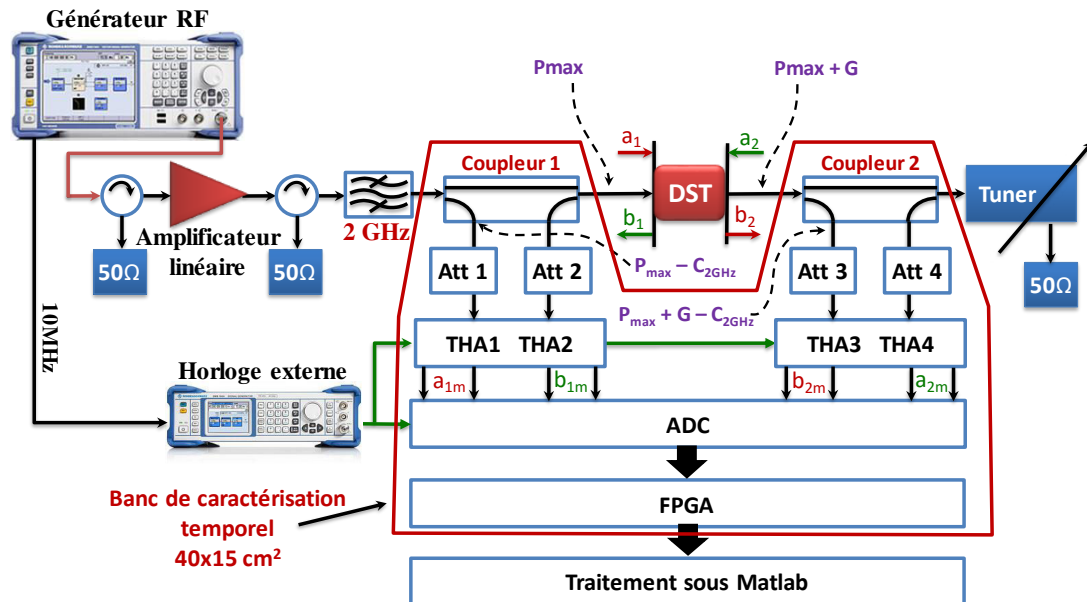


Figure III. 25 : Réglage des atténuateurs en fonction des niveaux de puissance maximaux présents à leurs entrées

V.1.1 Etalonnage du banc intégré

L'étalonnage du banc intégré est comparable à celui du banc éclaté décrit précédemment dans ce chapitre. Afin de réaliser un étalonnage rapide, un générateur de signaux multiporteuse (multitons) est utilisé pour extraire simultanément tous les termes d'erreurs à toutes les fréquences d'intérêt.

Les signaux d'étalonnage sont donc caractérisés essentiellement par ces fréquences limites, f_{max} et f_{min} , par leur résolution fréquentielle Δf qui est égale à l'inverse de la durée de trame du système T_{tr} utilisée par la méthode CIS et par le module de la phase de chaque composante fréquentielle (amplitude complexe). L'amplitude est généralement constante pour toutes les composantes fréquentielles tandis que la phase de Schroeder ϕ_k définie dans le chapitre I) est utilisée pour réduire le facteur de crête des signaux RF générés :

Les signaux sont générés numériquement sous Matlab. La suite d'échantillons numériques représentatifs des signaux RF est envoyée vers un générateur de signaux arbitraire

(AWG Arbitrary waveform generator). Celui utilisé à XLIM est un AWG [102] avec deux options de fréquence d'échantillonnage 12 Gechant/s et 24 Gechant/s . Pour un signal CW de 2 GHz , la fréquence d'échantillonnage de 12 GHz est suffisante pour la conversion numérique-analogique. Il est toujours préférable d'utiliser un filtre passe bas ou passe bande en sortie de l'AWG pour éliminer les fréquences indésirables. L'étalonnage a aussi pour effet, sur les signaux visualisés, de réaliser un filtrage « naturel » des fréquences hors de la bande étalonnée. Un organigramme montrant les phases de génération du signal d'étalonnage et de test est illustré sur la Figure III.26.

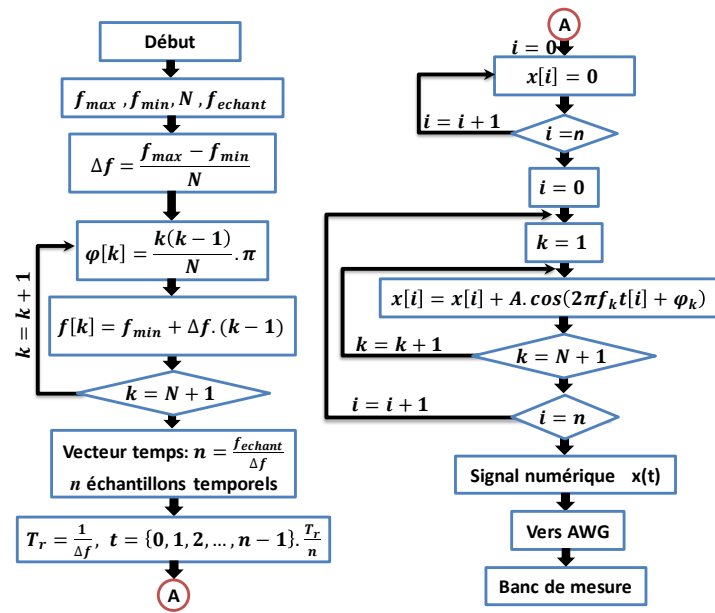


Figure III. 26 : Organigramme de génération du signal d'étalonnage

L'étalonnage absolu consiste à réaliser une correction en amplitude et en phase des signaux mesurés. Il est fondé sur l'utilisation de l'oscilloscope à temps équivalent LeCroy comme référence.

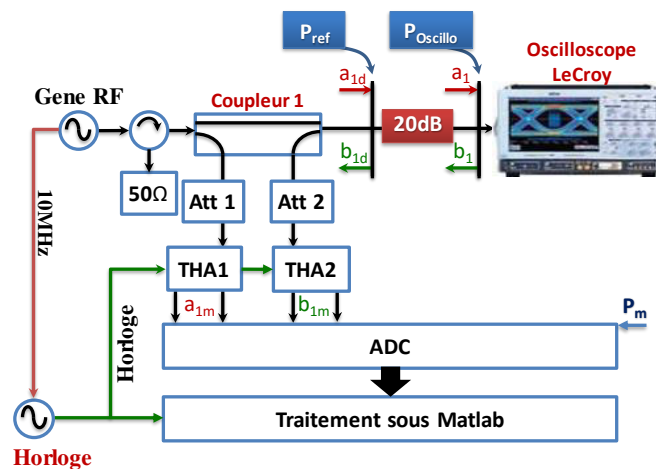


Figure III. 27: Configuration matérielle de l'étalonnage absolue (à droite) du banc intégré de mesure

Une amélioration de la procédure d'étalonnage a été apportée au cours de ce travail de thèse pour juger de la validité des coefficients d'erreur. La vérification consistait au préalable en une superposition visuelle des signaux étalonnés des ondes de puissance a_{1_d} et b_{2_d} mesurés avec le standard SOLT comme montré en Figure III.7. La nouvelle méthode de vérification consiste maintenant à quantifier la qualité de l'étalonnage par le calcul de l'erreur quadratique moyenne entre les échantillons des ondes de puissance a_{1_d} et b_{2_d} mesurée avec la connexion directe (Through) entre les plans de référence. La formule de calcul est donnée par l'équation III.15. Une erreur quadratique moyenne ne doit pas dépasser la valeur de 0.5 %.

$$Err = \sum_{i=1}^N \frac{|a_{1_d}[k] - b_{2_d}[k]|^2}{|a_{1_d}[k]|^2} \times 100 \text{ (%)}$$
 (III. 15)

La nouvelle procédure de validation se fait maintenant avec un signal différent du signal utilisé pour l'étalonnage et pour plusieurs puissances moyennes de ce signal. Un graphe d'erreur quadratique est dressé en fin de phase d'étalonnage avant chaque mesure ou chaque caractérisation de dispositif sous test. La Figure III.28 représente un exemple d'erreurs quadratiques moyennes calculées pour deux étalonnages effectués en mode CIS avec un signal CW de fréquence 8 GHz pour la plage de puissance moyenne variant de -10 dBm à 33 dBm.

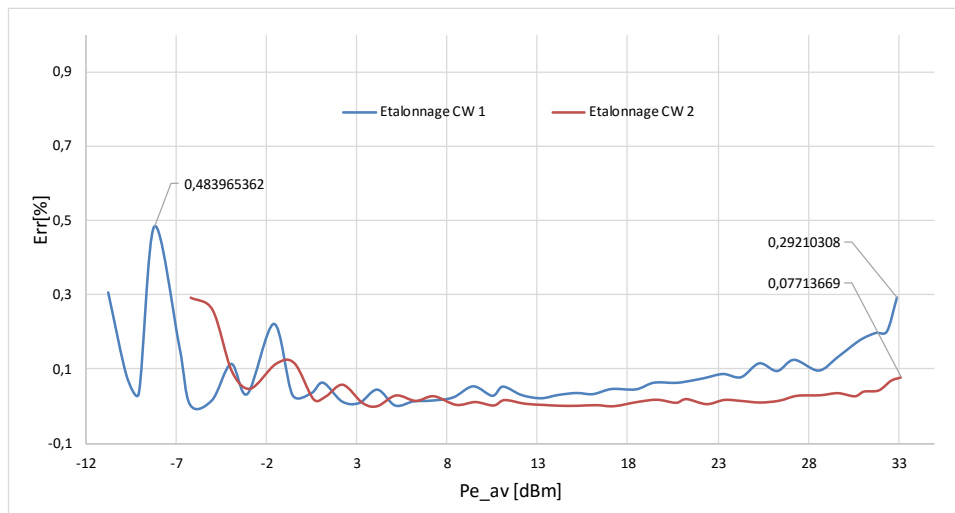


Figure III. 28 : Validation de l'étalonnage avec calcul de l'erreur quadratique moyenne pour plusieurs puissances moyennes

V.1.2 Utilisation de la technique CIS

La technique CIS utilisée pour le banc intégré est identique à celle utilisée dans le banc éclaté. Le choix de la période de répétition T_{rr} est fondamental. La fréquence d'échantillonnage



maximale du CAN du banc intégré est égale à $f_{ADC} = 125\text{MHz}$. Ce qui impose un temps segment minimal égal à l'inverse de cette fréquence. Le CAN possède aussi une profondeur mémoire maximale de 64000 échantillons par voie RF, ce qui implique un temps d'échantillonnage minimal $\Delta t = T_{tr}/64000$. Deux exemples de configuration de la méthode CIS pour un signal CW et un signal multi-porteuses sont présentés.

Une caractérisation avec un signal RF de type CW de fréquence 8 GHz est limité par le nombre de points acquis par période RF qui est limité à 64000 échantillons par trame.

L'utilisateur doit ensuite choisir le nombre d'échantillons qu'il souhaite obtenir pour présenter une période du signal RF. Puis, il choisit la valeur de k pour que la fréquence d'échantillonnage réel ne dépasse pas la fréquence maximale d'échantillonnage du CAN. Les tableaux suivants montrent des configurations valides et non valides pour la mesure du signal CW à 8GHz.

Tableau III. 5 : Configuration valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz à une fréquence d'échantillonnage réelle proche de $f_{ADC-max}$

$f_{RF} \text{ (Hz)} =$	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
$T_{RF} \text{ (s)} = 1/f_{RF} =$	1,250E-10	s =	0,1250	ns
$N_{ADC} =$	64000			
$N_{ech_par_Trf} =$	100			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf} =$	640			
Nombre de segments k =	10			
$PGCD(1+N_{ADC}/k, N_{ADC}) =$	1			
$T_{trame} \text{ (s)} = N_{periodes_Trf} * T_{RF} =$	8,0000000E-08	s =	80,000000	ns
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	1,25000E+07	Hz =	12,5000	MHz
$T_{seg} \text{ (s)} = T_{trame}/k =$	8,00000000E-09	s =	8,00000000	ns
$f_{ech_virt} \text{ (Hz)} =$	8,00E+11	Hz =	800,00	GHz
$T_{ech_virt} \text{ (s)} = T_{RF}/N_{ech_par_Trf} =$	1,2500000E-12	s =	0,0012500000	ns
$T_{ech_reel} \text{ (s)} = T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC}) =$	8,0012500E-09	s =	8,0012500	ns
$f_{ech_reel} \text{ (Hz)} = 1/T_{ech_reel} =$	124980471,801	Hz =	124,980471801	MHz ($40\text{MHz} < f_{ADC} < 125\text{MHz}$)
$T_{acquisition} \text{ (s)} = N_{ADC} * T_{ech_reel} =$	5,12080000E-04	s =	0,512080000	ms



Tableau III. 6 : Configuration non valide ($f_{ADC} < 40\text{MHz}$) du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz pour 2 échantillons par période en mode CIS

$f_{RF} \text{ (Hz)} =$	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
$T_{RF} \text{ (s)} = 1/f_{RF} =$	1,250E-10	s =	0,1250	ns
$N_{ADC} =$	64000			
$N_{ech_par_Trf} =$	2			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf} =$	32000			
Nombre de segments k =	1			
$PGCD(1+N_{ADC}/k, N_{ADC}) =$	1			
$T_{trame} \text{ (s)} = N_{periodes_Trf} * T_{RF} =$	4,0000000E-06	s =	4000,000000	ns
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	2,50000E+05	Hz =	0,2500	MHz
$T_{seg} \text{ (s)} = T_{trame}/k =$	4,00000000E-06	s =	4000,00000000	ns
$f_{ech_virt} \text{ (Hz)} =$	1,60E+10	Hz =	16,00	GHz
$T_{ech_virt} \text{ (s)} = T_{RF}/N_{ech_par_Trf} =$	6,2500000E-11	s =	0,0625000000	ns
$T_{ech_reel} \text{ (s)} = T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC}) =$	4,0000625E-06	s =	4000,0625000	ns
$f_{ech_reel} \text{ (Hz)} = 1/T_{ech_reel} =$	249996,094	Hz =	0,249996094	MHz ($40\text{MHz} < f_{ADC} < 125\text{MHz}$)
$T_{acquisition} \text{ (s)} = N_{ADC} * T_{ech_reel} =$	2,56004000E-01	s =	256,004000000	ms

Tableau III. 7 : Configuration valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz pour 2 échantillons par période en mode CIS

$f_{RF} \text{ (Hz)} =$	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
$T_{RF} \text{ (s)} = 1/f_{RF} =$	1,250E-10	s =	0,1250	ns
$N_{ADC} =$	64000			
$N_{ech_par_Trf} =$	2			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf} =$	32000			
Nombre de segments k =	200			
$PGCD(1+N_{ADC}/k, N_{ADC}) =$	1			
$T_{trame} \text{ (s)} = N_{periodes_Trf} * T_{RF} =$	4,0000000E-06	s =	4000,000000	ns
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	2,50000E+05	Hz =	0,2500	MHz
$T_{seg} \text{ (s)} = T_{trame}/k =$	2,00000000E-08	s =	20,00000000	ns
$f_{ech_virt} \text{ (Hz)} =$	1,60E+10	Hz =	16,00	GHz
$T_{ech_virt} \text{ (s)} = T_{RF}/N_{ech_par_Trf} =$	6,2500000E-11	s =	0,0625000000	ns
$T_{ech_reel} \text{ (s)} = T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC}) =$	2,0062500E-08	s =	20,0625000	ns
$f_{ech_reel} \text{ (Hz)} = 1/T_{ech_reel} =$	49844236,760	Hz =	49,844236760	MHz ($40\text{MHz} < f_{ADC} < 125\text{MHz}$)
$T_{acquisition} \text{ (s)} = N_{ADC} * T_{ech_reel} =$	1,28400000E-03	s =	1,284000000	ms



Tableau III. 8 : Configuration non valide du banc intégré pour mesure d'un signal RF de 8GHz ($f_{ech-réel} < f_{ADC}$) en mode CIS

f_{RF} (Hz)=	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
T_{RF} (s)= $1/f_{RF}$ =	1,250E-10	s =	0,1250	ns
N_{ADC} =	64000			
$N_{ech_par_Trf}$ =	100			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf}$ =	640			
Nombre de segments k =	11			
$PGCD(1+N_{ADC}/k, N_{ADC})$ =	1			
T_{trame} (s)= $N_{periodes_Trf} * T_{RF}$ =	8,0000000E-08	s =	80,000000	ns
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	1,25000E+07	Hz =	12,5000	MHz
T_{seg} (s)= T_{trame}/k =	7,27272727E-09	s =	7,27272727	ns
f_{ech_virt} (Hz)=	8,00E+11	Hz =	800,00	GHz
T_{ech_virt} (s)= $T_{RF}/N_{ech_par_Trf}$ =	1,2500000E-12	s =	0,0012500000	ns
T_{ech_reel} (s)= $T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC})$ =	7,2739773E-09	s =	7,2739773	ns
f_{ech_reel} (Hz)= $1/T_{ech_reel}$ =	137476371,249	Hz =	137,476371249	MHz (40MHz < f_{ADC} < 125MHz)
$T_{acquisition}$ (s)= $N_{ADC} * T_{ech_reel}$ =	4,65534545E-04	s =	0,465534545	ms

Tableau III. 9 : Configuration non valide du banc intégré pour la mesure du signal RF de 8GHz $PGCD(1+N/k ; N)$ en mode CIS

f_{RF} (Hz)=	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
T_{RF} (s)= $1/f_{RF}$ =	1,250E-10	s =	0,1250	ns
N_{ADC} =	64000			
$N_{ech_par_Trf}$ =	101			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf}$ =	633,6633663			
Nombre de segments k =	9			
$PGCD(1+N_{ADC}/k, N_{ADC})$ =	8			
T_{trame} (s)= $N_{periodes_Trf} * T_{RF}$ =	7,9207921E-08	s =	79,207921	ns
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	1,26250E+07	Hz =	12,6250	MHz
T_{seg} (s)= T_{trame}/k =	8,80088009E-09	s =	8,80088009	ns
f_{ech_virt} (Hz)=	8,08E+11	Hz =	808,00	GHz
T_{ech_virt} (s)= $T_{RF}/N_{ech_par_Trf}$ =	1,2376238E-12	s =	0,0012376238	ns
T_{ech_reel} (s)= $T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC})$ =	8,8021177E-09	s =	8,8021177	ns
f_{ech_reel} (Hz)= $1/T_{ech_reel}$ =	113609023,731	Hz =	113,609023731	MHz (40MHz < f_{ADC} < 125MHz)
$T_{acquisition}$ (s)= $N_{ADC} * T_{ech_reel}$ =	5,63335534E-04	s =	0,563335534	ms

Le choix de N est lié à la fréquence RF maximale que l'utilisateur souhaite visualiser car elle doit être numérisée avec suffisamment de points par période réelle du signal. Un signal purement sinusoïdal peut être caractérisé (Amplitude et phase) avec au minimum deux échantillons par période tandis que la visualisation des phénomènes de dispersions d'enveloppe et d'harmoniques nécessite plus de points par période.



La Figure III.29 montre le besoin en nombre d'échantillons entre un signal CW et un signal impulsionnel prélevé en fonctionnement CIS : il est évident qu'une résolution temporelle très fine est nécessaire pour observer les transitions du signal impulsionnel.

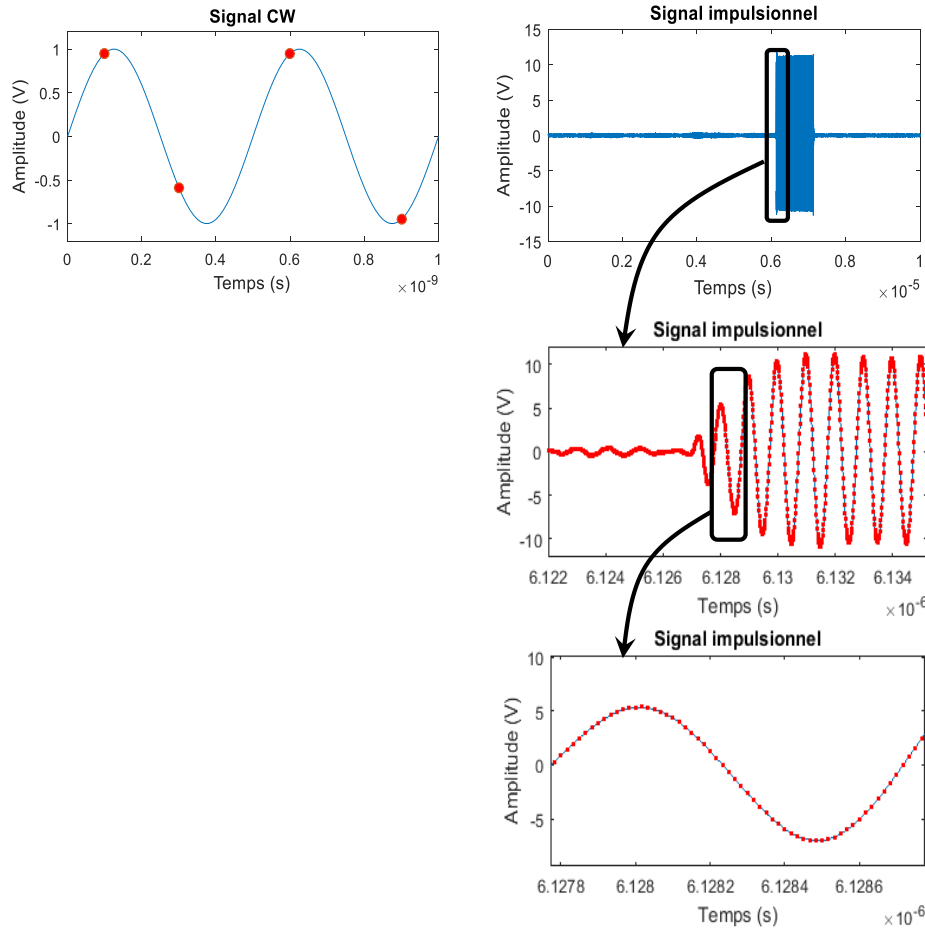


Figure III. 29 : Formes temporelles d'un signal impulsionnel et d'un signal CW prélevé en mode CIS

Remarques :

1. La résolution fréquentielle est liée directement à la période de répétition du signal RF d'étalonnage selon l'équation :

$$\Delta f = \frac{1}{T_{tr}} \quad (\text{III. 16})$$

2. La principale limitation est liée à la bande passante RF des THA qui est inférieure à 13 GHz. Une caractérisation des dispersions hautes fréquences (harmoniques) d'un dispositif excité par un signal de porteuse égale à 8 GHz est par exemple impossible.
3. Pour des signaux modulés, la période d'enveloppe devient la période de trame. La technique CIS peut encore fonctionner pour des périodes d'enveloppe qui seront alors limitées par la profondeur mémoire des CAN comme le montre le tableau suivant :

Tableau III. 10 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 8 GHz et T_{tr} égale à 4 us

f_{RF} (Hz)=	8,00E+09	Hz =	8,00	GHz
T_{RF} (s)= $1/f_{RF}$ =	1,250E-10	s =	0,1250	ns
T_{env} (s)=	4,00E-06	s =	4,0000	μs
f_{env} (s)= $1/T_{env}$ =	2,500E+05	Hz =	250,0000	kHz
N_{ADC} =	64000			
$N_{ech_par_Tenv}$ =	64000			
$N_{ech_par_Trf}$ =	0,0155			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf}$ =	4128000			
Nombre de segments k =	500			
$PGCD(1+N_{ech_par_Tenv}/k, N_{ech_par_Tenv})$ =	1			
T_{trame} (s)= T_{env} =	4,0000000E-06	s =	4,000000	μs
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	2,50000E+05	Hz =	250,0000	kHz
Résolution temporelle ($\Delta t = T_{trame}/N_{ADC}$) =	6,25000E-11	s =	62,5000	ps
T_{seg} (s)= T_{trame}/k =	8,00000000E-09	s =	8,00000000	ns
f_{ech_virt} (Hz)= $1/\Delta t$	1,60E+10	Hz =	16,00	GHz
T_{ech_virt} (s)= $1/T_{ech_virt}$ =	6,2500000E-11	s =	62,5000	ps
T_{ech_reel} (s)= $T_{trame} * (1/k+1/N_{ADC})$ =	8,0625000E-09	s =	8,0625000000	ns
f_{ech_reel} (Hz)= $1/T_{ech_reel}$ =	124031007,752	Hz =	124,031007752	MHz (40MHz< f_{ADC} <125MHz)
$T_{acquisition}$ (s)= $N_{ADC} * T_{ech_reel}$ =	5,16000000E-04	s =	0,516000000	ms

Le banc intégré de caractérisation temporelle ne peut acquérir des signaux modulés (dont la porteuse est égale à 8GHz) de plus de 4us. Cette valeur de période d'enveloppe maximale augmente jusqu'à 32us lorsque la fréquence de la porteuse est égale à 1GHz comme le montre le tableau suivant :

Tableau III. 11 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 1 GHz et T_{tr} égale à 32 us

f_{RF} (Hz)=	1,00E+09	Hz =	1,00	GHz
T_{RF} (s)= $1/f_{RF}$ =	1,000E-09	s =	1,0000	ns
T_{env} (s)=	3,20E-05	s =	32,0000	μs
f_{env} (s)= $1/T_{env}$ =	3,125E+04	Hz =	31,2500	kHz
N_{ADC} =	64000			
$N_{ech_par_Tenv}$ =	64000			
$N_{ech_par_Trf}$ =	0,0458			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf}$ =	1397333,333			
Nombre de segments k =	1500			
$PGCD(1+N_{ech_par_Tenv}/k, N_{ech_par_Tenv})$ =	1			
T_{trame} (s)= T_{env} =	3,2000000E-05	s =	32,000000	μs
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	3,12500E+04	Hz =	31,2500	kHz
Résolution temporelle ($\Delta t = T_{trame}/N_{ADC}$) =	5,00000E-10	s =	500,0000	ps
T_{seg} (s)= T_{trame}/k =	2,13333333E-08	s =	21,33333333	ns
f_{ech_virt} (Hz)= $1/\Delta t$	2,00E+09	Hz =	2,00	GHz
T_{ech_virt} (s)= $1/T_{ech_virt}$ =	5,0000000E-10	s =	500,0000	ps
T_{ech_reel} (s)= $T_{trame} * (1/k+1/N_{ADC})$ =	2,1833333E-08	s =	21,8333333333	ns
f_{ech_reel} (Hz)= $1/T_{ech_reel}$ =	45801526,718	Hz =	45,801526718	MHz (40MHz< f_{ADC} <125MHz)
$T_{acquisition}$ (s)= $N_{ADC} * T_{ech_reel}$ =	1,39733333E-03	s =	1,397333333	ms



4. La configuration du mode CIS est indépendante de la fréquence RF du signal pour des signaux non modulés.
5. Un programme a été développé sous Matlab afin de faciliter la configuration du mode CIS. Il permet de varier les paramètres afin d'opter pour le meilleur compromis possible entre les limitations matérielles et de bonnes résolutions temporelle et fréquentielle.

Un signal modulé comme un signal impulsionnel avec la configuration suivante $f_{RF} = 2\text{GHz}$, $T_{pulse} = 10\text{ns}$, $T=40\text{ns}$ peut aussi être traité avec la technique CIS comme le montre le tableau suivant :

Tableau III. 12 : Configuration valide du banc intégré pour la mesure d'un signal RF d'enveloppe pour f_{RF} égale à 2 GHz et une résolution temporelle très fine de 0.0625ps

$f_{RF} \text{ (Hz)} =$	2,00E+09	Hz =	2,00	GHz
$T_{RF} \text{ (s)} = 1/f_{RF} =$	5,000E-10	s =	0,5000	ns
$T_{env} \text{ (s)} =$	4,00E-08	s =	0,0400	µs
$f_{env} \text{ (s)} = 1/T_{env} =$	2,500E+07	Hz =	25000,0000	kHz
$N_{ADC} =$	64000			
$N_{ech_par_Tenv} =$	64000			
$N_{ech_par_Trf} =$	0,0625			
$N_{periodes_Trf} = N_{ADC}/N_{ech_par_Trf} =$	1024080			
Nombre de segments k =	5			
$PGCD(1+N_{ech_par_Tenv}/k, N_{ech_par_Tenv}) =$	1			
$T_{trame} \text{ (s)} = T_{env} =$	4,0000000E-08	s =	0,040000	µs
Résolution fréquentielle ($\Delta f = 1/T_{trame}$) =	2,50000E+07	Hz =	25000,0000	kHz
Résolution temporelle ($\Delta t = T_{trame}/N_{ADC}$) =	6,25000E-13	s =	0,6250	ps
$T_{seg} \text{ (s)} = T_{trame}/k =$	8,00000000E-09	s =	8,00000000	ns
$f_{ech_virt} \text{ (Hz)} = 1/\Delta t =$	1,60E+12	Hz =	1600,00	GHz
$T_{ech_virt} \text{ (s)} = 1/f_{ech_virt} =$	6,2500000E-13	s =	0,6250	ps
$T_{ech_reel} \text{ (s)} = T_{trame} * (1/k + 1/N_{ADC}) =$	8,0006250E-09	s =	8,0006250000	ns
$f_{ech_reel} \text{ (Hz)} = 1/T_{ech_reel} =$	124990235,138	Hz =	124,990235138	MHz (40MHz < f_{ADC} < 125MHz)
$T_{acquisition} \text{ (s)} = N_{ADC} * T_{ech_reel} =$	5,12040000E-04	s =	0,512040000	ms

Dans ce cas la technique CIS est appliquée pour obtenir la résolution temporelle la plus fine possible (0.625ps soit une fréquence virtuelle d'échantillonnage de 1.6 Téchant/s).

Toutes les configurations présentées dans ce paragraphe montrent que la configuration du mode CIS est flexible et peut être adaptée pour respecter les limites matérielles et les besoins des utilisateurs en matière de caractérisation.



VI. Mesures en mode CIS et comparaison des résultats entre le banc éclaté et le banc intégré

VI.1 Mesures en CW

VI.1.1 Amplificateur de puissance RF GaN 50W

Le premier exemple d'application du banc intégré de mesure consiste à caractériser un amplificateur de puissance RF en technologie GaN 50W. Cet amplificateur RF fonctionne dans la bande $1-3\text{ GHz}$. Il est polarisé avec une tension de drain V_{ds0} de 50 V et un courant de repos (I_{ds0}) de 300 mA . Une photographie de cet amplificateur est présentée en Figure III.30 [104] [105]. Il est caractérisé avec un signal CW de fréquence 2 GHz .

Les paramètres de la technique CIS pour les phases d'étalonnage et de caractérisation sont les suivants :

Fréquence du signal CW : $f_{RF} = 2\text{ GHz}$ nombre d'harmonique = 0

Fréquence d'échantillonnage réelle : $f_{ech-r\acute{e}el} = 124,938994631528\text{ MHz}$

Fréquence d'échantillonnage virtuelle : $f_{ech-virt} = 256\text{ Géchant/s}$

Résolution fréquentielle : $\Delta f = 12,5\text{ MHz}$

Période de répétition ou Trame : $T_{tr} = 80\text{ ns}$

Période de segment : $T_{seg} = 8\text{ ns}$

Nombre d'échantillons par trame : $N = 20480\text{ points}$

Cette configuration permet au système d'acquérir 128 échantillons par période RF du signal CW de 2 GHz .

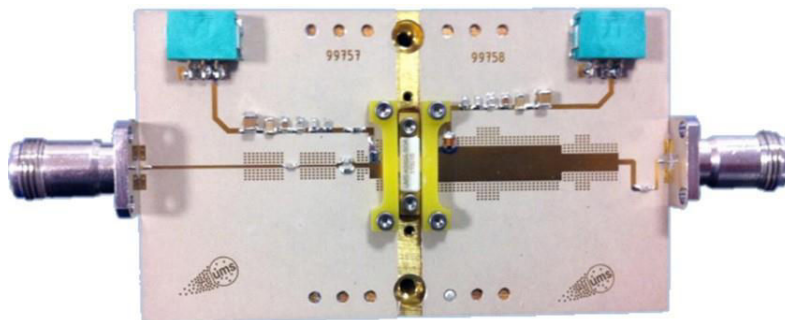


Figure III. 30 : Photographie de l'amplificateur large bande 50W en technologie GaN

La Figure III.31 montre la configuration matérielle du banc intégré de mesure utilisé pour la caractérisation de l'amplificateur 50W GaN. Les courants et tensions statiques de

l'amplificateur sont fournies et mesurés par un bloc d'alimentation de marque BILT [106]. Cette dernière est configurée et pilotée en GPIB.

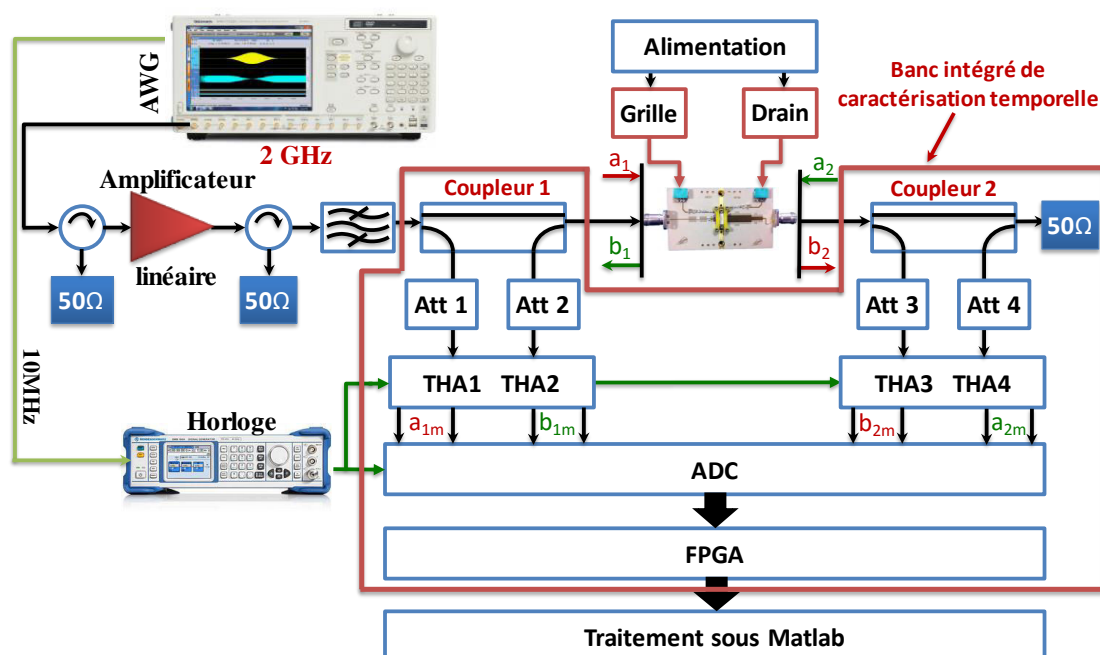


Figure III. 31 : Configuration du banc intégré de mesure de l'amplificateur GaN 50W

a. Résultat d'étalonnage

L'étalonnage a été effectué pour des puissances de -8dBm à 39dBm. Les Figures suivantes montrent les résultats de validation de cet étalonnage à la fréquence fondamentale. La Figure III.32 montre la variation de l'erreur quadratique (inférieure à 5%) moyenne en fonction de la puissance moyenne présente aux plans de référence. La Figure III.33 montre la concordance entre les puissances moyennes d'entrée et de sortie en connexion directe sur toute la plage de puissance d'entrée. La Figure III.34 présente la courbe AM/AM en dB en connexion directe. La variation de gain est inférieure à 0.34dB sur toute la plage de variation de la puissance d'entrée. La Figure III.35 montre la courbe AM/PM en phase entre les deux plans de référence pour la connexion directe. La variation de phase est inférieure à 2.3% sur toute la plage de variation de la puissance d'entrée. Tous ces résultats sont obtenus automatiquement avec le banc intégré de mesure. Ils donnent une idée précise sur la qualité de l'étalonnage réalisé avant d'entamer la phase de caractérisation.

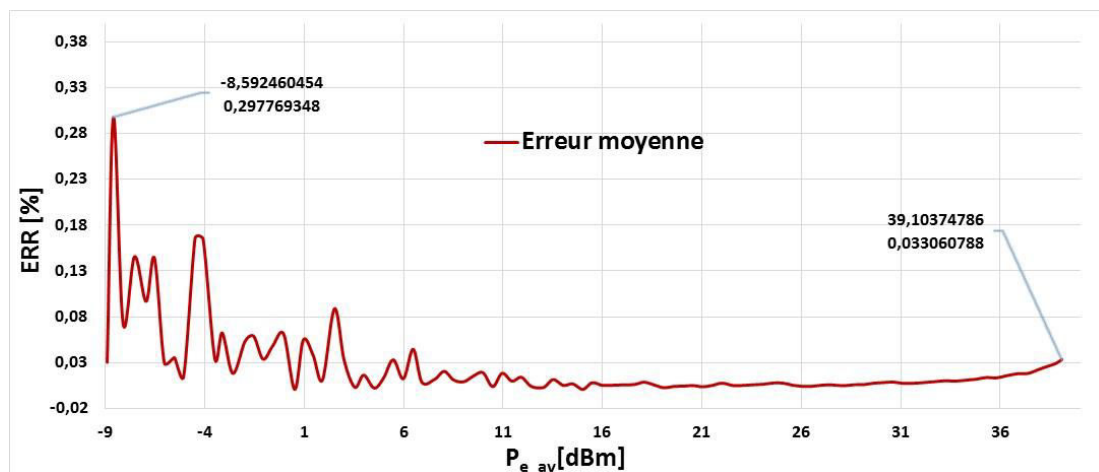


Figure III. 32 : Variation de l'erreur quadratique moyenne en fonction de la puissance moyenne présente aux plans de référence

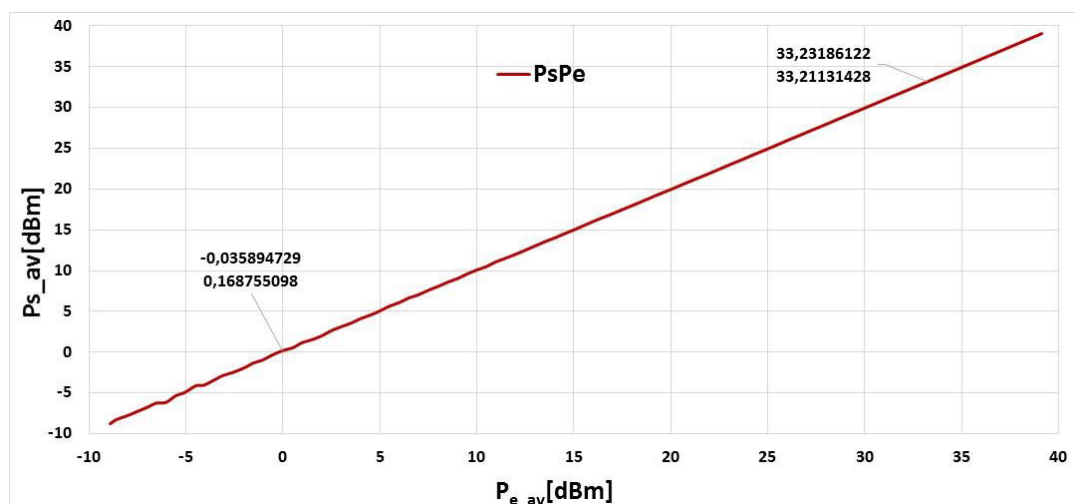


Figure III. 33 : Validation de l'étalonnage par la courbe des puissances de sortie en fonction de la puissance d'entrée en connexion directe

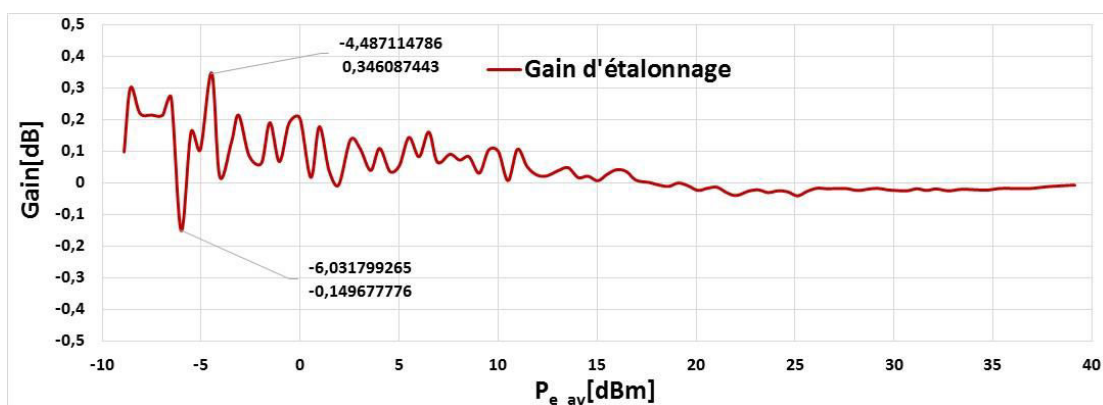


Figure III. 34 : Gain d'étalonnage entre les deux plans de références

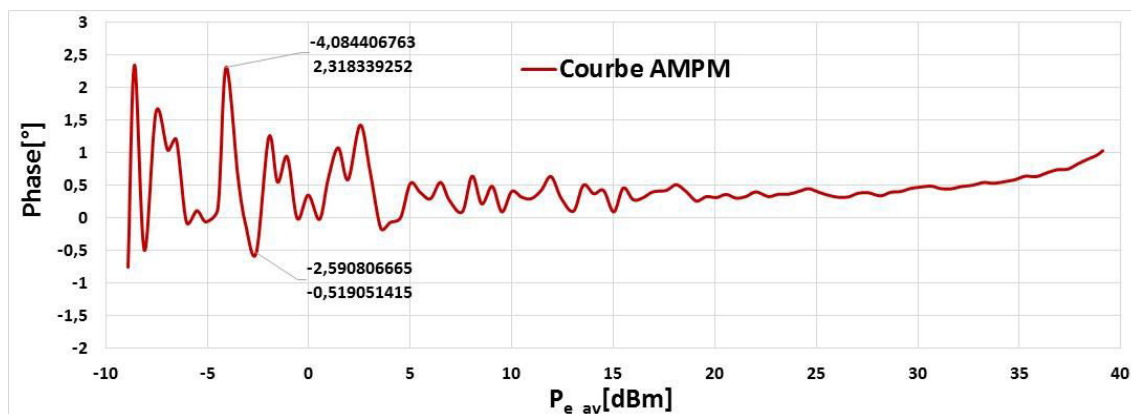


Figure III. 35 : Courbe AMPM entre a_1 et b_2 après étalonnage en connexion directe des deux plans de référence

En plus des résultats précédents, il est possible de présenter une superposition des formes temporelles des signaux issus des autres ondes de puissances mesurés avec une excitation à 2GHz. La Figure III.36 montre la superposition des ondes a_1 et b_2 (supposées équivalentes dans le cas idéal) pour deux valeurs de puissances moyennes d'entrée (10.5 et 39.10 dBm).

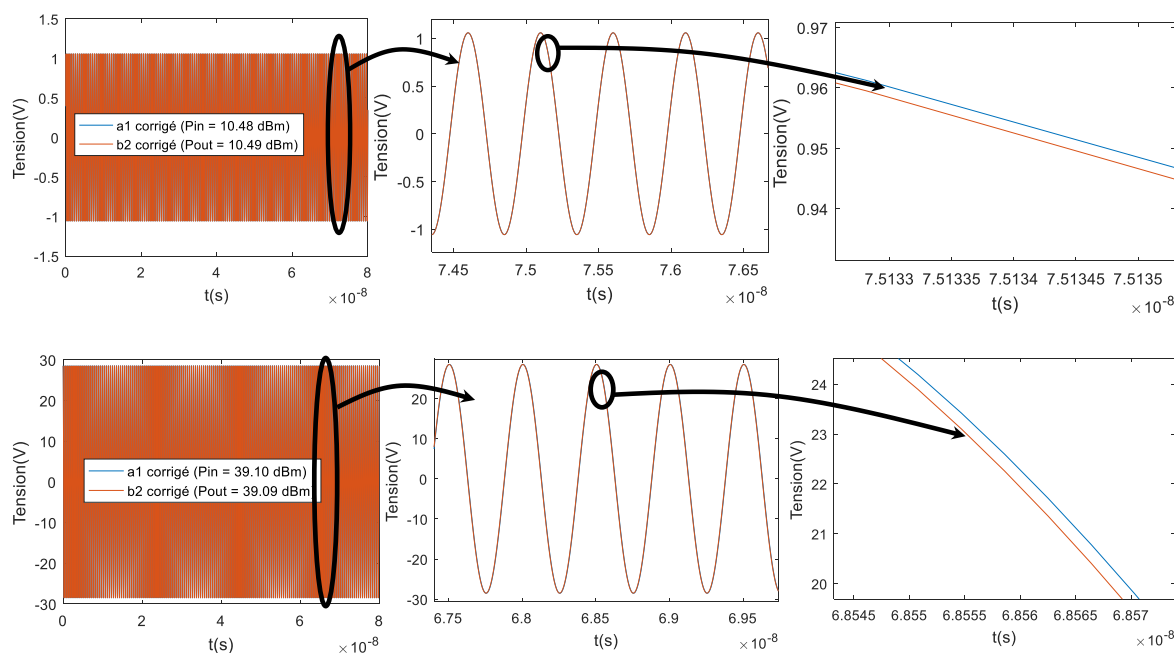


Figure III. 36 : Validation de l'étalonnage par superposition des ondes a_1 et b_2 dans deux cas de puissance moyenne 10,48 dBm et 39.10 dBm

A partir des ondes de puissances mesurées, il est possible de calculer et d'afficher les coefficients de réflexion d'entrée et de charge en connexion directe. La Figure III.36 montre

ces coefficients sur l'abaque de Smith pour toute la plage de variation de la puissance d'entrée.

Les formules utilisées pour le calcul de ces coefficients sont les suivantes :

$$\Gamma_{e_{f_0}} = \frac{FFT(\tilde{b}_{1_{f_0}})}{FFT(\tilde{a}_{1_{f_0}})} \quad \& \quad \Gamma_{charge_{f_0}} = \frac{FFT(\tilde{a}_{2_{f_0}})}{FFT(\tilde{b}_{2_{f_0}})} \quad (III. 17)$$

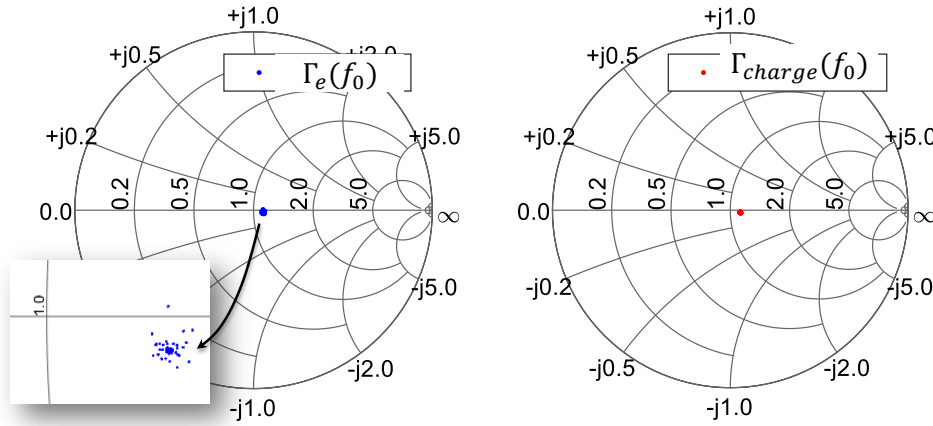


Figure III. 37 : Coefficients de réflexion d'entrée et de charge en connexion directe

b. Caractérisation de l'amplificateur RF GaN 50W

Les formes d'ondes temporelles des tensions et des courants temporels $v_e(t)$, $v_s(t)$, $i_e(t)$ et $i_s(t)$ aux accès de l'amplificateur sont présentées sur la Figure III.38 en fonction du niveau de puissance disponible du générateur.

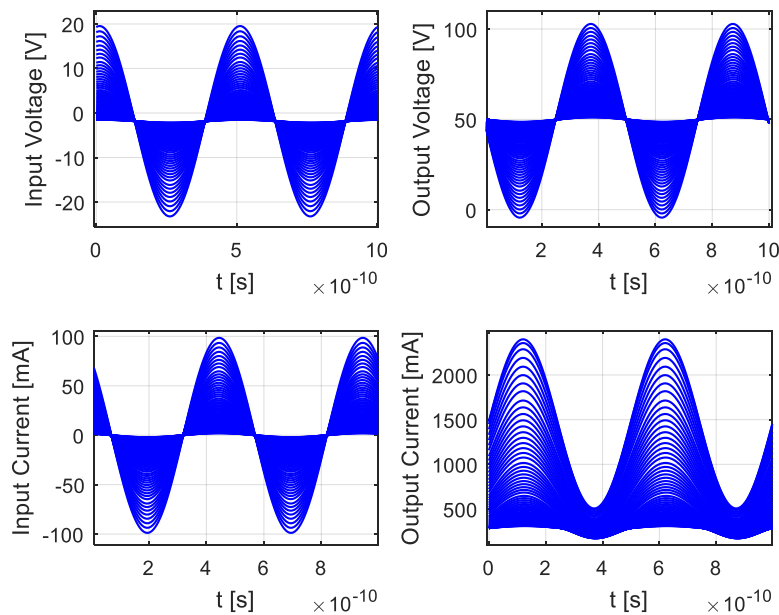


Figure III. 38 : Formes temporelles des courants/tensions à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur paramétrées par la puissance disponible du générateur

Les formes temporelles des tensions et courants ne présentent pas de distorsions aux fréquences harmoniques car seules la fréquence fondamentale a été prise en compte. Les circuits d'adaptation en entrée et en sortie jouent un rôle de filtre des harmoniques.

Les caractéristiques en puissance de l'amplificateur non-linéaire GaN 50W sont calculées à partir de $v_e(t)$, $v_s(t)$, $i_e(t)$ et $i_s(t)$ et sont représentées sur la Figure III.39.

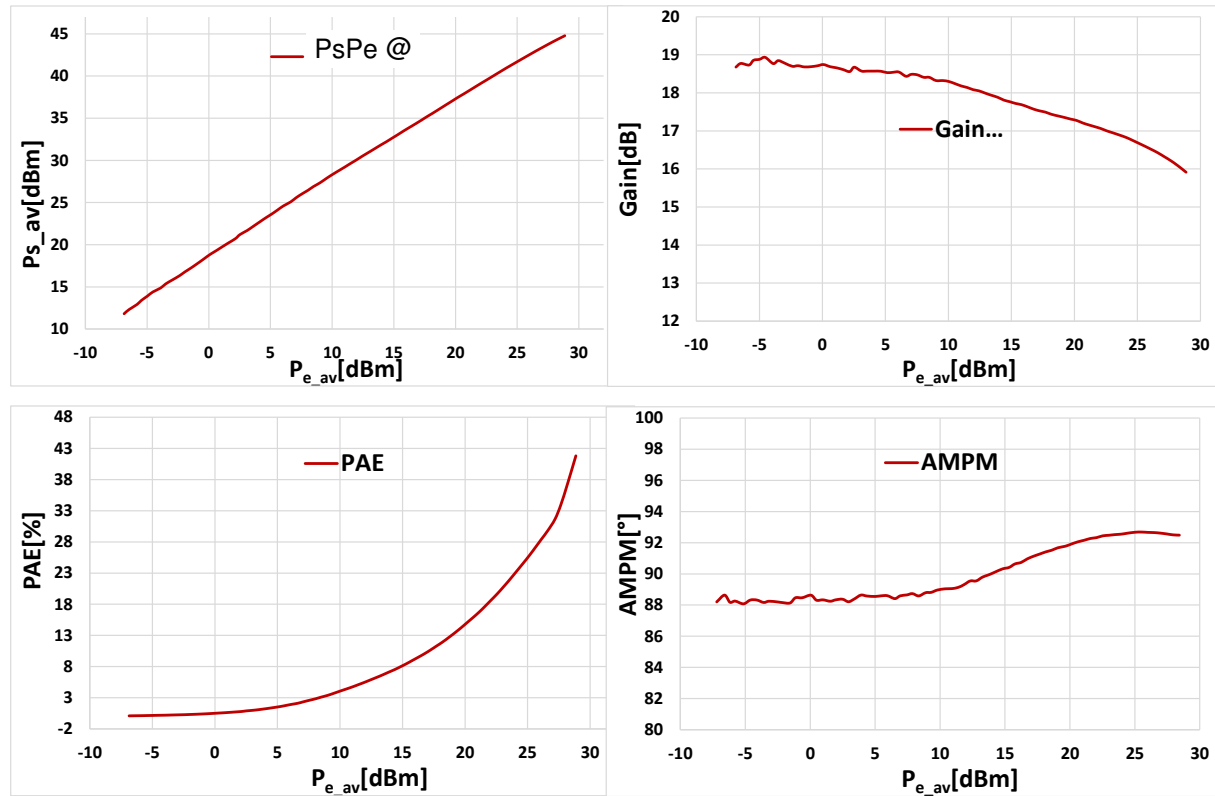


Figure III. 39 : Courbes de P_s , gain, rendement et variation AMPM en fonction de la puissance moyenne d'entrée mesurée sur l'amplificateur RF GaN 50W

La Figure III.40 représente la courbe de variation du courant de drain en fonction de la puissance moyenne d'entrée. L'amplificateur enregistre une consommation maximale de 1.4 A.

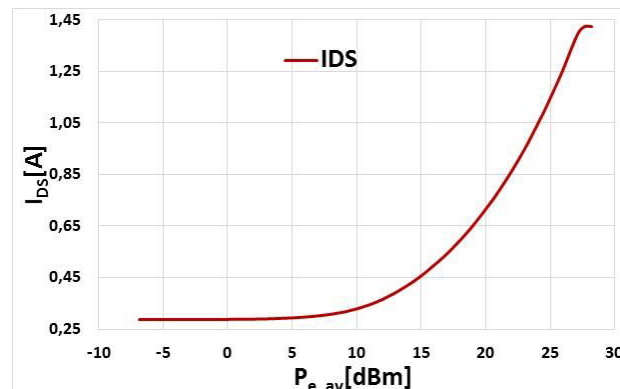


Figure III. 40 : Variation du courant de drain I_{Ds} en fonction de la puissance moyenne d'entrée

La Figure III.41 montre le coefficient de réflexion en entrée et le coefficient de réflexion en charge de l'amplificateur en fonction de la puissance disponible du générateur.

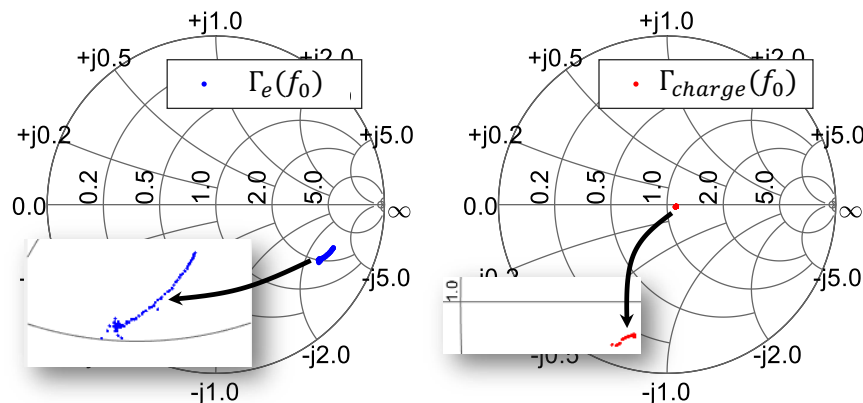


Figure III. 41 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge de l'amplificateur de puissance

VI.1.2 Amplificateur de puissance (10W) en technologie GaN [6 – 9 GHz]

L'amplificateur opère dans la bande 6-9 GHz avec un gain de 22 à 24 dB qui correspond à 10 W d'amplification et une puissance de sortie maximale de 40 dBm. Il présente un rendement de 36 %. La Figure III.42 présente une photographie de cet amplificateur. L'architecture matérielle du banc intégré total pour la caractérisation de l'amplificateur à 8 GHz est la même que précédemment (Figure III.30). Toutefois la chaîne d'amplification du générateur est modifiée pour fonctionner à 8 GHz.

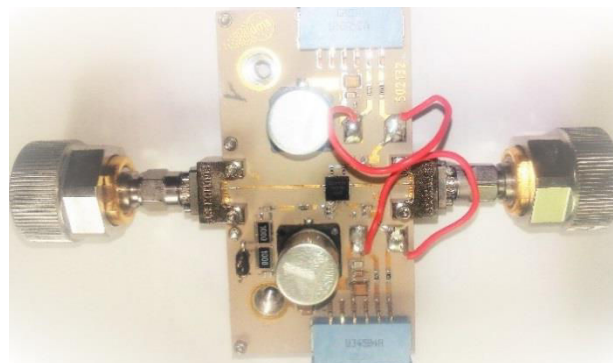


Figure III. 42 : Photographie de l'amplificateur large bande 10W [6 – 9 GHz]

La fréquence d'échantillonnage de l'AWG est fixée 24 GHz pour générer un signal RF de 8 GHz avec trois échantillons par période. L'utilisation d'un filtre passe bas est nécessaire en sortie de l'AWG pour obtenir le signal CW analogique à 8 GHz. La Figure III.43 montre la structure du banc de mesure de l'amplificateur à 8 GHz en CW.

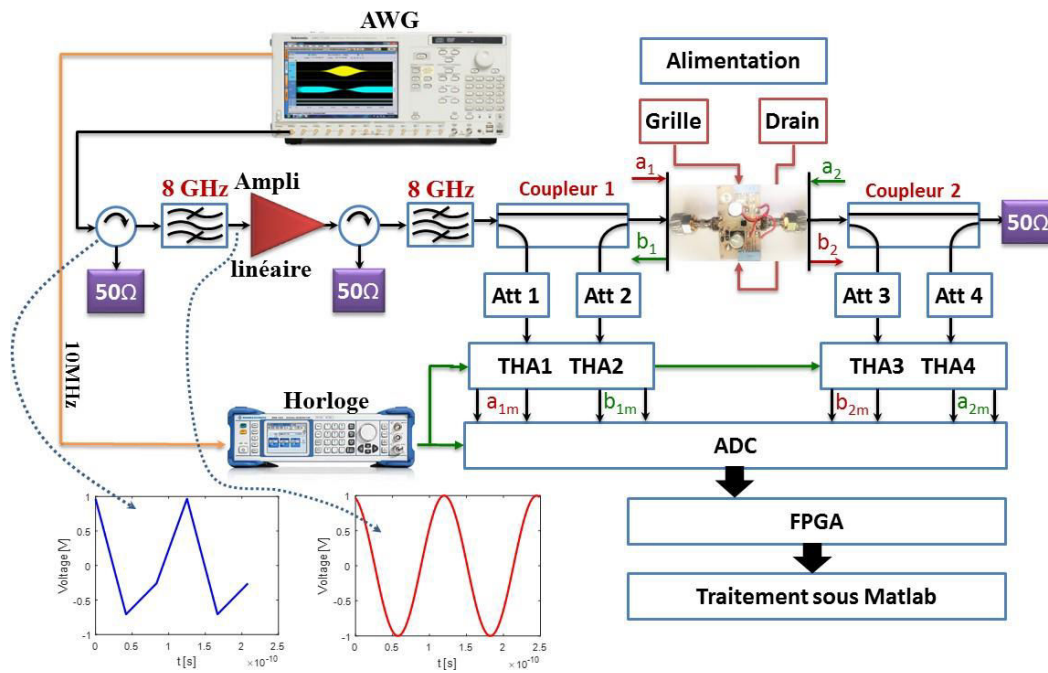


Figure III. 43 : Banc de mesure et de caractérisation de l'amplificateur de test

Un étalonnage CW monoporteuse a été réalisé à 8 GHz. Les paramètres de configuration logicielle pour la technique CIS sont :

Fréquence du signal CW : $f_{RF} = 8\text{GHz}$ nombre d'harmonique = 0

Fréquence d'échantillonnage réelle : $f_{ech-r\acute{e}el} = 124,938994631528\text{ MHz}$

Fréquence d'échantillonnage virtuelle : $f_{ech-virt} = 256\text{ Géchant/s}$

Résolution fréquentielle : $\Delta f = 12,5\text{ MHz}$

Période de répétition ou Trame : $T_{tr} = 80\text{ ns}$

Temps de segment : $T_{seg} = 8\text{ ns}$

Nombre d'échantillon par trame : $N = 20480\text{ points}$

Cette configuration permet au système d'acquérir 32 échantillons par période du signal RF CW de 8GHz.

a. Résultat d'étalonnage

Le Figure III.44 montre les résultats d'étalonnage en erreur quadratique moyenne et en PsPe retenues pour la caractérisation de l'amplificateur 10 W. L'erreur quadratique moyenne ne dépasse pas la valeur de 0.39 % sur toute la plage de puissance. Les Figures III.45 et III.46 présentent le gain, la courbe AMPM et une superposition des ondes a_1 et b_2 pour la puissance moyenne 37.48 dBm en connexion directe. La Figure III.47 présente les coefficients de réflexions en entrée et en charge en connexion directe.

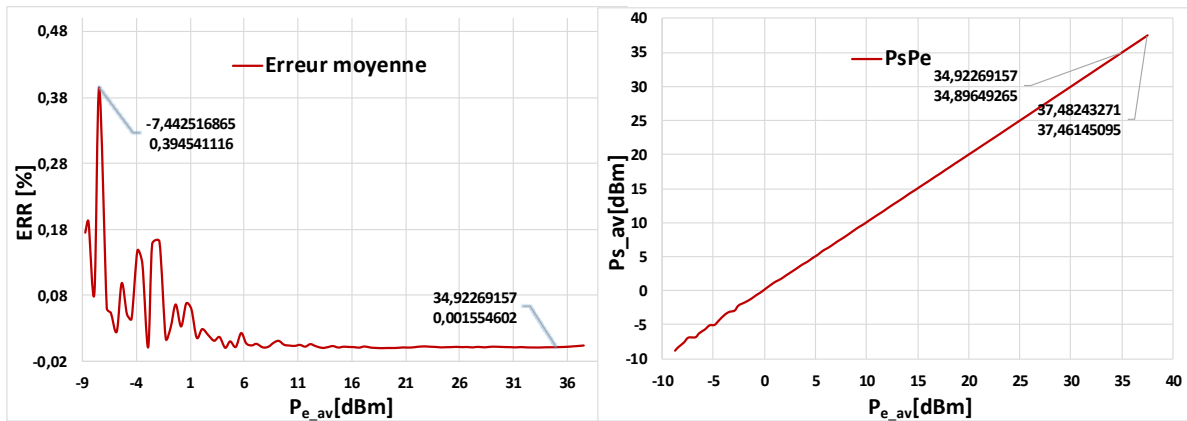


Figure III. 44 : Erreur quadratique moyenne et puissance de sortie moyenne en fonction de la puissance d'entrée moyenne en connexion directe

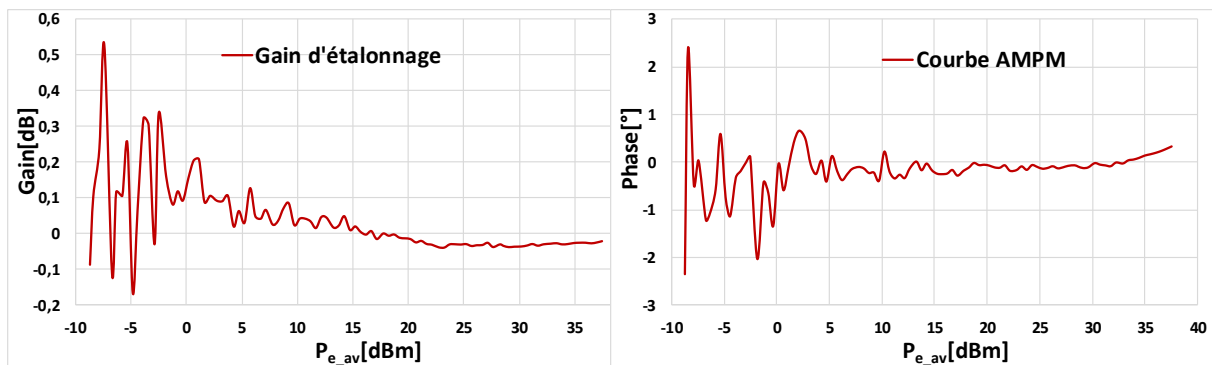


Figure III. 45 : Validation d'étalonnage par le tracé du gain et de l'AM/AM en fonction de la puissance d'entrée moyenne en connexion directe

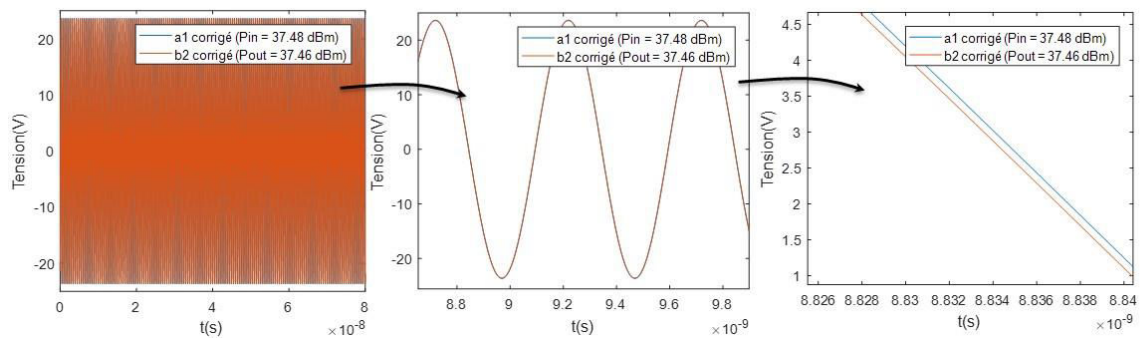


Figure III. 46 : Validation de l'étalonnage par superposition des ondes a_1 et b_2 à la puissance d'entrée 37.48 dBm en connexion directe

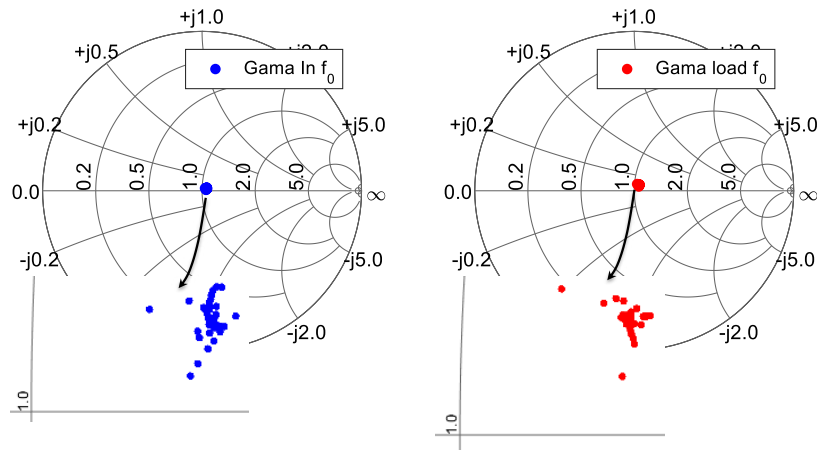


Figure III. 47 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge en connexion directe

b. Caractérisation de l'amplificateur en technologie GaN 10W [6 - 9] GHz

Pour cette caractérisation l'amplificateur est polarisé avec $V_{GS0} = -3.15$ V et $V_{DS0} = 25$ V pour un courant $I_{DS0} = 440$ mA. La Figure III.48 représente les formes temporelles des courant et tensions mesurées aux accès de l'amplificateur.

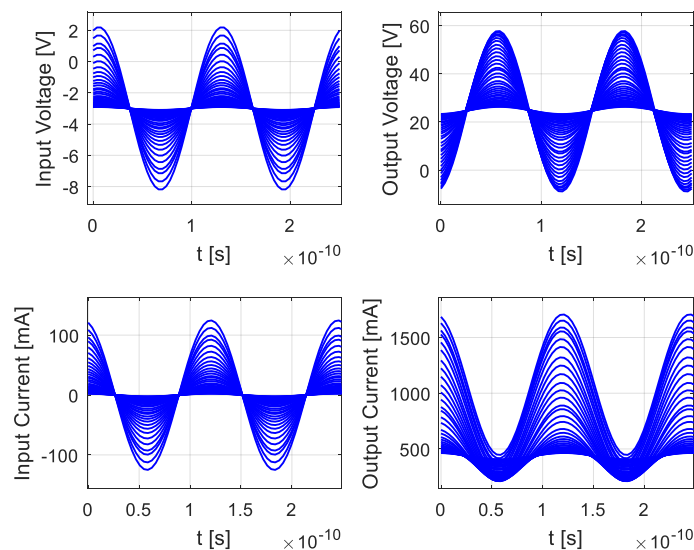


Figure III. 48 : Formes temporelles des courants/tensions à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur GaN 10W en fonction du temps et paramétrées par la puissance disponible du générateur

c. Comparaison des résultats de caractérisation

Une mesure comparative entre les résultats obtenus sur le banc intégrés et ceux obtenus sur le banc "éclaté" d'XLIM. Ce dernier a été configuré en mode CIS avec les paramètres

suivants : $N = 32000$ échantillons, $f_{ech-virt} = 320$ Géchant/s, $T_{tr} = 100ns$, $f_{ech-réel} = 49,992188720512$ Méchant/s.

- **Comparaison des étalonnages du banc éclaté et du banc intégré**

Les Figures III.49 et III.50 montrent les résultats de comparaison des étalonnages réalisés sur les deux bancs éclaté et intégré de mesures d'XLIM. La dynamique du banc intégré et les résultats de qualité des étalonnages sont équivalents sur les deux bancs avec un léger avantage au banc intégré développé dans le cadre de cette thèse.

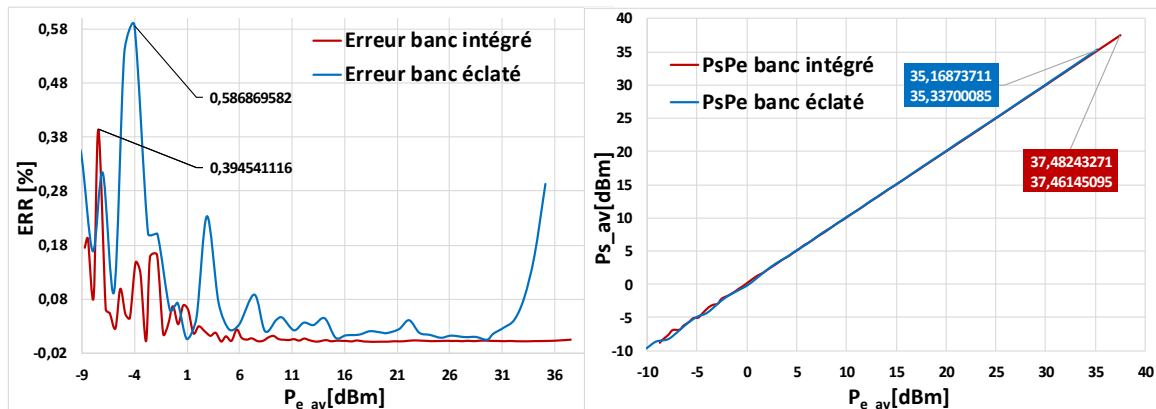


Figure III. 49 : Courbes comparatifs d'étalonnage des deux bancs en erreur quadratiques moyennes et en PsPe

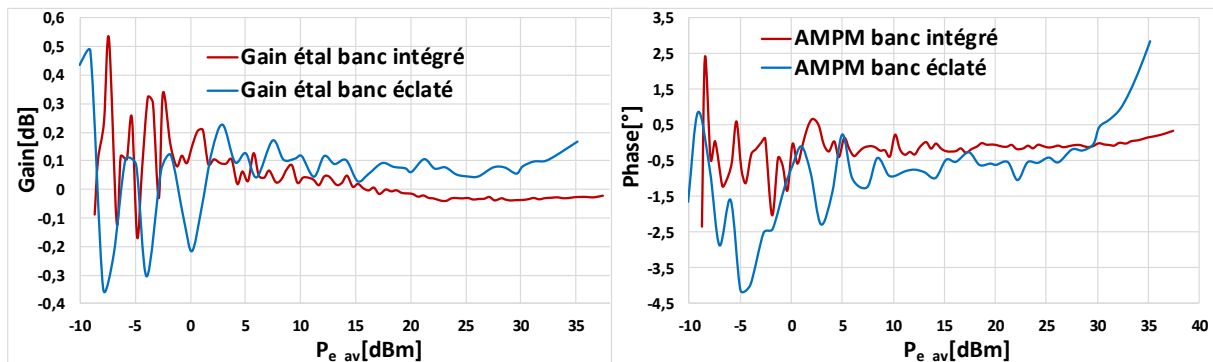


Figure III. 50 : Courbes comparatives des deux bancs en termes de gain et d'AM/PM sur une connexion directe

- **Comparaison des résultats en puissance de l'amplification GaN 10 W**

Les Figures III.51, III.52 et III.53 montrent les résultats de comparaison des performances en puissance de l'amplificateur GaN 10 W obtenues à 8 GHz avec les deux bancs de mesures d'XLIM. Sur la Figure III.51 les mesures sur le banc intégré sont moins bruitées que sur le banc éclaté (grâce à l'étalonnage de meilleure qualité).

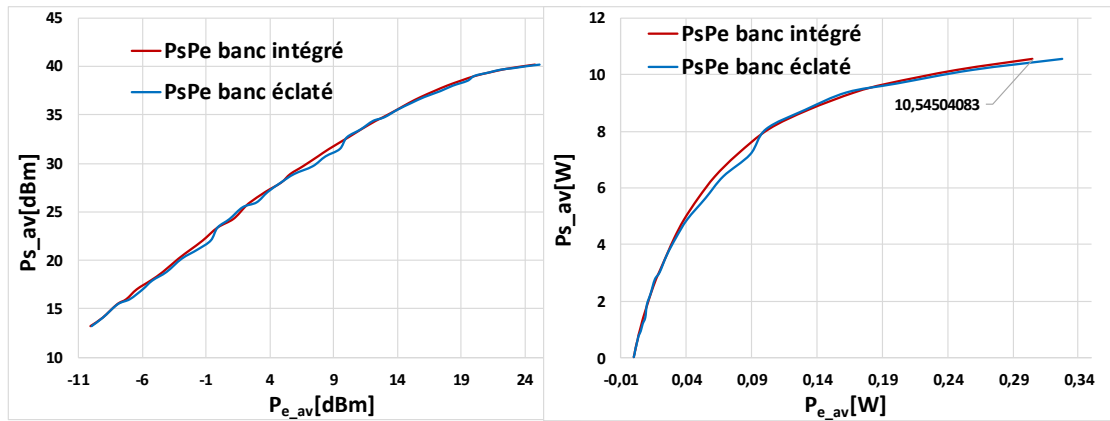


Figure III. 51 : Courbes comparatives de Ps en fonction de Pe en dBm et en Watt obtenues sur les 2 bancs d'XLIM

La Figure III.52 montre, en plus de la régularité des courbes de rendement et de courant I_{DS} mesurés avec le banc intégré, une légère différence (2 %) en rendement due à une consommation plus forte en courant I_{DS} sur le banc intégré.

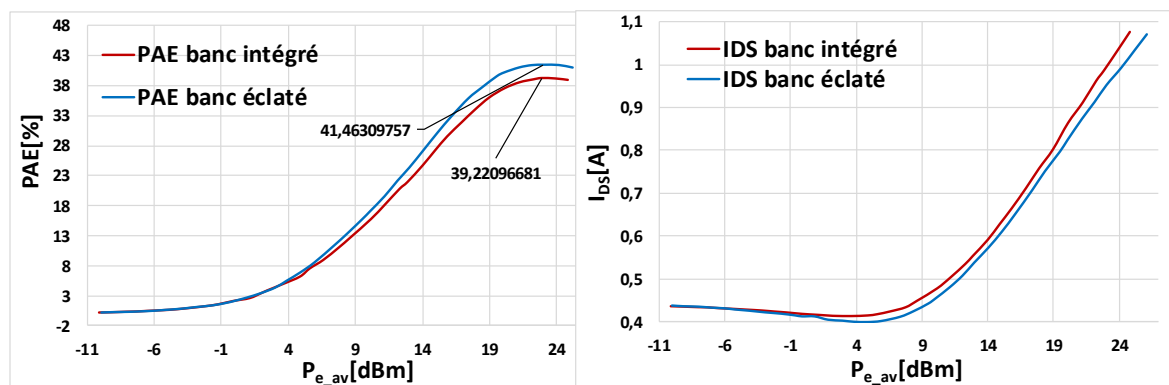


Figure III. 52 : Courbes comparatives des rendements et courants I_{DS} obtenus sur les deux bancs d'XLIM

La Figure III.53 montre une cohérence en gain d'amplification et en évolution de l'AM/PM entre les deux bancs de mesure.

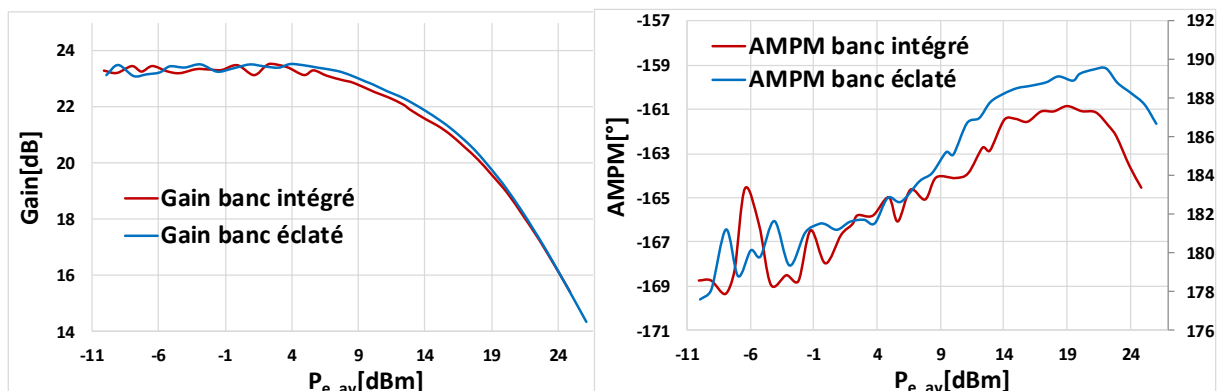


Figure III. 53 : Courbes comparatives des deux bancs gain en puissance moyenne disponible et en AMPM

La Figure III.54 montre la superposition et la cohérence des formes d'ondes temporelles des courants/tensions d'entrée et de sortie de l'amplificateur GaN 10W. La Figure III.55 montre les coefficients de réflexion aux accès de l'amplificateur Γ_e et Γ_{charge} mesurés pour plusieurs puissances avec les deux bancs. L'impédance de charge en sortie présentée sur les 2 bancs n'est pas exactement la même, ce qui explique les légères différences obtenues sur les coefficients de réflexion en entrée et en charge.

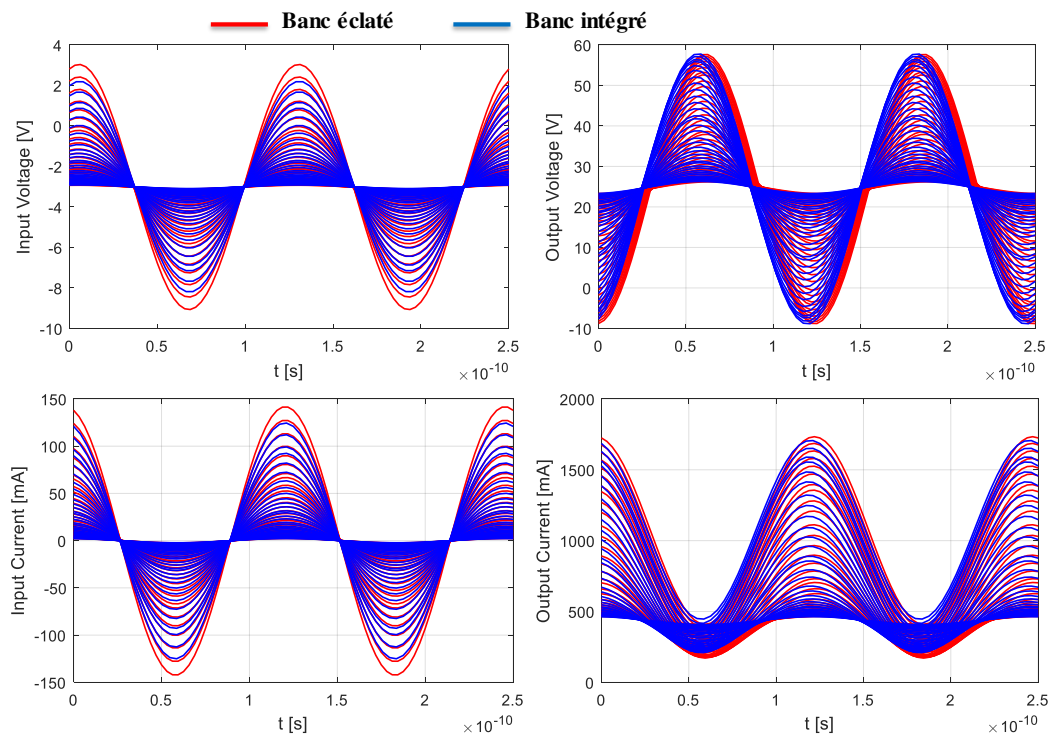


Figure III. 54 : Formes temporelles des tensions/courants aux accès de l'amplificateur GaN 10W paramétrées par les puissances disponibles du générateur

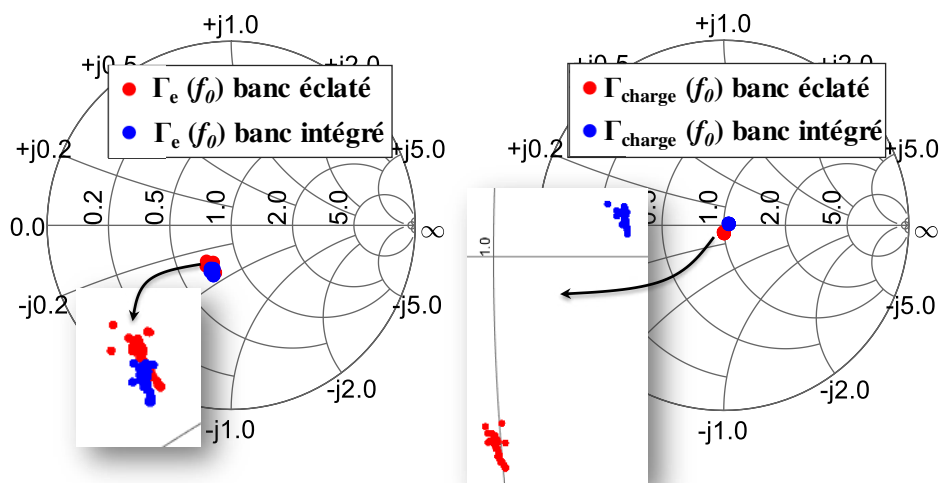


Figure III. 55 : Coefficients de réflexion en entrée et en charge de l'amplificateur GaN 10W obtenus sur les 2 bancs d'XLIM

VI.3 Mesures en CIS des signaux périodiques modulés de type 16QAM et calcul de l'EVM

Le banc intégré a été utilisé pour la caractérisation en EVM de l'amplificateur GaN 50W en utilisant un signal modulé de type QAM16 avec un banc identique à celui présenté sur la Figure III.43 avec l'utilisation d'une porteuse RF de 2GHz.

VI.3.1 Nécessité d'un signal multi-porteuse pour l'étalonnage

Comme il a été mentionné précédemment, une caractérisation d'un DST avec des signaux modulés nécessite un signal multi-porteuse pour l'étalonnage du banc de mesure. Le signal d'étalonnage doit avoir une bande passante et une résolution fréquentielle égales ou supérieures à celles du signal modulé 16QAM. La Figure III.56 montre un exemple de signal multi-porteuse de $f_{min}=1GHz$, $B_{RF}=2GHz$, $\Delta f_{res}=1MHz$ généré par l'AWG avec une fréquence d'échantillonnage de 24 G \acute{e} chant/s. La phase des composantes fréquentielles suit la loi de Schroeder pour minimiser le facteur de crête du signal multiporteuse.

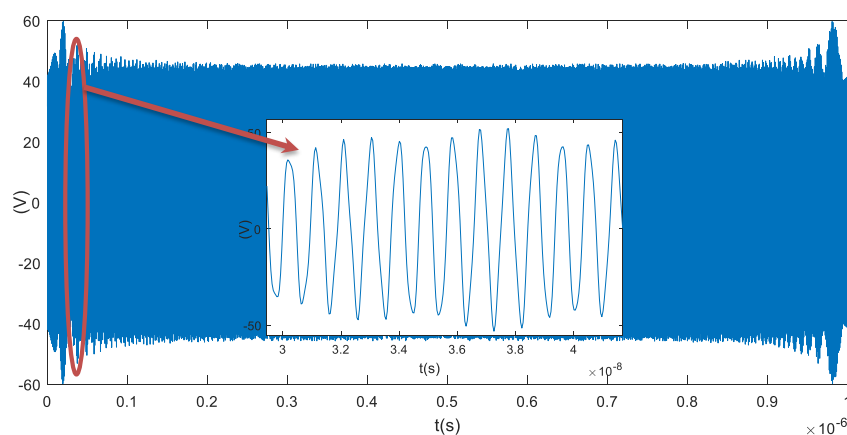


Figure III. 56 : Signal temporel multiporteuse généré par l'AWG pour l'étalonnage du banc intégré pour la mesure d'EVM

La Figure III.57 représente la TFD du signal multi-porteuse généré numériquement sous Matlab avec un plancher de bruit numérique de l'horloge de -275 dBm. La puissance moyenne générée par l'AWG est égale à 0 dBm. L'emploi d'un amplificateur large bande linéaire est donc nécessaire. Il est associé à un filtre passe bas pour s'assurer de la linéarité de l'amplificateur de la chaîne de génération.



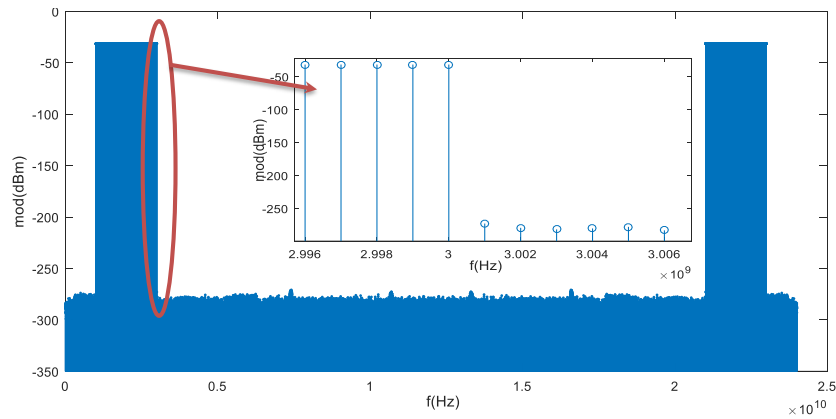


Figure III. 57 : TFD du signal multiporteuse numérique

VI.3.2 Génération des signaux modulés

Le signal modulé utilisé dans cette partie est de type 16 QAM, une description détaillée de ce type de signal a été mentionnée au chapitre I. La génération des composantes I/Q de ce signal se fait numériquement sous Matlab. L'organigramme de la Figure III.58 montre les phases de génération de ce signal. Il est important de rappeler que le signal est périodique afin de garantir la condition d'utilisation de la technique CIS. Les conditions initiales varient en fonction des paramètres du signal RF (Porteuse RF) 2 GHz, de la fréquence d'échantillonnage de l'AWG 12 GHz, du débit symbole souhaité $D_{\text{symb}}=10$ Msymb/s ou de la résolution choisie égale à 10MHz qui donne une durée symbole $T_{\text{symb}}=100\text{ns}$ ou une durée de bit $T_{\text{bit}}=T_{\text{symb}}/4=25\text{ns}$. La durée du signal $T_{\text{signal}}=2000 \times T_{\text{bit}}= 500 \times T_{\text{symb}}=50\mu\text{s}$. Les paramètres du filtre en cosinus surélevé sont (Facteur d'arrondi ou roll off) $\alpha=0.35$ pour une longueur du filtre FIR égale à $N = 6$.



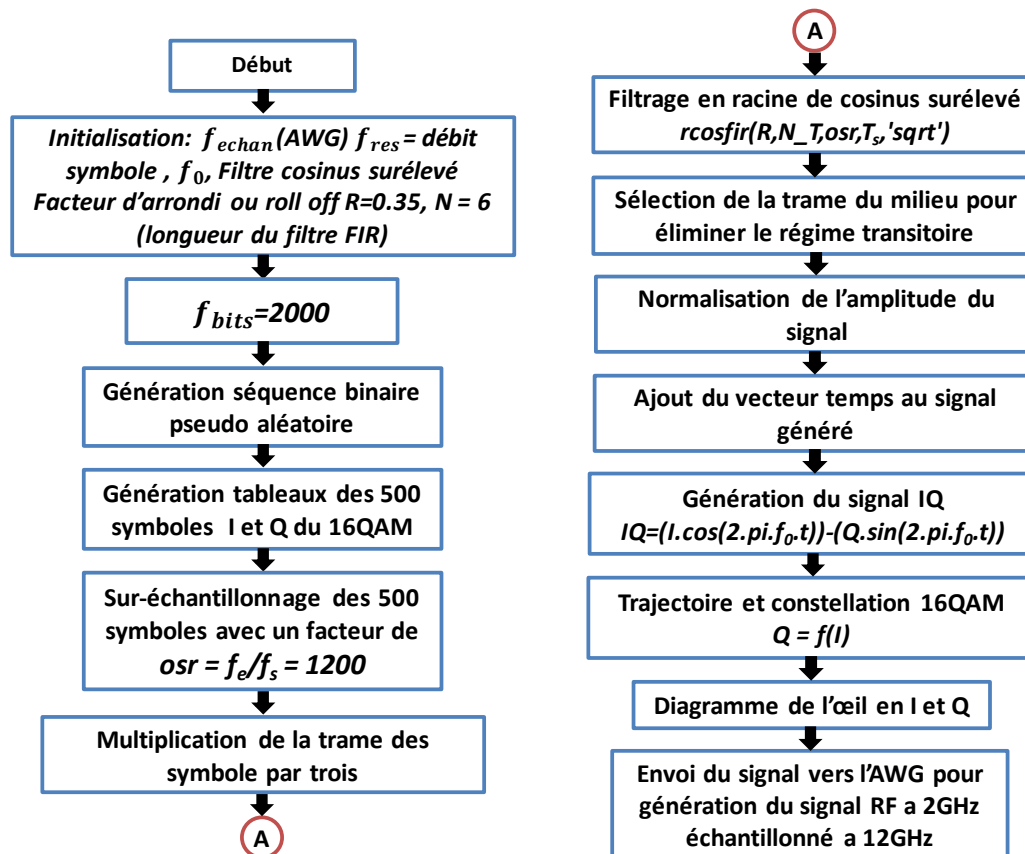


Figure III. 58 : Organigramme de génération du signal modulé de type 16QAM

Les figures suivantes montrent les différentes allures temporelles associées à chaque phase de génération du signal 16QAM. La Figure III.59 représente :

- La forme du signal binaire pseudo aléatoire (2000 bits dans cet exemple),
- La forme du signal après création des symboles correspondants à la modulation numérique 16QAM,
- La constellation idéale générée en 16QAM et la trajectoire IQ après filtrage en racine de cosinus surélevé,
- La normalisation en amplitude,
- La réponse temporelle du filtre avec un facteur d'arrondi (Roll-off) $\alpha = 0,35$.

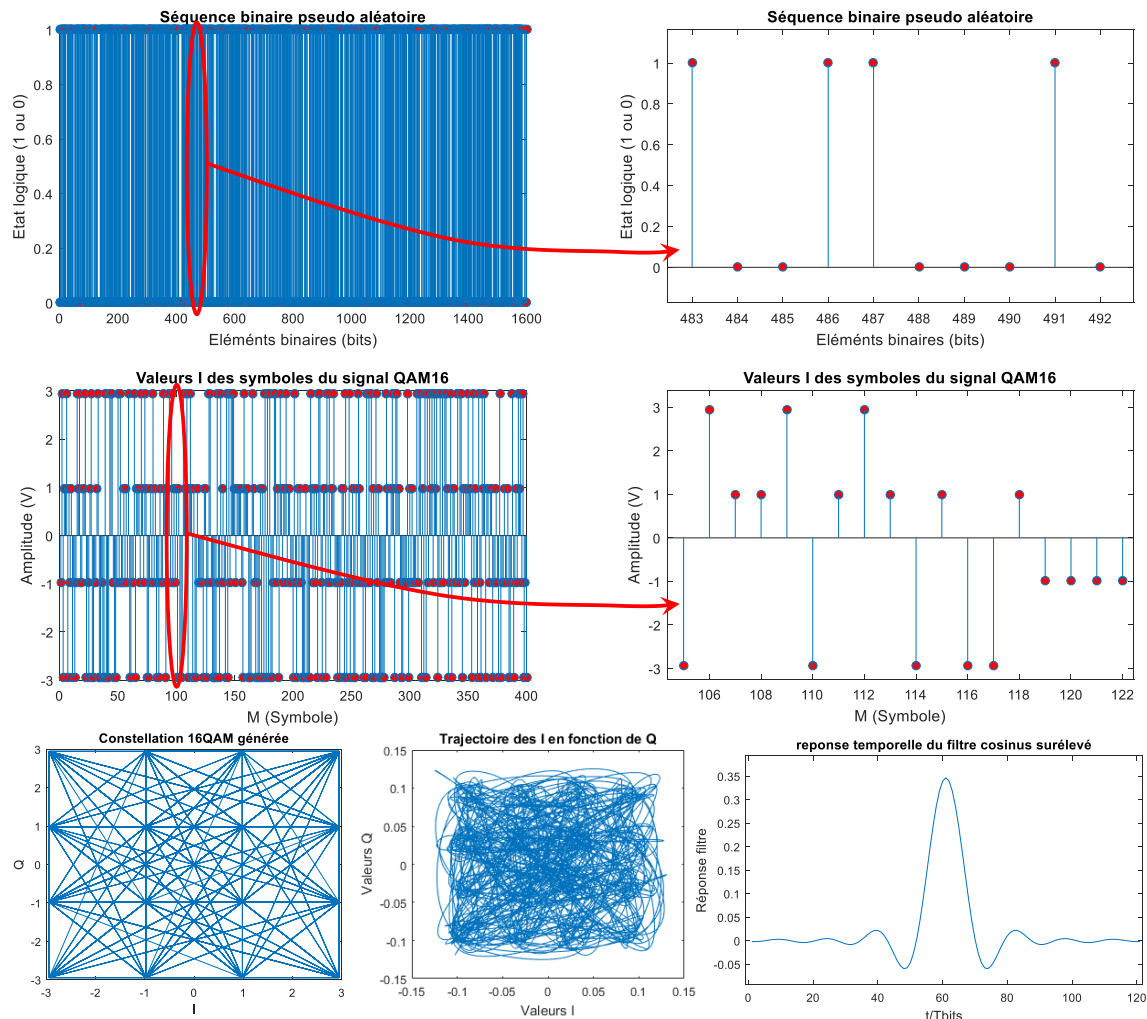


Figure III. 59 : Suite binaire, symboles, constellation et réponse temporelle du filtre en racine de cosinus surélevé du signal 16QAM généré

La Figure III.60 représente la forme temporelle de la composante I (In Phase) sur-échantillonnée et filtrée, le spectre (FFT) du signal 16QAM modulé avec la porteuse RF de 2 GHz et sa forme temporelle finale tel qu'elle doit apparaitre en sortie de l'AWG. Le signal modulé apparait avec une bande de fréquence de 13,5MHz car celle-ci est calculée en fonction du facteur d'arrondi du filtre utilisé :

$$\text{En bande de base } B_{16\text{QAM-BB}} = B \cdot (1+\alpha)/2 = 10^6 \cdot 1,35/2 = 6,75 \text{ MHz.}$$

$$\text{En RF } B_{16\text{QAM-RF}} = 2 \times B_{16\text{QAM}} = 13,5 \text{ MHz}$$

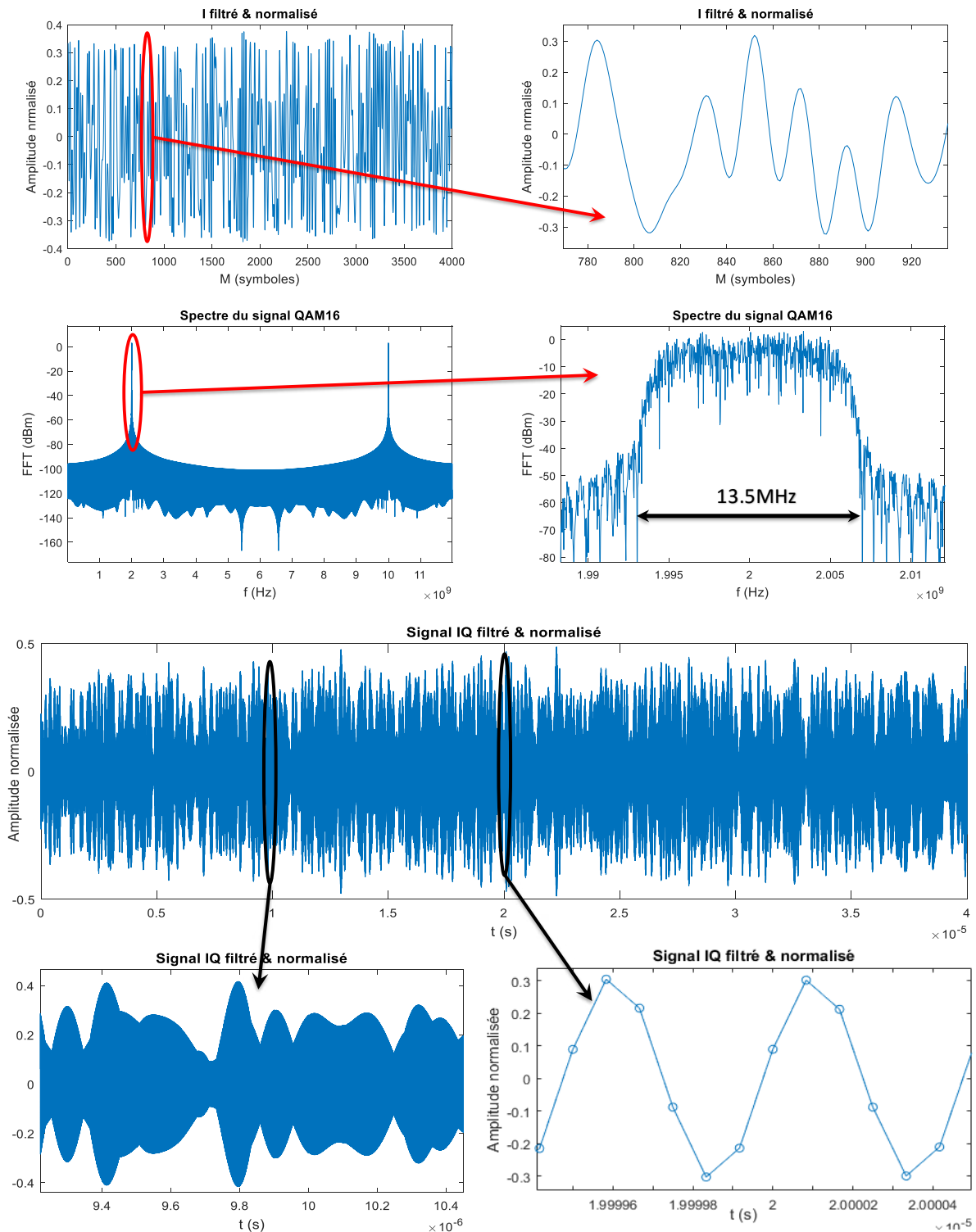


Figure III. 60 : Formes temporelles des composantes I et Q filtrées finales avec son spectre (TFD)

VI.3.3 Traitement et récupération de la constellation

Le banc intégré est étalonné avec le signal multi-porteuse couvrant la bande de 13,5MHz occupé par le signal modulé 16QAM généré périodiquement avec l'AWG. On procède par la

suite à la mesure des 4 ondes de puissances (mesurées en tensions) avec le banc intégré calibré. Ce signal est ensuite appliqué à l'amplificateur RF GaN 50W [104] fonctionnant à 2GHz.

La Figure III.61 représente une superposition des formes temporelles des quatre ondes de puissance et le spectre de a_1 et b_2 . Sur les spectres, un agrandissement est effectué sur une bande de 100 MHz autour des 13,5 MHz occupé par le signal modulé. Le spectre de b_2 montre l'effet d'amplification et les remontées spectrales dues aux non-linéarités de l'amplificateur de puissance sous test.

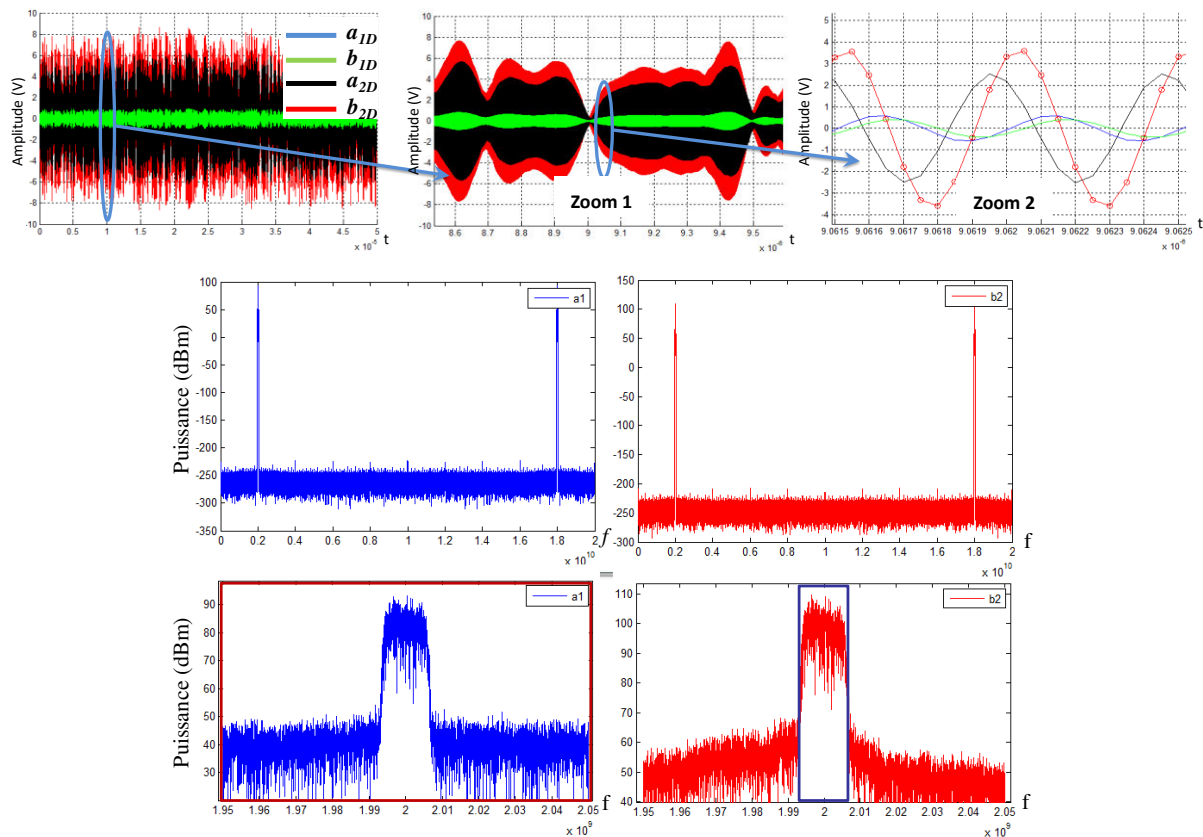


Figure III. 61 : Superposition des formes temporelles des quatre ondes de puissance et spectre de a_1 et b_2

Les composantes I et Q de l'enveloppe complexe des signaux temporels mesurés par le banc intégré sont extraites. Ces enveloppes complexes sont déphasées et retardées par les dispositifs actifs et passifs de la chaîne d'amplification du générateur (par rapport à l'enveloppe complexe numérique en bande de base définie sous Matlab). Un traitement de synchronisation de l'enveloppe complexe mesurée avec le banc intégré est donc nécessaire pour récupérer la constellation correcte. L'organigramme de la Figure III.62 montre ces étapes de synchronisation [108]. L'équation III.38 montre que le retard τ et le déphasage φ_0 sont calculés à partir de l'argument de la fonction d'inter-corrélation entre le signal généré (AWG) et le signal mesuré par le banc intégré. G est le gain complexe entre le signal généré et le signal mesuré.

La Figure III.63 montre les formes temporelles des signaux d'enveloppe et de constellation avant et après synchronisation.

$$TF[corr(\tilde{x}(t), \tilde{y}(t))] = G^2 |\tilde{X}(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \quad (III.18)$$

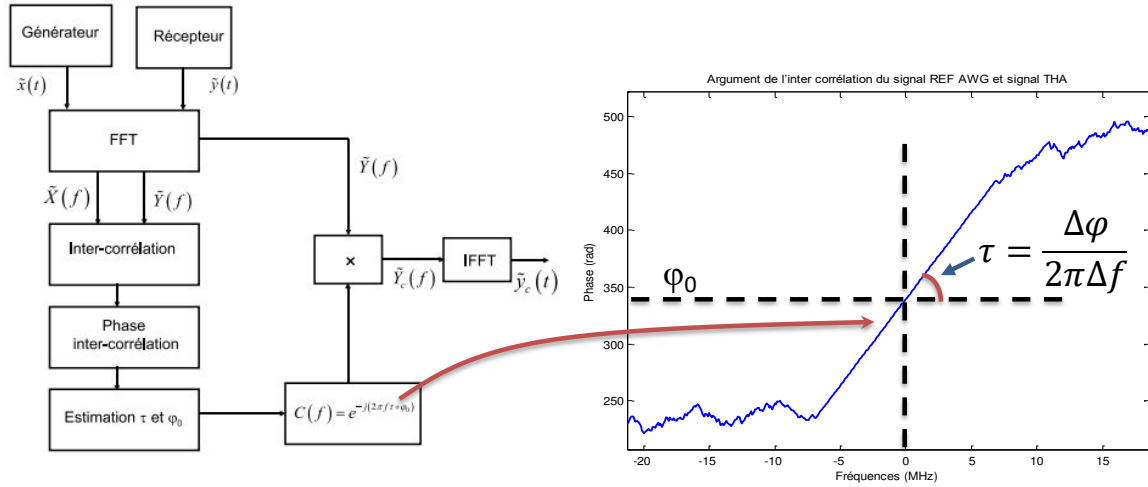


Figure III. 62 : Organigramme de la procédure de synchronisation des signaux d'enveloppe complexe

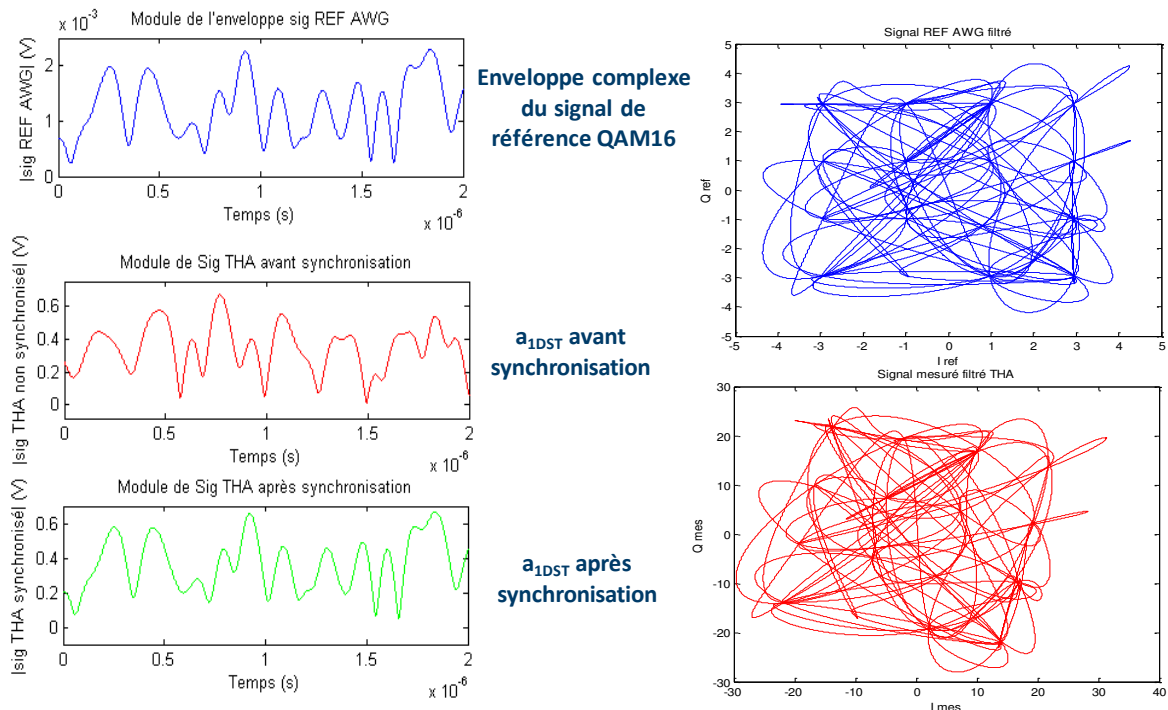


Figure III. 63 : Formes temporelles des signaux d'enveloppe et de constellation avant et après synchronisation

VI.3.4 Calcul de l'EVM

Comme il a été mentionné dans le chapitre I, l'EVM est un paramètre très important pour évaluer la dégradation du signal numérique après passage par des dispositifs non-linéaires.

Les mesures effectuées par le banc intégré de mesure avec des signaux modulés ont permis d'évaluer l'EVM de chaque onde de puissance. L'EVM nécessite la récupération d'une constellation précise fondée sur le choix du meilleur instant de décision dans le diagramme de l'œil. Un exemple des constellations de a_1 et b_2 mesurées synchronisées et superposées avec la constellation idéale du signal généré est montré sur la Figure III.64. Les échantillons de la constellation de a_1 apparaissent plus concentrés autour des points idéaux contrairement à celle de b_2 . Cela indique une dégradation due à l'amplificateur de puissance. L'EVM est variable en fonction de la puissance amplifiée comme le montre la Figure III.65. Une comparaison de l'estimation de l'EVM à partir du banc intégré et un instrument commercial (analyseur de signaux R&S ® FSQ) donne les résultats suivants :

$$\begin{aligned} EVM_{\text{banc intégré } a_1} &= 1,24 \%, & EVM_{FSQ} &= 0,77 \% \\ EVM_{\text{banc intégré } b_2} &= 5,78 \%, & EVM_{FSQ} &= 5,87 \% \end{aligned}$$

Ces résultats montrent une bonne concordance entre les différentes valeurs issues du banc intégré de mesure avec celle du FSQ, même si la procédure d'estimation de l'EVM par le FSQ n'est pas connue.

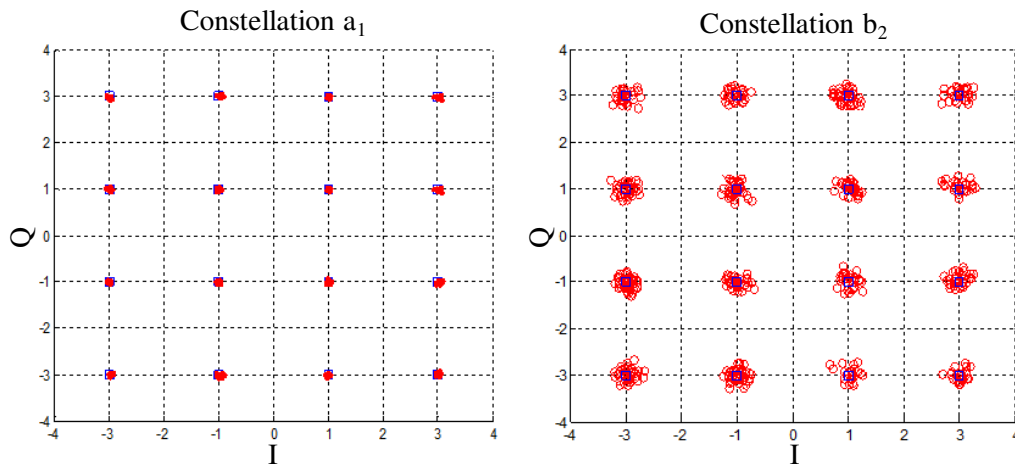


Figure III. 64 : Constellation de a_1 et b_2 mesurées aux accès de l'amplificateur RF GaN 50W



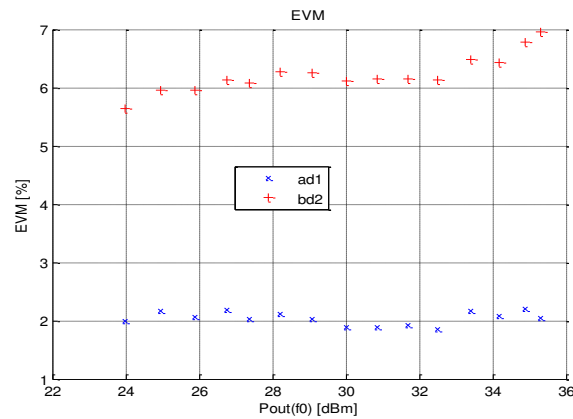


Figure III. 65 : Variation d'EVM des ondes a_1 et b_2 en fonction de la puissance de sortie moyenne de l'amplificateur

Un traitement préalable de l'enveloppe complexe du signal modulé influe considérablement sur la valeur de l'EVM. La Figure III.66 montre que l'ouverture de l'œil s'améliore en effectuant un sur-échantillonnage du signal mesuré. Cela se traduit par une amélioration (diminution de la valeur) de l'EVM. L'œil rouge représente le résultat d'un sur-échantillonnage du signal par rapport à l'œil bleu, l'ouverture est nettement améliorée avec ce traitement.

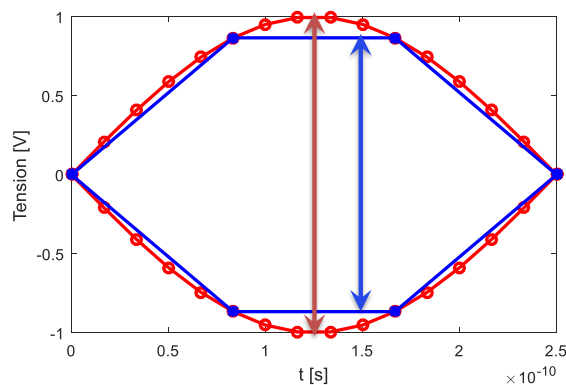


Figure III. 66 : Amélioration des conditions d'estimation de l'EVM par sur-échantillonnage

Il a été démontré la possibilité de réaliser une caractérisation en EVM avec le système intégré étalonné fonctionnant en sous échantillonnage appliqué à des signaux RF. Le système permet une estimation de l'EVM sur les quatre voies au plus près des accès d'un dispositif RF tel que l'amplificateur de puissance. Le seul inconvénient de cette caractérisation est l'hypothèse de périodicité des signaux liée aux conditions du mode CIS.



VII. Mesures en mode enveloppe périodique

VII.1 Principe de démodulation des signaux d'enveloppe complexe périodique

La technique CIS permet l'acquisition des échantillons temporels de la porteuse de signaux modulés. L'inconvénient majeur de cette technique, associée à des capacités limitées de mémoire des CAN, réside dans le fait de ne pas pouvoir mesurer des signaux modulés dont la période d'enveloppe est de durée très longue (quelques dizaines de μs à des fréquences porteuses de 1GHz).

Une technique particulière permet à partir du sous-échantillonnage de la porteuse de signaux modulés d'extraire directement l'enveloppe complexe de ces signaux modulés. Cette technique s'appelle la démodulation numérique en quadrature (Digital Quadrature Demodulation DQD). L'application de cette technique DQD est liée au choix de la fréquence d'échantillonnage réel qui doit être égale à :

$$T_{ech-r\acute{e}el} = T_{RF} \times \left(K + \frac{1}{4}\right) \text{ ou } f_{RF} = f_{ech-r\acute{e}el} \times \left(K + \frac{1}{4}\right) \quad \text{où } K \in \mathbb{N}^* \quad (\text{III.19})$$

Avec la technique DQD, le spectre du signal échantillonné garde la même bande passante fréquentielle mais il est transposé autour de la fréquence $f_{ech-r\acute{e}el}/4$.

A partir de l'équation générale de l'enveloppe complexe d'un signal modulé, il est possible de montrer que 4 instants particuliers d'une période du signal modulé correspondent à 2 valeurs de $I(t)$ et 2 valeurs de $Q(t)$ de l'enveloppe complexe.

La Figure III.67 représente une généralisation du résultat de sous-échantillonnage d'enveloppe. Le vecteur échantillonné est composé de couples IQ positifs et négatifs. Un simple traitement permet de séparer les deux vecteurs et de changer le signe des échantillons négatifs. Afin de garder la même longueur des vecteurs résultant I et Q , un sur-échantillonnage ou une interpolation permet de créer les valeurs des composant I (Q) laissés vides par les Q (I) dans le vecteur des I (Q). Les deux vecteurs ont alors une longueur de $n_{ech}-1$ car il est impossible d'interpoler l'échantillon $I(n_{ech})$ et $Q(0)$.



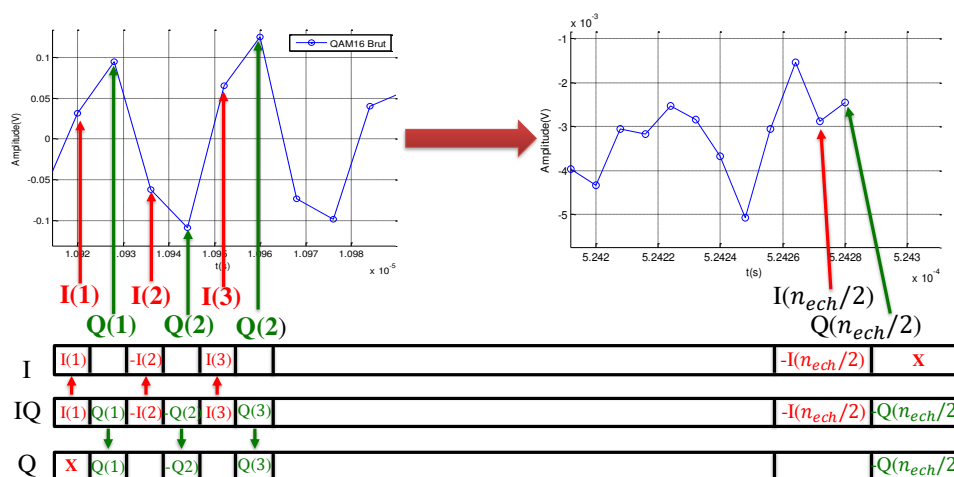


Figure III. 67 : Résultat du sous-échantillonnage d'enveloppe et récupération des vecteurs IQ

Après application de la DQD, le traitement de signal à appliquer directement sur l'enveloppe complexe permet de connaître les performances en puissance d'enveloppe des dispositifs sous tests soumis à des excitations modulés à période d'enveloppe longue. La méthode de synchronisation de la trajectoire ($Q=f(I)$) reste identique aussi à celle appliquée aux signaux échantillonnés avec la technique CIS.

VII.2 Procédure d'étalonnage du banc intégré avec la technique DQD

La procédure d'étalonnage du système de mesure est similaire à celle réalisée en mode CIS et décrite précédemment. La seule différence consiste à effectuer plusieurs mesures répétitives de la période de répétition T_{tr} . Au lieu de prélever les N échantillons prévus, il faut acquérir $m.N$ échantillons où m est un entier choisi en fonction de la capacité de profondeur mémoire des CAN. Les N échantillons finaux ne sont que le moyennage des m mesures effectuées. Le signal brut acquis par la technique DQD n'a pas besoin d'être réorganisé pour restituer le signal temporel.

VII.3 Résultats d'étalonnage avec la technique DQD dans le cas d'un signal CW

Un étalonnage avec la technique DQD a été réalisé sur le banc intégré de mesure avec les paramètres suivants : $f_{RF} = 2.19\text{ GHz}$, $f_{ech-r\acute{e}el} = 120\text{ MHz}$, $N = 120$ échant, $m = 10$, $T_{tr} = 1\mu s$, $\Delta f = 1\text{ MHz}$. Le système réalise un moyennage de $m=10$ mesures de $N=120$ échantillons.

La Figure III.68 montre le banc intégré total de mesure permettant l'étalonnage et la caractérisation de dispositifs RF avec la technique DQD. Ce banc ressemble, de point de vue

matériel, au banc utilisé en mode CIS. La différence essentielle entre la technique DQD et CIS réside dans le choix de la fréquence d'horloge. Des filtres passe bas sont ajoutés sur les voies de mesure car seule l'enveloppe autour de la fréquence porteuse (et pas autour des harmoniques de la porteuses) est extraite directement par sous échantillonnage de la fréquence porteuse.

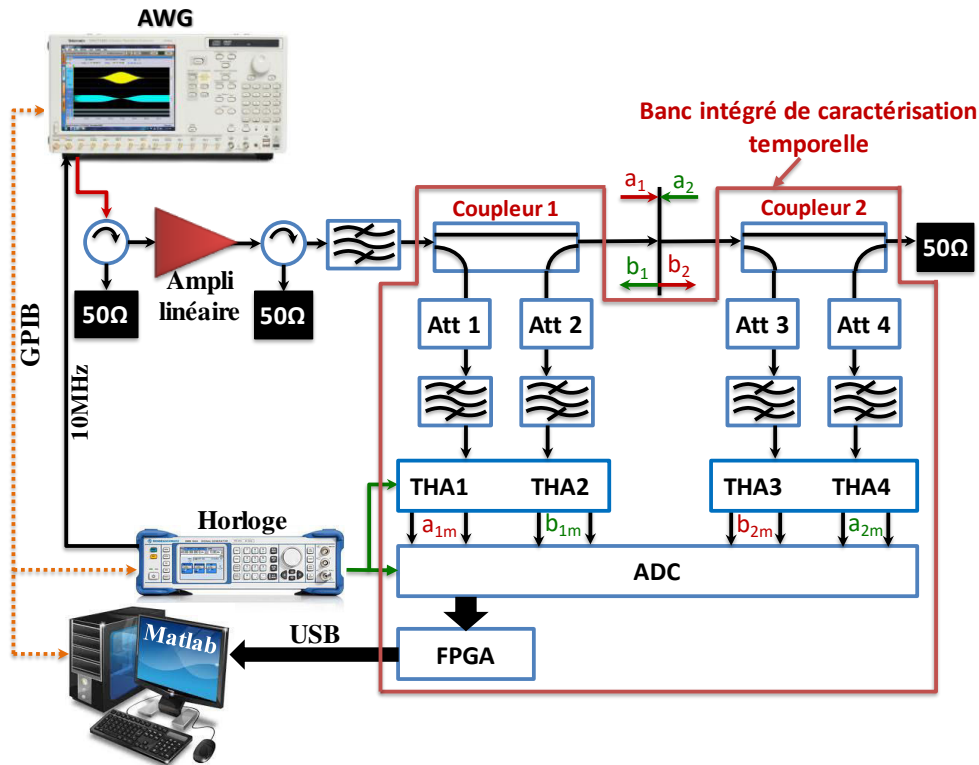


Figure III. 68 : configuration du banc intégré de mesure utilisant la technique DQD

La validation de l'étalonnage avec la technique DQD est réalisée de la même manière qu'en mode CIS. Une comparaison des résultats obtenus avec un étalonnage similaire réalisé sur le banc éclaté utilisant lui aussi la technique DQD est présenté sur la Figure III.69. Cette vérification est faite avec une connexion directe et avec un signal CW de fréquence 2.025 GHz ($f_{ech-r\acute{e}el} = 100MHz$, $f_{RF} = 20.25 \times 100MHz$). La courbe de l'erreur quadratique moyenne présente des valeurs inférieures à 0,22% pour le banc intégré, inférieures à celles obtenues avec le banc éclaté. On remarque des différences inférieures à 0.5 dBm sur les courbes $P_s = f(P_e)$ et sur les courbes de gain.

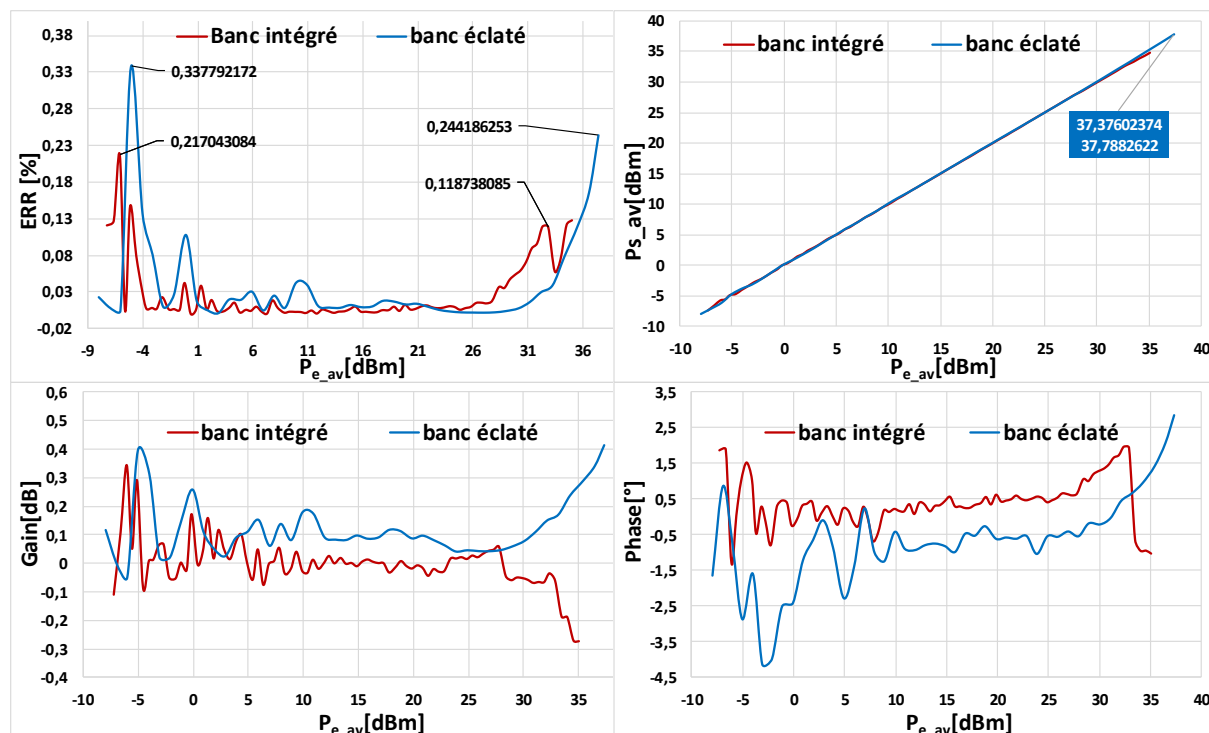


Figure III. 69 : Résultats comparatifs de validité de l'étalonnage sur les deux bancs d'XLIM en connexion directe, avec la technique DQD et pour un signal CW

La Figure III.70 montre les coefficients de réflexion dans les plans de références dans le cas d'une connexion directe. La Figure III.71 montre la superposition des ondes de puissances $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ mesurées en connexion directe en DQD pour un signal CW de puissance moyenne égale à 27.29 dBm associée à $a_{1D}(t)$. Elle montre une bonne similitude entre les deux signaux. Bien que la courbe de l'erreur quadratique moyenne représente un outil de validation de l'étalonnage plus exact et couvre toute la gamme des puissances, la superposition des ondes de puissances supposées identiques après étalonnage reste un moyen visuel rapide de validation.

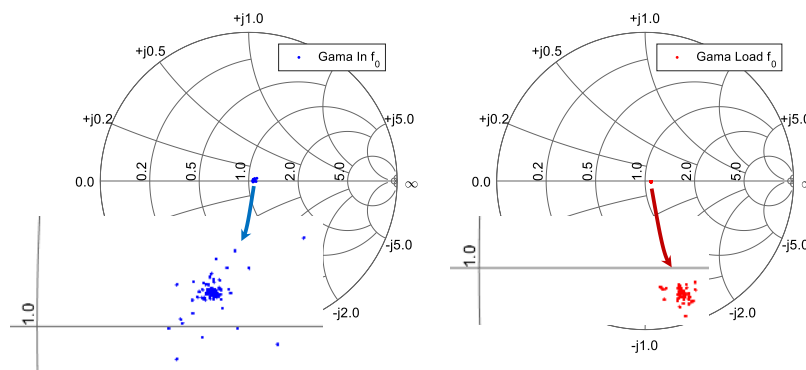


Figure III. 70 : Coefficients de réflexion aux accès de référence dans le cas d'une connexion directe

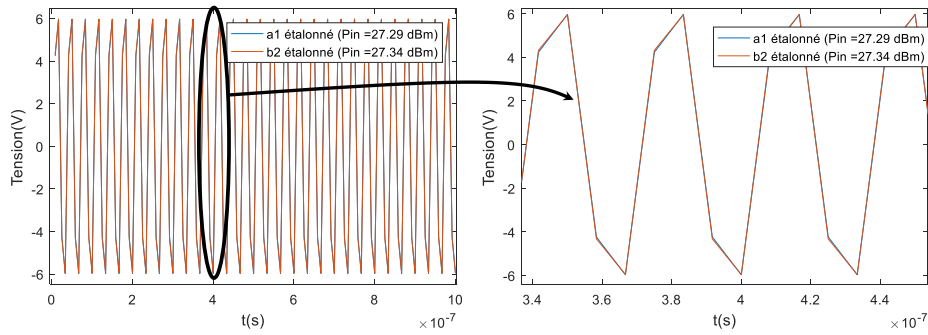


Figure III. 71 : Superposition de $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ à la puissance moyenne 27.29 dBm

VII.4 Résultats d'étalonnage avec la technique DQD dans le cas d'un signal multiporteuse

Le même banc de mesure que celui de la Figure III.68 a été utilisé avec une fréquence d'échantillonnage $f_{ech-r\acute{e}el} = 120 MHz$. Un signal multiporteuse de bande 2.18-2.20 GHz avec une bande passante de 20 MHz et une résolution de $\Delta f = 1 MHz$ a été généré avec l'AWG. La superposition des formes temporelles et des spectres de la technique DQD $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ après étalonnage sont portés sur la Figure III.72 pour une connexion directe. Le signal issu de la technique DQD conserve sa bande passante de 20 MHz translaté et centrée autour de $f_{ech-r\acute{e}el}/4$ (30 MHz dans ce cas).

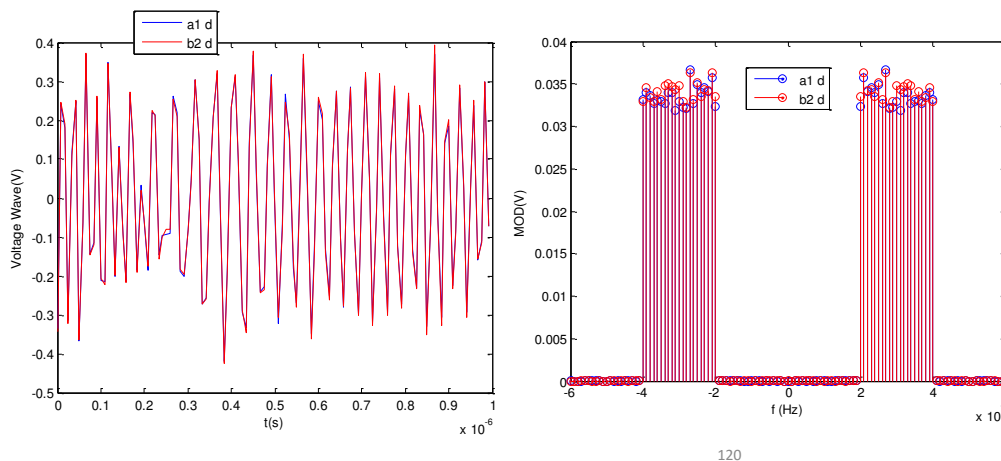


Figure III. 72 : Superposition de $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ et leurs spectres après étalonnage en multiporteuse avec la technique DQD en connexion directe

Une fois l'étalonnage réalisé, un signal modulé de même contenu spectral que celui utilisé pour l'étalonnage peut être appliqué pour l'estimation de l'EVM. Pour cette caractérisation, le même signal QAM16 appliqué précédemment a été généré et échantillonné avec la technique DQD. La Figure III.73 montre la trajectoire et le spectre obtenu avec la technique DQD sur une connexion directe.

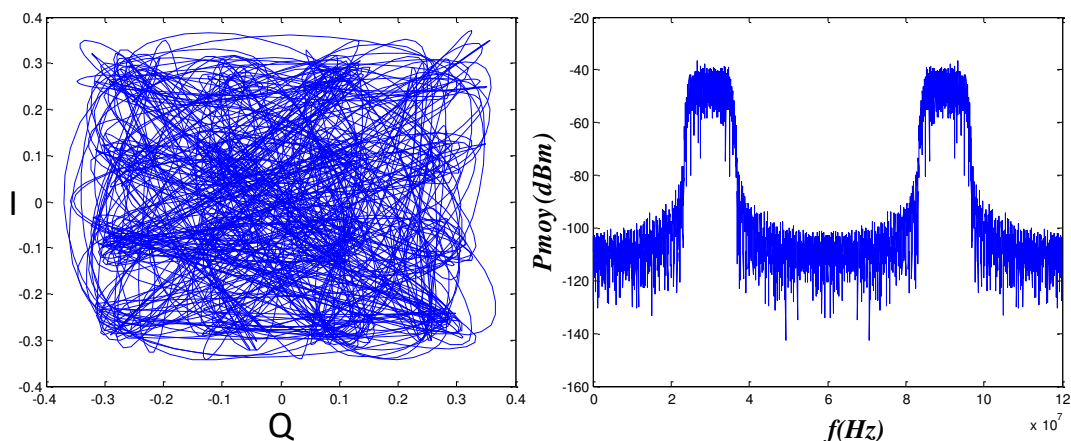


Figure III. 73 : Spectre et trajectoire du signal QAM16 obtenu avec la technique DQD

L'estimation de l'EVM dans le cas de ce signal (à enveloppe périodique) suit la même méthode que celle utilisée par la méthode CIS permettant de synchroniser le signal reçu avec le signal généré afin de mieux estimer la valeur de l'EVM. Les résultats en EVM et en constellations idéales (générées) et reçus sont montrés sur la Figure III.74. Il s'agit d'une estimation en connexion directe qui permet de constater la différence en EVM entre les deux plans de référence (a_1 et b_2). Cette différence est due à l'inhomogénéité des voies a_1 et b_2 de point de vue matérielle (niveau d'atténuation et couplages différents). La valeur de l'EVM de a_1 et b_2 diffère pour une même puissance disponible du générateur alors que l'erreur d'étalonnage est de 0.44 %. Cela implique que la valeur estimée de l'EVM est indépendante de la qualité d'étalonnage. La Figure III.75 présente les valeurs d'EVM sur a_1 en fonction de la puissance moyenne d'entrée. Elle montre que ces valeurs restent stables pour les puissances faibles et moyennes inférieures à 24 dBm et augmente jusqu'à atteindre la valeur 4 à 32 dBm. Cette augmentation est probablement due à la non-linéarité de l'amplificateur d'instrumentation de la chaîne d'émission.

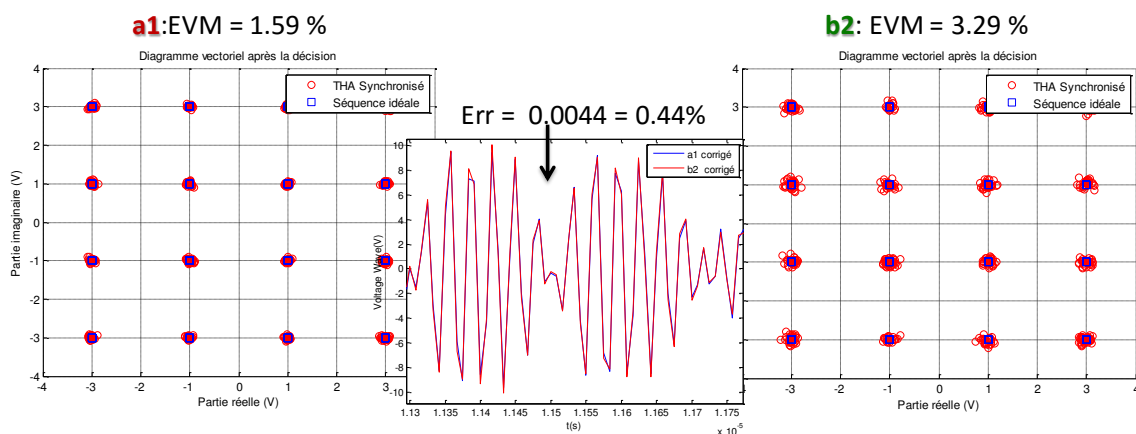


Figure III. 74 : Constellations et EVM associées à $a_{1D}(t)$ et $b_{2D}(t)$ en connexion directe

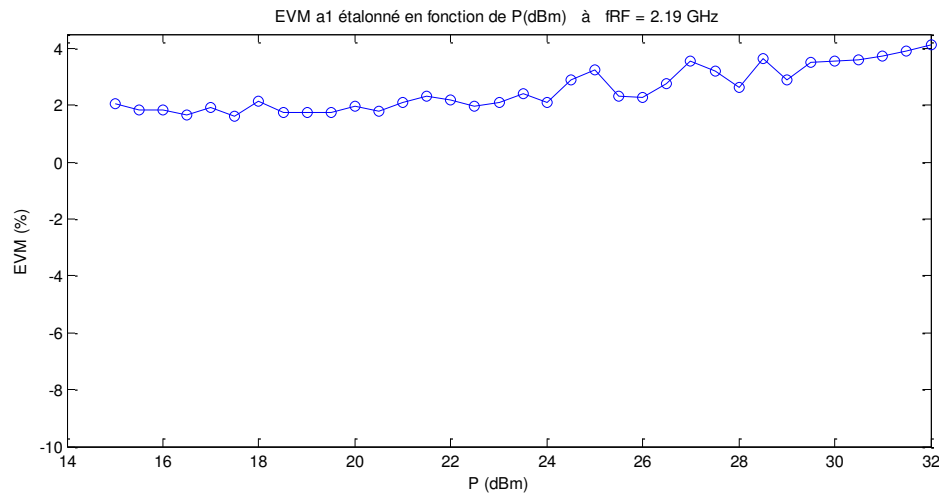


Figure III. 75 : EVM en fonction de la puissance moyenne d'entrée

VII.5 Validation de la technique DQD par caractérisation de l'amplificateur GaN 50W en CIS et en DQD

L'amplificateur GaN 50W caractérisé précédemment en mode CIS est caractérisé avec la technique DQD afin de comparer les résultats des deux techniques. La Figure III.76 présente le banc de mesure utilisé pour réaliser cette caractérisation, le filtre sélectif à 2GHz placé sur la voie b_2 sert à éliminer les non-linéarités générées par l'amplificateur aux fréquences harmoniques. Ce filtre est utile dans le cas d'une caractérisation en DQD. Dans le cas de la technique CIS, le filtrage est appliqué automatiquement par l'étalonnage. Le filtre à l'entrée est maintenu pour éliminer les harmoniques générées par l'amplificateur linéaire.

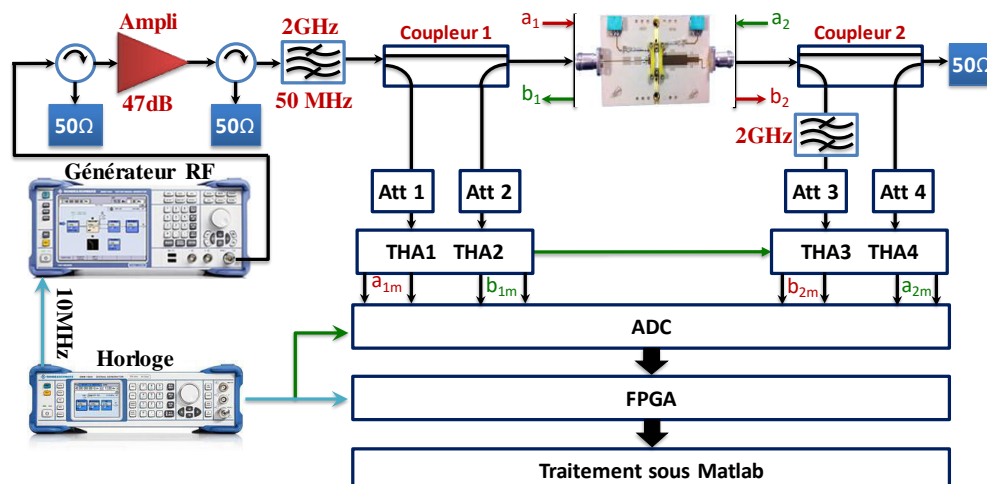


Figure III. 76 : Configuration du banc intégré temporelle pour la caractérisation de l'amplificateur GaN 50W avec la technique CIS et DQD

VII.5.1 Comparaison des résultats de caractérisation en CIS (banc éclaté et intégré) et DQD (banc intégré)

Une comparaison des techniques DQD appliquée sur le banc intégré et CIS appliquée sur les deux bancs éclaté et intégré a été menée pour caractériser l'amplificateur de puissance GaN 50W à la fréquence RF 2 GHz. Pour la technique CIS, le banc intégré a été configuré avec $T_{tr}=80ns$, $T_{seg}=8ns$ avec un nombre d'échantillons global prélevé N égale à 20480 et $f_{ech-réel} = 124.938994631528 MHz$ ce qui correspond à $f_{ech-virt} = 256 Géchant/s$ et permet d'atteindre 128 échantillons par période RF. Le banc éclaté a été configuré en CIS avec $T_{tr}=1 \mu s$, $T_{seg}=20ns$ avec un nombre d'échantillons global prélevé N égale à 64800 et $f_{ech-réel} = 49.961449498843 MHz$ ce qui correspond à $f_{ech-virt} = 64.8 Géchant/s$ et permet d'atteindre 32.4 échantillons par période RF. En ce qui concerne la technique DQD, la fréquence d'échantillonnage choisie est $f_{ech-réel} = 120MHz$ ce qui correspond à une fréquence RF de $f_{RF} = 17.25 \times 120 \times 10^6 = 2.07 GHz$. Cette comparaison a abouti aux résultats montrés sur la Figure III.77.

Il existe une légère différence de puissance (1W) entre les trois courbes de puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée. Cette différence est toutefois faible (< 3%). Elle influence les résultats obtenus sur la PAE (2 points de différence) puisque les courbes de I_{DS} sont presque superposées. Le gain présente une différence d'un dB entre les trois courbes, il est lié à l'erreur en puissance de sortie. Ces courbes valident le fonctionnement du banc intégré pour les deux techniques CIS et DQD.



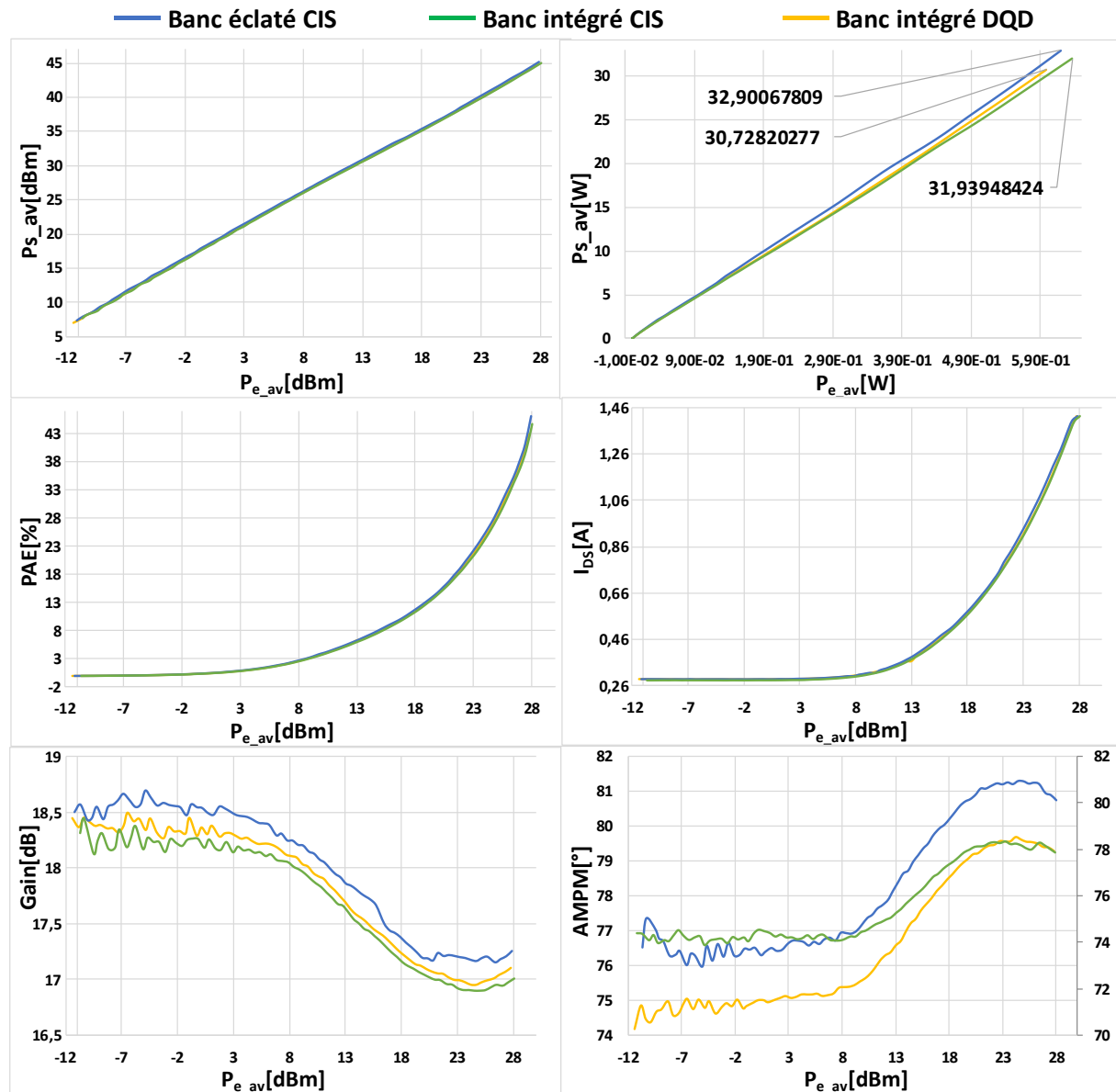


Figure III. 77 : Résultats comparatifs en puissance de l'amplificateur GaN 50W à 2GHz obtenus sur les banc d'XLIM (éclaté et intégré) en CIS et sur le banc intégré en DQD

VIII. Mesures en enveloppe apériodique

VIII.1 Principe de la technique DQD apériodique

Les modes de sous échantillonnage CIS et DQD décrits précédemment reposent sur l'hypothèse de périodicité du signal RF. Il est possible d'étudier un signal RF apériodique avec la technique DQD. La Figure III.78 présente le banc modifié pour réaliser cette mesure. Un générateur de déclenchement (Trigger) est introduit afin de déclencher la génération du signal RF modulé de type QAM16. Ce déclenchement démarre aussi la phase d'échantillonnage car il

commande la carte FPGA connectée au CAN. Ce dernier échantillonne le signal de façon continue tandis que la carte FPGA n'envoie à l'ordinateur les données qu'après réception du signal de déclenchement. La carte FPGA commence l'acquisition après la génération du signal RF bien que les deux processus (génération et acquisition) soient commandés par le même déclencheur. L'AWG sert à la génération du signal d'étalonnage.

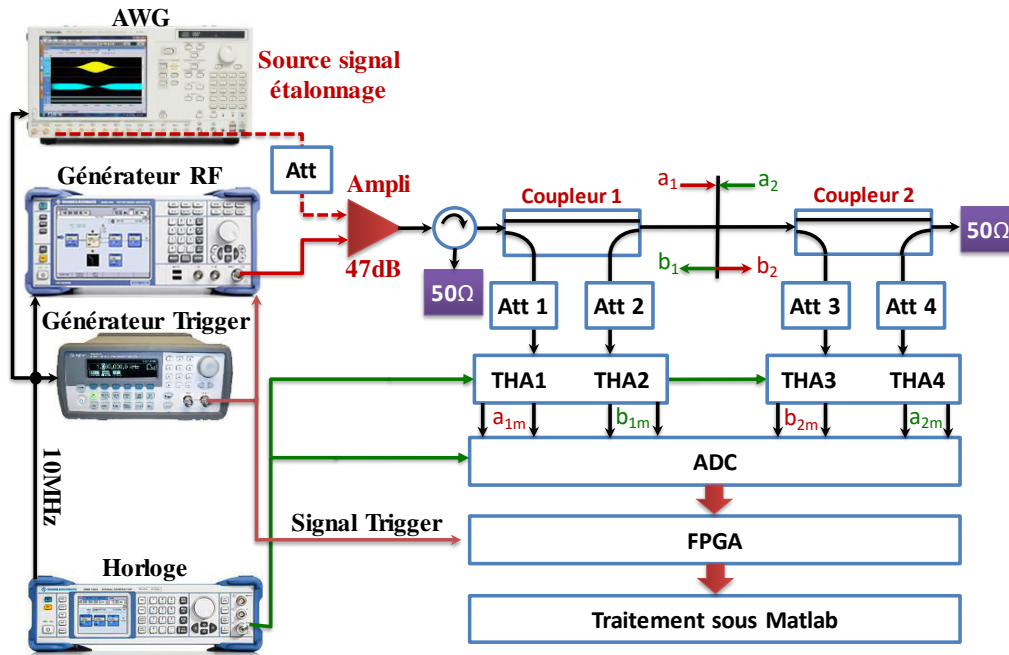


Figure III. 78 : Banc intégré de mesure modifié pour la caractérisation aperiodique de dispositifs non-linéaires avec la technique DQD

La Figure III.79 présente la configuration matérielle et logicielle nécessaire pour le fonctionnement de la carte FPGA en mode "déclencheur". La fréquence d'échantillonnage choisie est $f_{ech-r\acute{e}el}=125\text{ MHz}$. Le signal RF est de type QAM16 avec $f_{RF}=2.53125\text{ GHz}$ et pour $f_{RF} = \left(N + \frac{1}{4}\right) \cdot f_{ech-r\acute{e}el}$. Le générateur RF (SMBV100A) a été réglé en mode "Trigger single" avec "Marker 1 trigger" et "Trigger active sur source extrême".

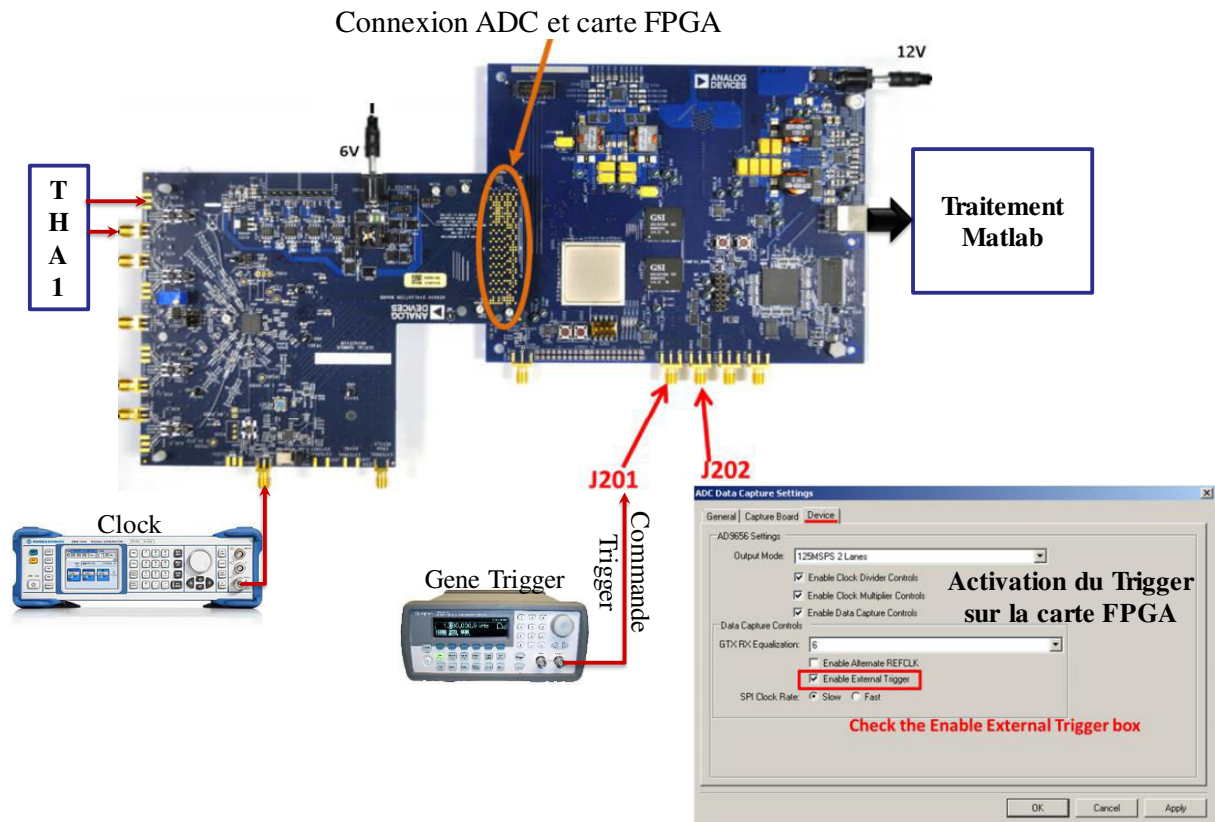


Figure III. 79 : Configuration matérielle et logicielle des cartes ADC/FPGA en mode déclencheur (Trigger)

L'étalonnage du banc intégré modifié avec la technique DQD pour des signaux apériodiques est identique à celui utilisé pour des signaux périodiques. Un signal multi-porteuse est généré avec l'AWG pour l'étalonnage. Le signal de test, un signal QAM 16 identique à celui utilisé et décrit précédemment est envoyé vers le dispositif sous test. Comme montré sur la Figure III.80, le signal est généré une seule fois (génération apériodique) après réception du signal de déclenchement. Tous les points sont ensuite acquis par le banc intégré déclenché par le même signal trigger.

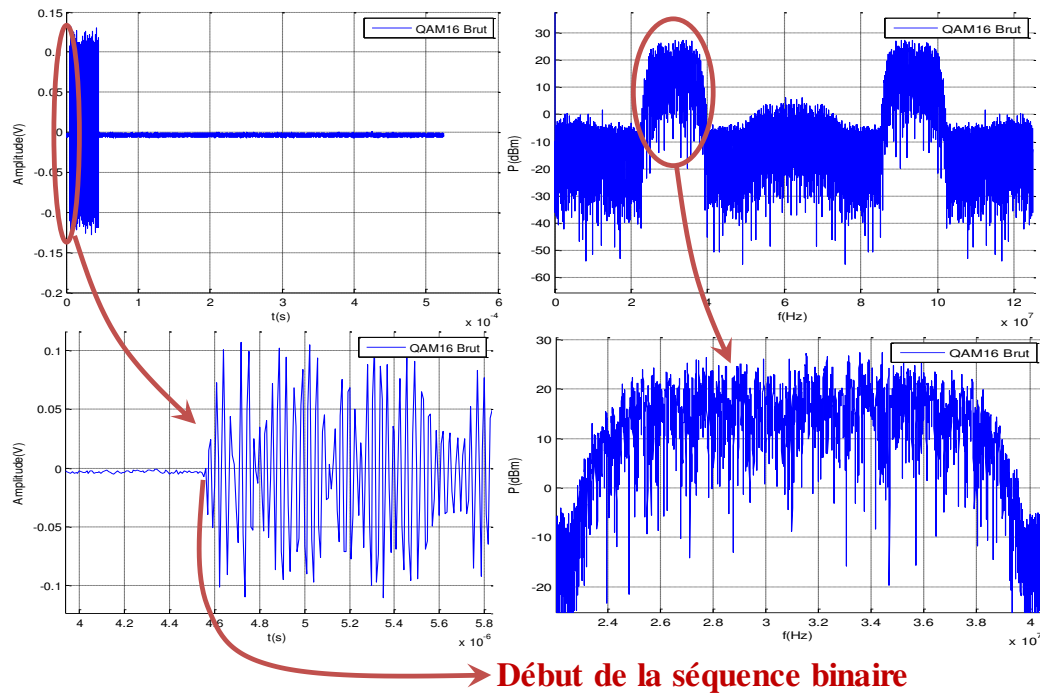


Figure III. 80 : Formes temporelles et spectre du signal QAM16 généré et acquis périodiquement par le banc intégré déclenché en connexion directe

VIII.2 Etalonnage d'un signal aperiodique

L'étalonnage du banc intégré déclenché par un signal à enveloppe complexe aperiodique se fait de la même manière que l'étalonnage de ce même banc intégré fonctionnant avec la technique CIS ou DQD periodique. La validation de l'étalonnage du banc intégré déclenché est obtenue avec une erreur inférieure à 0.14% sur une connexion directe. Il est à noter que la correction liée à l'étalonnage introduit un déphasage associé au test-set du banc intégré.

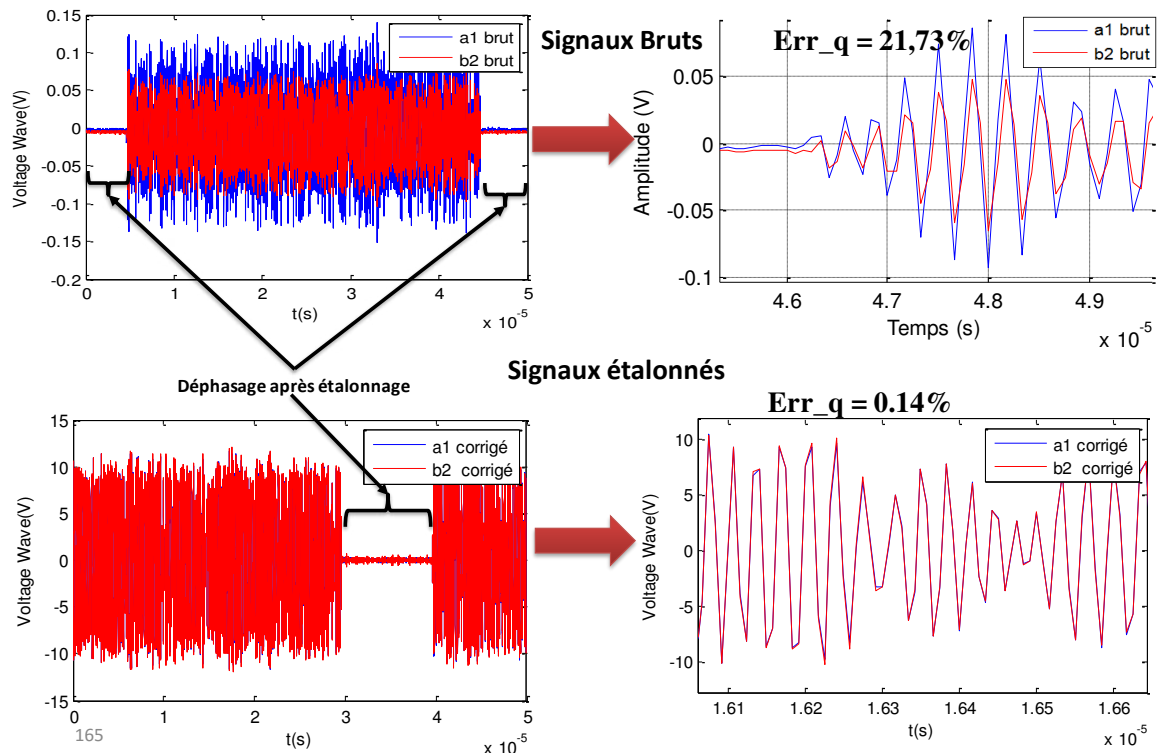


Figure III. 81 : Apparition du décalage temporel associé à la correction de l'étalonnage en phase

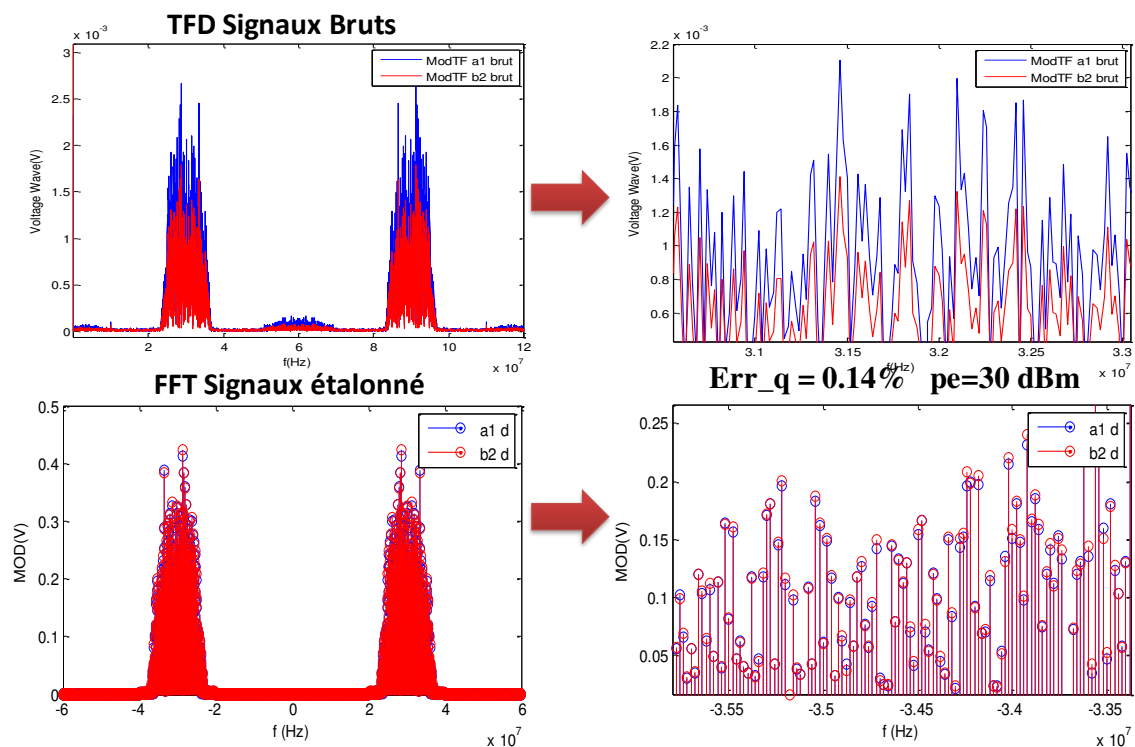


Figure III. 82 : TFD des signaux bruts et étalonnés d'un signal apériodique

Ce déphasage est corrigé en réalisant une autocorrélation entre le signal brut reçu et le signal corrigé après étalonnage, cela permet de connaître le temps de correction à appliquer sur le signal étalonné afin de le corriger.

VIII.3 Détection de la séquence binaire et calcul EVM d'un signal QAM16 apériodique

La caractérisation d'un signal à enveloppe complexe apériodique nécessite la reconnaissance du début de la séquence binaire générée (en symbole et en ouverture maximale de l'œil). Cela est indispensable pour connaître l'instant de décision dans un signal numérique. Il s'agit de synchroniser le signal reçu généré après un déclenchement.

VIII.3.1 Algorithme de localisation du début d'une séquence binaire générée avec un déclencheur

Dans le cas d'un signal apériodique générée, une séquence d'apprentissage doit être ajoutée au début de la séquence pseudo aléatoire (séquence de données). Cette séquence est connue par le récepteur et sert à la détection du début des données dans le signal reçu comme montré sur la Figure III.83.

Un algorithme [110] est utilisé pour réaliser une synchronisation de trame en connaissant le symbole de début et une synchronisation symbole en connaissant l'échantillon correspondant à l'ouverture maximale de l'œil. La trame est composée d'une séquence d'apprentissage (TS) et de données. Le système prélève N échantillons qui comportent le signal utile la Figure III.84. L'OSR (Oversampling Ratio) est le nombre d'échantillons prélevés par période du signal RF.



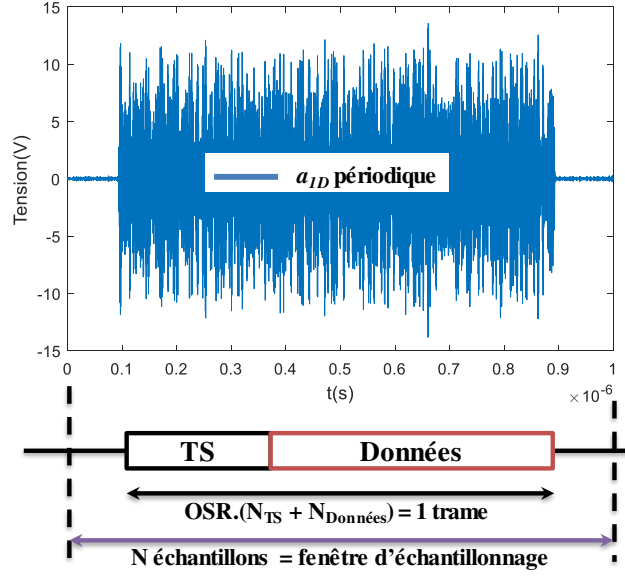


Figure III. 83 : Trame complète du signal reçu après génération commandé par un Trigger

Après l'échantillonnage de N valeurs du signal reçu, il est possible d'extraire N valeurs de p_x et p_y tel que :

$$\begin{cases} p_x[i] = \alpha \times I[i] + \beta \times Q[i] \\ p_y[i] = \gamma \times I[i] + \delta \times Q[i] \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La variable complexe $e(t)$, est alors définie comme :

$$e(t) = p_x(t) + j \cdot p_y(t) \quad (\text{III.21})$$

En utilisant l'équation (III.20), il vient :

$$e[i] = (\alpha + j\gamma) \times I[i] + (\beta + j\delta) \times Q[i] \quad (\text{III.22})$$

Dans les N échantillons, il existe N_{TS} valeurs de $e[i]$ qui correspondent à la séquence d'apprentissage composé de N_{TS} symboles successifs. Ils sont représentés par le vecteur E_i :

$$E_i = \begin{bmatrix} e[i] \\ e[i + OSR] \\ e[i + 2OSR] \\ \vdots \\ e[i + (N_{TS} - 1)OSR] \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

Le vecteur E_i est mesuré, une simple boucle sur i avec incrémentation sur les N échantillons suffit pour parcourir le signal reçu. Afin de vérifier si E_i correspond à la séquence d'apprentissage TS, l'algorithme suivant est appliqué [110] :

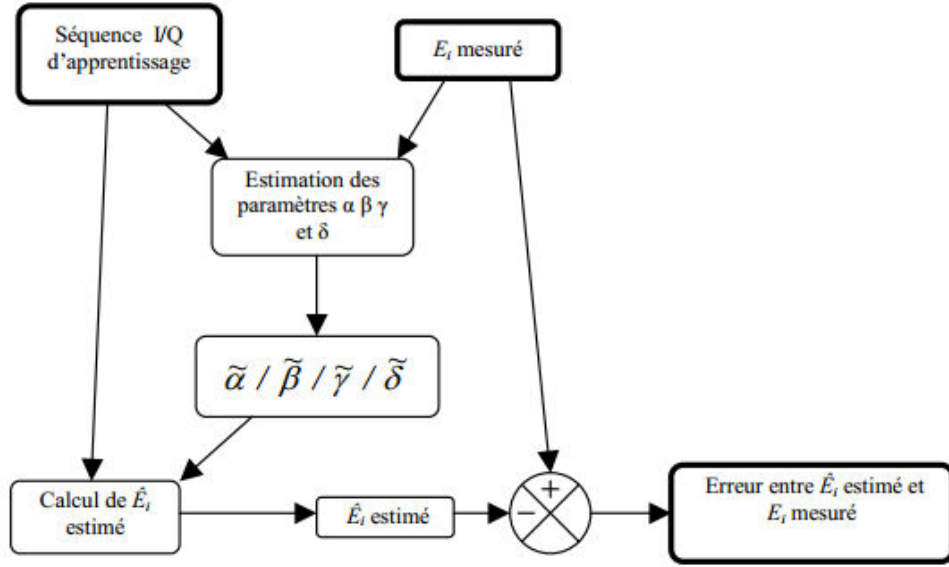


Figure III. 84 : Algorithme de calcul de l'erreur entre les vecteurs E_i mesuré et estimé

La séquence d'apprentissage est représentée par la matrice M comme suit :

$$M = \begin{bmatrix} I_{TS}[1] & Q_{TS}[1] \\ \vdots & \vdots \\ I_{TS}[N_{TS}] & Q_{TS}[N_{TS}] \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

A partir de (III.43) et (III.43) on peut écrire :

$$E_i = M \cdot \begin{bmatrix} \alpha + j\gamma \\ \beta + j\delta \end{bmatrix} \quad (\text{III.25})$$

L'estimation des paramètres α β γ et δ est possible par la méthode des moindres carrés déterministe :

$$\begin{bmatrix} \tilde{\alpha} + j\tilde{\gamma} \\ \tilde{\beta} + j\tilde{\delta} \end{bmatrix} = (M^T \times M)^{-1} \times M \times E_i \quad (\text{III.26})$$

Le vecteur estimé E_i peut être donc calculé avec ces quatre paramètres estimés et l'équation (III.22).

$$\tilde{E}_i = M \times \begin{bmatrix} \tilde{\alpha} + j\tilde{\gamma} \\ \tilde{\beta} + j\tilde{\delta} \end{bmatrix} = M \times (M^T \times M)^{-1} \times M \times E_i \quad (\text{III.27})$$

Nous déterminons l'erreur quadratique entre le vecteur estimé \tilde{E}_i et mesuré E_i .

$$err(i) = E_i^H \times B \times E_i \quad \text{tel que } (.)^H \text{ est l'opérateur Hermitien} \quad (\text{III.28})$$

Avec : $B = Id(N_{TS}) - M \times (M^T \times M)^{-1} \times M$

En appliquant l'algorithme sur les i allant de 1 à N , l'erreur est trouvée comme montrée sur la Figure III.85. Le i_{opt} correspond au niveau minimal de l'erreur, cet indice correspond aussi à l'échantillon du début de la séquence d'apprentissage, il sert aussi pour la localisation de l'échantillon pour lequel l'œil est le plus ouvert, la synchronisation trame et symbole peut alors être réalisée.

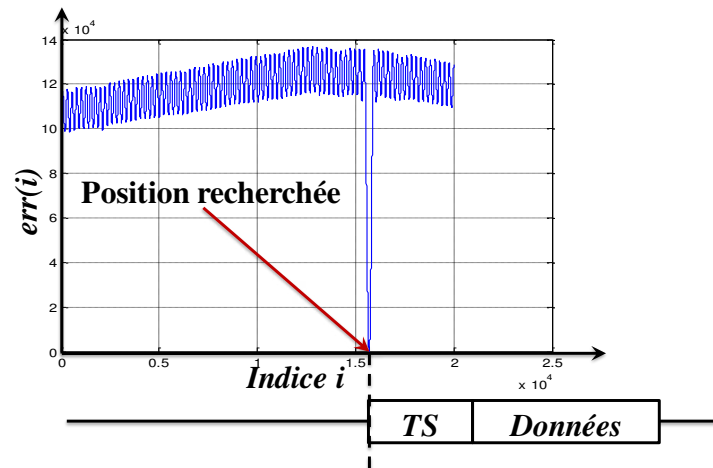


Figure III. 85 : Erreur en fonction de l'indice i et détermination de la position de la séquence d'apprentissage

L'application de cet algorithme dans la suite des travaux considère toute la séquence binaire pseudo aléatoire comme séquence d'apprentissage. Le but est de tester et de caractériser un dispositif RF et non pas de détecter la transmission de données particulières.

VIII.3.2 Calcul de l'EVM d'un signal apériodique en connexion directe

Après l'application de l'algorithme de détection du début de séquence binaire dans le signal apériodique reçu, l'estimation de l'EVM se fait de la même manière que dans le cas du signal périodique acquis avec la technique DQD. La Figure III.86 montre quelques résultats d'EVM dans les plans de référence a_{1D} et b_{2D} en connexion directe. L'EVM sur a_{1D} est égale à 1.93 et 3.25 sur b_{2D} . Cela confirme que l'EVM dépend de la conception de la voie de mesure : la voie a_1 présente généralement une atténuation plus petite que celle de b_2 et c'est cette différence qui influe sur l'EVM. La solution est de prendre en considération cette dégradation d'EVM imposée par l'architecture de chaque voie de mesure ou d'utiliser les mêmes atténuateurs sur les voies de mesure a_1 et b_2 .



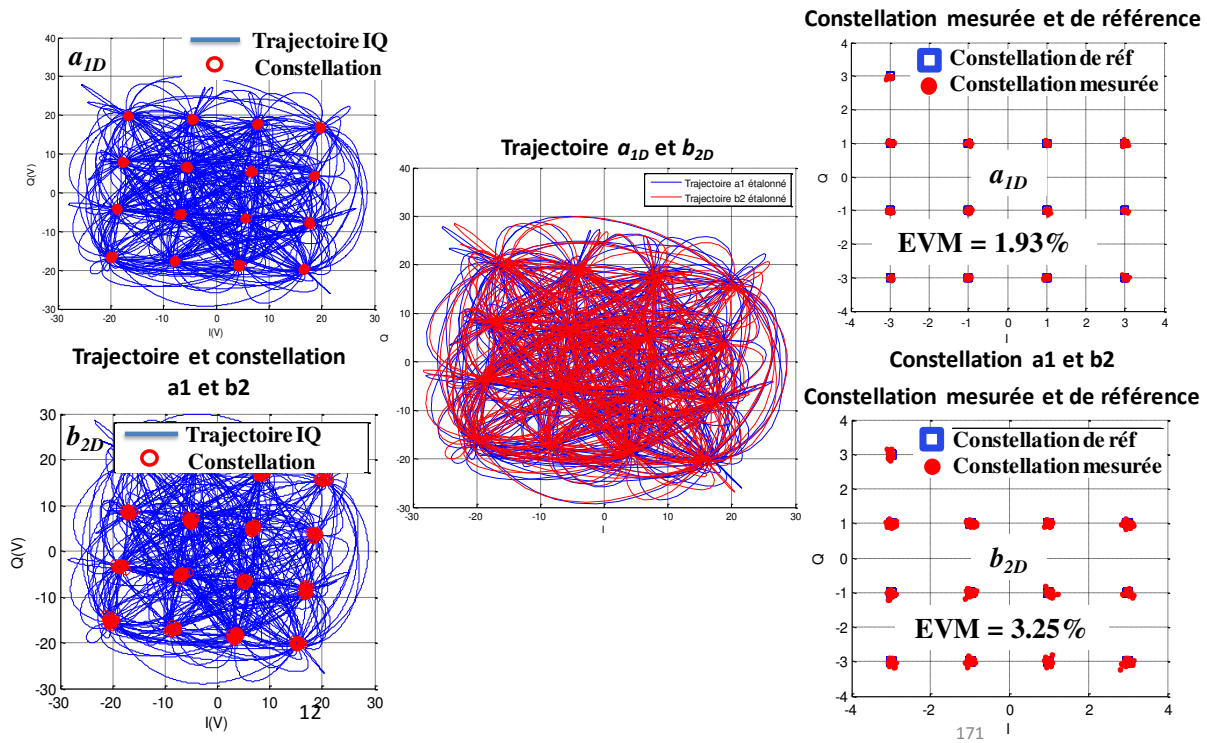


Figure III. 86 : Trajectoire et constellation détectées sur a1 et b2 avec les valeurs d'EVM correspondantes

VIII.4 Caractérisation en EVM de l'amplificateur RF CREE CGH40010

L'amplificateur RF de puissance CREE CGH40010, 10 W, DC - 6 GHz GaN HEMT [111] a été utilisé comme véhicule de test de caractérisation en EVM d'un amplificateur de puissance RF avec un signal apériodique. Cet amplificateur a été polarisé avec $V_{DS} = 28V$, $I_{DS} = 100mA$, $V_{GS} = -2.7V$ et est excité avec une porteuse RF de fréquence $2.19 GHz$. Le banc intégré déclenché utilise la technique DQD. La fréquence d'échantillonnage réelle est réglée à 120 MHz. Le signal de test est un signal modulé de type 16QAM apériodique, de débit symbole $10 Msymb/s$. Le signal utile contient $1600 bits = 400 Symboles$. Le banc de test reste inchangé par rapport au banc intégré non déclenché pour l'acquisition de signaux périodiques.

VIII.4.1 Résultats d'étalonnage

La Figure III.87 montre les résultats d'étalonnage avec un signal multiporteuse périodique (20 MHz de bande et une résolution de 20 kHz). Ces résultats comportent aussi les mesures en EVM en connexion directe dans les plans de références. Une erreur inférieure à 0.1 dBm est obtenue. Les variations de gain sont comprises entre 0,02 dB et 0,08 dB. L'erreur

quadratique moyenne est inférieure à 0.5 % sur toute la gamme de puissance. Le banc intégré déclenché est validé pour la caractérisation de l'amplificateur RF.

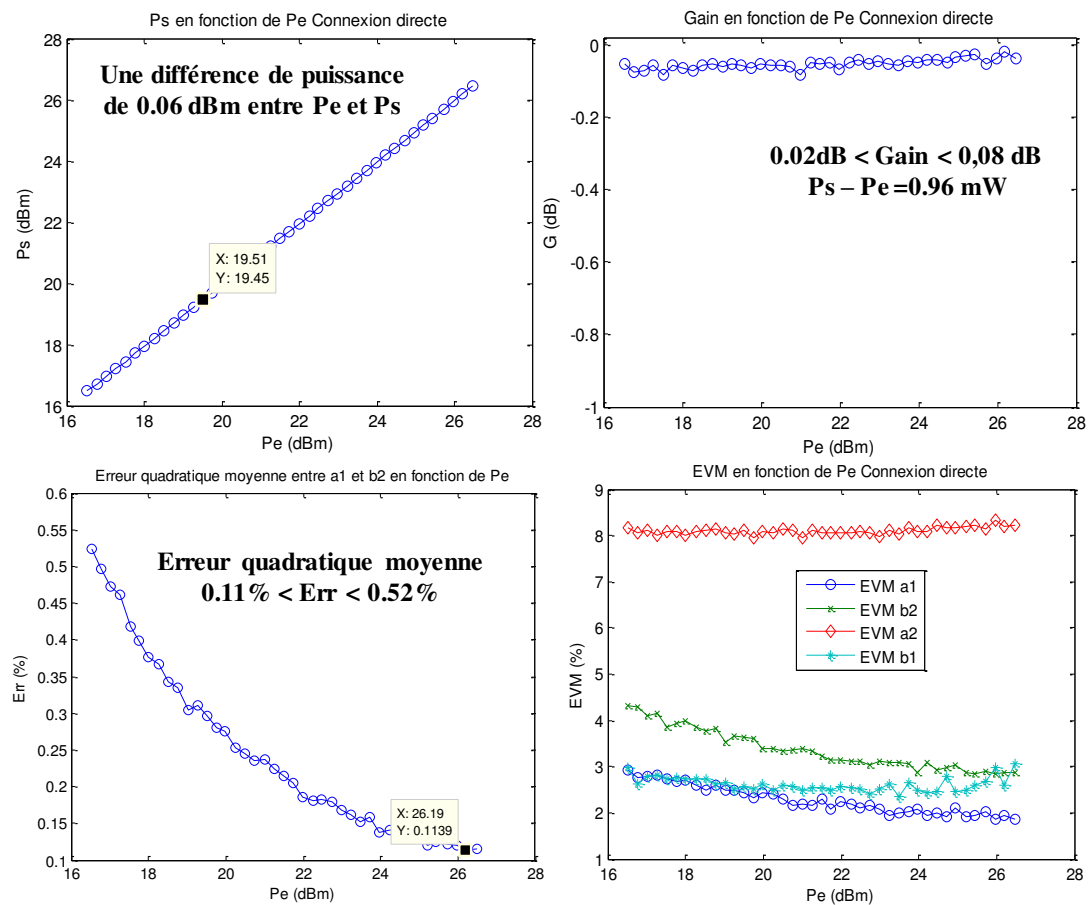


Figure III. 87 : Résultat d'étalonnage (multiporteuse) du banc intégré déclenché

VIII.4.2 Performances en DQD apériodique de l'amplificateur CREE

Les résultats de mesures réalisées avec le banc intégré déclenché pour caractériser l'amplificateur de puissance CREE en termes d'EVM sont illustrés sur les figures ci-dessous. La Figure III.88 présente les résultats de caractérisation de puissance de sortie, de gain en puissance et d'EVM sur les 4 voies du système de mesure en fonction de la puissance d'entrée. La courbe $P_s P_e$ montre que les limites de puissance utilisées pour ce test n'atteignent pas la saturation de l'amplificateur. Le Gain mesuré est compris entre 8.5 et 9.5 dB, ce qui est conforme à la spécification du constructeur pour cet amplificateur. Pour les mesures d'EVM, l'influence de l'amplificateur sur l'EVM mesuré en sortie (b_{2D}) apparaît clairement comparé à la stabilité de l'EVM sur l'entrée (a_{1D}).

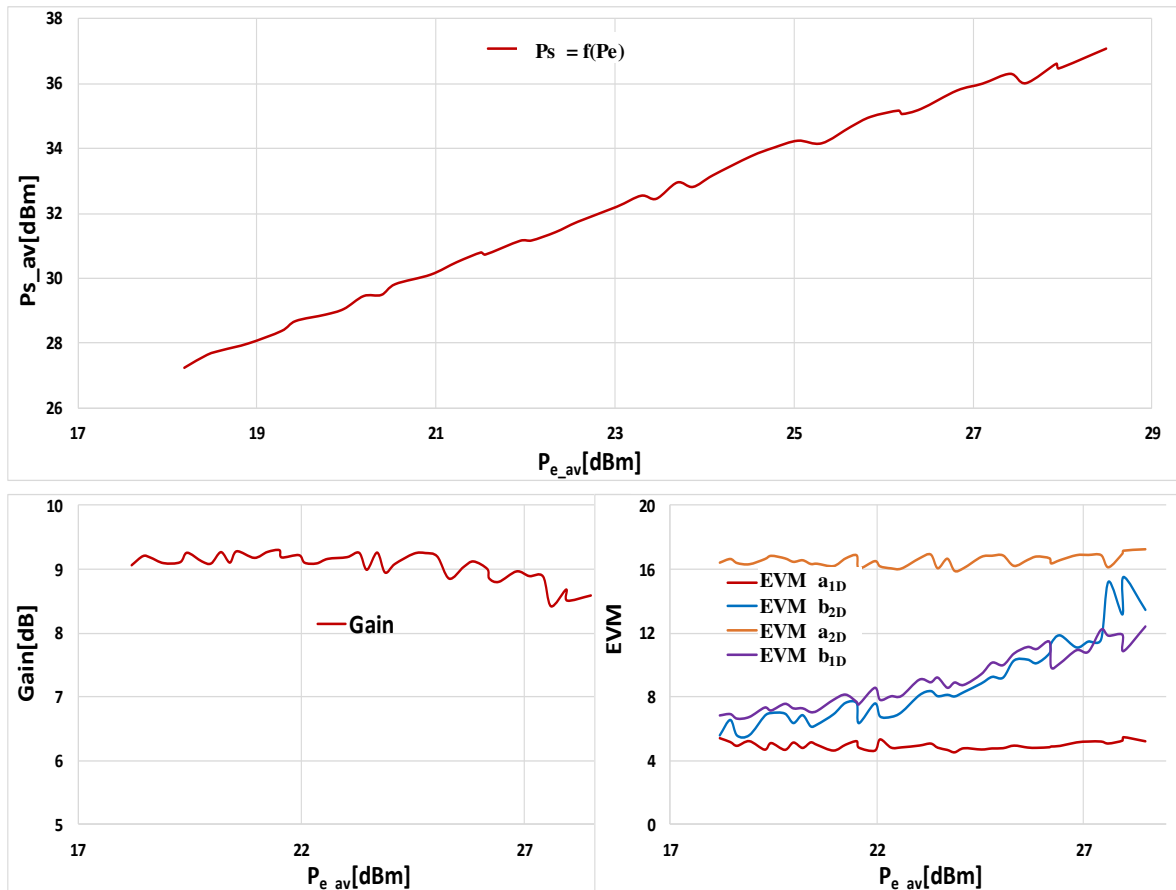


Figure III. 88 : Performances en puissance et EVM mesurées sur l'amplificateur CREE avec le banc intégré déclenché de caractérisation temporelle

La Figure III.89 présente les trajectoires et les constellations détectées sur les plans d'accès (entrée et sortie) de l'amplificateur CREE à la puissance maximale de test ($P_e = 28,49$ dBm, $P_s = 37,08$ dBm). On remarque qu'il est possible de superposer la constellation à la trajectoire IQ du signal même si celui-ci n'est pas synchronisé avec le signal d'origine. Cela est dû à la possibilité de détection du symbole de début de séquence et à la détection de l'échantillon correspondant à l'ouverture maximale de l'œil dans le signal reçu.

Il est donc montré que la mesure avec le banc intégré déclenché peut être utilisée pour la caractérisation de dispositifs RF excités par des signaux apériodiques.

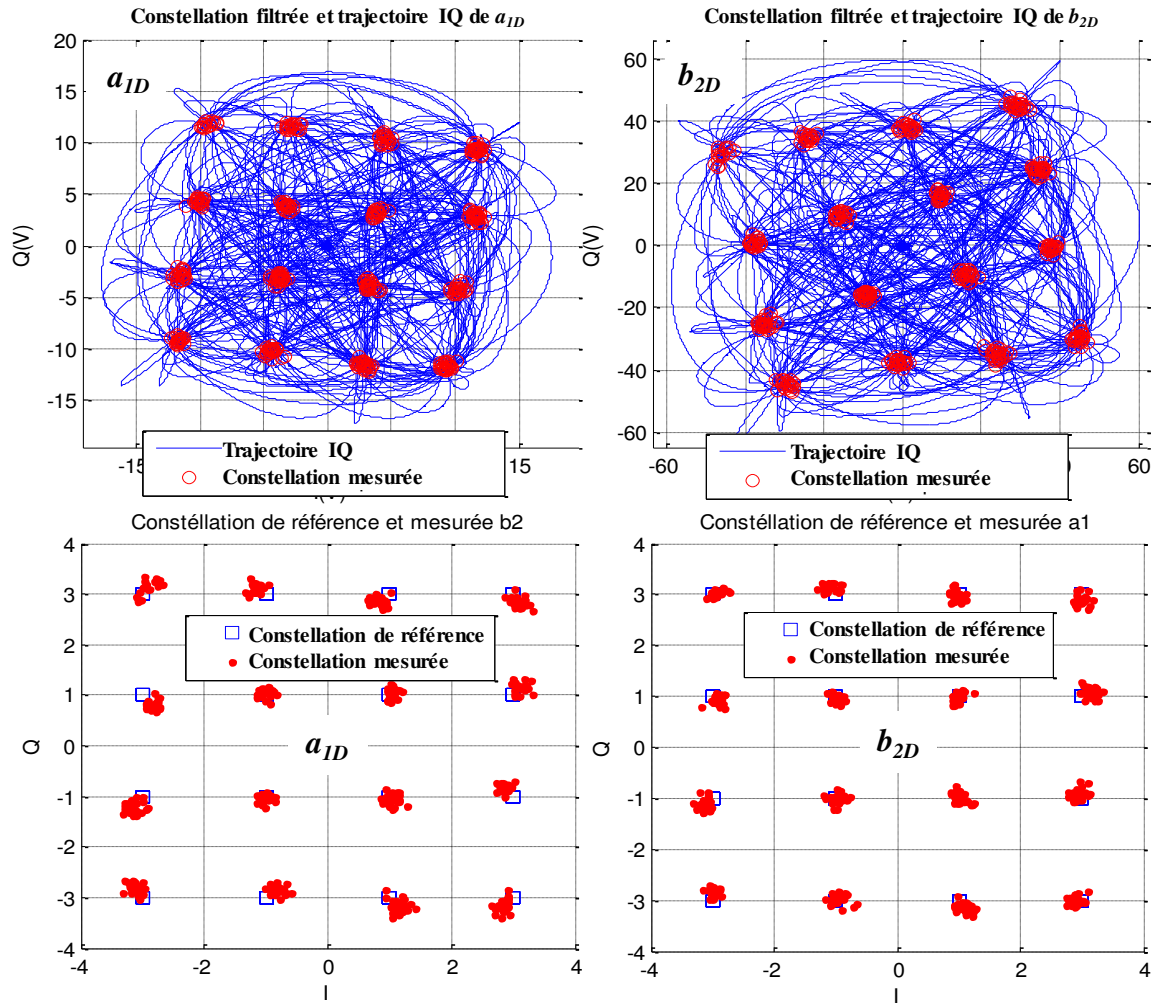


Figure III. 89 : Trajectoire et constellation détectées en entrée et en sortie de l'amplificateur 10W CREE à l'aide du banc intégré déclenché de caractérisation temporelle de dispositifs RF non-linéaires

IX. Conclusion









Ce chapitre a été consacré principalement à la présentation des méthodes d'acquisition des signaux RF temporelles à temps équivalent et à la conception d'un banc intégré de caractérisation temporelles de dispositifs non-linéaires. Ce banc beaucoup moins encombrant est beaucoup moins onéreux que le banc éclaté. Il comporte 4 voies de mesure et a été associé avec une procédure complète d'étalonnage pour connaître les tensions et courants aux accès de dispositifs non-linéaires RF connectorisés. Il reste encore à intégrer une solution de génération ultra précise et très faible bruit pour avoir un équipement d'instrumentation commercialisable. Ce travail fait l'objet d'une thèse en cours. L'étalonnage absolu est fondé sur l'utilisation d'un



oscilloscope étalonné qui n'est pas compatible avec une solution expérimentale bas coût. Il reste donc à définir un générateur de référence absolu pour remplacer l'oscilloscope.

Ce banc intégré été développé autour de deux cartes dessinées et réalisés au cours de ce travail. Elles intègrent chacune deux THA dont la bande passante est limitée à 13 GHz. Ce type de carte peut très bien être développé avec des solutions technologiques de THA actuelles dont les fréquences RF sont beaucoup plus élevées. Sur ces cartes, les circuits de cheminement d'horloge ont été intégrés. Ces deux cartes ont été associées à un test set miniaturisé et des cartes d'évaluation du CAN et du FPGA qui limitent le banc en termes de profondeur mémoire et de fréquences d'échantillonnage réelles. Ce banc intégré de caractérisation temporelle a été associé à deux techniques de sous échantillonnage de type CIS pour les signaux périodiques de période inférieurs à 50 μ s et de type DQD pour des signaux périodiques ou apériodiques pour la détection directe de l'enveloppe de signaux à partir de l'acquisition d'un nombre limité d'échantillons de la porteuse. Les signaux ainsi détectés avec cette technique DQD peuvent donc être beaucoup plus longs (plusieurs ms). Il a été montré aussi qu'une modification du banc intégré avec la technique DQD pouvait permettre la mesure de dispositifs non linéaires soumis à des excitations apériodiques.

En résumé, ce banc intégré a été étalonné, testé et validé en utilisant les deux techniques de réception CIS (acquisition périodique) et DQD (acquisition périodique et apériodique) avec des signaux d'excitation périodique et apériodique comme le montre le tableau suivant :

	Excitation/Récepteur Périodique	Excitation/Récepteur Apériodique
Mesure en CIS		
Mesure en DQD		
Etalonnage en CIS		
Etalonnage en DQD		

Ces techniques ont permis à partir de la mesure des signaux temporels d'extraire plusieurs critères de performances en puissance aux accès d'amplificateurs de puissance en technologie GaN. Les courbes en puissance moyenne ou en puissance instantanée, gain,



rendements moyens ou instantanés sont maintenant accessibles. D'autres critères comme l'ACPR, le NPR, l'EVM sont aussi accessibles pour des signaux dont la largeur de bande peut atteindre plusieurs GHz (avec la technique CIS), plusieurs centaines de MHz avec la technique DQD en mode déclenché. Ces deux modes de fonctionnement ont été comparés et ont conduit à la validation des mesures sur des véhicules de test identiques. Des protocoles de validation des étalonnages large bande, à haute résolution fréquentielle ont eux aussi été développés au cours de ce travail de thèse et mis en place sur la solution expérimentale éclatée de caractérisation temporelle développé à XLIM depuis 20 ans actuellement.



Chapitre IV : Développement des laboratoires distants pour le projet EOLES et pour le pilotage à distance de systèmes de mesure et de caractérisation des dispositifs non-linéaires RF



I. Introduction

A l'heure actuelle, les instruments de mesure présentent une option de pilotage à distance : connectivité LAN (Local Area Network) conforme au standard LXI (LAN eXtension Instrument) qui permet de les piloter à distance. Lorsque cette option n'est pas disponible, ou lorsque le dispositif sous test nécessite une reconfiguration : changement du point de mesure, changement de composant, le pilotage à distance passe nécessairement par le développement d'une interface matérielle et logicielle.

L'évolution des performances et l'augmentation des coûts des instruments de laboratoire avec le besoin d'enseignement et d'utilisation par un nombre croissant d'étudiants et de chercheurs plaident pour la mise en place de laboratoires accessibles à distance. En quelques années, ce pilotage est passé d'un simple affichage, à la demande de l'utilisateur, d'une image statique représentant la face avant de l'instrument de mesure à une interface dynamique permettant une manipulation en temps réel de cet instrument par l'utilisateur distant.

Lorsque l'architecture du laboratoire rend possible la manipulation en temps réel par plusieurs utilisateurs à la fois, il est alors possible d'imaginer des scénarii pédagogiques où les étudiants travaillent en mode collaboratif, coopératif ou individuel. Les avantages sont multiples, exploitations d'instruments coûteux 24heures/24, faire bénéficier le maximum d'utilisateurs des atouts de ces équipements par leur mutualisation entre établissements, création de scénarii pédagogiques proches ou équivalents à l'enseignement ou à la recherche en présentiel...

Un des objectifs de ce travail a été de faire évoluer le banc de mesure du laboratoire XLIM en développant une solution matérielle et logicielle afin de permettre d'effectuer à distance les mêmes opérations traditionnellement effectuées en présentiel sur ce banc de mesure. L'accès au banc sera alors possible 24h/24 7j/7.

Les travaux pratiques dans le domaine de l'électronique demandent beaucoup de manipulations de la part de l'utilisateur. Cet aspect doit être reproduit et appliqué dans l'architecture qui sera utilisée pour le pilotage à distance. Les bancs de caractérisation temporelle de dispositifs RF non-linéaires et de caractérisation des amplificateurs de puissance RF vus dans le chapitre précédent en sont des exemples. Il est donc nécessaire d'avoir une



architecture flexible tenant compte de toutes les configurations de manipulation prévues durant une manipulation distante ou une opération de mesure donnée.

Le développement de cette architecture a également servi dans le cadre du projet Tempus EOLES. Ce projet avait pour but la création d'une licence en électronique entièrement enseigné à distance y compris les travaux pratiques. La difficulté dans ce projet était non seulement liée à la réussite d'une unique et première expérience de ce genre mais de développer une architecture flexible, multi-utilisateurs et fiable. Elle devrait être flexible pour pouvoir s'adapter à plusieurs matières de l'électronique : électronique analogique, électromagnétisme, traitement de signal et électronique de puissance...). Elle devrait être multi-utilisateurs pour prévoir le travail en groupe d'utilisateurs ou d'étudiants. Enfin, elle devrait être fiable car elle sera exploitée par plusieurs étudiants distants localisés dans des zones géographiques éloignées, et disponible 24heure/24heures.

Ce chapitre décrit l'architecture temps réel et flexible des laboratoires distants qui sera utilisée pour le pilotage à distance des manipulations des travaux pratiques prévus pour le projet EOLES et réutilisée pour le pilotage à distance du système intégré de mesure temporelle et de caractérisation des dispositifs RF non-linéaires.

II. Evolution des laboratoires distants

Les laboratoires distants modernes sont développés avec des architectures ouvertes, car ils permettent de développer facilement de nouvelles expériences avec d'autres configurations didactiques [112] et une surveillance visuelle est possible avec l'utilisation d'une caméra commandée à distance.

La génération actuelle des laboratoires distants tend également à développer des architectures réutilisables [113], flexibles et collaboratives [114] [115] [116]. Certaines architectures sont développées pour des domaines techniques spécifiques comme l'enseignement en radio communication [117], l'optique [118] ou le traitement de signal [119]. La prochaine évolution consiste à offrir aux étudiants distants les mêmes possibilités d'apprentissage offertes dans un laboratoire en présentiel avec une forte interaction avec les enseignants ou tuteurs. Plusieurs exemples de laboratoires distants ont été développés en respectant ces objectifs [120], [121]. Un nouvel aspect de laboratoires distants utilise une architecture éducative hybride [122] : les étudiants sont assistés par des tuteurs et agents logiciels artificiels.



L'INT-RE-LAB (INTernational-REmote-LABoratory) pour laboratoire distant international présenté dans ce chapitre utilise une architecture ouverte et flexible qui facilite la conception et la configuration de multiples manipulations expérimentales à distance. De nombreux travaux pratiques fondés sur cette architecture ont été développés et sont présentés. Le développement de l'INT-RE-LAB est bâti également sur un travail antérieur [123] qui utilise la technique de communication appelée Ajax (Asynchronous JAVascript and Xml) et une interface matérielle flexible FHI (Flexible Hardware Interface) composée d'un Arduino pour l'interface Ethernet et d'une carte à relais. L'ensemble contrôle la configuration d'une carte de TP appelée interface d'évaluation pratique PEB (Practical Evaluation Board).

Dans le cadre du projet TEMPUS européen qui visait à créer une troisième année de licence en Electronique appelé EOLES (Electronics and Optique e-Learning for Embedded Systems) [124], [125], un travail spécifique a été réalisé pour développer une architecture temps réel, multi-utilisateurs avec un aspect de travail collaboratif et coopératif. Cette architecture a été adoptée pour équiper les laboratoires distants du projet l'INT-RE-LAB. Ce chapitre présente les configurations logicielles et matérielles et ces travaux pratiques distants. Il décrit également le mode de fonctionnement de cette architecture. Le serveur Node.js [126] utilisé comme technologie logicielle principale pour le projet INT-RE-LAB est présenté dans la deuxième partie de ce chapitre. L'architecture logicielle de l'interface Web du client distant est présentée dans le paragraphe suivant. Les différentes interfaces web développées sont également présentées sous forme de plusieurs exemples. L'architecture matérielle du laboratoire distant est aussi décrite en détail. Le mode de fonctionnement temps réel du laboratoire distant est brièvement décrit. Des exemples de scénarios possibles pour des travaux pratiques distants collaboratifs pour la licence EOLES et des résultats de statistiques seront présentés.

III. Réseau international de laboratoires distants INT-RE-LAB

L'architecture du réseau INT-RE-LAB est décrite dans la Figure IV.1. Il est composé de quatre laboratoires distants identiques et redondants (RE-LAB) localisés dans quatre réseaux locaux identiques LAN fournies par chaque Université : Al-RE-LAB pour l'Université de Mostaganem-Algérie, Fr-RE-LAB pour l'Université de Limoges-France, Ma-RE-LAB: pour l'Université de Marrakach-Maroc et Tu-RE-LAB: pour l'Université de Kairouan -Tunis.



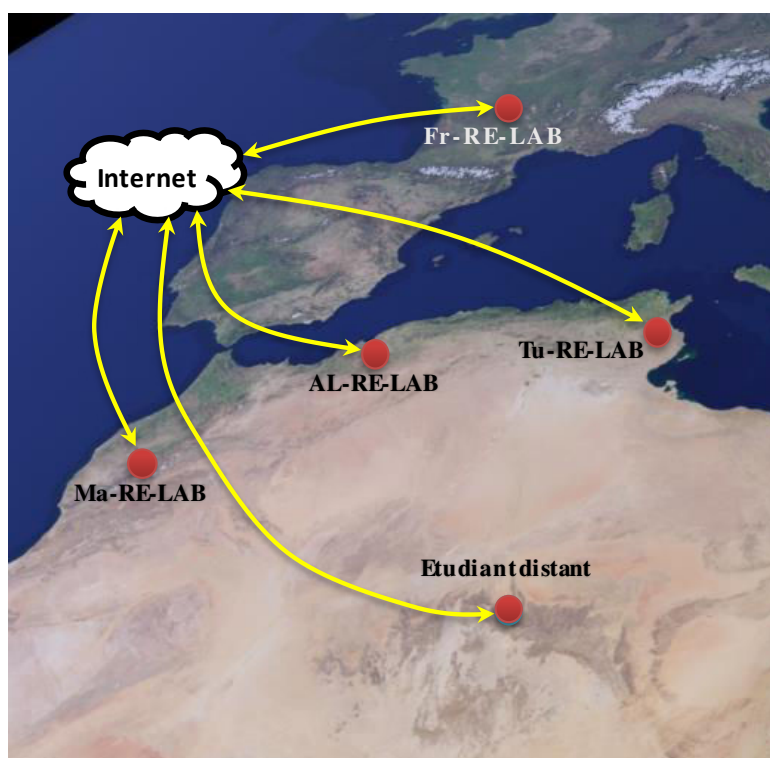


Figure IV. 1 : Architecture du réseau INT-RE-LAB

Les étudiants distants disposent d'un login et d'un mot de passe unique fourni par le CAS (Central Authentication Service) implémenté à l'Université de Limoges qui permet d'accéder indifféremment aux quatre laboratoires distants. Pour compléter la compréhension des supports de cours théoriques, l'INT-RE-LAB fournit les documents nécessaires pour contrôler et piloter à distance des expériences pratiques d'électronique et d'optique.

IV. Description de l'architecture du laboratoire distant INT-RE-LAB

IV.1 Description de l'architecture logicielle fondée sur Node.js

L'architecture logicielle du laboratoire distant est de type client-serveur. La partie serveur ou back-end est fondée sur la technologie de communication réseau appelée Node.js [126]. Cette dernière permet de développer une communication temps réel en utilisant le langage JavaScript. La communication entre les clients et le serveur est assurée grâce au module Socket.io [127] pour « Socket Input-Output » qui offre le transfert de données en temps réel. La gestion d'accès d'un utilisateur distant est possible en utilisant une base de données MySQL installée sur le même équipement qui héberge le serveur Node.js. Cet équipement est un mini -



ordinateur à faible coût appelé PcDuino [128] équipé de la distribution gratuite de Linux "Lubuntu".

La partie client (front-end), hébergée sur le même PcDuino est développée en HTML. Les schémas des circuits électroniques sont dessinés en SVG (Scalable Vectorial Graphics). Les schémas sont animés et modifiés par des fonctions JavaScript.

Les interactions de l'utilisateur (client) sont envoyées en temps réel au serveur par des sockets. Le serveur interprète les requêtes et les traduit en commandes. Ces derniers sont envoyés en temps réel au serveur qui les transforme en instructions sur les sorties numériques du PcDuino (GPIO : General Purpose Input Output). Ces sorties sont mises à l'état haut ou bas pour piloter une carte à relais qui configure le circuit étudié (PEB) comme le montre la Figure IV.2.

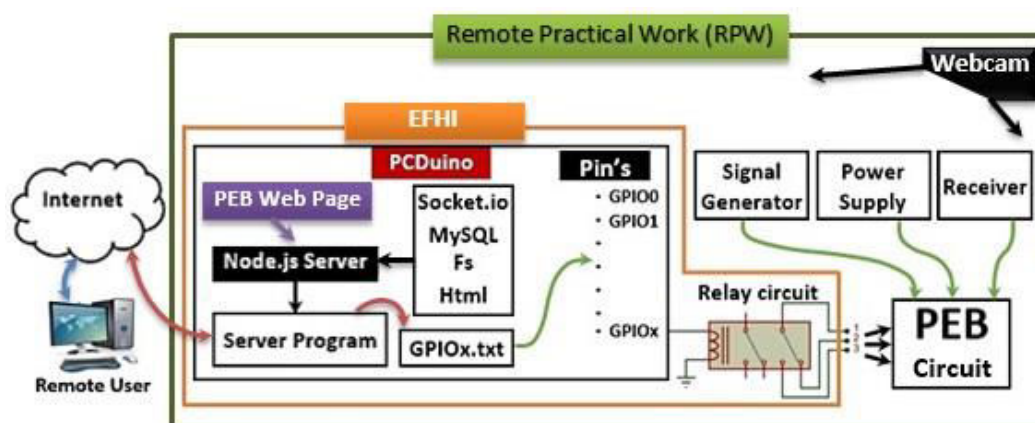


Figure IV. 2 : Architecture logicielle et matérielle du laboratoire des travaux pratiques à distance

IV.2 Architecture matérielle basée sur les interfaces EFHI / PEB

L'architecture matérielle du laboratoire distant se compose principalement d'une interface matérielle Ethernet flexible EFHI (Ethernet Flexible Hardware Interface) et d'une interface d'évaluation des travaux pratiques PEB (Practical Evaluation Board) prévu pour chaque manipulation. La nouvelle version de la carte EFHI se compose d'une plate-forme en PcDuino qui contrôle une carte de 13 relais électromécaniques (résistance au contact nul) grâce à ses sorties numériques (Pins) appelés GPIO. La Figure IV.3 illustre le laboratoire distant en fonctionnement.

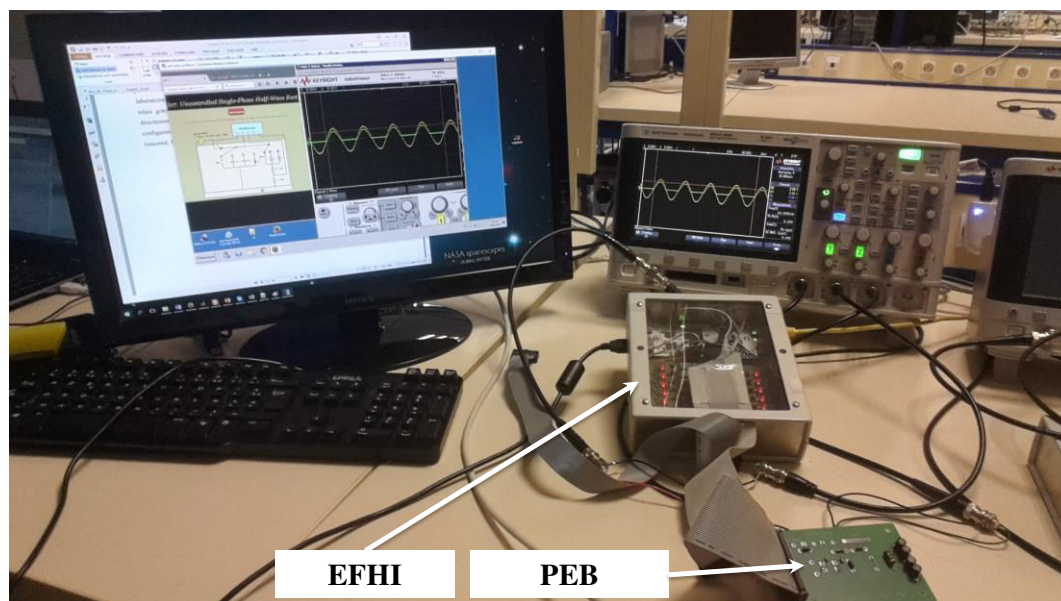


Figure IV. 3 : Laboratoire distant en fonctionnement réel

IV.3 Nouvelle structure des interfaces EFHI / PEB

La nouvelle structure des interfaces EFHI/PEB est composée essentiellement du miniordinateur pcDuino qui intègre les fonctionnalités d'un ordinateur et qui peut donc accueillir le serveur web indispensable dans les architectures récentes des laboratoires distants. La deuxième fonctionnalité comporte la possibilité de piloter une matrice de relais grâce aux sorties numériques disponibles sur ce mini-ordinateur. La matrice de relais directement connectée au pcDuino permet donc de commander et de mettre en œuvre la configuration demandée par l'utilisateur distant en l'appliquant directement sur le PEB du TP concerné. La connexion entre le PEB et la plateforme EFHI est faite avec une nappe de 40 lignes.

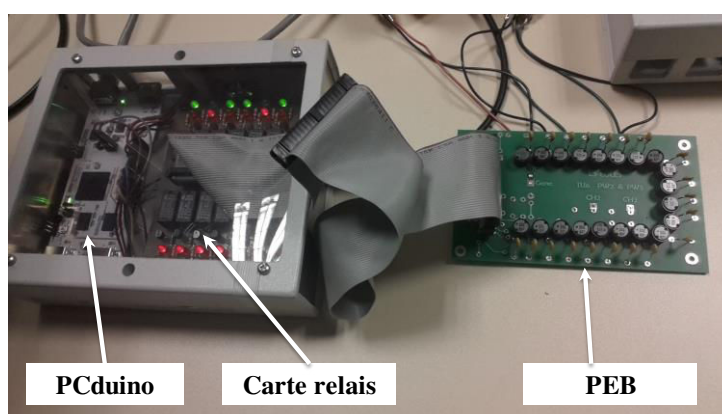


Figure IV. 4 : EFHI en test réel avec 4 relais activés

V. Client distant et interfaçage Web

V.1. Structure de l'interface Web

Le client HTML du laboratoire distant est fourni par un programme serveur écrit en JavaScript et exécuté par Node.js. Ce dernier est une plate-forme libre écrite elle aussi en langage JavaScript, facile à installer et permettant de mettre en œuvre des applications réseau. Node.js est léger et efficace, idéal pour les applications temps réel de transfert de données à forte intensité.

Le client Web peut être chargé à chaque demande d'un utilisateur distant en spécifiant l'adresse IP du serveur dans PcDuino. La conception des circuits électroniques sur les pages web est réalisé en langage SVG "Scalable Vector Graphics" [129]. Ce langage produit un graphisme léger (source textuelle) et dynamique par le biais de fonctions JavaScript associées à l'évènement OnClick.

V.2. Manipulation à distance des travaux pratiques

Après authentification, l'utilisateur distant se connecte en tant que client au serveur Node.js. Les travaux pratiques représentés par l'interface web sont conçus spécialement pour des PEB particuliers. Les faces avant des différents instruments sont visibles sur l'écran de l'utilisateur. L'image capturée par la caméra IP centrée sur le laboratoire distant présente une projection en temps réel des manipulations réalisées par l'utilisateur distant. La Figure IV.5 illustre une capture d'écran d'une réelle manipulation à distance.

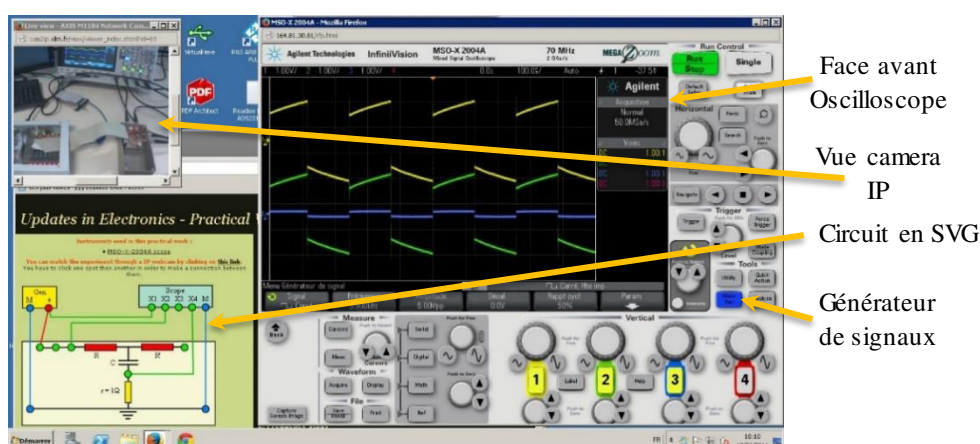


Figure IV. 5 : Bureau des étudiants distants dans une manipulation réelle pratique à distance

VI. Fonctionnement du laboratoire distant

VI.1. Principe de diffusion sur Internet pour la manipulation collaborative à distance

Le principe de diffusion sur Internet peut être défini par la diffusion d'un message envoyé par un utilisateur vers plusieurs abonnés connectés. Cela peut avoir des restrictions liées à l'état de chaque utilisateur distant. L'architecture de l'INT-RE-LAB a été conçue sur le principe de la visioconférence ou classe virtuelle telle que Adobe Connect ou BigBlueButton qui peut être associé à la plateforme Moodle : un message transmis par un utilisateur est transmis à tous les utilisateurs connectés à la même classe virtuelle. Dans le cas du laboratoire distant, une configuration demandée par un utilisateur est transmise vers l'ensemble des utilisateurs connectés à la même séance. La configuration demandée est appliquée sur le dispositif sous test du laboratoire réel. La Figure IV.6 illustre ce principe général de diffusion de la manipulation ou de la configuration. Ce principe de diffusion générale n'exclut pas la possibilité d'application de certaines règles pour restreindre la manipulation à un utilisateur particulier tel qu'un enseignant ou tuteur en mode démonstration.

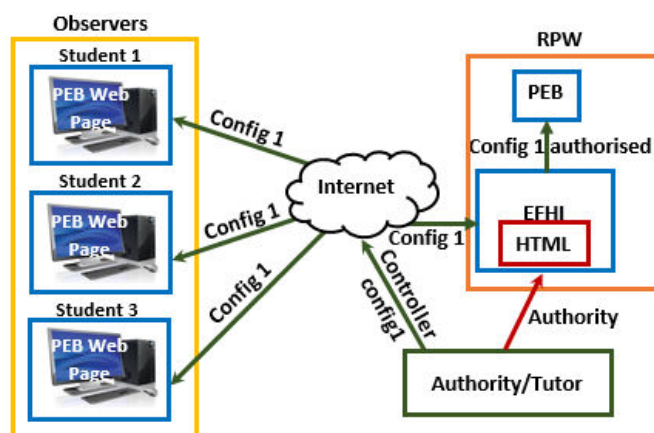


Figure IV. 6 : Application diffusion "visioconférence" pour la manipulation des laboratoires collaboratifs à distance

VI.2. Application dans le programme Tempus EOLES

La plate-forme de ce laboratoire distant a été adoptée par le comité préparatoire du projet EOLES. Elle sera réalisée en plusieurs exemplaires et installée dans les universités sélectionnées du projet. Elle doit permettre aux étudiants d'effectuer leurs travaux pratiques en se connectant sur l'une des plateformes prévues sur les quatre universités citées précédemment. Le choix de cette architecture est justifié par la flexibilité, la réutilisabilité et la facilité de

conception du couple EFHI/PEB pour chaque travail pratique dans plusieurs matières ou unités d'enseignement dans la licence EOLES.

VII. Scenari pédagogiques pour le travail pratique distant coopératif et collaboratif

La flexibilité logicielle et matérielle de l'architecture du laboratoire distant du réseau INT-RE-LAB, permet de mettre en œuvre plusieurs scénarii pédagogiques en fonction des objectifs prévus. Dans les exemples qui suivent le travail pratique est nommé RPW (Remote Practical Work).

VII.1. Scénario 1 : démonstration par le tuteur

Dans ce cas, le tuteur contrôle entièrement le RPW et applique la configuration sur le circuit PEB concerné. La Figure IV.7 montre que l'utilisateur distant ou l'étudiant reçoit en temps réel, la configuration du RPW et les modifications apportées par le tuteur. Donc, tous les étudiants sont des observateurs et ne sont pas autorisés à modifier la configuration du circuit PEB. Ce scénario peut être utilisé par le tuteur pour démontrer le fonctionnement et le déroulement du RPW à tous les étudiants. Le travail collaboratif est réduit uniquement à des questions ou des discussions entre le tuteur et les étudiants dans la classe virtuelle synchrone. Les étudiants visualisent également la face avant des instruments sur leurs propres écrans pour leur permettre de mieux suivre la démonstration du tuteur.

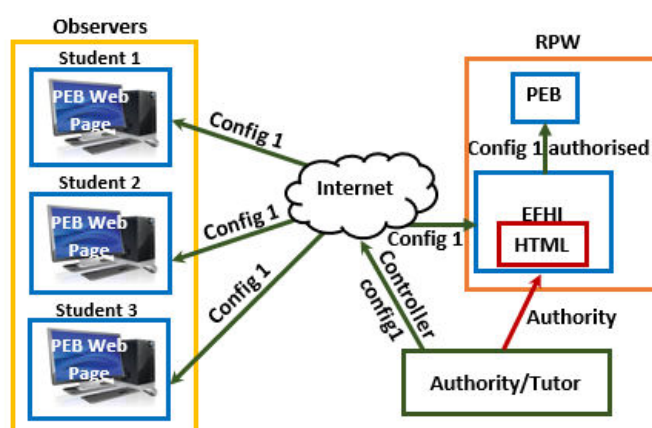


Figure IV. 7: Scénario de démonstration par le tuteur aux étudiants

VII.2. Scénario 2 : modification par un seul étudiant sous le contrôle du tuteur

La figure IV.8 représente un deuxième scénario possible. Le tuteur délègue son autorité à un étudiant unique pour contrôler et configurer le RPW. Quand un étudiant a la permission de configurer le PEB, les autres deviennent des observateurs et la configuration est reproduite en temps réel sur les interfaces web de tous les étudiants distants. Sur la Figure IV.8, l'étudiant 1 applique la configuration "2" (config2) au circuit PEB, cette configuration est reproduite pour le tuteur et les autres étudiants qui ont alors le statut d'observateur. Le tuteur peut changer à tout moment les droits de manipulation et redonner le droit de manipulation à un autre étudiant.

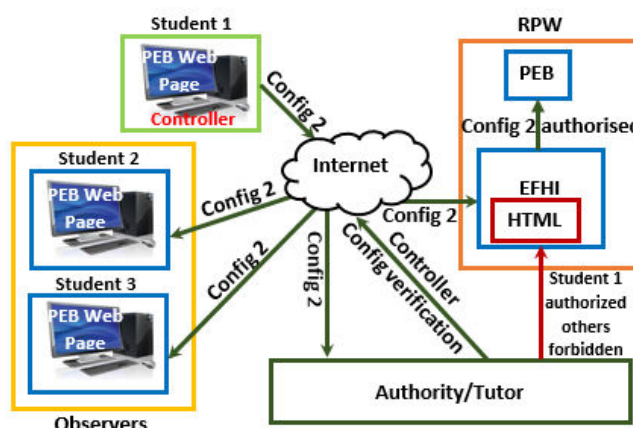


Figure IV. 8 : Scénario de modification autorisée pour un seul étudiant

VII.3. Scénario 3 : accès successifs programmés pour RPW

Dans ce troisième scénario, les étudiants ont successivement les droits de manipulation du RPW pour appliquer les différentes configurations requises dans un intervalle de temps précis. Cela se traduit par un travail individuel réalisé par chaque étudiant à part. L'étudiant accède au RPW pendant un intervalle de temps "T" : l'étudiant 1 effectue son travail individuel de t_0 à $t_0 + T$. Étudiant 2 réalise le même TP plus tard, entre t_1 et $t_1 + T$ avec ($t_1 > t_0 + T$) et ainsi de suite pour tous les étudiants. La Figure IV.9 représente ce scénario pédagogique de manipulation individuelle du RPW dans un intervalle de temps T. Un travail collaboratif et coopératif est possible si deux étudiants ont une autorisation de manipuler le RPW dans le même intervalle de temps.

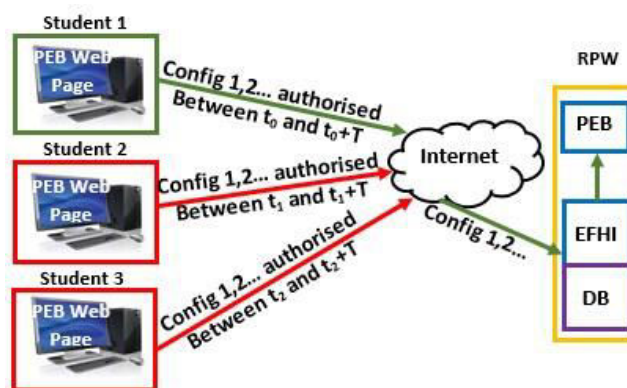


Figure IV. 9 : Scénario de l'autorisation d'accès des étudiants dans un intervalle de temps alloué à chacun d'eux

VIII. Résultats du questionnaire

La formation L3-EOLES est une 3ème année de licence entièrement en ligne en électronique et optique pour les systèmes embarqués. Elle est l'aboutissement du projet TEMPUS européen de 3 ans impliquant 15 institutions universitaires (quatre européennes et onze maghrébines [125]). Les cours de la première promotion ont commencé en Septembre 2014. La troisième promotion est en cours durant l'année universitaire 2016-2017.

Cette formation a été suivie par 22 étudiants pour la première promotion, 30 étudiants pour la seconde et 35 étudiants pour la troisième. Le programme de la licence EOLES comprend 14 unités d'enseignement (TU : Teaching Unit) et trois unités d'enseignement optionnelles de remise à niveau, dont 6 contiennent des travaux pratiques distants. Ces unités d'enseignement sont reportées dans le tableau VI.1. Au total, ce sont 20 RPW qui ont été développés et 44 PEB conçus et distribués sur les différents laboratoires du consortium INT-RE-LAB.

A l'issue de chaque TU, un sondage anonyme recueille l'appréciation des étudiants et leurs avis sur la qualité de l'enseignement. Une question spécifique porte sur le RPW. L'appréciation est donnée sous la forme d'une échelle de Likert allant de 1 pour "Fortement en désaccord" à 5 pour "Entièrement d'accord".

Le tableau VI.2 reporte le résultat du sondage pour la première promotion. Il montre que la perception de l'INT-RE-LAB a été plutôt positive, car la valeur moyenne de l'appréciation est toujours supérieure à 3. Ce résultat encourageant nous a amené à persévérer



dans le développement des RPW et la conception de nouveau PEB pour répondre aux besoins des tuteurs et concepteurs de cours.

Tableau IV. 1 : RPW par TU dans la première année EOLES

TU	TP réalisées
UP04 Update in electronics	1
TU04 Analog electronics for embedded systems	4
TU06 Wave and propagation for embedded systems	3
TU07 Power electronics and embedded systems	3
TU10 Signal processing	4
TU11 Instrumentation	4

Tableau IV. 2 : Résultats des questionnaires sur les RPW

TU avec TP	Nombre des réponses des étudiants	Valeur moyenne/5
TU04	18	3.66
TU06	19	3.66
TU07	17	3.14
TU10	18	3.84
TU11	18	3.52

IX. Pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle

La même architecture de l'INT-RE-LAB a été testée pour l'étalonnage et le pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle. Ce banc est utilisé pour l'enseignement dans le Master en ligne ARTICC (Architecture Réseau et Technologies Induites des Circuits de Communication) à l'Université de Limoges. Contrairement à la licence EOLES, les travaux pratiques du Master ARTICC ne se font pas en ligne. Les étudiants effectuent les travaux pratiques lors d'un regroupement en présentiel en juin pour le M1 et en février pour le M2. Les travaux pratiques du Master ARTICC mettent en œuvre des équipements coûteux. Outre la manipulation en ligne des instruments de mesure, le nouveau banc doit offrir plus de flexibilité en permettant l'étalonnage et la reconfiguration du dispositif sous test.



IX.1. Etalonnage SOLT et caractérisation de dispositif RF à distance

L'architecture temps réel et flexible du laboratoire distant conçu pour le projet EOLES a été réutilisée pour réaliser un étalonnage à distance d'un banc de mesure RF. Ce banc de mesure comprend un générateur RF de type SMBV100A et deux récepteurs locaux à base de THA développés au cours de ce travail de thèse et décrit dans les chapitres précédents. Un seul PEB adapté a été conçu. Il intègre un système de Switch RF permettant à la fois de sélectionner les instruments et la charge d'étalonnage (SOLT) ou le dispositif à caractériser. La Figure IV.10 montre une image de ce PEB facilement connectable et pilotable par la plateforme EFHI et l'interface web (HTML/SVG) permettant ainsi son pilotage à distance. Différentes configurations sont possibles permettant à l'utilisateur distant de sélectionner la charge d'étalonnage ou le dispositif à caractériser. Les instruments utilisés disposent d'une interface LAN permettant leur pilotage à distance en utilisant leurs faces avant affichées sur l'écran de l'ordinateur.

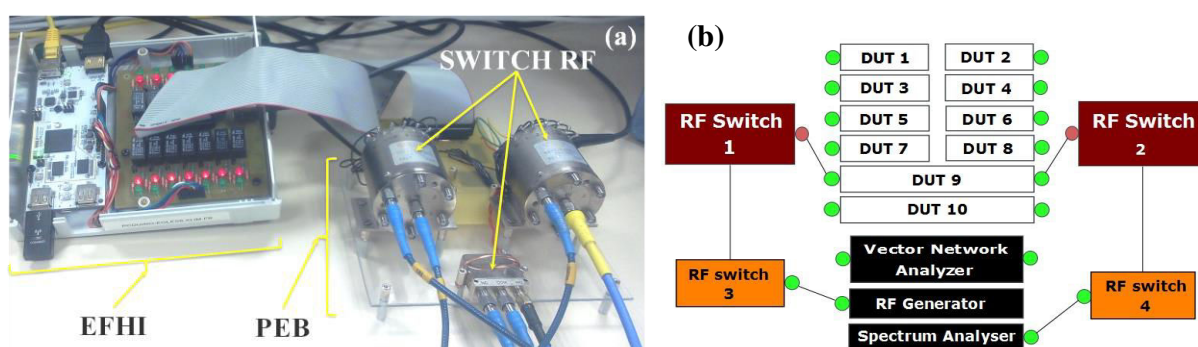


Figure IV. 10 : a) PEB d'étalonnage et de caractérisation à distance des dispositifs RF

b) Interface web (SVG) pour le pilotage à distance du PEB montré dans (a)

La Figure IV.11 montre les résultats d'étalonnage SOLT réalisés à distance. La qualité de cet étalonnage n'atteint pas celle de l'étalonnage réalisé en présentiel car on considère que les liaisons des switch RF sont parfaitement identiques. Ce problème peut être résolu en tenant compte des paramètres S de ces liaisons afin de réaliser une autocorrection de chaque mesure.





Figure IV. 11 : Résultat d'étalonnage à distance en standard SOLT

IX.2. Pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle

Le pilotage à distance du banc intégré de caractérisation temporelle après son étalonnage, consiste à lancer la génération du signal RF de caractérisation et à l'acquisition des signaux temporels sur les quatre voies du système. Une fois enregistrés, les signaux temporels corrigés (mode CIS ou DQD) peuvent être envoyés au client web à l'état brut ou après traitement selon la demande. Il est possible de n'envoyer que des résultats de calcul (réalisés sous Matlab en local) comme les données de caractérisations en puissance moyenne de sortie, gain, rendement en fonction de la puissance moyenne d'entrée.

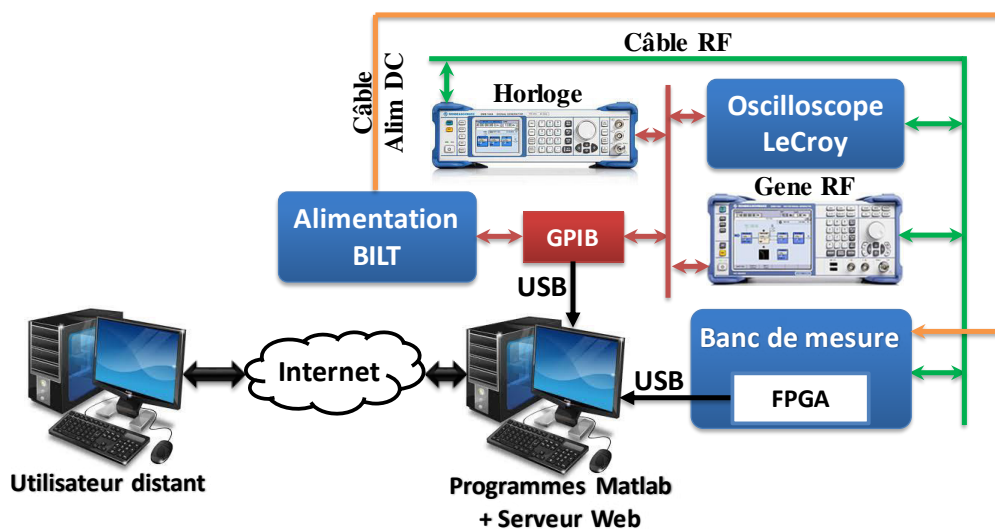


Figure IV. 12 : Pilotage à distance du banc orienté BIST.

La Figure IV.13 présente un exemple de formes temporelles et de réponse TFD tracé sur une page web, ces signaux corrigés en local (traitement Matlab) ont été acquises suite à la demande de l'utilisateur distant. D'autres traitements et résultats peuvent être effectués et affichés chez le client web distant. La librairie graphique Flot [130] a été utilisée pour la

conception des pages web, elle permet de faciliter le tracé des signaux et des graphes. Elle est libre d'utilisation.

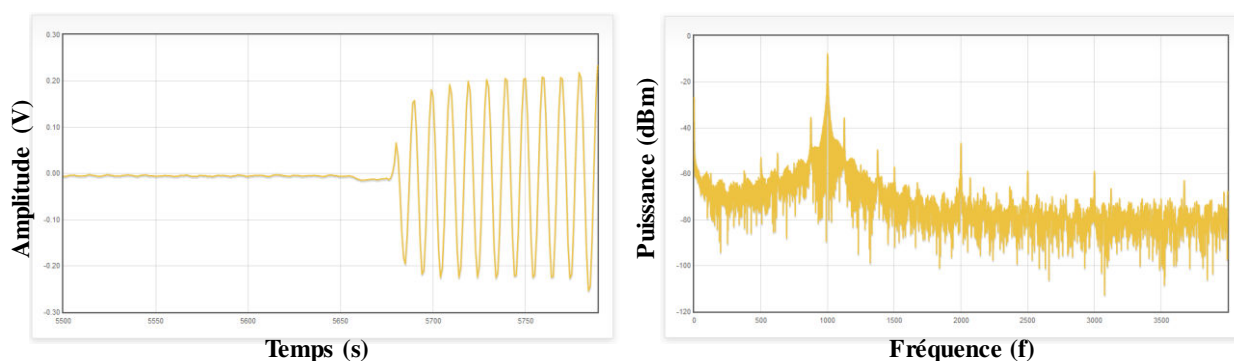


Figure IV. 13 : Affichage sur la page web des signaux acquis par le banc intégré et traités à distance sous Matlab

X. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la description de la conception d'une nouvelle architecture d'un laboratoire distant dédié aux travaux pratiques d'électronique. L'architecture logicielle de ce laboratoire distant permet une communication temps réel entre l'utilisateur et les travaux pratiques. Elle est de type client-serveur avec le front-end en HTML/CSS/JavaScript et des schémas en SVG, et un back-end en Node.js. Le principe de communication temps réel utilisé dans les visioconférences est appliqué pour garantir l'envoi des configurations demandées par un étudiant donné, l'appliquer sur le PEB et la reproduction de ces mêmes configurations chez d'autres étudiants connectés simultanément sur la même expérience.

Cette architecture présente plusieurs avantages :

- Flexibilité matérielle : le passage d'une expérience à une autre se fait par simple échange de carte avec très peu de maintenance en local.
- Faible coût : grâce à l'utilisation de serveurs sur ordinateur mono-carte de type PcDuino et de logiciels open source.
- Adaptée aux connexions à faible débit : les pages Web sont très légères par l'utilisation de dessins avec SVG qui permettent de garantir une qualité d'image optimale quelle que soit la résolution et la taille du dispositif d'affichage et à l'utilisation de la technique AJAX pour le rafraichissement des pages.



- Flexibilité pédagogique : il est possible d'envisager des scénarii pédagogiques innovants en permettant le travail en mode individuel, en mode coopératif ou collaboratif.

L'architecture innovante de ce laboratoire distant a été exploitée pour permettre le pilotage à distance du système intégré de mesure temporelle décrit dans le troisième chapitre de ce manuscrit. Le pilotage à distance de ce banc permet de l'exploiter par des étudiants et chercheurs distants. Il permet d'accroître le nombre d'utilisateur potentiel par sa disponibilité 24h/24 même si la phase d'étalonnage à distance demande encore quelques améliorations.

En plus de la caractérisation à distance de dispositifs non-linéaires avec le banc intégré temporelle, les résultats présentés dans ce chapitre peuvent être exploités pour envisager le développement d'une méthode d'étalonnage entièrement à distance. Cela peut être possible en tenant compte des paramètres S des différentes liaisons des switches dans la bande de fréquence à étalonner.



Conclusion générale et perspectives



Conclusion générale et perspectives

La connaissance précises des phénomènes non-linéaires se produisant dans des amplificateurs ou des transistors RF n'est uniquement possible qu'avec la visualisation des signaux temporels aux accès de ces dispositifs. L'objectif principal de cette thèse est d'étudier théoriquement, de concevoir et de mettre en œuvre un banc intégré, entièrement calibré, quatre canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences.

Cet outil de caractérisation est maintenant disponible au sein du laboratoire XLIM. Il peut fonctionner avec différents types d'excitation simples CW ou plus complexes comme des signaux modulés (CW impulsionnelle, QAM16, QAM64, ...). L'excitation et la réception peuvent être périodique-périodique, périodique-apériodique ou apériodique-apériodique afin de pouvoir mieux étudier les phénomènes de mémoire présents dans les dispositifs non-linéaires testés et conduisant à des distorsions de porteuse et des distorsions d'enveloppe. Plusieurs exemples de mesures temporelles ont été réalisés au cours de ces travaux sur des amplificateurs GaN de puissance dans les gammes 10 et 50W. Ces mesures montrent l'étendue des capacités expérimentales de ce type de banc intégré. Elles ont aussi été validées par des comparaisons avec des bancs commerciaux quand les équivalents étaient disponibles ou avec la version "éclaté" de ce même banc développé à XLIM. Pour pouvoir constituer un équipement à TRL (Technology Readiness Level) élevé, c'est-à-dire à un niveau de maturité technologique proche de la commercialisation, de nombreuses étapes restent encore à franchir comme l'intégration d'une horloge à très faible bruit de phase et extrêmement précise. Cependant, une étape extrêmement importante de conception de deux cartes synchronisées des récepteurs d'entrée et de sortie à base de THA a été conduite et a démontré toute sa fiabilité à travers les différents tests fonctionnels réalisés. L'étude théorique approfondie sur les récepteurs en mode de fonctionnement "sampler" ou en mode de fonctionnement "THA" a montré que les récepteurs à THA choisis pour la conception du banc intégré conduisent à un échantillonnage de signaux optimal sans interférence inter-échantillon ne nécessitant pas la mise en œuvre de circuiterie électronique FI complexe à pré-caractériser pour corriger les phénomènes de mémoire intrinsèques au fonctionnement "sampler".

Ce banc intégré de caractérisation temporelle est entièrement calibré. Toutefois l'étalonnage est dépendant de la mise en œuvre d'une référence spécifique pour l'étalonnage absolu en amplitude et en phase. Dans le cadre de cette thèse, cette référence est constituée par un oscilloscope à temps équivalent cohérent lui-même étalonné. Une des perspectives



importantes à donner à ce travail consisterait donc à développer une référence "de phase" absolue fondée sur l'utilisation de DDS ou de circuits électroniques numériques ultra hautes fréquences. Des solutions commerciales ont déjà été développées mais n'offrent pas toujours la flexibilité nécessaire pour le banc intégré (résolution fréquentielle, fréquence minimale, et maximale) ou possède un coût prohibitif par rapport à une solution "bas coût" de banc 4canaux de caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires. Une autre perspective importante à donner à ce travail concerne l'extension de la bande passante RF des récepteurs à THA qui constitue actuellement un enjeu majeur dans la caractérisation de dispositifs non-linéaires pour des systèmes de communication militaires (antennes actives RADAR) ou civiles (système de télécommunications 5G). Effectivement, dans ces applications, les fréquences porteuses supérieures à 20GHz sont évoquées.

Enfin, la réflexion sur ce type d'équipements comportant 4 canaux est aussi déclinable pour les systèmes de réception plus simples à 1 seul canal mais nécessitant des largeurs de bande passantes très importantes pour la détection directe de signaux très large bande dont les rapports signaux à bruits sont très faibles.

Un tableau récapitulatif des principales caractéristiques du banc intégré développé au cours de ce travail de thèse est donné ci-après :

Caractéristiques du banc intégré de caractérisation	
Système d'échantillonnage	THA
Mode	CIS, DQD
Bande passante RF	13 GHz
Taux d'échantillonnage maximal réel	125 Mécht/s
Taux d'échantillonnage maximal virtuel	2 Técht/s
Profondeur mémoire CAN	256Ko , 64Ko/voie
Coût	<10 k€
Excitation périodique Réception périodique	Oui
Excitation périodique Réception apériodique	Oui
Excitation apériodique Réception apériodique	Oui
Dynamique du ban intégré	70 dB
Bande d'enveloppe	13GHz
Bande calibré	9GHz



Références bibliographiques

- [1] K. El-Akhdar, “ Contribution à la mesure temporelle calibrée ultra-large bande de multipôles non linéaires microondes ”. Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, France, 2013.
- [2] S. BENSMIDA, “ Conception d’un système de Caractérisation Fonctionnelle d’Amplificateur de Puissance en présence de Signaux Modulés à l’aide de Réflectomètres SixPortes”. Thèse de doctorat de l’École Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 2005.
- [3] “Two-tone and Multitone Personalities for the E8267C PSG Vector Signal Generator”, Application Note 1410, Agilent Technologies, Printed in USA, February 6, 2003.
- [4] D. D. Weiner and J. E. Spina, “Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits”. New York : Van Nostrand, 1980.
- [5] T. Reveyrand, D. Barataud, J. Lajoinie, M. Campovecchio, J.-M. Nebus, E. Ngoya, J. Sombrin, A.Mallet, D. Roques, “nouvelle méthode de caractérisation d'amplificateurs de puissance micro-ondes en fonctionnement multiporteuse”, 12èmes Journées Nationales Microondes, POITIERS, France, 16-17-18 mai 2001.
- [6] M. R. Schroeder, “Synthesis of low peak-factor signals and binary sequences of low auto-correlation.” IEEE Trans. Inform. Theory, vol 16, pp. 85-89, 1970.
- [7] P. Guillaume, J. Schoukens, R. Pintelon and I. Kdilar, “Crest factor minimisation using nonlinear Chebyshev approximation methods,” IEEE Trans. Instrum.Meas,vol. 40,pp. 982-989, December 1991.
- [8] M. Solomou,C.Evans and D. Rees, “Crest Factor Minimisation in the Frequency Domain,” IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest, Hungary, May 21-23,2001.
- [9] C. Arnaud, “Etude et conception d’un système de caractérisation fonctionnelle d’amplificateur de puissance en mode CW pulsé,” Thèse de doctorat, Université de Limoges, France, 2001.
- [10] Norme internationale de la Commission Electrotechnique Internationale, réf. 469-1, Deuxième édition, 1987.



- [11] Application Note 1408-21, “PNA-X Series Microwave Network Analyzers-Active-Device Characterization in Pulsed Operation Using the PNA-X”, Keysight Technologies, 2011 – 2014, USA, August 3, 2014.
- [12] 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”, Thèse soutenue le 25 avril 2002 à L’UNIVERSITE DE LIMOGES, numéro d’ordre 15-2002.
- [13] P. Medrel, “Amplification de puissance linéaire à haut rendement en technologie GaN intégrant un contrôle de polarisation de grille”, Thèse soutenue le 21 Octobre 2014 à l’Université de Limoges.
- [14] Agilent, “Digital Modulation in Communications Systems An Introduction”, application Note 1298, Copyright © 2001 Agilent Technologies Printed in U.S.A. March 14, 2001.
- [15] J. Terry and J. Heiskala, “OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide”, S. Publishing, Ed., 2001.
- [16] J. Proakis, “Digital Communications”, M. Hill, Ed., 2001.
- [17] O. Rioul, “Modulations numériques-Notes de Cours Cosinus surélevé”.
- [18] R. Prasad and S. Hara, “Overview of multi-carrier cdma,” in IEEE communications Magazine, December 1997, pp. 126–133.
- [19] P. Colantonio, F. Giannini, E. Limiti, “High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers”, Wiley Series in Microwave and Optical Engineering, Kai Chang, Series Editor. 2009 John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-51300-2.
- [20] M. Golio, RF and Microwave Semiconductor Device Handbook, Boca Raton, CRC Press, 2003.
- [21] M.A. Khan, G. Simin, S.G. Pytel, A. Monti, E. Santi, J.L. Hudgins, “New developments in gallium nitride and the impact on power electronics,” IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC’05, 2005, pp. 15–26.
- [22] U.K. Mishra, L. Shen, T.E. Kazior, W. Yi-Feng, “GaN-based RF power devices and amplifiers,” Proc. IEEE, Vol 96, N. 2, Feb. 2008, pp. 287–305.



- [23] S. Taranovich, "Si vs. GaN vs. SiC: Which process and supplier are best for my power design?", March 15, 2013, <http://www.edn.com/design/power-management/4409627/3/Si-vs--GaN-vs--SiC--Which-process-and-supplier-are-best-for-my-power-design>
- [24] R. B. Marks and D. F. Williams, "A General Waveguide Circuit Theory," J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol, vol. 97, pp. 533–562, 1992.
- [25] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 13, no. 2, pp. 194–202, 1965.
- [26] P. Penfield, "Noise in negative resistance amplifiers". IRE Trans. on Circuit Theory, vol. CT-7, Jun 1960, pp 166-170.
- [27] K. Kurokawa, "Actual noise measure of linear amplifiers", Proc. IRE, vol. 49. Sep 1961, pp 1391-1397.
- [28] N.B. Carvalho, J.C. Pedro, 'Compact formulas to relate ACPR and NPR to two-tone IMR and IP3', Microwave J., Vol. 42, N. 12, Dec. 1999, pp. 70–84.
- [29] P. Kenington, High Linearity RF Amplifier Design, Norwood, MA, Artech House, 2000.
- [30] J.A. Pierro, 'Characterisation of power amplifiers using noise loading,' Proceedings of ELECTRO '96, 30April-2 May 1996; pp. 303–308.
- [31] J.C. Pedro, N.B. Carvalho, 'Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits', Artech House, Boston-London, 2003, pp. 48–49.
- [32] R. Hranac, 'BER and MER Fundamentals', Cisco Systems, 2007, pp. 71-80.
- [33] NI-Tutorial-3652, 'Modulation Error Ratio (MER) and Error Vector Magnitude (EVM)', nov. 04, 2014, <http://www.ni.com/white-paper/3652/en/>
- [34] R. Hassun, M. Flaherty, R. Matreci, M. Taylor, 'Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques,' Proceedings of Wireless Communications Conference, Aug. 1997, pp. 89–94.
- [35] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems" ETSI TR 101 290 V1.2.1 - technical report, http://www.etsi.org/deliver/etsi_etr/200_299/290/01_60/etr_290e01p.pdf," European Telecommunication Standards Institute (ETSI), 2001.
- [36] NI-Tutorial-11640, "Principes fondamentaux de l'analyse de réseaux", Date de publication : nov. 19, 2012. <http://www.ni.com/white-paper/11640/fr/>



- [37] S. J. Orfanidis, “Electromagnetic Waves and Antennas-Chapter 14: S-Parameters”, Web page: www.ece.rutgers.edu/~orfanidi/ewa, Copyright © 1999–2014, pp. 663–671.
- [38] D. K. Rytting, “Network Analyzer Error Models and Calibration Methods “ ARFTG/NIST Short Course on RF Measurements for a Wireless World, San Diego, CA, 2001, Nov. 29–30.
- [39] R. B. Marks, “Formulations of the Basic Vector Network Analyzer Error Model Including Switch Terms,” 50th ARFTG Conference Digest, pp. 115-126, Dec. 4-5, 1997 (Best Conference Paper Award).
- [40] T. C. Baier “Error Correction in Vector Network Analyzers”, DG8SAQ, May 19, 2009.
- [41] H. J. Eul and B. Schiek, “A generalized theory and new calibration Procedures for network analyzer self-calibration”, IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 39, pp. 724-731, Apr. 1991.
- [42] J.V. Butler, D. K. Rytting, M. F. Iskander, R. D. Pollard, and M. V. Bossche, “16-Term Error Model and Calibration Procedure for On-Wafer Network Analysis Measurements”, IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 39, no. 12. December 1991, pp 2211-2217.
- [43] 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.
- [44] “Rohde & Schwarz².” [Online]. Lien: <http://www.rohde-schwarz.com/>.
- [45] “Agilent Technologies.” [Online]. Lien : <http://www.agilent.com/>.
- [46] J. Verspecht, “Large Signal Network Analysys.” Microwave Magazine, IEEE Volume : 6, Issue : 4, Pages: 82 – 92, Décembre 2005.
- [47] J. Verspecht, “Large-Signal Network Analysis “Going beyond S-parameters”,” Copyright 2003, Jan Verspecht bvba, [Online]. Lien: <http://www.janverspecht.com>.
- [48] E. Vandamme, W. Grabinski, D. Schreurs and T. Gneiting, “Large- Signal Network Analyzer measurements and their use in device modelling,” Agilent Technologies, Mixdes 2002.
- [49] Tektronix, ”Sampling oscilloscope techniques”, Technique primer, 47W-7209,1989. [Online]. Lien: www.tek.com/.../Sampling%20Oscilloscope%20Techniques.pdf



- [50] “Techniques for Extending Real-Time Oscilloscope Bandwidth”, Septembre 2015 ©Tektronix 55W-29371 -4, [Online] <http://www.tek.com/document/whitepaper/techniques-extending-real-time-oscilloscope-bandwidth>.
- [51] “LabMaster 10-100Zi 100 GHz Oscilloscope 100 GHz Bandwidth 240 GS/s Real-Time Sampling Rate”, [Online]. Lien: <http://teledynelecroy.com/100ghz/>.
- [52] “MSO/DPO70000 Digital & Mixed Signal Oscilloscope”, [Online]. Lien : <http://www.tek.com/oscilloscope/dpo70000-mso70000>
- [53] “INSTRUMENTATION ÉLECTRONIQUE : Oscilloscopes hyper : le “temps réel” fait de son mieux, mais...”, MESURES 788 - OCTOBRE 2006, Pages : 38 – 42, www.mesures.com.
- [54] “DSA8300 Sampling Oscilloscope | Tektronix.” [Online]. Lien : <http://www.tek.com/oscilloscope/dsa8300-sampling-oscilloscope>.
- [55] “Teledyne LeCroy.” [Online]. Lien : <http://teledynelecroy.com/>.
- [56] “86100 DCA Wideband Sampling Oscilloscopes.” [Online]. Lien : <http://www.keysight.com/en/pc-0000400040001%3Acsg%3Apg/86100-dca-wideband-sampling-oscilloscopes?pm=SC&nid=-35270.0&cc=FR&lc=fr>
- [57] Hewlett-Packard Co., “SAMPLING OSCILLOGRAPHY,” Application Note 36
- [58] J. Sachs, “Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing: Theory, Sensors, Applications,” Wiley-VCH, pages 97-98, November 2012.
- [59] C. D. Hull, “Analysis and optimization of monolithic RF downconversion receivers,” Doctoral Thesis, U.C. Berkeley, 1992.
- [60] L. Bosco, “VLSI for Wireless Communication”, Second Edition Springer 2011.
- [61] K. Rush, “High speed sampling and digitalizing system requiring no hold circuit”, Patent number 5.134.403, Jul.28,1992.
- [62] D. A. STEVENS, “sample and hold circuit”, Patent number 3.430.072, Jan. 11, 1966.
- [63] K. R. Stafford, and al, “A Complete Monolithic Sample/Hold Amplifier”, IEEE Journal of Solid State Circuits. Vol. SC-9, No. 6, December 1974, pages 381-387.
- [64] M.T. McTigue and P.J. Byrne, "An 8-Gigasample-per-Second, 8-Bit Data Acquisition System for a Sampling Digital Oscilloscope", October 1993 Hewlett-Packard Journal, pages 11-23.



- [65] C. Schiller and P. Byrne, "A 4-GHz 8-b ADC System", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 26, no. 12, December 1991, page 1781-1789.
- [66] M. Kahrs, "50 Years of RF and Microwave Sampling", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 51, NO. 6, JUNE 2003.
- [67] KEYSIGHT, "Oscilloscopes", [Online]. Lien: <http://www.keysight.com/en/pcx-x2015004/oscilloscopes?nid=-32546.0&cc=FR&lc=fr>
- [68] Tektronix, "The MSO/DPO70000 Series oscilloscope" [Online]. Lien: <http://www.tek.com/oscilloscope/dpo70000-mso70000>
- [69] TELEDYNE LECROY, "LabMaster 10 Zi-A Oscilloscopes" [Online]. Lien: <http://teledynelecroy.com/oscilloscope/oscilloscopeseries.aspx?mseries=484>
- [70] S. Pepper, R. Norton, J. Ebner, and K. Schoen, "High-speed sampler modules for making 40 gb/s eye diagram measurements", Picosecond Pulse Labs (PSPL), ARFTG December 2003, Boulder, Colorado, USA.
- [71] A. Agoston, S. Pepper, R. Norton, J. Ebner, and K. Schoen, "100 GHz Through-Line Sampler System with Sampling Rates in Excess of 10 Gsamples/second", PSPL - 100 GHz Sampler Paper - Submitted to MTT 2003.
- [72] W. Simon, "Sample and Hold Circuit", Patent number 3.286.101, Nov. 15, 1966.
- [73] D. A. Stevens, "Sample and Hold Circuit", Patent number 3,430,072, Feb. 25, 1969.
- [74] Grochowski, Andrew, "Design of sample and hold amplifier using complementary bipolar technology" (1992). Theses and Dissertations. Paper 104.
- [75] "Sample-and-Hold Amplifiers", Analog Devices, mt-090 tutorial, Rev.0, 10/08, WK, Page 1 - 21.
- [76] C. Guiberteau, M.L. Paih, S. Ruggeri, "Sample-and-Hold unit with high sampling frequency", Patent number 5.017.924, May 21, 1991.
- [77] Inphi "1321TH - 13 GHz Bandwidth 2 GS/s THA." [Online]. Lien : <http://www.inphi.com/>.
- [78] J. Komiak, "High speed track and hold amplifier for direct digital down conversion", Patent number 6.888.382 B2, May 3, 2005.



- [79] M. Macedo, G. W. Roberts and I. Shih, "Track and hold for Giga-sample ADC applications using CMOS technology," *Circuits and Systems (ISCAS)*, 2012 IEEE International Symposium on, Seoul, 2012, pp. 2725-2728.
- [80] B. Razavi, "Design of sample-and-hold amplifiers for high-speed low-voltage A/D converters," *Custom Integrated Circuits Conference*, 1997., *Proceedings of the IEEE* 1997, Santa Clara, CA, 1997, pp. 59-66.
- [81] Inphi " 1821TH - 18 GHz Bandwidth 2 GS/s THA," [Online]. Lien : <http://www.inphi.com/>.
- [82] Hittite " HMC1061- DC - 18 GHz, Ultra-Wideband, Dual Rank 4 GS/s Track-and-Hold Amplifier," [Online]. Lien : <http://www.analog.com/en/products/high-speed-logic/track-and-hold-data/hmc1061.html#product-overview>.
- [83] TELEDYNE SCIENTIFIC COMPANY "RTH090 25 GHz Bandwidth High Linearity Track-and-Hold," [Online]. Lien : <http://www.teledyne-si.com/ps-data-converters.html>.
- [84] FMAX "FMAX Technologies Delivers 32GHz Sample-and-Hold IC Using Silvaco's Custom Design Flow," [Online]. Lien : <http://www.marketwired.com/press-release/fmax-technologies-delivers-32ghz-sample-hold-ic-using-silvacos-custom-design-flow-1945923.htm>.
- [85] A. Sajjad, "Système de mesures temporelles 4-canaux à échantillonnage entrelacé ultra haute fréquence basée sur des amplificateurs « Track & Hold » pour la caractérisation impulsionnelle d'amplificateurs de puissance non linéaires," Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, France, Novembre 2012.
- [86] Inphi Corporation Headquarters, "Military and aerospace solutions guide - Digital Spectrometer," [Online]. Lien: www.inphi-corp.com, page 03-04.
- [87] S. Shahramian, S. P. Voinigescu and A. C. Carusone, "A 30-GS/sec Track and Hold Amplifier in 0.13- μ m CMOS Technology," *Custom Integrated Circuits Conference*, 2006. *CICC '06. IEEE*, San Jose, CA, 2006, pp. 493-496.
- [88] S. Shahramian, A. C. Carusone, and S. Voinigescu, "A 40-GSamples/Sec Track & Hold Amplifier in 0.18 μ m SiGe BiCMOS technology," in *CSICS*, *Proceedings of the IEEE*, Oct. 2005, pp. 101–104.



- [89] FMAX, "Latest Product-FX331A: Ultra Wideband 32GHz Dual-Rank Sample & Hold, High and Adjustable Bandwidth, 1GS/s," [Online]. Lien: <http://www.fmaxtech.com/integrated-circuits.html>.
- [90] "Keysight says it has ICs for 100GHz scope in 2017," By richard wilson, 2nd March 2016, [Online]. Lien : <http://www.electronicweekly.com/news/keysight-says-it-has-ics-for-100ghz-scope-in-2017-2016-03/>.
- [91] J. Sachs, Handbook of Ultra-Wideband Short-Range Sensing: Theory, Sensors, Applications". John Wiley & Sons, November 2012.
- [92] M. Mahoney, "DSP-Based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits", published by the Computer Society Press of the IEEE, pages 17-21 and 45-58, 1987.
- [93] D. D. Reynolds and R. A. Slizynski, "Coherent Sampling Digitalyser System," patent: 5,708,432, Jan. 13, 1998.
- [94] K. Kobayashi, "Coherent Sampling Method and Apparatus," patent: US 6,271,773 B1 WO/2006/086257, Aug. 7, 2001.
- [95] K. Kobayashi, S. Ems, J. DeMott and M. S. Kobayashi, "Coherent Interleaved Sampling," Lecroy Corporation, patent: WO/2006/086257, August 2006.
- [96] L. Ayari, "Contribution au développement d'un banc de mesures temporelles 4-canaux pour la caractérisation avancée de composants et de sous-systèmes RF non linéaires". Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, France, 2016.
- [97] J. Verspecht, "Calibration of a Measurement System for High Frequency Nonlinear Devices," Ph.D dissertation, Vrije Universiteit, Brussel, 1995.
- [98] Data Sheet AD9656, "Quad, 16-Bit, 125 MSPS, JESD204B 1.8 V Analog-to-Digital Converter", Analog Devices [Online]. Lien : <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/ad-converters/ad9656.html>
- [99] Data Sheet HSC-ADC-EVALEZ, "hsc-adc-evalez high speed adc converter evaluation platform", Analog Devices [Online]. Lien : <http://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/EVAL-HSC-ADC-EVALEZ.html>
- [100] Visual Analog, "VisualAnalog, " Analog Devices [Online]. Lien : <http://www.analog.com/en/design-center/interactive-design-tools/visualanalog.html>



- [99] EVAL-AD9540, "AD9540 Evaluation Board", Analog Devices [Online]. Lien : <http://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/EVAL-AD9540.html#eb-documentation>
- [102] AWG, "AWG7000 Arbitrary Waveform Generator | Tektronix. " [Online]. Lien: <http://www.tek.com/signal-generator/awg7000-arbitrary-waveform-generator>.
- [103] Rohde & Schwarz, "R&S®SMBV100A Vector Signal Generator, " https://www.rohde-schwarz.com/in/product/smbv100a-productstartpage_63493-10220.html
- [104] 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.
- [105] 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.
- [106] AMCAD, "Alimentation BILT", [Online]. Lien: <http://www.amcad-engineering.com/>
- [107] UMS, "United Monolithic Semiconductors, " [Online]. Lien : <http://www.ums-gaas.com/accueil.php>
- [108] G. Nanfack 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 ", Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, France, 2008.
- [109] C. H. Tseizg and H. F. Chien, "Digital quadrature demodulation of multiple RF signals ". Department of Electrical Engineering, National Taiwan Ocean University 2 Pei-Ning Rd. Keelung, Taiwan, R.O.C. IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, page 37-41, 2005.
- [110] N. Guillaume, "Démodulateur directe de signaux RF multi-mode et multi-bande utilisant la technique cinq-port". Ecole national supérieur des télécommunications, Télécom Paris.
- [111] Data sheet, "CGH40010 10 W, DC - 6 GHz, RF Power GaN HEMT", lien : <http://www.wolfspeed.com/cgh40010>. May 2016.



- [112] J. Sánchez, S.Dormido, R.Pastor, and F.Morilla, "A Java/Matlab-Based Environment for Remote Control System Laboratories:Illustrated With an Inverted Pendulum", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 47, NO. 3, AUGUST 2004.
- [113] N. Sousa, G.R. Alves, and M.G. Gericota, "An Integrated Reusable Remote Laboratory to Complement Electronics Teaching, " Learning Technologies, IEEE Transactions on education, Volume: 3 , Issue: 3, Page(s): 265 – 271, 2010.
- [114] B. Barros, T. Read, and M.F. Verdej, "Virtual Collaborative Experimentation: An Approach Combining Remote and Local Labs", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 51, NO. 2, MAY 2008.
- [115] D. Gillet, A.V.N. Ngoc, and Y. Rekik, "Collaborative Web-Based Experimentation in Flexible Engineering Education", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 48, NO. 4, NOVEMBER 2005.
- [116] S. Dormido, F. Torres, and F.A. Candelas, "Providing Collaborative Support to Virtual and Remote Laboratories", IEEE TRANSACTIONS ON LEARNING TECHNOLOGIES, VOL. 6, NO. 4, OCTOBER-DECEMBER 2013.
- [117] A. Gampe, A. Melkonyan, M. Pontual, and D. Akopian, "An Assessment of Remote Laboratory Experiments in Radio Communication”, IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 57, NO. 1, FEBRUARY 2014.
- [118] D. Gurkan, A. Mickelson, and D.Benhaddou, "Remote Laboratories for Optical Circuits", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 51, NO. 1, FEBRUARY 2008 53.
- [119] B. Andò, S. Graziani, and N. Pitrone, "Stand-Alone Laboratory Sessions in Sensors and Signal Processing", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 47, NO. 1, FEBRUARY 2004.
- [120] A. Kalantzopoulos and E. Zigouris "Online Laboratory Sessions in System Design, " iJOE – Volume 10, Issue 4, 2014.
- [121] S. Odeh, M. Anabtawi, A. Ayesh, "Applying reusabilty in remote labs, " Electrotechnical Conference (MELECON), 2012 16th IEEE Mediterranean, Learning Technologies, date of Conference 25-28 March 2012, Pages 265- 271, 2010.



- [122] C. Buiu, "Hybrid Educational Strategy for a Laboratory Course on Cognitive Robotics", IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 51, NO. 1, FEBRUARY 2008.
- [123] S. Farah, A. Benachenhou, G. Neveux, D. Barataud, "Design of a flexible architecture for characterization of active and passive microwave devices (patch antenna, filters, couplers and amplifier stage) in a remote laboratory, " Global Engineering Education Conference (EDUCON), 2013 IEEE, Pages 847-853, 2013.
- [124] A. Fidalgo, M. Gericota, D. Barataud, G. Andrieu, R. De Craemer, M. Cristea, A. Benachenhou, M. Ankrim, K. Bouchlaghem & P. Ferreira, "The EOLES project remote labs across the Mediterranean". In Remote Engineering and Virtual Instrumentation, P. (2014, February) (REV), 2014 11th International Conference on (pp. 211-216). IEEE.
- [125] M. Gericota, D. Barataud, G. Andrieu, R. De Craemer, M. Cristea, A. Benachenhou, M. Ankrim, K. Bouchlaghem, P. Ferreira & A. Fidalgo, (2014, April). "The EOLES project Engineering labs anywhere". In Global Engineering Education Conference (EDUCON), 2014 IEEE.
- [126] S. Tilkov, S. Vinoski, "Node.js: Using JavaScript to Build High-Performance Network Programs", Published by the IEEE Computer Society, IEEE Internet Computing, November/December 2010, pages 80-83.
- [127] "Mini PC + Arduino (TM), pcDuino, " [Online], lien : <http://www.pcdduino.com>
- [128] "Socket.io 1.0 is here, featuring the fastest and most reliable real-time engine, " [Online], lien: <http://socket.io/>
- [129] "SVG, le dessin vectoriel pour le web", [Online], lien : http://www.w3schools.com/html/html5_svg.asp
- [130] "Flot - Attractive JavaScript plotting for jQuery", [Online], lien: <http://www.flotcharts.org/>



Annexe

Annexe 1 : Réponse fréquentielle d'un échantillonneur bloqueur

Cas général d'un système LTV

$$\begin{aligned} \text{On a : } S(\omega_s) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j\omega_s t} dt \text{ comme } s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \tau) \cdot e(\tau) \cdot d\tau \\ \text{Alors : } S(\omega_s) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \nu) \cdot e(\nu) \cdot d\nu \right) \cdot e^{-j\omega_s t} dt \text{ avec } e(\nu) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} E(\omega_e) \cdot e^{j\omega_e \cdot \nu} d\omega_e \\ S(\omega_s) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(t, \nu) \cdot e^{j\omega_e \nu} \cdot e^{-j\omega_s t} \cdot dt \cdot d\nu \right) E(\omega_e) \cdot d\omega_e \end{aligned}$$

Annexe 2 : Détermination par récurrence de l'évolution de $g(t, \tau)$

Dans le cas où :

$$\begin{aligned} &\boxed{\begin{array}{l} \tau \in [0; t_w] \\ \text{et} \\ t \in [0; t_w] \end{array}} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{in}(t) = R_s C \cdot \frac{d v_{out}(t)}{dt} + \left(\frac{R_s + R_p}{R_p} \right) \cdot v_{out}(t) \\ v_{in}(t) = \delta(t - \tau) \end{array} \right. \quad \Downarrow \\ &v_{out}(t) = \frac{1}{R_s C} \cdot U(t - \tau) \cdot e^{\frac{-(t-\tau)}{\left(\frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \right)}} \quad v_{out}(t_w) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\left(\frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \right)}} \\ \text{Donc } &\boxed{\begin{array}{l} \tau \in [0; t_w] \\ \text{et} \\ t \in [0; t_w] \end{array}} \quad \longrightarrow \quad g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot U(t - \tau) \cdot e^{\frac{-(t-\tau)}{\left(\frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \right)}} \end{aligned}$$

Et dans le cas où : $\boxed{\tau \in [t_w; T_0]}$

$$\begin{aligned} &\left\{ \begin{array}{l} \forall v_{in}(t) \quad 0 = R_p C \cdot \frac{d v_{out}(t)}{dt} + v_{out}(t) \\ v_{in}(t) = \delta(t - \tau) \end{array} \right. \\ &\boxed{\begin{array}{l} \tau \in [t_w; T_0] \\ \text{et } t \geq \tau \end{array}} \quad \longrightarrow \quad g(t, \tau) = 0 \end{aligned}$$

Revenons donc au cas où $\boxed{\tau \in [0; t_w]}$

$$t \in [0; t_w] \Rightarrow g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot U(t - \tau) \cdot e^{\frac{-(t-\tau)}{\gamma_1}} \quad \gamma_1 = \frac{R_p R_s C}{R_p + R_s}$$

$$g(t_w, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}}$$

$$t \in [t_w; T_0] \Rightarrow g(t, \tau) = g(t_w, \tau) \cdot e^{\frac{-(t-t_w)}{\gamma_2}} \quad \gamma_2 = R_p C$$

$$g(T_0, \tau) = g(t_w, \tau) \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

Constante de temps
Switch ouvert

$$t \in [T_0; T_0 + t_w] \Rightarrow g(t, \tau) = g(T_0, \tau) \cdot e^{\frac{-(t-T_0)}{\gamma_1}}$$

Par récurrence, on obtient :

$t \in [nT_0; nT_0 + t_w]$
avec n entier ≥ 1

$$g(t, \tau) = g(nT_0, \tau) \cdot e^{\frac{-(t-nT_0)}{\gamma_1}}$$

$$g(nT_0 + t_w, \tau) = g(nT_0, \tau) \cdot e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}}$$

$t \in [nT_0 + t_w; (n+1)T_0]$
avec n entier ≥ 1

$$g(t, \tau) = g(nT_0 + t_w, \tau) \cdot e^{\frac{-(t-nT_0-t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g((n+1)T_0, \tau) = g(nT_0 + t_w, \tau) \cdot e^{\frac{-(T_0-t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g((n+1)T_0, \tau) = g(nT_0, \tau) \cdot e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0-t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g((n+1)T_0, \tau) = g(nT_0, \tau) \cdot \beta \quad \text{avec } \beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0-t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g(nT_0, \tau) = g(T_0, \tau) \cdot \beta^{n-1}$$

$$g(t_w, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \Rightarrow$$

$$g(T_0, \tau) = g(t_w, \tau) \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}} \Rightarrow$$

$$g(T_0, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g(nT_0, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}} \cdot \beta^{n-1}$$

$$g(nT_0 + t_w, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(2t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}} \cdot \beta^{n-1}$$

En généralisant, on obtient :

$\tau \in [0; t_w]$

$t \in [nT_0; nT_0 + t_w]$
avec n entier ≥ 1

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}} \cdot \beta^{n-1} \cdot e^{\frac{-(t-nT_0)}{\gamma_1}}$$

$$\text{avec } \beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{\tau}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{-(t-nT_0)}{\gamma_1}}$$

$$t \in [nT_0 + t_w; (n+1)T_0]$$

avec n entier ≥ 1

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(2t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}} \cdot \beta^{n-1} \cdot e^{\frac{-(t - nT_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

$$\text{avec } \beta = e^{\frac{-(t_w)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

$$g(t, \tau) = \frac{1}{R_s C} \cdot e^{\frac{-(t_w - \tau)}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{-(t - nT_0 - t_w)}{\gamma_2}}$$

$$\tau \in [t_w; T_0]$$

$$\forall t \geq \tau \quad g(t, \tau) = 0$$

Annexe 3 : Recherche de la réponse fréquentielle de l'échantillonneur bloqueur dans le cas du mode Sampler RF

$$G_k(\omega_{IF}) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_k(t) \cdot f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \approx g_k \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_0 + t_w}^{(n+1)T_0} f(t) \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \quad (\text{II.53})$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\int_{nT_0 + t_w}^{(n+1)T_0} e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{-(t - nT_0 - t_w)}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) = g_k \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot \beta^n \cdot e^{\frac{(nT_0 + t_w)}{\gamma_2}} \cdot \left(\int_{nT_0}^{(n+1)T_0} e^{\frac{-t}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}t} dt \right) \right) \quad (\text{II.54})$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \cdot e^{\frac{nT_0}{\gamma_2}} \cdot \left(\int_{nT_0}^{(n+1)T_0} e^{-t \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} dt \right) \right) \quad (\text{II.55})$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \cdot e^{\frac{nT_0}{\gamma_2}} \cdot \left(\int_{nT_0}^{(n+1)T_0} e^{-t \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} dt \right) \right)$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \cdot e^{\frac{nT_0}{\gamma_2}} \cdot \frac{\left(e^{-\frac{-(n+1)T_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} - e^{-\frac{-nT_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \right)}{-\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \right)$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_w}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_w}{\gamma_2}} \cdot \sum_{n=0}^{n=+\infty} \left(\beta^n \cdot e^{\frac{nT_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-\frac{nT_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{T_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \right)}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF} \right)} \right)$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_W}{\gamma_2}} \cdot \frac{\left(1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \sum_{n=0}^{+\infty} \left(\beta^n \cdot e^{-nT_0 j\omega_{IF}}\right)$$

$$\beta = e^{\frac{-(t_W)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0 - t_W)}{\gamma_2}} \approx e^{\frac{-(t_W)}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-(T_0)}{\gamma_2}}$$

$$\beta^n \cdot e^{-nT_0 j\omega_{IF}} = \left(\beta \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}\right)^n = \left(e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}\right)^n$$

$$\text{avec } \left| e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0} \right| < 1$$

$$G_k(\omega_{IF}) = g_k \cdot e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_W}{\gamma_2}} \cdot \frac{\left(1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2} \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)}\right)}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \frac{1}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}$$

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{\gamma_1 \cdot e^{\frac{t_W}{\gamma_1} \left(\frac{1}{\gamma_1} + j\omega_0 k\right)}}{R_s C \cdot T_0} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1} (1 + j\omega_0 k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_0 k \cdot \gamma_1} \cdot e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{t_W}{\gamma_2}} \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \frac{1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}$$

comme $t_W \ll \gamma_1$ et $t_W \ll \gamma_2$

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{\gamma_1 \cdot e^{jk\omega_0 t_W}}{R_s C} \cdot \frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}} \right) \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1} (1 + j\omega_0 k \cdot \gamma_1)}}{1 + j\omega_0 k \cdot \gamma_1} \right)$$

Annexe 4 : Démonstration de la dépendance de f_{c_IF} avec la fréquence d'échantillonnage f_0 pour des grandes valeurs de R_p

Dans le cas particulier d'un Sampler RF où R_p est élevée : $R_p \gg R_s$

$$\gamma_2 = R_p C \gg \gamma_1 = \frac{R_p R_s C}{R_p + R_s} \approx R_s C \quad \text{et} \quad \gamma_2 \gg T_0 \quad \text{donc} \quad e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \approx 1$$

En remplaçant γ_1 et γ_2 :

$$\frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}} \right) = \frac{1}{T_0 \cdot j\omega_{IF}} \cdot \left(\frac{1 - e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}} \right)$$

on suppose que : $\omega_{IF} \ll \frac{2\pi}{T_0}$

$$1 - e^{-j\omega_{IF}T_0} = 1 - \cos(\omega_{IF}T_0) + j \cdot \sin(\omega_{IF}T_0) \approx j \cdot \sin(\omega_{IF}T_0) \approx j \cdot \omega_{IF}T_0$$

On aura :

$$1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0} = 1 - e^{-\left(\frac{t_W}{\gamma_1} + j\omega_{IF}T_0\right)} \approx \frac{t_W}{\gamma_1} + j\omega_{IF}T_0$$

La réponse fréquentielle globale du sampler RF peut alors être écrite sous la forme :

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{t_W}{R_S C} \cdot e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}} \right) \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W)$$

$$G_k(\omega_{IF}) \approx \frac{t_W}{R_S C} \cdot e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \left(\frac{1}{\frac{t_W}{\gamma_1} + j\omega_{IF}T_0} \right) \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W) = e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \left(\frac{1}{1 + j\omega_{IF} \frac{R_S C \cdot T_0}{t_W}} \right) \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W)$$

On peut écrire : $G_k(\omega_{IF}) \approx e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \left(\frac{1}{1 + j\omega_{IF} R_{equi} C} \right) \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W)$ avec $R_{equi} = \frac{R_S T_0}{t_W}$

Ceci fait apparaître une fréquence de coupure IF dépendant de la fréquence d'échantillonnage :

$$f_{cIF} = \frac{1}{2\pi \frac{R_S C T_0}{t_W}}$$

Annexe 5 : Démonstration de la dépendance de f_{cIF} avec la constante de temps γ_2 pour des faibles valeurs de R_p

Dans le cas où R_p est faible : $R_p \ll 1M\Omega$

$$\gamma_2 \ll T_0 \quad \text{donc} \quad e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \approx 0$$

$$\frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \left(\frac{1 - e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}}{1 - e^{\frac{-t_W}{\gamma_1}} \cdot e^{\frac{-T_0}{\gamma_2}} \cdot e^{-j\omega_{IF}T_0}} \right) = \frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)}$$

La réponse fréquentielle globale du sampler RF peut alors être écrite sous la forme :

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{t_W}{R_S C} \cdot e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \frac{1}{T_0 \cdot \left(\frac{1}{\gamma_2} + j\omega_{IF}\right)} \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W)$$

$$G_k(\omega_{IF}) = \frac{f_0 \cdot t_W \cdot \gamma_2}{R_S C} \cdot e^{(j\pi \cdot k \cdot f_0 \cdot t_W)} \cdot \frac{1}{(1 + j\omega_{IF} \gamma_2)} \cdot \text{sinc}(k \cdot f_0 \cdot t_W)$$

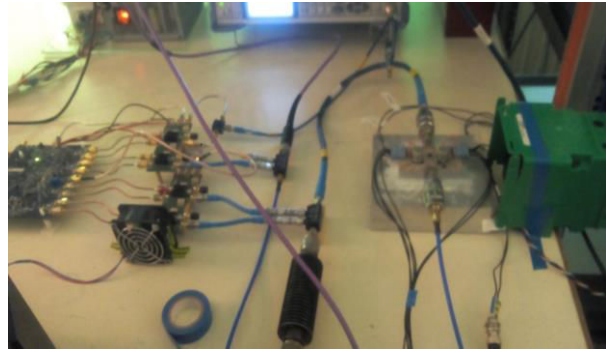
La fréquence de coupure IF est directement liée à γ_2 : $f_{cIF} = \frac{1}{2\pi \cdot \gamma_2}$

Le gain maximal IF est donné par : $G_{IFMAX} = \frac{f_0 \cdot t_W \cdot \gamma_2}{R_S C} = \frac{f_0 \cdot t_W \cdot R_p}{R_S}$

Annexe 6 : Photographies du système de mesure temporelle développé à XLIM

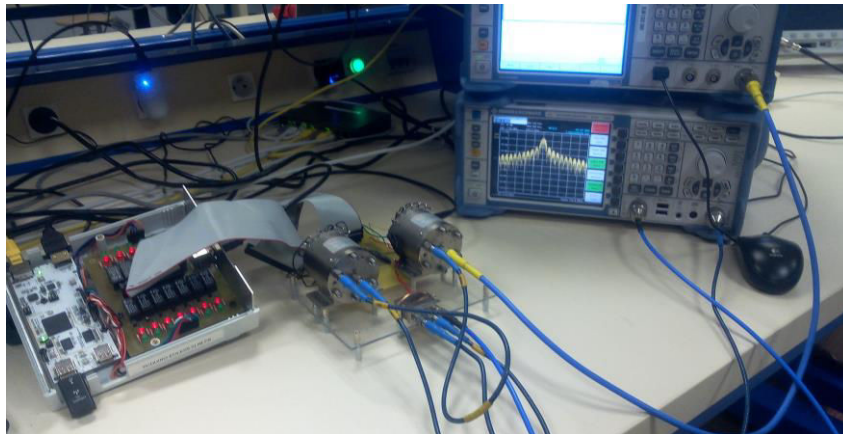


Chaîne d'amplification linéaire d'entrée



Banc intégré en fonctionnement
(caractérisation de l'amplificateur GaN [6-9
GHz] 10 W)

Annexe 7 : Une vue du banc de l'enseignement destiné à l'étalonnage et la caractérisation à distance de dispositifs RF non-linéaires



Publications et communications relatives à ce travail

- **S. Farah, A. Abdelhalim, G. Neveux, D. Barataud**, "Design of a Flexible Hardware Interface for Multiple Remote Electronic practical Experiments of Virtual Laboratory", *IJOE International Journal Of Online Engineering*, Vol 8, 2012: Special Issue: exp.at'11 Conference, Lisbon, Portugal.
- **S. Farah, A. Benachenhrou, G. Neveux, D. Barataud**, "Design of a flexible architecture for characterization of active and passive microwave devices (patch antenna, filters, couplers and amplifier stage) in a remote laboratory," 2013 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON), Berlin, 2013, pp. 847-853.
- **S. Farah, A. Benachenhrou, G. Neveux, D. Barataud, G. Andrieu, T. Fredon**, "Flexible and real-time remote laboratory architecture based on Node.js server," *2015 3rd Experiment International Conference (exp.at'15)*, Ponta Delgada, 2015, pp. 155-156.
- **S. Farah, A. Benachenhrou, G. Neveux, D. Barataud, G. Andrieu, T. Fredon**, "Real-time microwave remote laboratory architecture," *2015 10th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, Paris, 2015, pp. 464-467.
- **G. Andrieu, S. Farah, T. Fredon, A. Benachenhrou, M. Ankrim, K. Bouchlaghem, N. Aknin, D. Barataud, M. Gericota, R. De Craemer, M. Cristea**, "Overview of the first year of the L3-EOLES training," *2016 13th International Conference on Remote Engineering and Virtual Instrumentation (REV)*, Madrid, 2016, pp. 396-399.
- **S. Farah, A. Abdelhalim, N. Guillaume, D. Barataud, G. Andrieu, T. Fredon**, "Multi-User and Real-Time Flexible Remote Laboratory Architecture for Collaborative and Cooperative Pedagogical Scenarios," *IJOE International Journal Of Online Engineering*, vol 12, No 04, 2016.
- **S. Farah, L. Ayari, K. El-Akhdar, G. Neveux, D. Barataud**, "Improvement of dynamic losses in Pulse CW characterization of non-linear RF devices," *IET Journals & Magazines*,



Etude et mise en œuvre d'un banc intégré et étalonné 4 canaux pour la caractérisation temporelle de dispositifs non-linéaires hyperfréquences

Résumé : Ce travail de cette thèse propose une conception et une réalisation d'un banc intégré de caractérisation temporelle des dispositifs RF non-linéaires conçu avec des récepteurs de type THA. Ce banc est une version miniaturisée, moins onéreuse et à performances comparables d'un banc similaire « éclaté » et développé au sein d'XLIM. Le banc intégré développé dans ce travail est entièrement étalonné. Il est versatile vis-à-vis des techniques de sous échantillonnage mis en œuvre pour mesurer des signaux RF sur des temps d'acquisition très différents ($<50\mu\text{s}$ ou $<$ quelques ms). La technique CIS est utilisée pour l'acquisition périodiques de signaux RF périodiques de durée courtes. La technique DQD est utilisée pour l'acquisition périodiques ou apériodique de signaux RF périodiques ou apériodiques. Cet outil a été utilisé pour extraire, à partir des formes d'ondes temporelles mesurées à leurs accès, plusieurs paramètres caractéristiques (AM/AM- AM/PM, EVM) d'amplificateurs GaN de gamme 10 à 50 W soumis à des excitations simples ou à des signaux modulés. Ce manuscrit décrit aussi la mise en œuvre le développement, parallèlement au travail précédent, d'une plateforme de laboratoire de travaux pratiques à distance pour le projet européen TEMPUS EOLES.

Mots-clés : Caractérisation temporelle, THA, Sampler RF, dispositifs non-linéaires, banc intégré, sous échantillonnage, CIS, DQD, acquisition périodiques et apériodique, amplificateurs GaN 10 et 50W, laboratoires distants.

Study and implementation of a 4-channel integrated and calibrated time-domain characterization system for the characterization of non-linear microwave devices

Summary: This work proposes the design and the realization of a 4-channel integrated and calibrated time-domain characterization system for the characterization of non-linear microwave devices. This integrated measurement system uses THA based receivers. This is a miniaturized, less expensive and comparable version of a similar laboratory available tool developed within XLIM. The integrated instrument developed in this work is fully calibrated. It is versatile with respect to sub-sampling techniques used to measure RF signals over very different acquisition times ($<50\mu\text{s}$ or $<$ few ms). The CIS technique is used for the periodic acquisition of periodic short duration RF signals. The DQD technique is used for the periodic or aperiodic acquisition of periodic or aperiodic RF signals. This tool was used to extract, from the measured time-domain waveforms at their ports, several characteristic parameters (AM/AM-AM/PM, EVM) of GaN amplifiers operating in the 10 to 50 W range and excited with simple or modulated signals. This manuscript also describes the implementation, and the development, performed along with the previous work, of a laboratory platform for remote practical works in the context of the European project TEMPUS EOLES.

Keywords : Time-domain characterization, THA, RF Sampler, Non-linear devices, integrated characterization tools, sub-sampling, CIS, DQD, periodic and aperiodic acquisition, GaN amplifiers, remote laboratory.

