



**HAL**  
open science

# Une approche digitale pour le test faible coût de circuits intégrés RF : application à un transceiver ZigBee

Thibault Vayssade

## ► To cite this version:

Thibault Vayssade. Une approche digitale pour le test faible coût de circuits intégrés RF : application à un transceiver ZigBee. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Montpellier, 2020. Français. NNT : 2020MONT065 . tel-03200733

**HAL Id: tel-03200733**

**<https://theses.hal.science/tel-03200733v1>**

Submitted on 16 Apr 2021

**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.

# THÈSE POUR OBTENIR LE GRADE DE DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE MONTPELLIER

En Génie informatique, Automatique et Traitement du Signal

École doctorale Information, Structures, Systèmes

Unité de recherche : Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de  
Microélectronique de Montpellier (LIRMM)

## Une approche digitale pour le test faible coût de circuits intégrés RF : Application à un transceiver ZigBee

Présentée par Thibault VAYSSADE  
Le 15 octobre 2020

Sous la direction de Laurent LATORRE  
et Florence AZAÏS

Devant le jury composé de

Dominique DALLET  
Ian O'CONNOR  
Serge BERNARD  
François LEFÈVRE  
Florence AZAÏS  
Laurent LATORRE

Professeur, INP Bordeaux  
Professeur, Ecole Centrale de Lyon  
Directeur de Recherche CNRS, Université de Montpellier  
Ingénieur, NXP Semiconductors  
Chargé de Recherche CNRS, Université de Montpellier  
Professeur, Université de Montpellier

Rapporteur  
Rapporteur  
Président du jury  
Examineur  
Co-directrice de thèse  
Directeur de thèse



UNIVERSITÉ  
DE MONTPELLIER



# Remerciements

Je remercie en premier lieu mes encadrants de thèse Laurent Latorre et Florence Azais pour leur accompagnement scientifique et leurs conseils durant ces 3 années. Je remercie François Lefèvre ingénieur chez NXP Semiconductors pour son encadrement coté industriel. Je tiens à mentionner sa forte implication et le temps conséquent qu'il a consacré à ce projet.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Dominique Dallet, Professeur à l'INP Bordeaux et à Monsieur Ian O'Connor, Professeur à l'École Centrale de Lyon qui ont accepté d'être les rapporteurs de cette thèse. Merci pour le temps et l'intérêt consacré à la lecture de ce manuscrit ainsi que pour les remarques pertinentes.

Je remercie également Serge Bernard d'avoir présidé ce jury de thèse.

J'adresse également mes remerciements à Béatrice Pradarelli pour son aide concernant l'utilisation d'un équipement de test.

Je souhaite aussi remercier mes collègues du département micro-électronique : Loïc D, Yohan, Guillaume, Loïc F, Quentin et Théo pour les moments partagés durant ces 3 années. J'associe à ces remerciements mes collègues du département informatique Tom, Nicolas, Vincent, Gabriel, Samuel, Pascal et Guillaume. Je souhaite bon courage à ceux d'entre eux qui n'ont pas encore terminé leur thèse.

Enfin un grand merci à mes parents pour m'avoir soutenu durant ces trois années.



# Table des matières

<b>Introduction</b>	<b>11</b>
<b>1 Contexte et état de l'art</b>	<b>13</b>
1.1 Généralités	13
1.2 Solution de test utilisée pour les transceivers RF	15
1.2.1 Test fonctionnel	16
1.2.2 Test de puissance	17
1.2.3 Test de masque spectral	17
1.2.4 Mesure du vecteur d'erreur sur la constellation (EVM)	18
1.3 État de l'art	19
1.4 Positionnement de la thèse	22
1.5 Conclusion	24
<b>2 Modélisation d'un transceiver ZigBee et développement des fonctions logicielles pour un test conventionnel</b>	<b>26</b>
2.1 Transmetteur ZigBee	26
2.1.1 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)	27
2.1.2 Offset Quadrature Phase Shift-Keying (OQPSK)	29
2.1.3 Half-sine pulse shaping	29
2.1.4 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)	31
2.1.5 Modèle numérique d'un transmetteur ZigBee	33
2.2 Défauts possibles	34
2.2.1 IQ imbalance	34
2.2.2 Bruit de phase	34
2.2.3 Perte de puissance	35
2.2.4 Prise en compte des défauts dans le modèle numérique	35
2.3 Fonctions logicielles pour le test des circuits ZigBee	36
2.3.1 Test fonctionnel : démodulation	36
2.3.2 Mesure du vecteur d'erreur sur la constellation (EVM)	41
2.4 Conclusion	49
<b>3 Reconstruction d'un signal RF depuis une acquisition 1 bit</b>	<b>50</b>
3.1 Acquisition par un canal testeur digital	50
3.1.1 Principes de reconstruction à partir d'une acquisition 1-bit	51
3.1.2 Sous-échantillonnage	52
3.2 Algorithme de reconstruction	57
3.2.1 Extraction de la phase	57
3.2.2 Extraction de l'amplitude	61
3.2.3 Reconstruction du signal RF	67

3.3	Robustesse de l'algorithme . . . . .	71
3.3.1	Jitter . . . . .	71
3.3.2	Délai sur le comparateur . . . . .	76
3.3.3	Bruit . . . . .	78
3.3.4	Erreur sur le seuil de comparaison . . . . .	79
3.4	Conclusion . . . . .	80
<b>4</b>	<b>Validation expérimentale</b>	<b>82</b>
4.1	Développement d'un banc de test . . . . .	82
4.1.1	Génération du signal RF modulé . . . . .	83
4.1.2	Répartition du signal RF modulé . . . . .	85
4.1.3	Émulation du canal de test digital . . . . .	86
4.1.4	Acquisition des signaux . . . . .	87
4.2	Validation sur le banc de test . . . . .	88
4.2.1	Extraction de phase . . . . .	88
4.2.2	Extraction d'amplitude . . . . .	89
4.2.3	Reconstruction du signal . . . . .	91
4.2.4	Mesure de puissance . . . . .	92
4.2.5	Mesure d'EVM . . . . .	95
4.3	Validation sur testeur industriel . . . . .	98
4.3.1	Optimisation de l'algorithme pour utilisation sur testeur industriel .	98
4.3.2	Essai préliminaire . . . . .	99
4.3.3	Première campagne de mesures . . . . .	107
4.3.4	Deuxième campagne de mesures . . . . .	113
4.4	Conclusion . . . . .	120
	<b>Conclusion</b>	<b>122</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>124</b>
	<b>Bibliographie personnelle</b>	<b>129</b>
<b>A</b>	<b>Transformée de Hilbert</b>	<b>130</b>
A.1	Définition . . . . .	130
A.2	Calcul de la phase instantanée . . . . .	130
A.3	Calcul de l'amplitude . . . . .	131
A.4	Implémentation . . . . .	131
A.4.1	Calcul dans le domaine temporel . . . . .	131
A.4.2	Calcul dans le domaine fréquentiel . . . . .	131

# Table des figures

1.1	Coût de remplacement à différents niveaux de détection . . . . .	13
1.2	Principe de la capture et l'analyse d'un signal RF modulé par un VSA . .	16
1.3	Test fonctionnel . . . . .	16
1.4	Exemple de masque spectral . . . . .	17
1.5	Masque spectral selon la norme IEEE 802.15.4 . . . . .	18
1.6	Vecteur d'erreur sur la constellation . . . . .	19
1.7	Exemple de capteurs utilisé pour la prédiction de l'EVM avec une technique de test par apprentissage . . . . .	20
1.8	Modèle du transmetteur avec les non-idéalités prises en compte pour calculer l'EVM . . . . .	20
1.9	Architecture du module de test réalisé . . . . .	21
1.10	Solution de self-test d'un combo SoC sur un ATE digital . . . . .	22
1.11	Test octo-site de trancivers WLAN . . . . .	22
1.12	Approche proposée avec une acquisition directe du signal RF par un canal testeur numérique standard . . . . .	23
2.1	Canaux ZigBee . . . . .	27
2.2	Modulateur QPSK . . . . .	27
2.3	Signaux à différents endroits d'un modulateur QPSK . . . . .	28
2.4	Constellation d'une modulation QPSK . . . . .	28
2.5	Offset sur la voie Q . . . . .	29
2.6	Comparaison des constellations QPSK et OQPSK . . . . .	29
2.7	Half-sine pulse shaping . . . . .	30
2.8	Phase avec et sans half-sine pulse shaping . . . . .	30
2.9	Constellation OQPSK avec half-sine pulse shaping . . . . .	31
2.10	Effet de l'utilisation du half-sine pulse shaping sur le spectre . . . . .	31
2.11	Mise en œuvre de l'étalement de spectre par DSSS pour un circuit ZigBee .	32
2.12	Effet de l'étalement de spectre . . . . .	32
2.13	Séquences DSSS utilisées dans un circuit ZigBee . . . . .	33
2.14	Modèle numérique d'un transmetteur ZigBee . . . . .	33
2.15	Effet de l'IQ imbalance sur le signal RF modulé . . . . .	34
2.16	Effet du bruit de phase sur une constellation QPSK . . . . .	35
2.17	Effet d'une dérive puissance sur le signal RF modulé . . . . .	35
2.18	Modèle numérique du modulateur ZigBee avec possibilité d'injecter des défauts . . . . .	36
2.19	Effet sur la constellation . . . . .	37
2.20	Boucle de Costas modifiée . . . . .	38
2.21	Spectre du signal RF modulé au carré . . . . .	39
2.22	Formes d'onde délivrées par la boucle de Costas . . . . .	39

2.23	Architecture de l'algorithme d'interprétation et échantillonnage des données sur les voies I et Q . . . . .	40
2.24	Illustration de la récupération des données binaires sur la voie I . . . . .	41
2.25	Définition de l'EVM . . . . .	42
2.26	Architecture de l'algorithme développé pour le calcul de l'EVM . . . . .	42
2.27	Correction de phase effectuée par le VCO de la boucle de Costas . . . . .	43
2.28	Phase corrigée après suppression des offsets de phase et de fréquence . . . . .	44
2.29	Effet de la bande passante de l'instrument de mesure sur la phase . . . . .	45
2.30	Visualisation de la phase des signaux avant/après synchronisation . . . . .	46
2.31	Instants de mesure pour le calcul de l'EVM . . . . .	46
2.32	Instants de mesure pour le calcul de l'OEVM . . . . .	47
2.33	Validation de la mesure d'OEVM . . . . .	48
2.34	OEVM mesuré par la fonction implémentée dans Matlab versus OEVM mesuré par la fonction propriétaire intégrée à l'ATE . . . . .	48
2.35	Moyenne et écart type des 50 mesures dans chaque configuration . . . . .	49
3.1	Acquisition 1-bit sur-échantillonnée d'un signal analogique . . . . .	51
3.2	Phénomène de repliement de spectre . . . . .	52
3.3	Sous-échantillonnage d'un signal à bande passante limitée . . . . .	53
3.4	Sous-échantillonnage d'une sinusoïde . . . . .	53
3.5	Inversion spectrale . . . . .	54
3.6	Réglage de la fréquence d'échantillonnage sur un testeur industriel . . . . .	55
3.7	Fréquence d'échantillonnage possible, fréquence intermédiaire associée et résolution temporelle correspondante, bande passante du signal RF . . . . .	55
3.8	Résultat dans le domaine fréquentiel de l'acquisition 1-bit d'un signal ZigBee à 2,405 GHz avec une fréquence d'échantillonnage de 1,21 GS/s . . . . .	56
3.9	Résultat dans le domaine temporel de l'acquisition 1-bit d'un signal ZigBee à 2,405 GHz avec une fréquence d'échantillonnage de 1,21 GS/s . . . . .	57
3.10	Extraction de la phase . . . . .	57
3.11	Spectre de l'acquisition 1-bit sous-échantillonnée, avant et après filtrage . . . . .	58
3.12	Filtrage « forward-backward » . . . . .	58
3.13	Résultat du filtrage « forward-backward » . . . . .	59
3.14	Phase « wrappée » (a) et Phase « unwrappée » (b) . . . . .	59
3.15	Comparaison entre la phase originale et la phase reconstruite . . . . .	61
3.16	Erreur de quantification sur la phase . . . . .	61
3.17	Comparaison des fonctions de transfert de différents types de filtre . . . . .	62
3.18	Erreur RMS d'estimation d'amplitude en fonction du seuil de comparaison . . . . .	63
3.19	Extraction de l'amplitude . . . . .	64
3.20	Comparaison entre l'amplitude originale et l'amplitude reconstruite . . . . .	64
3.21	Comparaison entre l'enveloppe originale et reconstruite pour un signal présentant 10% d'IQ imbalance. . . . .	65
3.22	Comparaison entre l'enveloppe originale et reconstruite pour un signal présentant une dérive d'amplitude . . . . .	65
3.23	Puissance mesurée à partir de l'acquisition 1-bit en fonction de la puissance du signal RF . . . . .	66
3.24	Erreur de mesure sur la puissance pour différentes valeurs du seuil de comparaison . . . . .	67

3.25	Reconstruction du signal RF à partir d'une acquisition 1-bit et tests implémentés . . . . .	68
3.26	Réponse fréquentielle du processus « acquisition-reconstruction » . . . . .	69
3.27	Comparaison du spectre reconstruit avec l'original . . . . .	70
3.28	Mesure d'OEVM (a) et erreur de mesure (b) à partir de l'acquisition 1-bit versus mesure d'OEVM sur le signal RF original, pour différentes valeurs de défauts injectés dans le circuit sous test . . . . .	70
3.29	Effet d'un jitter de 5ps sur le signal binaire résultant de l'acquisition 1-bit .	71
3.30	Erreur RMS de l'estimation de phase en fonction du jitter . . . . .	72
3.31	Enveloppe reconstruite pour différentes valeurs de jitter . . . . .	72
3.32	Erreur RMS de l'estimation d'amplitude en fonction du jitter . . . . .	73
3.33	Spectre reconstruit pour différentes valeurs de jitter . . . . .	73
3.34	Erreur de mesure sur la puissance maximale du troisième lobe en fonction du jitter . . . . .	74
3.35	Mesure OEVM en fonction du jitter . . . . .	75
3.36	Erreur de mesure OEVM pour différentes valeurs de jitter . . . . .	76
3.37	Délai symétrique . . . . .	77
3.38	Délai asymétrique . . . . .	77
3.39	Erreur moyenne en fonction de la différence de délai entre une transition montante et une transition descendante du comparateur . . . . .	78
3.40	Effet d'un bruit blanc sur la mesure d'OEVM . . . . .	79
3.41	Offset sur le seuil de comparaison . . . . .	79
3.42	Effet d'une erreur sur le seuil du comparateur . . . . .	80
4.1	Schéma du banc de test . . . . .	83
4.2	Mise en œuvre matérielle du banc de test . . . . .	83
4.3	Schéma de la partie TX d'un USRP . . . . .	84
4.4	Schéma du modulateur ZigBee réalisé sous GNU radio . . . . .	85
4.5	Diviseur de puissance résistif . . . . .	86
4.6	Génération du signal de latch . . . . .	87
4.7	Mesure de phase sur un signal RF sans défaut . . . . .	89
4.8	Mesure d'amplitude sur un signal RF sans défaut . . . . .	89
4.9	Mesure d'amplitude sur un signal RF avec 7% d'IQ imbalance . . . . .	90
4.10	Mesure d'amplitude sur un signal RF avec une dérive d'amplitude . . . . .	91
4.11	Spectre d'un signal OQPSK avec half-sine pulse shaping . . . . .	91
4.12	Spectre d'un signal OQPSK sans half-sine pulse shaping . . . . .	92
4.13	Puissance mesurée sur le signal binaire en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF . . . . .	93
4.14	Puissance corrigée mesurée sur signal binaire (a) et erreur (b) en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF . . . . .	94
4.15	Puissance estimée à partir du signal binaire en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF . . . . .	95
4.16	Mesure OEVM sur le signal binaire en fonction de la mesure OEVM sur le signal RF . . . . .	96
4.17	Carte d'évaluation du circuit NXP JN518x . . . . .	96
4.18	Distribution des mesures OEVM sur 50 acquisitions dans 3 configurations .	97
4.19	Valeur moyenne et écart type des mesures OEVM sur 50 acquisitions . . .	98

4.20	Principe de la reconstruction du signal avec optimisation pour une utilisation sur testeur . . . . .	99
4.21	Architecture de l'implémentation réalisée en C . . . . .	99
4.22	Puissance mesurée avec le canal digital en fonction de la puissance mesurée avec le canal RF . . . . .	100
4.23	Choix des fréquences pour les amplitudes spectrales sauvegardées . . . . .	101
4.24	Mesures d'amplitudes spectrales . . . . .	101
4.25	Spectre du signal pour différentes séquences de 512 bits (16 séquences DSSS)	102
4.26	Fluctuations de l'enveloppe du signal reconstruit à partir de la capture avec le canal digital (amplitude normalisée à 1 . . . . .	103
4.27	Principe de l'algorithme modifié de reconstruction d'enveloppe . . . . .	103
4.28	Comparaison entre l'enveloppe du signal RF d'origine et les enveloppes reconstruites avec faible et large bande passante . . . . .	104
4.29	Enveloppe reconstruite avec fusion des reconstructions faible et large bandes passantes . . . . .	105
4.30	Distribution des mesures OEVM sur 50 acquisitions testeur dans 3 configurations . . . . .	106
4.31	Valeur moyenne et écart type des mesures OEVM sur 50 acquisitions testeur	106
4.32	Setup de validation industrielle pour la première campagne de mesures . . . . .	107
4.33	Mesure de puissance brute pour chaque site . . . . .	108
4.34	Mesure de puissance corrigée pour chaque site . . . . .	109
4.35	Différence de mesure de puissance entre le canal RF et le canal digital (tous sites et tous niveaux de puissance confondus) . . . . .	109
4.36	Différence entre la puissance des lobes mesurée avec un canal digital et celle mesurée avec un canal RF . . . . .	111
4.37	OEVM mesuré avec le canal digital en fonction de l'OEVM mesuré avec le canal RF . . . . .	112
4.38	Différence entre l'OEVM mesuré avec un canal digital et celui mesuré avec un canal RF . . . . .	113
4.39	Setup de validation industrielle pour la deuxième campagne de mesures . . . . .	114
4.40	Raccordement de la sortie RF du circuit à un canal digital et un canal RF via un diviseur de puissance . . . . .	114
4.41	Puissance mesurée avec le canal digital en fonction de la puissance mesurée avec le canal RF, sur 5 pièces . . . . .	115
4.42	Mesure de puissance corrigée sur 600 pièces . . . . .	116
4.43	Différence de puissance entre la mesure digitale et la mesure RF sur 600 pièces, pour 3 niveaux de puissance . . . . .	117
4.44	Mesure de l'OEVM RF versus binaire . . . . .	118
4.45	Mesure d'OEVM corrigé sur 600 pièces . . . . .	119
4.46	Différence d'OEVM entre la mesure digitale et la mesure RF sur 600 pièces, pour 3 configurations . . . . .	120
A.1	Calcul de la phase instantanée . . . . .	130
A.2	Calcul de l'amplitude instantanée . . . . .	131

# Introduction

Le marché des circuits dédiés à l'Internet des Objets (IOT pour « Internet Of Things ») est en plein développement. On estime que 22 milliards d'objets sont connectés à Internet en 2019. Selon les dernières prévisions, leur nombre devrait atteindre les 75 milliards en 2025. Les circuits dédiés à l'internet des objets sont généralement des systèmes sur puce (SoC pour « System-on-Chip »). Les fonctions digitales (micro-contrôleur, mémoire...) et RF sont intégrées au sein du même boîtier.

Le développement de l'IOT comporte néanmoins de nombreux challenges. Un de ces challenges est la réduction du coût des produits et notamment le coût de production associé au test de la partie RF. Le test des circuits intégrés est une étape essentielle afin de fournir au client des produits fonctionnels de qualité garantis par le respect de spécifications strictes.

Cette thèse est une collaboration entre le LIRMM (Laboratoire d'Informatique Robotique et Microélectronique de Montpellier) et NXP Semiconductors dans le cadre du projet européen HADES (« Hierarchy-Aware and secure embedded test infrastructure for Dependability and performance Enhancement of integrated Systems »).

L'étude se concentre sur la mise au point d'un test de production pour un produit ZigBee fonctionnant à 2,4 GHz. Le test de ce type de composant est effectué en mesurant divers paramètres (EVM, puissance, spectre). Pour cela, des équipements de test RF très coûteux sont utilisés. De plus, la quantité de ressources RF disponibles sur chaque équipement de test est limitée réduisant le nombre de circuits testables en parallèle.

L'approche étudiée ici consiste à utiliser un équipement de test digital à la place d'un équipement de test RF. Une acquisition sous-échantillonnée binaire du signal RF est réalisée. Un algorithme de post-traitement permet la reconstruction du signal en phase et en amplitude à partir du vecteur binaire résultant de l'acquisition. Le signal reconstruit est ensuite utilisé pour effectuer le test du circuit. Cette approche d'utilisation d'un canal testeur digital pour l'analyse de signaux analogiques/RF a déjà fait l'objet de deux thèses. La première a posé les bases de reconstruction d'un signal depuis une acquisition binaire sur-échantillonnée. La deuxième a proposé une méthode de mesure de bruit de phase pour des produits RF délivrant en signal à fréquence intermédiaire.

Le premier chapitre décrit le contexte de ce travail, les tests classiquement effectués sur un émetteur, les solutions existantes dans la littérature et celles utilisées en production.

Le second chapitre présente le fonctionnement et les spécificités d'un émetteur ZigBee. Le signal généré peut être affecté par divers défauts susceptibles d'affecter la qualité de

la communication. Un modèle numérique de l'émetteur intégrant l'ensemble des caractéristiques spécifiques à un signal ZigBee ainsi que la possibilité d'injecter des défauts est développé. Les fonctions de test logicielles permettant d'analyse du signal RF sont également développées.

Le résultat de l'acquisition d'un signal RF par un canal digital est une séquence de 0 et de 1. Ce vecteur binaire doit être traité afin d'obtenir une image du signal RF original. Le troisième chapitre présente les traitements développés à cet effet. Divers défauts de l'instrument de mesure (canal digital du testeur) peuvent également affecter la qualité du signal reconstruit. L'influence de ces défauts est également étudiée.

Finalement, la solution proposée est validée dans le dernier chapitre. Un banc de test permettant la validation des algorithmes dans des conditions parfaitement maîtrisées a été conçu et exploité dans un premier temps. Dans un deuxième temps, la solution est validée dans un milieu industriel en utilisant les canaux digitaux d'un équipement de test automatique.

# Chapitre 1

## Contexte et état de l'art

### 1.1 Généralités

Le test des circuits intégrés est une étape essentielle dans le processus de leur fabrication. En effet, le rôle du test est de garantir le bon fonctionnement de chaque circuit fabriqué et de vérifier que les circuits livrés aux clients respectent les spécifications.

Le circuit peut être testé à deux niveaux différents par le fabricant de circuits intégrés : sur wafer et une fois encapsulé. Le test intervient aussi par la suite à d'autres niveaux au cours du processus d'intégration : test sur carte (PCB pour « Printed Circuit Board »), test du système complet chez l'intégrateur, et test du système complet en fonctionnement dans l'environnement du client. Il est important de détecter un circuit ne répondant pas aux spécifications le plus tôt possible afin de limiter les coûts associés à une pièce défectueuse (figure 1.1) [1].

Niveau de détection	Coût de remplacement
Puce sur wafer	0,1
Circuit encapsulé	1
Carte imprimée (PCB)	10
Système complet chez l'intégrateur	100
Système complet en fonctionnement dans l'environnement du client	1000

FIGURE 1.1 – Coût de remplacement à différents niveaux de détection

Concernant le test de production réalisé par les fabricants de circuits intégrés, les circuits numériques sont aujourd'hui très majoritairement testés avec une approche structurale qui consiste à vérifier que le circuit ne contient pas de défauts de fabrication vis-à-vis d'un modèle de fautes donné. Les performances du circuit ne sont donc directement mesurées. Cette approche a permis de réduire significativement le coût du test des circuits numériques au cours des dernières décennies, notamment en développant des solutions efficaces de DfT (« Design-for-Test ») et BIST (« Built-In Self-Test »). En revanche, dû à l'absence de modèles de fautes reconnus dans le domaine analogique, les circuits analogiques/RF sont testés avec une approche orientée spécifications, c'est-à-dire qu'il s'agit de réaliser une mesure directe des performances du circuit et de vérifier qu'elles se situent dans un intervalle de tolérance conforme aux spécifications. Cette approche permet

d'obtenir une bonne qualité de test, mais engendre un coût de test très élevé par rapport aux circuits numériques. Ainsi, bien que les fonctions analogiques/RF n'occupent souvent qu'une surface très limitée dans les systèmes intégrés (typiquement 10 à 20 %), le coût du test de ces fonctions est un contributeur majeur au coût total du test du système. À titre d'exemple dans [2], le coût du test des parties RF représente 40 % du coût de test total du SoC (« System-on-Chip »).

Que ce soit pour des circuits numériques ou analogiques/RF, le test de production s'effectue en utilisant un équipement de test automatique (ATE pour « Automatic Test Equipment »). En effet, il s'agit d'être capable de vérifier un volume très important de circuits, typiquement plusieurs millions par an. Il est donc primordial d'éviter autant que possible les manipulations de circuits d'un appareil à un autre, et de privilégier une solution où l'ensemble des tests à appliquer sur un circuit sera réalisé par un seul et même équipement. C'est le rôle d'un ATE qui dispose de diverses ressources permettant la gestion de l'alimentation du circuit, l'application de stimuli de test et l'analyse des réponses, ainsi que le séquençement des différents tests à appliquer. En fonction du type de circuits à tester, cet appareil peut être équipé de différents types de ressources. On peut notamment distinguer (du moins coûteux au plus coûteux) :

- canaux numériques
- canaux analogiques
- canaux RF

Les canaux numériques sont destinés à la génération et à la capture de signaux électriques correspondant aux séquences binaires stockées dans la mémoire du testeur. Les ressources nécessaires pour réaliser cette mise en forme sont relativement simples (driver, comparateur, échantillonneur) ; d'autres ressources sont également présentes pour permettre des mesures DC, voire des mesures temporelles pour certains types de canaux numériques (en option). Les canaux numériques standards équipent généralement la version de base d'un ATE en nombre relativement important. Il est possible de rajouter des canaux supplémentaires si l'on désire augmenter les capacités multi-site du testeur (test de plusieurs circuits en parallèle).

Les canaux analogiques sont utilisés pour générer/capturer des signaux analogiques quelconques dans la gamme de fréquence allant de quelques centaines de Hz à quelques centaines de MHz. Ces canaux s'appuient sur une architecture à conversion directe, à savoir un convertisseur numérique-analogique (DAC pour « Digital-to-Analog Converter ») pour la génération des stimuli de test à partir des données numériques stockées dans la mémoire testeur, et un convertisseur analogique-numérique (ADC pour « Analog-to-Digital Converter ») pour la numérisation des réponses de test. En raison de cette architecture à conversion directe, ces canaux sont limités en termes de fréquence de signal utile (inférieure au GHz). Ces canaux sont disponibles en option et compte tenu de leur coût par rapport au coût d'un canal numérique (typiquement 5 à 10 fois plus élevé), leur nombre sera en général bien plus faible.

Finalement les canaux RF sont destinés à la génération et l'analyse de signaux haute fréquence (supérieure au GHz). Tout comme les canaux analogiques, ils utilisent un DAC et un ADC pour la génération/numération des signaux, mais ces opérations sont effectuées à une fréquence intermédiaire (typiquement quelques dizaines de MHz), fréquence bien inférieure à la fréquence de signal du circuit sous test. Ces canaux utilisent donc des composants supplémentaires (mélangeurs, filtres, ...) pour réaliser la transposition

du signal à fréquence intermédiaire généré par le DAC vers une fréquence plus élevée (conversion supradynne ou « up-conversion »), ou la transposition du signal haute fréquence reçu depuis le circuit sous test vers la fréquence intermédiaire (conversion infradyne ou « down-conversion ») pour être numérisé par l'ADC. Ces canaux sont disponibles en option. Compte tenu de leur complexité et donc de leur coût (typiquement, un facteur 50 à 100 sépare le coût d'un canal RF et le coût d'un canal numérique), un testeur ne sera équipé que d'un nombre limité de ce type de canaux.

De façon générale, afin de réduire le coût du test de production des circuits intégrés, il est possible de jouer sur 3 paramètres :

- diminuer le coût de l'équipement de test,
- diminuer le temps de test,
- augmenter le nombre de circuits testés simultanément.

Dans le cas de circuits RF, le signal à analyser est en général un signal modulé avec une porteuse à une fréquence élevée (2,4 GHz dans notre application). La solution aujourd'hui mise en œuvre dans le milieu industriel repose sur l'utilisation d'un testeur équipé de canaux RF. Le coût de l'équipement de test nécessaire est donc l'élément prépondérant dans le coût du test de ce type de produit.

## 1.2 Solution de test utilisée pour les transceivers RF

Le principe utilisé par un canal testeur RF pour la capture et l'analyse des signaux RF modulés est similaire à celui utilisé par un analyseur de signaux vectoriels (VSA pour « Vector Signal Analyzer ») [3]. En particulier, le principe consiste à ramener le signal à analyser à une fréquence plus faible en utilisant une technique de transposition de fréquence afin de pouvoir réaliser des mesures d'amplitude et de phase compatibles avec la bande passante de l'instrument. L'architecture générale d'un tel instrument s'organise autour de deux parties principales, une première dédiée à la transposition en fréquence et la numérisation du signal, et une deuxième dédiée à l'analyse du signal en utilisant des techniques de traitement numérique du signal (figure 1.2).

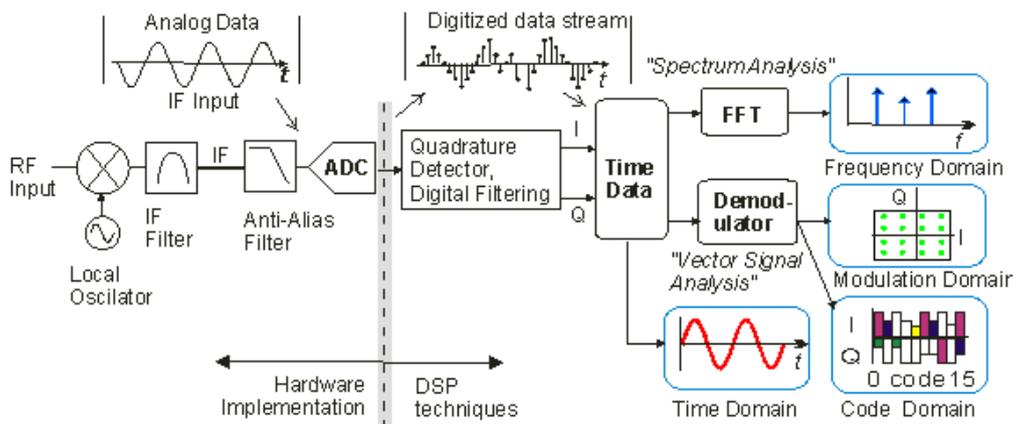


FIGURE 1.2 – Principe de la capture et l’analyse d’un signal RF modulé par un VSA

Le signal en entrée de l’instrument est un signal RF à une fréquence  $f_p$ . Ce signal est multiplié par un autre signal (génééré par un oscillateur local) à une fréquence  $f_1$  proche de la fréquence du signal d’entrée. Le signal en entrée est ainsi transposé autour de 2 fréquences :  $f_1 + f_p$  et  $f_1 - f_p$ . Un filtre passe-bande est utilisé pour ne conserver que la composante basse fréquence du signal et éviter du repliement de spectre. Le signal résultant est un signal à fréquence intermédiaire qui est ensuite numérisé par un Convertisseur Numérique Analogique (ADC).

Une fois l’acquisition réalisée, des opérations de traitement numérique du signal sont exécutées par un DSP (« Digital Signal Processor ») pour séparer les deux composantes principales du signal (composante en phase et composante en quadrature de phase) et implémenter différents tests. Dans le contexte du test de production d’un circuit RF, la vérification de la chaîne d’émission implique 4 types de test détaillés ci-dessous :

### 1.2.1 Test fonctionnel

L’objectif de ce test est de vérifier la fonction première de la chaîne d’émission, à savoir sa capacité à transmettre correctement un message d’information codé par une séquence binaire. Pour cela, une séquence de données binaires est émise par le circuit. L’équipement de test numérise le signal RF généré et effectue la démodulation. Le résultat binaire de la démodulation doit être identique à la séquence en entrée du modulateur de la chaîne d’émission.

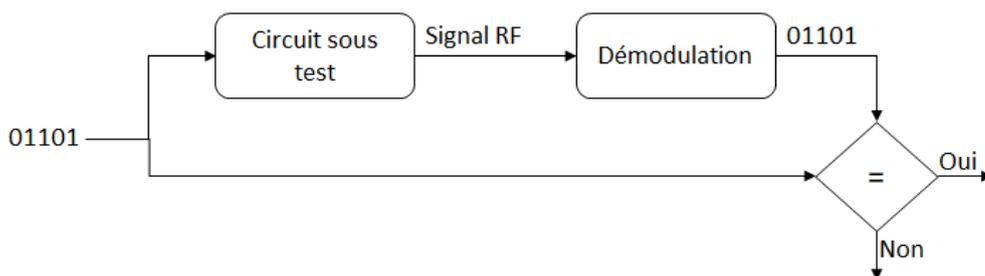


FIGURE 1.3 – Test fonctionnel

## 1.2.2 Test de puissance

Le circuit doit délivrer une puissance suffisante. Si ce n'est pas le cas, la portée de la communication sera affaiblie. Cependant, en fonction de la fréquence porteuse utilisée, un certain niveau de puissance ne doit pas être dépassé afin de respecter les normes en vigueur. L'objectif du test de puissance est de vérifier que la puissance émise par le circuit est conforme aux spécifications, sur l'ensemble de la gamme possible pour la programmation en puissance du circuit. En pratique, le niveau de puissance est généralement vérifié pour trois niveaux de programmation (typiquement +10dBm, 0dBm et -10dBm).

Concrètement pour chaque programmation de puissance, l'équipement de test réalise une mesure de la tension crête ( $V_p$ ) ou efficace ( $V_{RMS}$ ) du signal émis par le circuit sur une impédance caractéristique ( $Z_0$ ); la puissance correspondante est calculée avec :

$$P = \frac{V_p^2}{2Z_0} = \frac{V_{RMS}^2}{Z_0} \quad (1.1)$$

## 1.2.3 Test de masque spectral

Le spectre du signal émis doit respecter un gabarit (figure 1.4) défini par les normes de communication. Notamment, les lobes du spectre et les possibles harmoniques ne doivent pas dépasser une certaine puissance afin de ne pas interférer avec d'autres communications. Concrètement, l'équipement de test calcule le spectre du signal capturé avec une FFT (« Fast Fourier Transform ») et vérifie que le spectre obtenu rentre dans le gabarit spécifié. Ce test de masque spectral est effectué à la puissance maximale que le circuit peut délivrer.

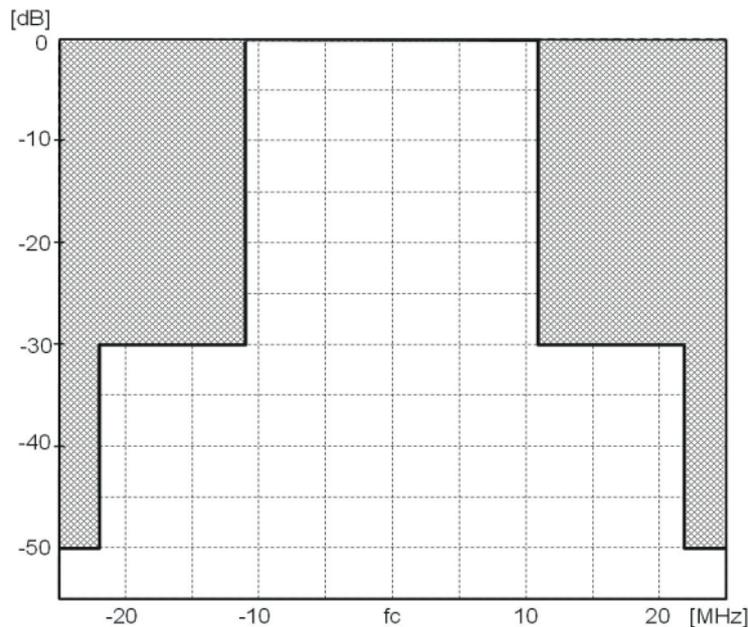


FIGURE 1.4 – Exemple de masque spectral

Pour un produit ZigBee, le gabarit imposé par la norme IEEE 802.15.4 est illustré sur la figure 1.5. Les troisièmes lobes secondaires situés à  $\pm 3,5$  MHz de la fréquence porteuse doivent avoir une puissance inférieure de 20 dBm à la puissance du lobe principal et leur puissance ne doit pas excéder -30dBm. La norme spécifie également que l'analyse doit être effectuée avec une résolution fréquentielle de 100 kHz et un filtre vidéo de 1 kHz.

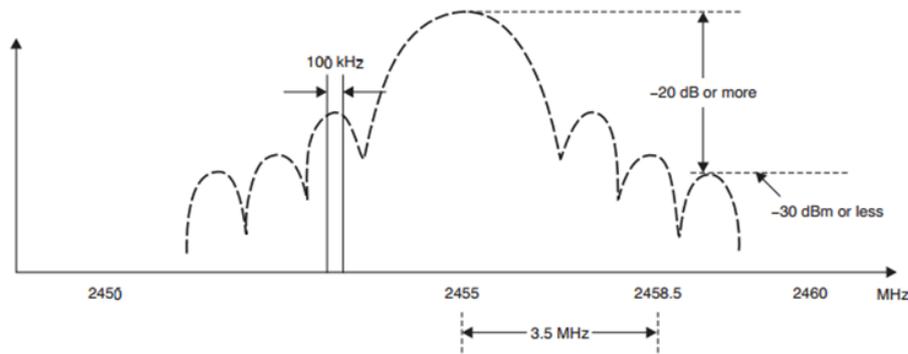


FIGURE 1.5 – Masque spectral selon la norme IEEE 802.15.4

### 1.2.4 Mesure du vecteur d'erreur sur la constellation (EVM)

Le dernier test qui doit être réalisé porte sur la qualité de modulation du signal émis. La métrique classiquement utilisée pour quantifier cette qualité est l'amplitude du vecteur d'erreur, plus connue sous son acronyme anglo-saxon EVM (« Error Vector Magnitude »). Cette mesure est réalisée à partir du diagramme de constellation.

En effet dans une modulation numérique, chaque symbole peut être représenté par un nombre complexe dont le module correspond à l'amplitude et l'argument à la phase du signal modulé à l'instant de réception du symbole. Chaque symbole peut donc être positionné dans un système de coordonnées bidimensionnel avec comme abscisse la composante réelle (axe des I ou « en-phase ») et comme ordonnée la composante imaginaire (axe des Q ou « en-quadrature »). L'ensemble des symboles reçus constitue le diagramme de constellation.

Dans le cas d'un circuit idéal, l'emplacement des points de la constellation est parfaitement connu et ne dépend que du type de modulation utilisée. Toutefois dans le cas d'un circuit réel, diverses imperfections du circuit peuvent entraîner une légère différence entre la constellation souhaitée (idéale) et la constellation obtenue physiquement. L'EVM est une mesure de cette différence et est représentatif de la qualité du signal modulé. Si l'EVM est trop important, le récepteur risque d'avoir des difficultés à démoduler le signal reçu. Certains bits reçus peuvent être erronés [4,5], entraînant une augmentation du BER (Bit Error Rate).

Concrètement, l'EVM se calcule à partir des vecteurs d'erreur mesurés dans le diagramme de constellation pour chaque symbole reçu, où le vecteur d'erreur est défini comme la différence entre la position du symbole reçu et la position idéale (figure 1.6). La moyenne quadratique du module de ces vecteurs d'erreur sur l'ensemble des symboles, normalisée par l'amplitude maximale du signal, donne l'EVM.

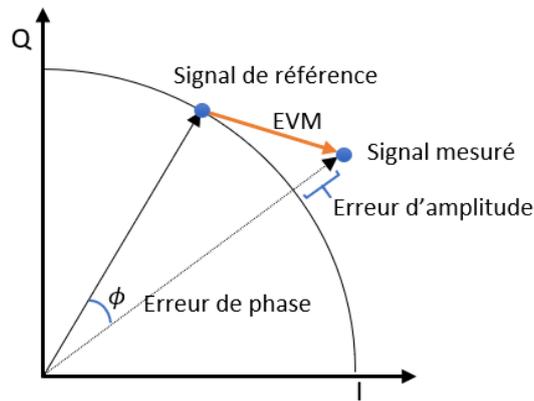


FIGURE 1.6 – Vecteur d’erreur sur la constellation

Tout comme le test de masque spectral, la mesure d’EVM est réalisée à la puissance maximale que le circuit est capable de délivrer. En effet, il s’agit du cas le plus défavorable où l’amplificateur de puissance est le plus susceptible de dégrader la qualité du signal généré. Pour un produit ZigBee, la norme IEEE 802.15.4 spécifie que l’EVM doit être inférieur à 35% et qu’il doit être mesuré sur 1000 symboles. Il est aussi spécifié que l’EVM doit être calculé en compensant l’offset de fréquence et de phase.

### 1.3 État de l’art

Dans le cadre du test de production des transceivers RF, les tests présentés précédemment sont effectués en utilisant un ATE équipé de canaux RF. Le principal problème de cette solution réside dans le coût très élevé de ces canaux RF. On peut trouver dans la littérature différentes approches visant à relâcher les contraintes sur l’équipement de test nécessaire..

Dans [6], une approche basée sur le test indirect par apprentissage est étudiée pour un modulateur GMSK (« Gaussian Minimum Shift Keying »). L’EVM est prédit en utilisant des mesures indirectes ne nécessitant pas l’utilisation de ressources de test RF, à savoir des mesures provenant de divers capteurs intégrés dans la partie RF du circuit. Les capteurs utilisés sont un capteur de courant (CS), un détecteur d’enveloppe (ED) et 3 capteurs DC. Ces capteurs fournissent des données représentatives des variations du processus de fabrication dans les différentes parties du circuit. À partir de données générées par simulation de Monte-Carlo, une fonction de régression a été entraînée pour prédire l’EVM. Cette approche permet d’après les résultats de simulation une prédiction d’un EVM compris entre 7 et 40% avec une précision de 2,27%.

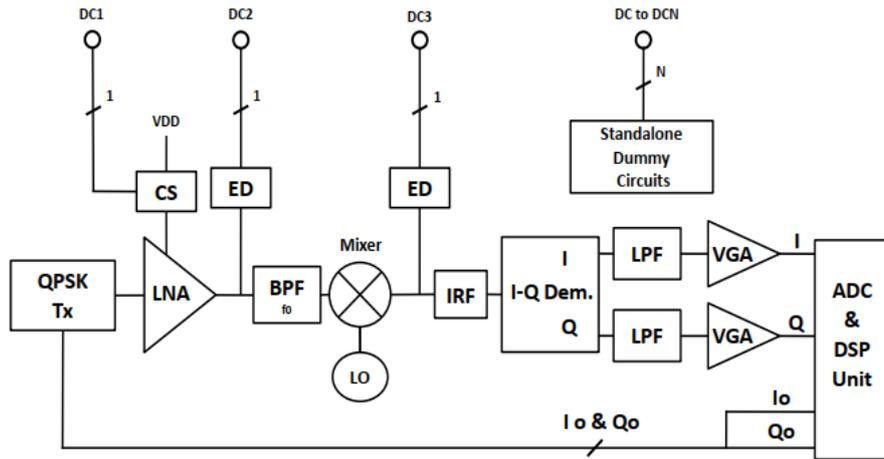


FIGURE 1.7 – Exemple de capteurs utilisé pour la prédiction de l'EVM avec une technique de test par apprentissage

Une autre technique étudiée dans [7, 8] consiste à calculer numériquement l'EVM à partir de mesures des performances des divers composants du système. Trois mesures sont prises en compte : le gain, le point d'interception du troisième ordre (IIP3) et le rapport signal sur bruit (SNR) (figure 1.8). Cette approche est étudiée pour une modulation de type QAM (« Quadrature Amplitude Modulation »). Elle permet d'éliminer totalement la mesure EVM du test, mais nécessite le développement d'un modèle complexe des possibles défauts du transceiver. La couverture de cette approche est toutefois limitée. Des défauts susceptibles de dégrader l'EVM peuvent ne pas affecter les trois paramètres mesurés, conduisant à une erreur de calcul de l'EVM et à un test erroné.

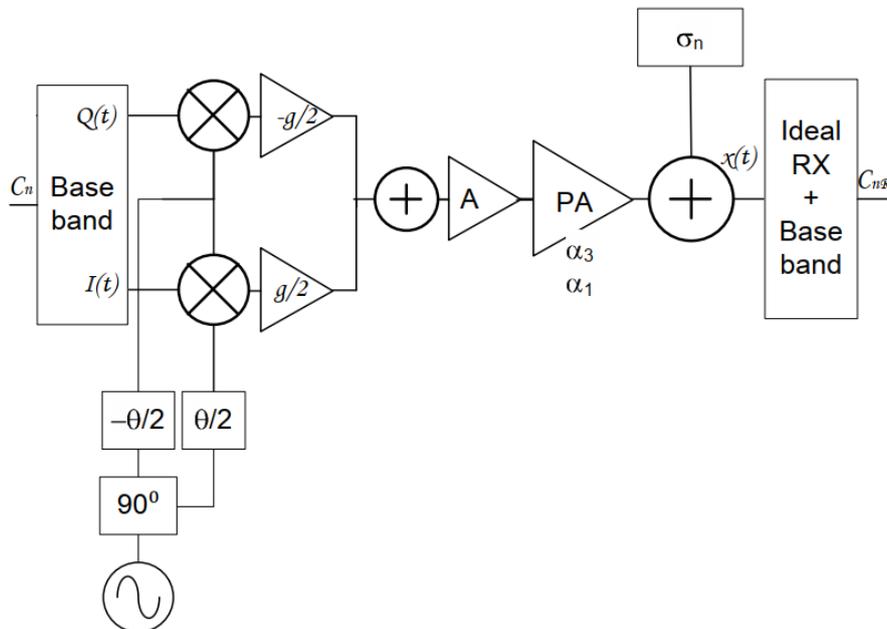


FIGURE 1.8 – Modèle du transmetteur avec les non-idéalités prises en compte pour calculer l'EVM

Dans [9], un module (figure 1.9) vient s'intercaler entre un équipement de test digital

et le circuit sous test (DUT pour « Device Under Test »). Ce module intègre un FPGA et un émetteur-récepteur RF calibré. Ce dernier effectue le test du circuit. Il est contrôlé par le FPGA qui ne transmet à l'ATE, par un canal digital, que les données pertinentes (résultats du test). Cette approche est utilisée sur un produit 3G pour effectuer un test de puissance et un test de fonctionnement du récepteur.

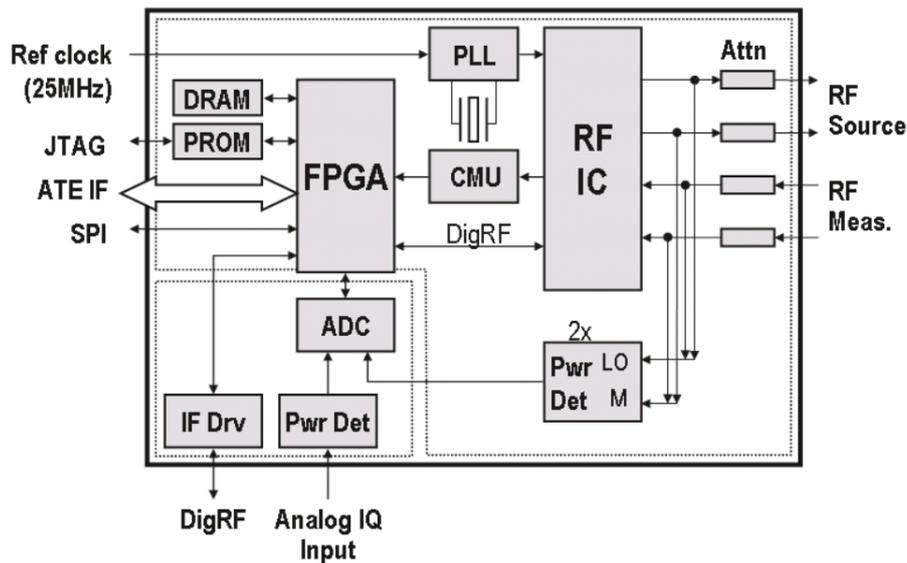


FIGURE 1.9 – Architecture du module de test réalisé

Dans [10], le processeur intégré dans le SoC est utilisé pour implémenter un test complet de la partie RF (masque spectral, puissance, EVM) (figure 1.10). Seules les ressources numériques de l'ATE sont utilisées pour charger le programme de test et lire les résultats du test. Des composants externes tels qu'un atténuateur et un détecteur de puissance sont présents sur la carte de test et contrôlés par le processeur du DUT. Il s'agit donc d'une approche de type « Built-Out Self-Test » (BOST) qui consiste à relâcher les contraintes sur l'équipement de test en transférant une partie des ressources depuis le testeur vers la carte d'interface. Pour effectuer la mesure de l'EVM et le test de masque spectral, une technique de rebouclage est utilisée. Le récepteur du circuit numérise le signal RF après conversion à une fréquence intermédiaire.

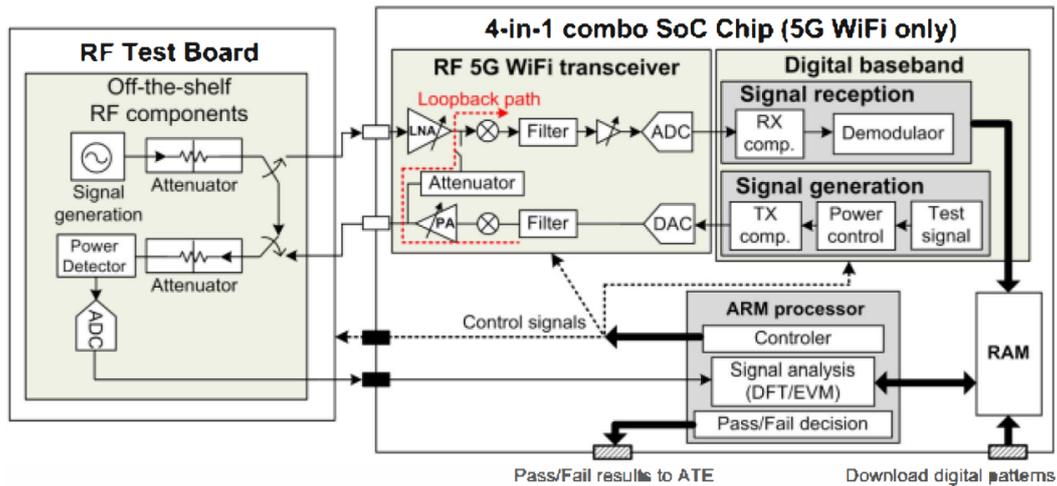


FIGURE 1.10 – Solution de self-test d'un combo SoC sur un ATE digital

Dans [11], une carte de test octo-site est développée pour tester des produits WLAN. Chaque site utilise le principe de l'analyseur de signal vectoriel pour analyser le signal RF du DUT. Les composants réalisant le VSA sont dimensionnés pour permettre un test correct d'un transceiver WLAN. Un générateur arbitraire de signal et un diviseur de puissance sont utilisés pour la génération du signal RF source. Il s'agit là aussi d'une solution de type « BOST », qui vise également à augmenter le débit du test par une utilisation du test multi-site.

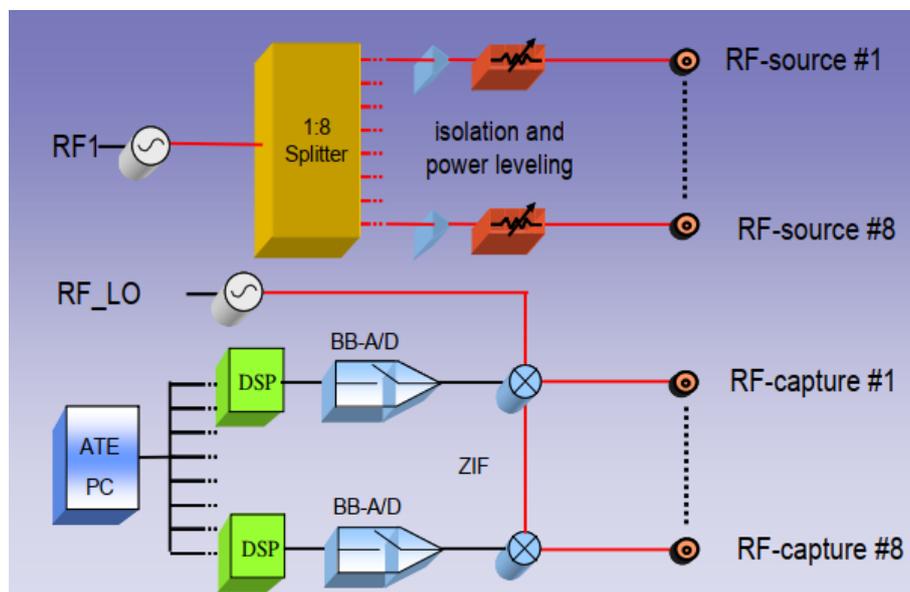


FIGURE 1.11 – Test octo-site de transceivers WLAN

## 1.4 Positionnement de la thèse

L'objectif de cette thèse est de réduire le coût du test de production des transceivers ZigBee. Ce type de produit se trouve dans de nombreux objets connectés, utilisés notamment dans le domaine en plein développement des maisons et bâtiments intelligents (« Smart Home »).

En production, ces produits sont testés en utilisant des ressources RF [12] utilisant le principe de l'analyseur de signal vectoriel, notamment pour la vérification du signal RF modulé à 2.4GHz délivré par la chaîne d'émission. La stratégie que nous avons choisi d'explorer a pour objectif le développement d'une solution basée uniquement sur une acquisition directe du signal RF avec un canal testeur numérique standard, ce qui réduirait considérablement le coût de l'équipement de test. Tous les paramètres mesurés en production (EVM, puissance, masque spectral) devront pouvoir être adressés. Ce travail s'inscrit dans la continuité des thèses de Nicolas Pous [13] et de Stéphane David-Grignot [14]. La première thèse a posé les bases de l'analyse de signaux analogiques/RF modulés avec des formats élémentaires de modulation via des ressources de test digitales. La deuxième a proposé des solutions de mesure de bruit de phase pour circuits RF complexes délivrant un signal à fréquence intermédiaire, via des ressources de test numériques.

Le principe général de l'approche proposée est d'effectuer une acquisition 1-bit du signal RF avec un canal testeur numérique standard, puis d'analyser ce signal 1-bit à l'aide d'algorithmes de post-traitement dédiés à la reconstruction du signal original. Comme le montre la figure 1.12, un canal digital comprend un comparateur qui transforme le signal électrique reçu en un signal binaire, suivi d'une bascule qui mémorise la donnée binaire à une cadence définie par l'horloge testeur. Un canal digital réalise donc une opération de « level-crossing » suivie d'une opération d'échantillonnage. Le signal est ainsi converti en une séquence de 0 et de 1. Tout l'enjeu consiste à développer des algorithmes de post-traitement capables de retrouver les caractéristiques essentielles du signal original à partir des informations contenues dans la séquence binaire capturée.

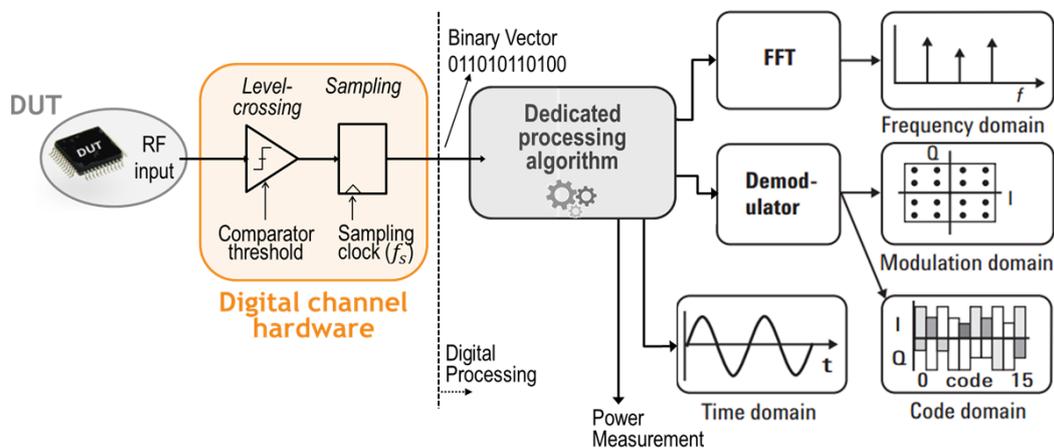


FIGURE 1.12 – Approche proposée avec une acquisition directe du signal RF par un canal testeur numérique standard

Dans notre contexte, de fortes contraintes pèsent sur la mise en œuvre de cette stratégie. En effet, le signal RF à analyser a une fréquence de 2,4 GHz, alors qu'un canal de testeur digital standard ne peut pas échantillonner à une fréquence supérieure à 1,6 GS/s [15]. L'algorithme de post-traitement doit donc être capable de reconstruire le signal RF à partir uniquement de données binaires, et avec une résolution temporelle très limitée. À noter qu'il existe des équipements digitaux capables d'échantillonner à des fréquences supérieures comme 9GS/s [16], ce type d'option étant toutefois plus coûteux.

Cette stratégie suppose que le signal binaire représente d'une certaine manière le signal RF original malgré l'opération de level-crossing et le sous-échantillonnage.

On peut trouver dans la littérature certains éléments encourageant ces suppositions. Le concept de level-crossing est aujourd'hui utilisé dans de nombreux domaines de la microélectronique. Dès 1992, cette technique a été étudiée pour réaliser par exemple un récepteur FM [17]. Cette technique a également été mise en œuvre sur des modulations de phase dans [18–23]. La possibilité de réaliser la démodulation d'un signal RF, à partir d'une acquisition binaire est ainsi déjà démontrée.

Les techniques de sous-échantillonnage sont elles aussi bien étudiées. Dans [24], le sous-échantillonnage est utilisé pour estimer la fréquence instantanée d'un signal dans le cadre d'une application radar. Des techniques de sous-échantillonnage sont également utilisées dans [25, 26] pour l'analyse spectrale de signaux modulés. Dans [27] un signal digital à une fréquence  $f_0$  est échantillonné à une fréquence inférieure  $f_s$ . Le résultat de l'acquisition est un signal à une fréquence  $f_b = f_0 - f_s$ . Cette technique est utilisée dans le cadre d'un « Built-In Self-Test » (BIST) pour effectuer des mesures précises de timing. Toujours dans le cadre d'un test BIST, dans [28], le sous-échantillonnage est utilisé pour mesurer le temps de montée/descente de signaux digitaux.

La technique de level-crossing n'a toutefois jamais été utilisée en combinaison avec du sous-échantillonnage, ce qui est l'approche originale que nous avons choisi de prospecter dans cette thèse.

## 1.5 Conclusion

Ce chapitre a introduit la solution utilisée en production pour le test des circuits RF et les solutions proposées dans la littérature pour en réduire le coût. Certains défauts des émetteurs peuvent affecter la qualité du signal généré. Un signal de mauvaise qualité augmente la probabilité qu'une erreur soit commise à la démodulation par le récepteur. Cela peut aussi brouiller une communication ayant lieu sur une fréquence voisine au même instant. Afin de prévenir cela et de fournir au client un circuit exempt de défauts, plusieurs tests sont effectués. Chaque test couvre un domaine bien précis. Le test fonctionnel, comme son nom l'indique, garantit la fonctionnalité générale du circuit. Le test de puissance permet de s'assurer que la transmission est effectuée sur une distance correcte (ni trop longue ni trop courte). Le test de masque spectral permet de s'assurer que l'émission n'interfère pas avec un canal voisin. Finalement, l'EVM est un indicateur de la qualité du signal généré.

L'approche de test actuellement utilisée est basée sur l'utilisation d'un ATE équipé de canaux RF. Cette approche offre une très bonne qualité de test, mais est extrêmement coûteuse. Parmi les solutions proposées dans la littérature, certaines s'appuient sur l'insertion d'éléments supplémentaires (capteurs, détecteurs) au sein du circuit, ce qui nécessite une conception particulière qui n'est pas toujours possible. D'autres solutions s'appuient sur l'insertion d'éléments supplémentaires sur l'interface entre le circuit et le testeur, ce qui permet effectivement de relâcher les contraintes sur l'ATE, mais augmente significativement le coût de l'interface et pose des problèmes de maintenance et stabilité d'un site de production à un autre. Enfin un grand nombre de ces solutions adressent seulement certains types de tests et ne permettent pas d'obtenir une couverture de test complète (fonctionnalité, puissance, masque spectral, EVM). Dans ce contexte, notre approche qui repose uniquement sur l'utilisation de ressources de test numériques standard

constitue une voie prometteuse à explorer. De plus, cette approche offre des perspectives intéressantes pour tester plusieurs circuits en parallèle, les canaux testeur numériques étant généralement disponibles en grand nombre sur un ATE.

## Chapitre 2

# Modélisation d'un transceiver ZigBee et développement des fonctions logicielles pour un test conventionnel

ZigBee est un protocole de communication radio à faible distance développé dans le but de permettre la communication d'objets avec une bonne fiabilité tout en ne nécessitant qu'une faible puissance. La norme IEEE 802.15.4 [29] définit les couches physiques et MAC du protocole ZigBee.

Afin de développer une nouvelle solution pour le test de transceiver ZigBee, il est tout d'abord nécessaire de comprendre la couche physique du protocole et de maîtriser les caractéristiques essentielles du signal RF transmis. Il est par ailleurs utile de disposer d'un modèle de transmetteur ZigBee qui puisse être implanté dans un environnement de calcul numérique afin de simuler le circuit sous test. Il est également utile d'intégrer à ce modèle la possibilité de simuler divers défauts susceptibles d'être présents sur le circuit sous test. Finalement, il est aussi intéressant de développer au sein du même environnement un modèle permettant de représenter le testeur RF, en particulier vis-à-vis des tests classiques réalisés sur ce type de produit. Le développement de ces différents modèles fait l'objet de ce chapitre.

La première section présente le fonctionnement d'un transmetteur ZigBee à 2,4 GHz ainsi que sa modélisation. La deuxième partie s'intéresse aux possibles défauts du modulateur. Enfin, la dernière partie présente les fonctions logicielles développées pour simuler les opérations de traitement du signal réalisées par le testeur dans le cadre du test de production d'un transceiver ZigBee.

### 2.1 Transmetteur ZigBee

La norme IEEE 802.15.4 spécifie les trois bandes de fréquences ISM (Industrielle Scientifique et Médicales) utilisables par le protocole ZigBee. La première située à 868 MHz est disponible uniquement en Europe avec un débit de 20 kbit/s. La deuxième bande située à 915 MHz est uniquement disponible aux Etats-Unis et en Australie. Elle propose un débit de 40 kbit/s. La dernière bande se situe à 2,4 GHz. Disponible dans le monde entier, elle offre à l'utilisateur un débit de 250 kbit/s.

Dans cette étude, nous nous intéressons au test d'un émetteur fonctionnant dans cette

dernière bande. Seize canaux compris entre 2,405 et 2,48 GHz et espacés de 5 MHz sont disponibles (figure 2.1).

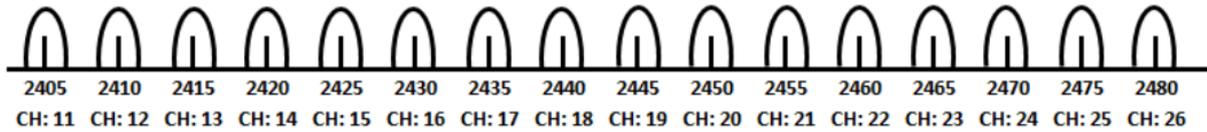


FIGURE 2.1 – Canaux ZigBee

Les différents paramètres relatifs au format de modulation et à la technique d’encodage sont reportés dans cette section, tels que spécifiés dans la norme.

### 2.1.1 Quadrature Phase Shift Keying (QPSK)

Un modulateur ZigBee utilise un format de modulation de phase numérique dérivé d’une modulation appelée « Quadrature Phase-Shift Keying » (QPSK). Le principe de ce type de modulation est de transmettre les informations binaires au moyen d’un signal de référence (la porteuse) dont la phase pourra prendre 4 valeurs différentes.

La figure 2.2 présente le schéma bloc d’un modulateur QPSK. Les bits de données à transmettre sont séparés sur 2 voies I et Q (les bits pairs sur la voie I et les bits impairs sur la voie Q). Le débit sur les voies I et Q est donc divisé par 2 par rapport au débit en entrée du modulateur. Un encodage de type Non-Retour à Zéro (NRZ) est ensuite appliqué. Sur la voie I, le résultat de l’encodage NRZ est multiplié par un cosinus à la fréquence porteuse  $f_p$ . La même opération est réalisée sur la voie Q en utilisant un sinus à la place d’un cosinus. Le résultat de ces deux modulations intermédiaires est ensuite ajouté pour former le signal modulé. La figure 2.3 illustre les signaux observés à différents endroits du modulateur (après l’encodage NRZ et après la multiplication sur les voies I et Q, en sortie du modulateur).

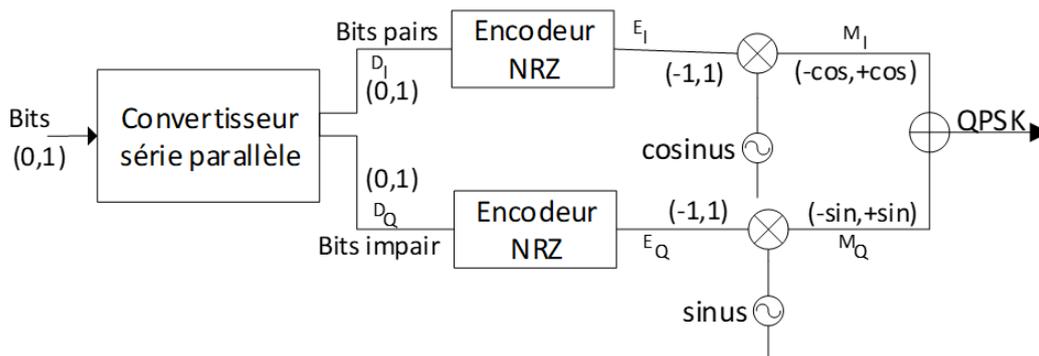


FIGURE 2.2 – Modulateur QPSK

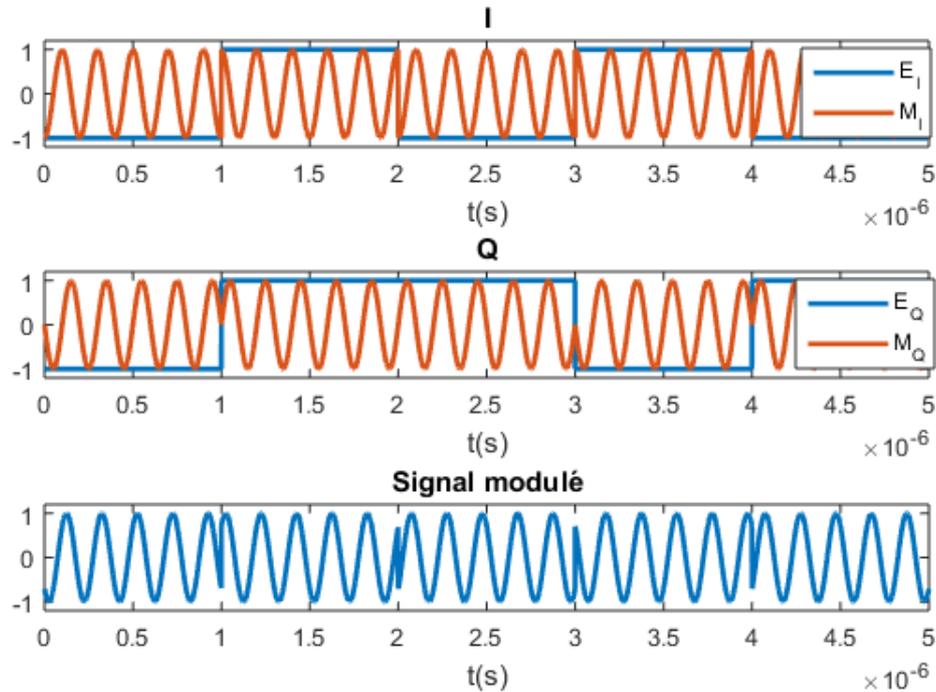


FIGURE 2.3 – Signaux à différents endroits d'un modulateur QPSK

Le signal modulé peut donc présenter 4 valeurs différentes de phases :  $45^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-135^\circ$  (figure 2.4 ). Chacune de ces valeurs correspond à un symbole, codé par deux bits de données. La fréquence symbole est ainsi divisée par deux par rapport à la fréquence des bits en entrée du modulateur.

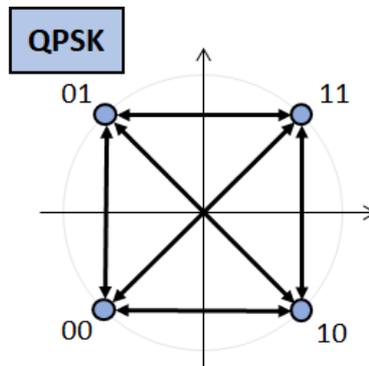


FIGURE 2.4 – Constellation d'une modulation QPSK

Cette modulation présente comme inconvénient la possibilité de présenter des sauts de phase pouvant aller jusqu'à  $180^\circ$ . Un saut de phase de  $180^\circ$  engendre une large incursion en fréquence instantanée et un passage de l'amplitude par 0, ce qui nécessite l'utilisation d'un amplificateur de puissance linéaire. De plus, la disparition du signal durant un bref instant complique fortement la tâche du récepteur qui peut se désynchroniser durant ce court instant. Cette modulation est donc très peu utilisée en pratique sans quelques modifications.

## 2.1.2 Offset Quadrature Phase Shift-Keying (OQPSK)

Pour pallier aux défauts cités précédemment, une variante appelée « Offset Quadrature Phase-Shift Keying » (OQPSK) peut être utilisée. C'est ce format qui est spécifié dans la norme IEEE 802.15.4 pour la bande de fréquence à 2,4 GHz.

Dans cette variante, un délai d'une période de un bit est ajouté sur la voie Q (figure 2.5). Cela empêche les données de changer simultanément sur les voies I et Q. La donnée sur la voie I change au milieu de la donnée sur la voie Q et inversement. Il se produit donc un changement de symbole à chaque période  $T_{bit}$ . La fréquence symbole est ainsi égale à la fréquence bit. Grâce à cet offset, les sauts de phase sont limités à  $90^\circ$  (figure 2.6). Le passage de l'amplitude par 0 est également éliminé, évitant ainsi le besoin d'un amplificateur de puissance linéaire et la possible perte de synchronisation du récepteur.

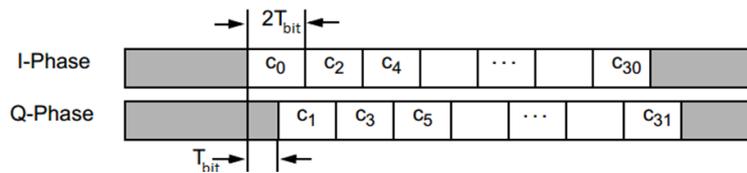


FIGURE 2.5 – Offset sur la voie Q

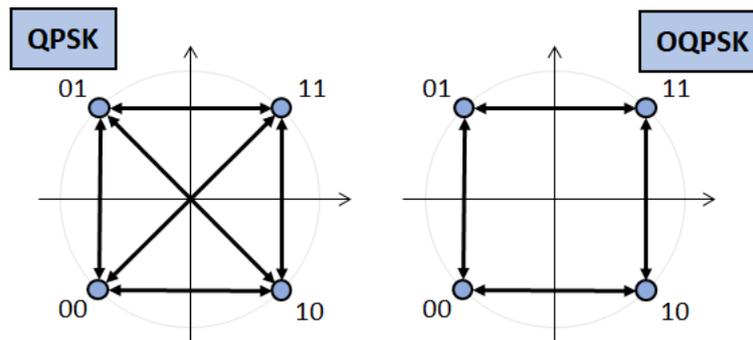


FIGURE 2.6 – Comparaison des constellations QPSK et OQPSK

## 2.1.3 Half-sine pulse shaping

La mise en forme d'impulsion (« pulse shaping ») est une technique très répandue en télécommunication. Elle est utilisée dans le but de limiter la bande passante occupée par une transmission. Le risque d'interférence avec une autre communication est ainsi limité. La norme IEEE 802.15.4 préconise l'utilisation de ce type de technique et spécifie que chaque bit de donnée doit être transformé en une demi-sinusoïde, comme illustré sur la figure 2.7.

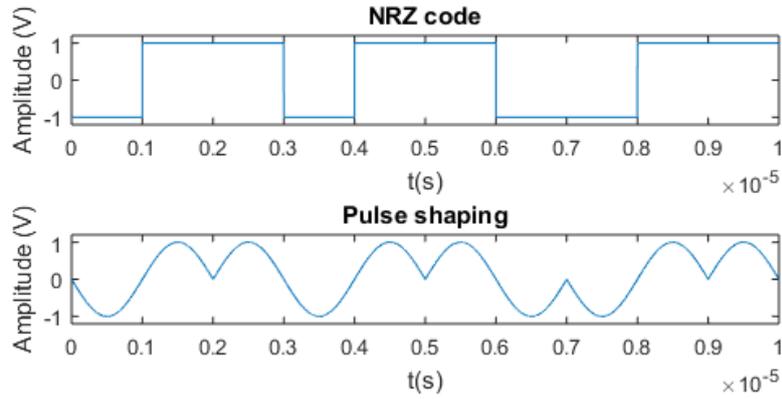


FIGURE 2.7 – Half-sine pulse shaping

Grâce à cette étape, la phase du signal modulé ne présente pas de sauts de phase discrets mais glisse de façon permanente sur le cercle trigonométrique (figure 2.8) et toutes les fluctuations d'amplitude sont éliminées. La modulation devient de type CPM (Modulation de Phase Continue). La constellation présente un offset de phase de  $45^\circ$  par rapport à une constellation QPSK (figure 2.9). En effet, lorsque la demi-sinusoïde atteint la valeur 1 sur une voie I ou Q, la valeur sur l'autre voie est de 0 en raison de l'offset.

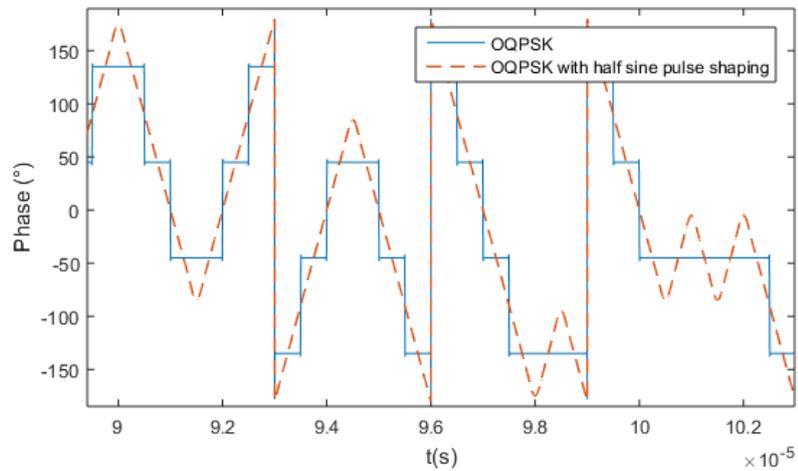


FIGURE 2.8 – Phase avec et sans half-sine pulse shaping

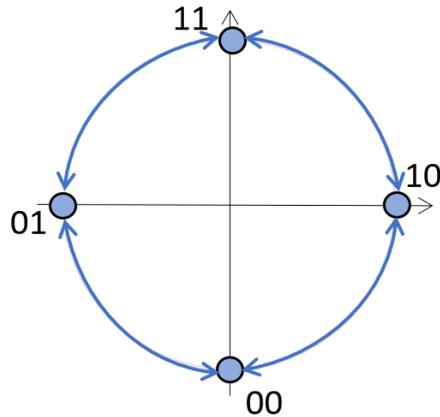


FIGURE 2.9 – Constellation OQPSK avec half-sine pulse shaping

L'utilisation de cette technique amène une amélioration très importante de l'efficacité spectrale de la transmission par rapport à une simple modulation QPSK sans mise en forme d'impulsion. En effet comme illustré sur la figure 2.10, on observe une très nette réduction de l'amplitude des lobes secondaires.

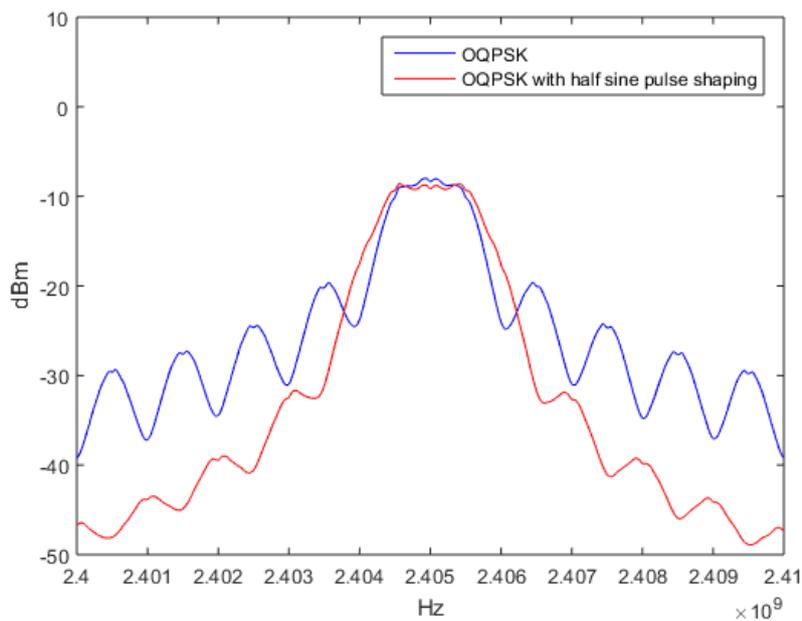


FIGURE 2.10 – Effet de l'utilisation du half-sine pulse shaping sur le spectre

#### 2.1.4 Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)

L'étalement de spectre ou « Direct Sequence Spread Spectrum » (DSSS) est une technique utilisée en télécommunication pour diminuer les effets des interférences rencontrés durant la transmission [30]. Le DSSS peut également être utilisé dans le cadre de transmission militaire pour dissimuler le signal en augmentant sa ressemblance avec du bruit.

Le principe général de cette technique est de transmettre le signal sur une bande passante bien plus large que la bande passante correspondant à l'information d'origine.

Pour cela, les bits du message à transmettre sont modulés avec une séquence de bits pseudo-aléatoire dont chaque bit (appelé « chip ») a une durée bien plus courte que les bits du message d'origine.

Pour un circuit ZigBee, les paramètres de mise en œuvre spécifiés dans la norme sont illustrés sur la figure 2.11. Les bits d'information sont tout d'abord regroupés en octets, chaque octet correspondant à 2 symboles de 4 bits. À chacune des 16 valeurs possibles pour un symbole, une séquence pseudo-aléatoire de 32 bits est associée. Ce sont ces séquences de 32 bits qui sont présentées à l'entrée du modulateur à la place des 4 bits d'origine. Le débit disponible pour l'utilisateur est de 250 kbit/s cependant, le véritable débit du modulateur est de 2 Mbit/s.

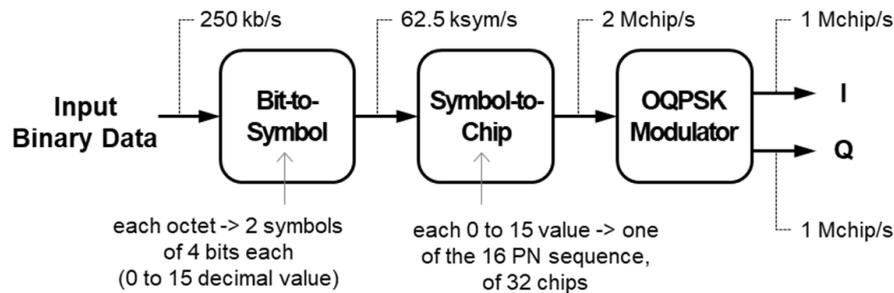


FIGURE 2.11 – Mise en œuvre de l'étalement de spectre par DSSS pour un circuit ZigBee

La bande passante occupée étant ainsi élargie, la communication devient plus résistante aux interférences ou au brouillage (figure 2.12).

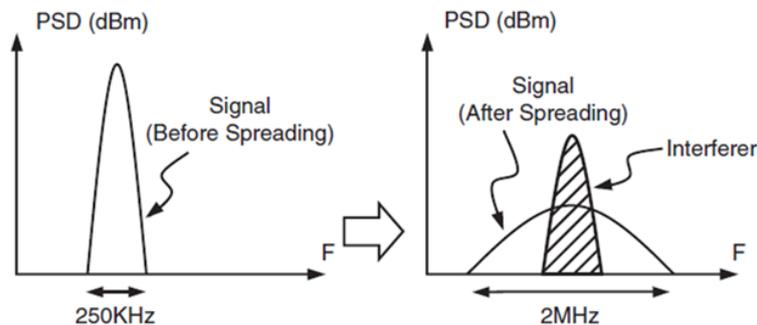


FIGURE 2.12 – Effet de l'étalement de spectre

Les séquences pseudo-aléatoires de 32 bits sont calculées afin de présenter une distance de Hamming très importante (figure 2.13). Ainsi, si le signal est endommagé durant la transmission, le récepteur ayant connaissance des séquences utilisées pourra tout de même procéder à la démodulation du signal.

Symbol	Chip sequence ( $C_0, C_1, C_2, \dots, C_{31}$ )
0	1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 0
1	1 1 1 0 1 1 0 1 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0
2	0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0
3	0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1
4	0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 0 0 0 1 1
5	0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0
6	1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 1 0 0 1
7	1 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1
8	1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 0 1 1
9	1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1
10	0 1 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1
11	0 1 1 1 0 1 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0
12	0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0
13	0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1
14	1 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0 1 1 0 0
15	1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0

FIGURE 2.13 – Séquences DSSS utilisées dans un circuit ZigBee

### 2.1.5 Modèle numérique d'un transmetteur ZigBee

Un modèle numérique implémenté dans Matlab® a été développé qui intègre l'ensemble des caractéristiques décrites dans les paragraphes précédents. Le schéma bloc de ce modèle est illustré sur la figure 2.14. Le modèle prend en entrée une séquence de bits correspondant au message à transmettre. Cette séquence de bits est tout d'abord transformée en une séquence de « chips » en utilisant l'encodage DSSS. La séquence de « chips » est alors appliquée au modulateur OQPSK avec half-sine pulse shaping. La sortie du modèle est une version numérique du signal RF modulé correspondant à la séquence de bits d'entrée. Le modèle a comme paramètre la fréquence porteuse  $f_p$  qui peut être choisie parmi 16 valeurs comprises entre 2,405 GHz et 2,48 GHz qui correspondent aux 16 canaux définis dans la norme.

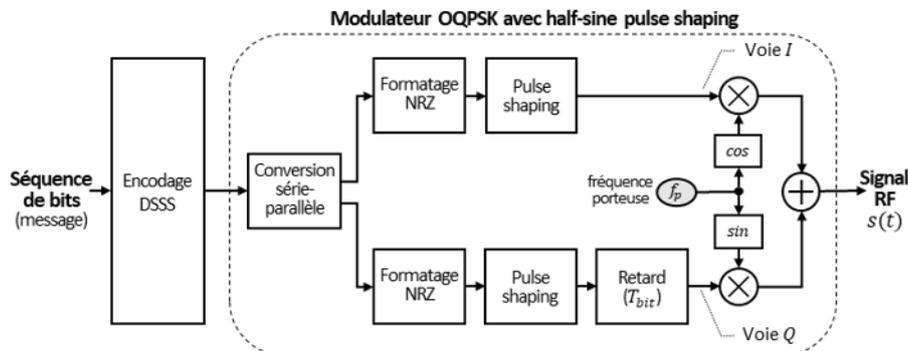


FIGURE 2.14 – Modèle numérique d'un transmetteur ZigBee

## 2.2 Défauts possibles

Le signal généré par le modulateur peut être affecté par certains défauts. Ces défauts dégradent la qualité du signal et peuvent conduire à la réception de données erronées par le récepteur ou rendre la réception impossible. Les principaux défauts susceptibles d'affecter le plus la qualité du signal sont l'« IQ imbalance », le bruit de phase ou la dérive en puissance [31].

### 2.2.1 IQ imbalance

L'IQ imbalance peut se manifester par un déséquilibre entre l'amplitude de la voie I et l'amplitude de la voie Q ou par un déphasage différent de  $90^\circ$  entre la porteuse de la voie I et la porteuse de la voie Q. En raison de l'utilisation du half-sine pulse shaping, le signal RF modulé présente normalement une amplitude constante ; si un tel déséquilibre est présent, le signal RF modulé présente alors des fluctuations d'amplitude sinusoïdales à la fréquence symbole (ici 1 MHz), comme illustré sur la figure 2.15.

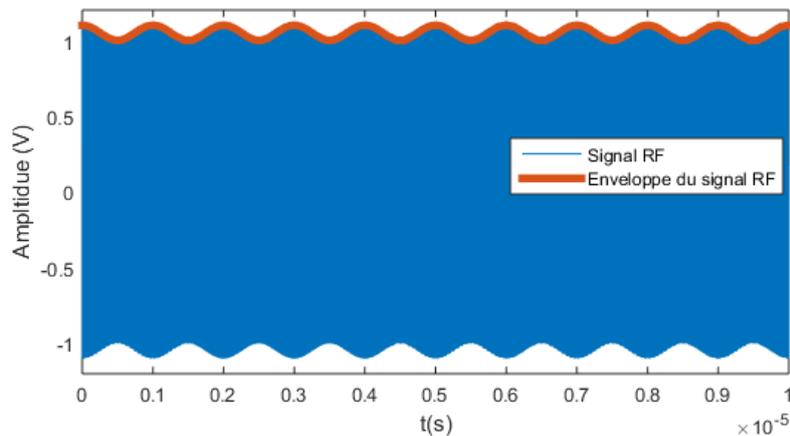


FIGURE 2.15 – Effet de l'IQ imbalance sur le signal RF modulé

### 2.2.2 Bruit de phase

Le bruit de phase consiste en des fluctuations aléatoires de la phase d'un signal. La porteuse utilisée pour générer le signal RF modulé est particulièrement susceptible d'être affectée par ce phénomène. Le bruit de phase provoque un étalement de la constellation sur le cercle trigonométrique (figure 2.16) [32]. S'il est trop important, il peut conduire un symbole à passer dans un autre quart du cercle et à être mal interprété par le démodulateur.

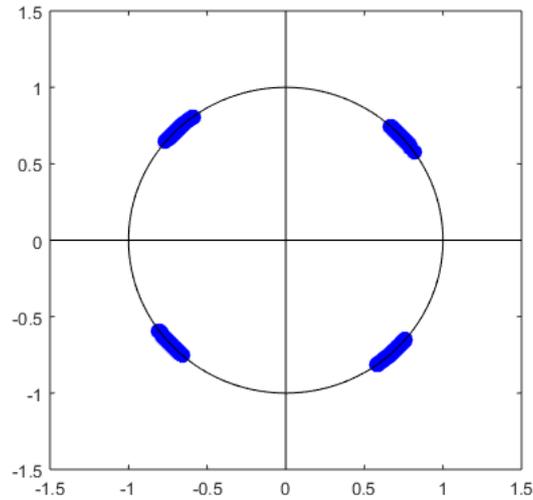


FIGURE 2.16 – Effet du bruit de phase sur une constellation QPSK

### 2.2.3 Perte de puissance

Une perte de puissance consiste en la dérive de l'amplitude du signal au fil du temps en raison d'un défaut de l'amplificateur de puissance (figure 2.17).

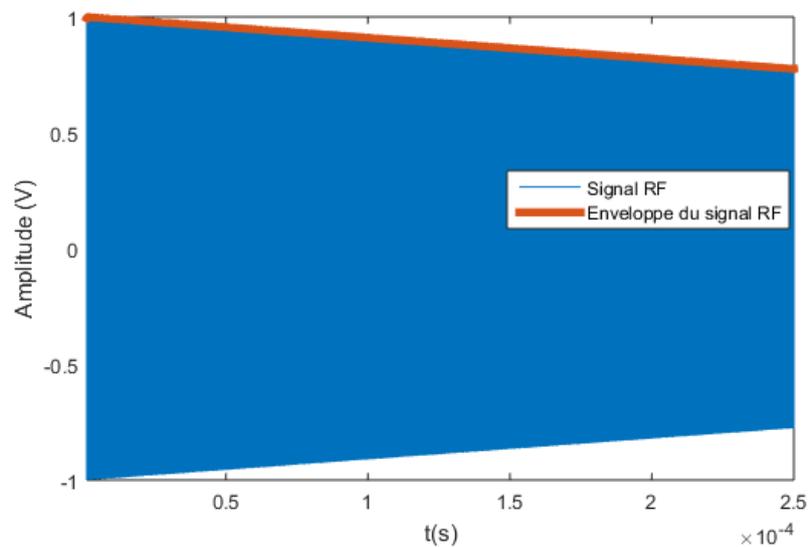


FIGURE 2.17 – Effet d'une dérive puissance sur le signal RF modulé

### 2.2.4 Prise en compte des défauts dans le modèle numérique

Le modèle numérique présenté dans la section précédente a été raffiné pour offrir la possibilité d'injecter les principaux défauts susceptibles d'affecter le modulateur. Le schéma bloc du modulateur modifié est illustré sur la figure 2.18.

Un défaut d'IQ imbalance est modélisé par l'insertion d'un élément de gain dans une des deux voies I ou Q (ici la voie I) de valeur  $1 + \Delta IQ$ , où  $\Delta IQ$  correspond au déséquilibre entre les deux voies.

Un défaut de bruit de phase est modélisé par l'addition d'un bruit  $pn(t)$  sur la fréquence porteuse. Dans notre cas, nous avons considéré un bruit de phase en  $1/f^2$  généré à partir de l'intégration de variables aléatoires gaussiennes [33].

Un défaut de perte de puissance est modélisé en introduisant une dégradation temporelle linéaire du gain de l'amplificateur de puissance en sortie du modulateur exprimée par  $1 - \nu_G$ , où la valeur de  $\nu_G$  permet de choisir la vitesse de dégradation.

Finalement, une source de bruit blanc  $n(t)$  est également ajoutée à la sortie du modulateur afin de représenter le bruit généré par le système global.

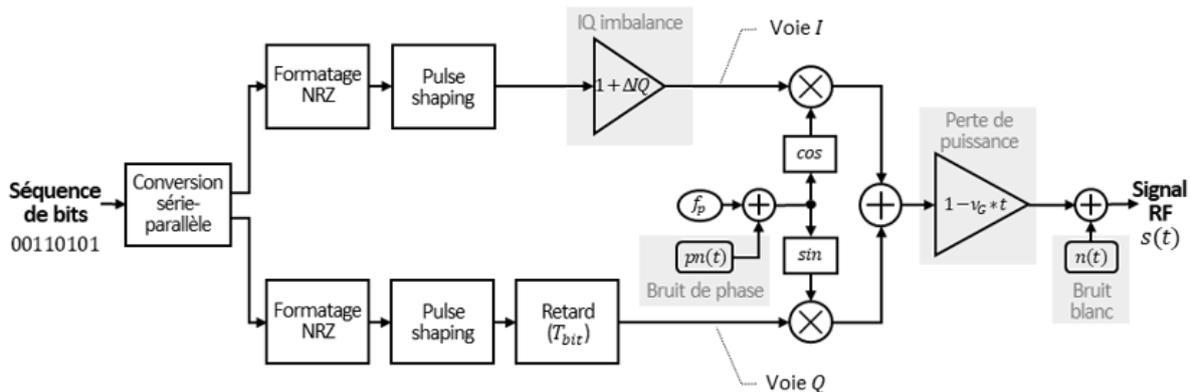


FIGURE 2.18 – Modèle numérique du modulateur ZigBee avec possibilité d'injecter des défauts

## 2.3 Fonctions logicielles pour le test des circuits ZigBee

Les fabricants d'équipement de test industriel fournissent avec les ressources RF des fonctions logicielles réalisant le traitement du signal nécessaire au test des circuits. Ces fonctions sont des boîtes noires faisant l'objet d'une propriété intellectuelle. C'est-à-dire qu'il est impossible de connaître en détail les traitements effectués. Il est pourtant important de comprendre les traitements effectués et de disposer de fonctions équivalentes dans l'environnement de calcul numérique afin de simuler le comportement du testeur.

Cette partie présente les fonctions logicielles développées pour mettre en œuvre deux des quatre tests spécifiés par la norme IEEE 802.15.4 et par la ZigBee alliance [34], à savoir le test fonctionnel et la mesure d'EVM. En effet, leur mise en œuvre demande un enchaînement très spécifique d'opérations du traitement du signal ne faisant pas forcément appel à des fonctions classiques. En revanche, le test de puissance repose lui sur une simple mesure de la tension crête du signal émis par le circuit et ne nécessite pas de fonction spécifique. De même, le test de masque spectral repose sur le calcul du spectre du signal avec une FFT, qui est une fonction classique disponible dans tout environnement de calcul numérique.

### 2.3.1 Test fonctionnel : démodulation

La première fonction développée est une fonction qui permet la démodulation du signal RF afin de réaliser un test fonctionnel, c'est-à-dire vérifier que la séquence de bits obtenus après démodulation est identique à la séquence de bits utilisée par le circuit pour

générer le signal RF.

La démodulation du signal OQPSK pose de nombreux challenges. En effet, la fréquence porteuse utilisée par l'émetteur n'est pas connue avec une précision parfaite. Un offset de fréquence de quelques dizaines de kilohertz est toujours présent. De plus, il est impossible d'assurer une synchronisation parfaite entre le DUT et l'ATE, ce qui entraîne la présence d'un offset de phase lui aussi inconnu.

La présence de ces offsets peut conduire à des erreurs de démodulation. En effet, un offset de fréquence entraîne une rotation constante de la constellation rendant la démodulation impossible (figure 2.19a). Un offset de phase entraîne lui un décalage de la constellation clairement identifiable et donc plus facile à corriger (figure 2.19b). Dans tous les cas, il est absolument nécessaire d'effectuer une récupération de la porteuse afin de procéder à une démodulation correcte.

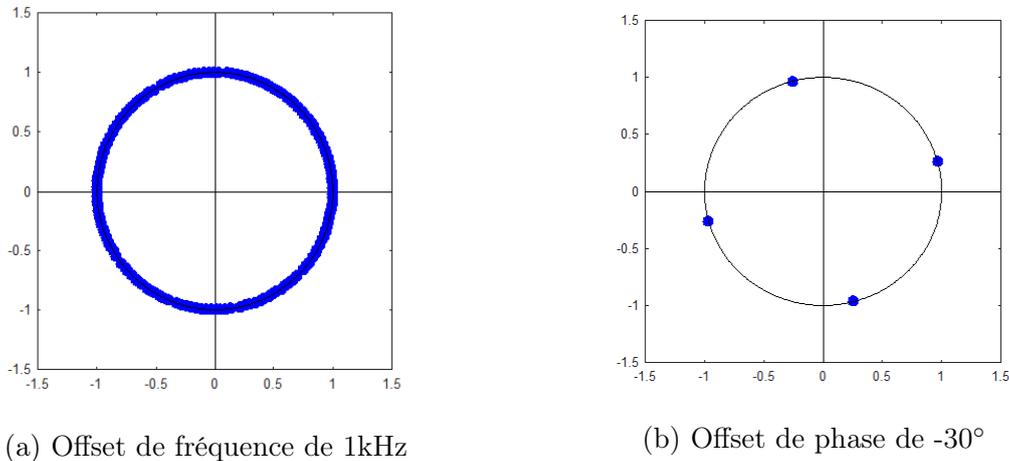


FIGURE 2.19 – Effet sur la constellation

Une technique souvent employée afin de récupérer la fréquence porteuse pour une modulation QPSK/OQPSK consiste à calculer la puissance 4 du signal. Cela produit un signal à  $4 * f_p$  et élimine les sauts de phase dus à la modulation. Une boucle à verrouillage de phase (PLL) vient se verrouiller sur ce signal et divise sa fréquence par 4. Cela produit un signal à la fréquence originale  $f_p$ . Cette technique ne peut être utilisée dans notre cas en raison de l'utilisation du half-sine pulse shaping qui n'entraîne pas de sauts de phase, mais un glissement constant de cette dernière.

Une autre possibilité est l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) spécifique appelée "boucle de Costas". La boucle de Costas a été inventée par John Costas dans le but d'effectuer de la récupération de fréquence porteuse pour des modulations AM [35, 36]. Des versions dérivées de la boucle de Costas adaptées à des modulations numériques, et notamment la modulation QPSK, sont ensuite apparues [37–39].

Un intérêt majeur de la boucle de Costas est qu'elle réalise non seulement une récupération de la porteuse mais également une démodulation en fournissant une image des formes d'onde présentes sur les voies I et Q du modulateur du circuit sous test. Le schéma bloc de la boucle de Costas utilisé dans nos travaux est illustré sur la figure 2.20.

Le signal RF en entrée de la boucle est réparti sur deux branches I et Q. Les signaux

sur les branches I et Q sont multipliés respectivement par un signal généré par un VCO (« Voltage-Controlled Oscillator ») et une version déphasée de  $90^\circ$  de ce dernier. Un filtre passe-bas supprime la composante au double de la fréquence pour ne conserver que le résultat de la démodulation. Dans le cas de l'usage spécifique de cette boucle avec du half-sine pulse shaping, nous avons ajouté un délai d'une période de un bit sur la voie I pour compenser le délai sur la voie Q dû à l'offset-QPSK. La différence entre la voie I et Q est ensuite calculée afin d'obtenir une erreur. Cette erreur est filtrée et le résultat pilote le VCO afin d'effectuer le verrouillage en phase et en fréquence.

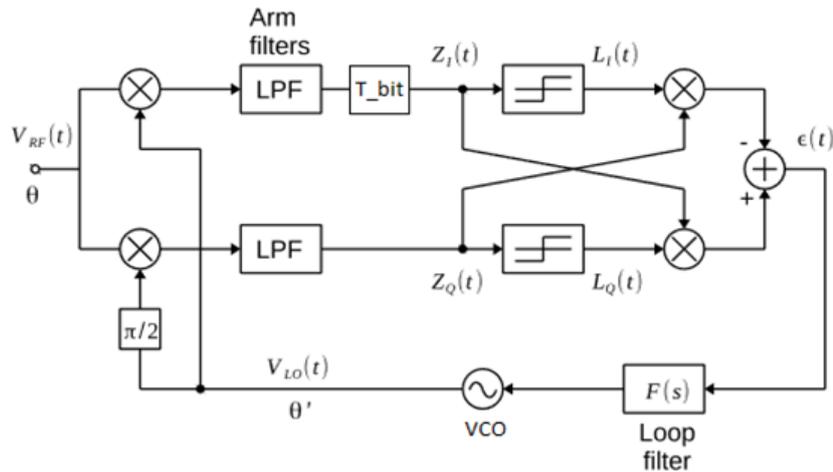


FIGURE 2.20 – Boucle de Costas modifiée

Dans notre cas, nous utilisons un modèle logiciel de la boucle de Costas. Le VCO de la boucle doit tout de même être initialement fixé sur une fréquence proche de la fréquence porteuse afin que le verrouillage puisse fonctionner. Pour cela, une première étape est réalisée en amont afin d'obtenir une estimation grossière de la fréquence porteuse  $f_{coarse}$ . Le signal RF modulé est mis au carré ce qui le démodule par lui-même. Le spectre du signal au carré est ensuite calculé. Ce spectre présente deux composantes principales (figure 2.21). La moyenne de ces deux composantes donne une estimation de deux fois la fréquence porteuse. La fréquence initiale du VCO est pré-réglée, basée sur cette estimation.

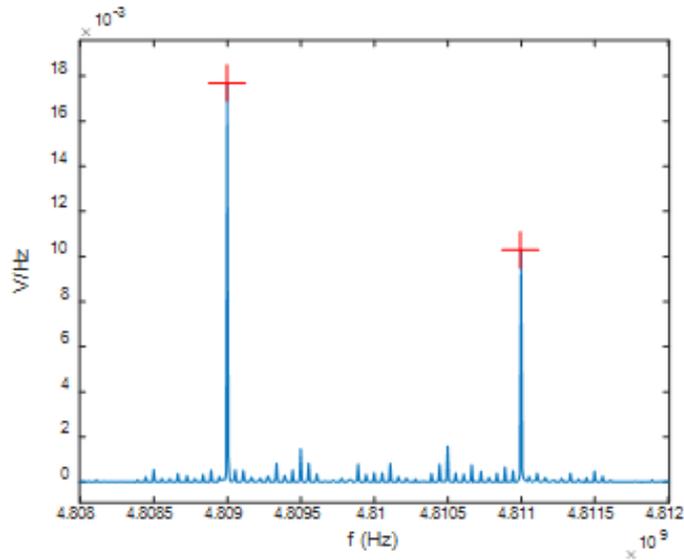


FIGURE 2.21 – Spectre du signal RF modulé au carré

Une fois la boucle verrouillée, les signaux  $Z_I(t)$  et  $Z_Q(t)$  sont les demi-sinusoïdes qui correspondent aux données binaires sur les voies I et Q, comme illustré sur la figure 2.22.

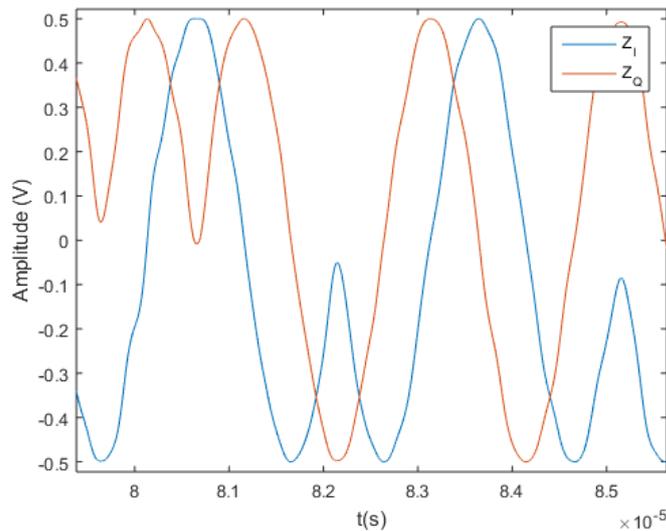


FIGURE 2.22 – Formes d'onde délivrées par la boucle de Costas

Il est toutefois nécessaire d'interpréter ces formes d'ondes afin de récupérer les données binaires correspondantes. Dans ce but, un algorithme spécifique d'interprétation et échantillonnage des données est utilisé (figure 2.23).

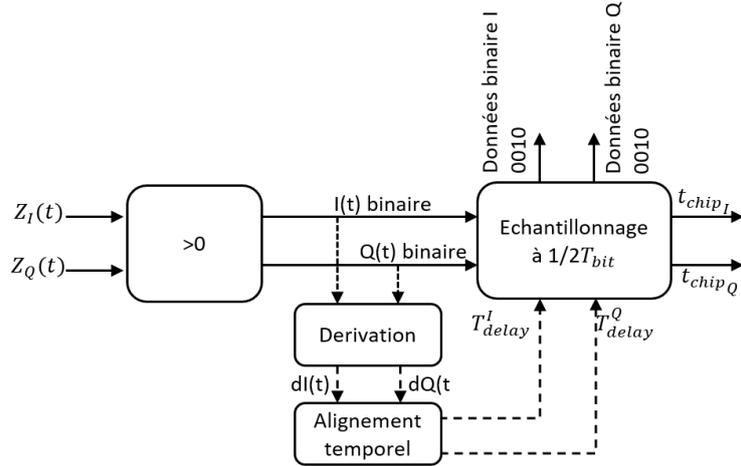


FIGURE 2.23 – Architecture de l’algorithme d’interprétation et échantillonnage des données sur les voies I et Q

Une comparaison à zéro sur les voies I et Q est tout d’abord effectuée pour convertir les demi-sinusoides en forme d’onde binaire. Ces formes d’onde binaires sont alors échantillonnées avec une fréquence égale à  $1/2T_{bit}$  ( $2T_{bit}$  étant la durée d’une donnée sur la voie I ou Q). Les échantillons doivent par ailleurs être pris au milieu des données binaires pour assurer une interprétation correcte. Il est donc nécessaire d’ajuster, pour chaque voie, le délai initial de l’horloge d’échantillonnage.

Cet ajustement est réalisé en supposant tout d’abord un délai initial nul  $T_{delai} = 0$  pour l’horloge d’échantillonnage et en calculant le délai entre chaque transition du signal binaire (de 0 à 1 ou de 1 à 0) et le front d’horloge suivant. La moyenne de ces délais sur la séquence complète ( $\delta t_{moy}$ ) correspond au délai initial qu’il doit être appliqué pour aligner les fronts d’horloge avec les transitions du signal binaire. Un délai supplémentaire de  $T_{bit}$  est alors ajouté ( $T_{delai} = \delta t_{moy} + T_{bit}$ ) pour que les échantillons soient pris au milieu de la période.

La figure 2.24 illustre ce processus de récupération des données binaires à partir des formes d’onde délivrées par la boucle de Costas, pour la voie I.

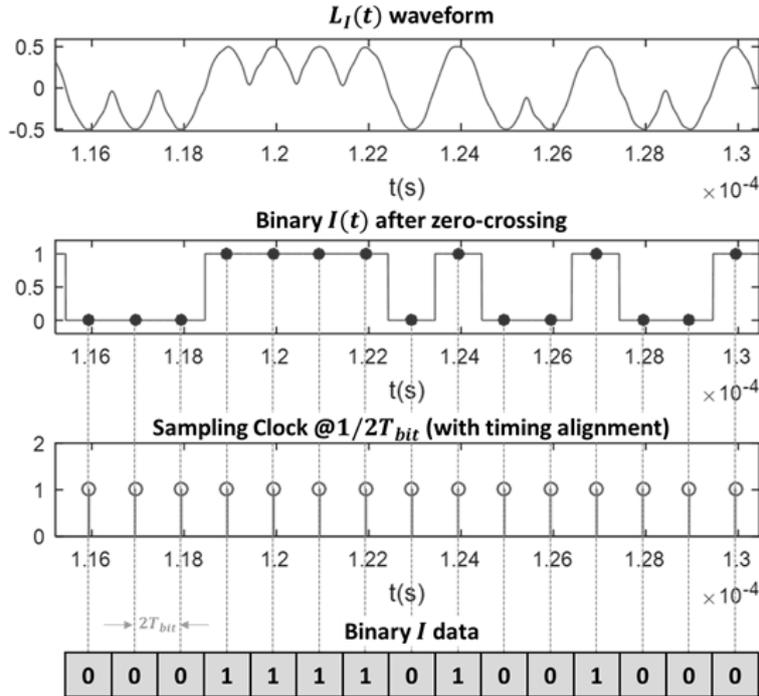


FIGURE 2.24 – Illustration de la récupération des données binaires sur la voie I

Une dernière étape consiste à convertir les données binaires de I et Q en séquence DSSS. Cela est effectué en utilisant une conversion parallèle vers série. A noter que comme la boucle de Costas se verrouille avec une ambiguïté de  $k * \frac{\pi}{2}$ , les données issues des voies I et Q peuvent être complémentées, ou pas. Il existe donc 4 combinaisons possibles pour les données démodulées :  $IQ, I\bar{Q}, \bar{I}Q, \bar{I}\bar{Q}$ . Pour lever cette ambiguïté, il est nécessaire de rechercher des séquences DSSS existantes dans les données démodulées en supposant les 4 combinaisons. Une fois qu’une correspondance est trouvée, la combinaison retenue s’applique pour toute la séquence.

Cette fonction de démodulation a été validée en simulation en utilisant le modèle du transmetteur présenté dans la section 2.1.5. Plus précisément, un signal RF a été généré par ce modèle pour un message arbitraire. L’algorithme de démodulation a alors été appliqué sur ce signal RF et nous avons vérifié que nous retrouvons les séquences DSSS correspondant au message d’origine.

### 2.3.2 Mesure du vecteur d’erreur sur la constellation (EVM)

La deuxième fonction développée est celle qui est dédiée à la mesure d’EVM. Comme introduit dans le chapitre 1, l’EVM est une métrique qui quantifie la performance d’un émetteur, basée sur la distance entre les symboles reçus et les symboles idéaux sur l’ensemble de la séquence (figure 2.25). Malgré un concept simple, le calcul de l’EVM n’est pas une chose aisée. Il requiert de nombreuses et complexes étapes. Une imprécision ou une erreur dans une de ces étapes peut aboutir à une mesure erronée.

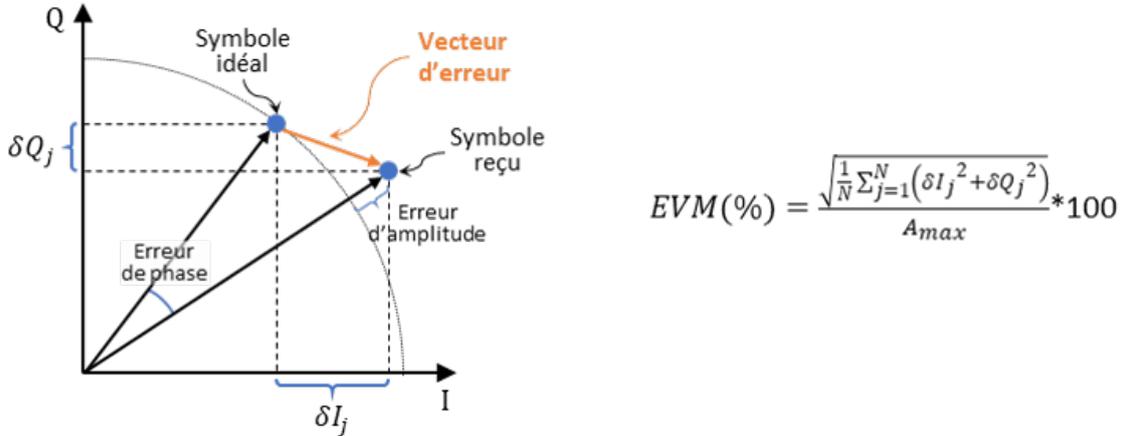


FIGURE 2.25 – Définition de l'EVM

L'architecture de l'implémentation proposée ici est inspirée des implémentations décrites ou des informations présentes dans [40–42].

### a) Implémentation de la mesure EVM

Le schéma bloc de l'algorithme développé pour le calcul de l'EVM est présenté dans la figure 2.26. L'entrée de l'algorithme est le signal numérisé par l'ATE dont on ne connaît pas nécessairement la fréquence. On suppose également qu'il n'y a pas de synchronisation entre le DUT et l'ATE. La première tâche consiste à extraire les fluctuations de phase et d'amplitude du signal RF reçu. Ensuite, les symboles envoyés doivent être détectés afin de créer la constellation de référence. Cela implique la démodulation du signal et la génération d'un signal de référence correspondant aux symboles détectés. Ce signal de référence doit alors être aligné temporellement avec le signal mesuré, ce qui implique une étape de synchronisation. Enfin, l'EVM peut être calculé.

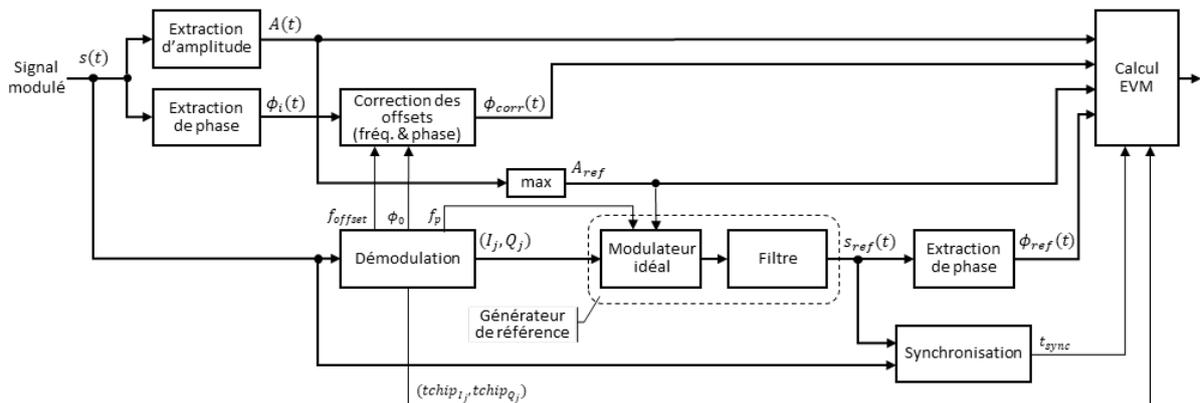


FIGURE 2.26 – Architecture de l'algorithme développé pour le calcul de l'EVM

Les différentes étapes sont détaillées ci-dessous.

#### Extraction de la phase et de l'amplitude

L'extraction de la phase et de l'amplitude du signal repose sur l'utilisation de la transformée de Hilbert. Cette transformation (annexe A) permet de disposer d'une description

analytique d'un signal physique dans le domaine complexe avec  $s_a(t) = s(t) + jHT[s(t)]$ , où  $s(t)$  est le signal physique réel et  $HT[s(t)]$  est la partie imaginaire obtenue par la transformée de Hilbert. A partir de cette description analytique, on peut facilement extraire les fluctuations de phase et d'amplitude.

La phase instantanée est donnée par l'argument du signal analytique complexe :

$$\phi_i(t) = \text{atan}\left(\frac{HT[s(t)]}{s(t)}\right) \quad (2.1)$$

L'enveloppe du signal est elle donnée par le module du signal analytique complexe :

$$A(t) = \sqrt{s(t)^2 + HT[s(t)]^2} \quad (2.2)$$

### Démodulation et correction des offsets de fréquence et phase

La démodulation du signal est effectuée en utilisant la fonction présentée dans la section précédente, basée sur la boucle de Costas. Cette fonction permet de récupérer les séquences DSSS, ainsi que les instants d'échantillonnage des données sur chaque voie  $t_{chip_I}$  et  $t_{chip_Q}$ . Ces instants seront utilisés pour le calcul de l'EVM.

Par ailleurs, en observant la correction de phase effectuée par le VCO, il est possible d'identifier l'offset de fréquence  $f_{offset}$  et l'offset de phase  $\phi_0$ . Pour cela, une régression linéaire est effectuée sur la correction de phase. L'expression obtenue est de la forme  $\phi_{VCO}(t) = a * t + b$  avec  $a = 2\pi f_{offset}$  et  $b = \Phi_0$ . À noter que les premiers instants de la correction de phase ne sont pas pris en compte lors du calcul de la régression car la boucle n'est pas verrouillée durant les premières microsecondes.

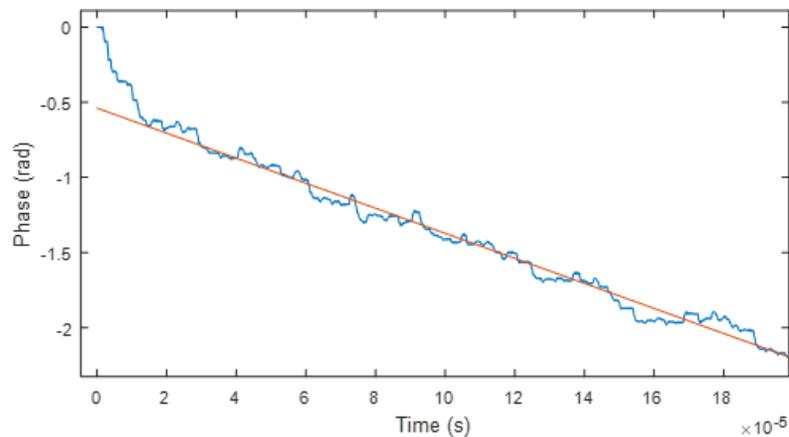


FIGURE 2.27 – Correction de phase effectuée par le VCO de la boucle de Costas

Une fois les offsets de phase et de fréquence identifiés, il est possible de les supprimer de la phase instantanée extraite du signal numérisé par l'ATE pour ne conserver que les fluctuations de phase correspondant au signal modulé :

$$\phi_{corr}(t) = \phi_i(t) - 2\pi(f_{coarse} - f_{offset}) * t - \phi_0 \quad (2.3)$$

La figure 2.28 illustre la phase corrigée après suppression des l'offsets de phase et de fréquence.

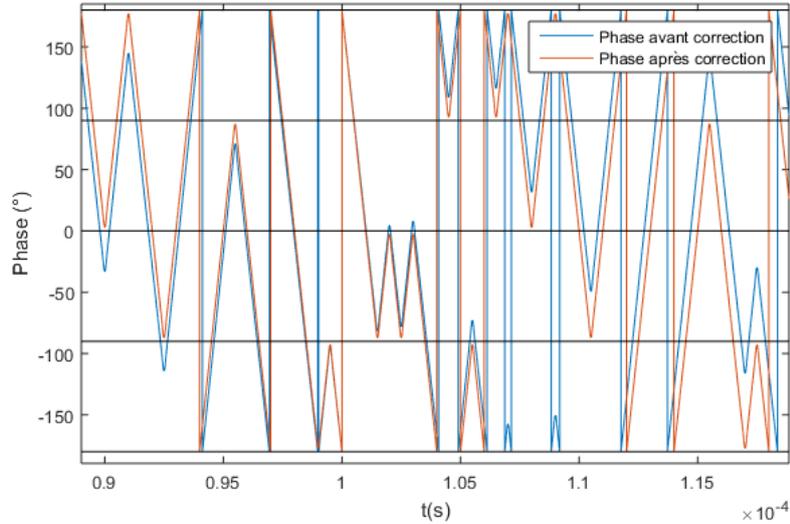


FIGURE 2.28 – Phase corrigée après suppression des offsets de phase et de fréquence

### Génération du signal de référence

Une fois le signal démodulé, la tâche suivante consiste à générer un signal de référence basé sur les séquences DSSS décodées. Cela est fait en prenant en compte la bande passante limitée de l'instrument de mesure.

Pour cela, les données binaires décodées  $(I_j, Q_j)$  sont envoyées dans le modèle du modulateur idéal développé dans la section 2.1.5. Le modèle du modulateur est centré sur la fréquence porteuse mesurée lors de la démodulation :  $f_p = f_{coarse} + f_{offset}$ . L'amplitude du modulateur est réglée sur l'amplitude maximale du signal RF reçu :  $A_{ref} = \max[A(t)]$ . Le signal généré par ce modèle idéal est alors filtré avec un filtre passe-bande de bande passante équivalente à celle de l'instrument de mesure.

La figure 2.29 illustre l'importance de cette étape en comparant la phase d'un modulateur ZigBee avec la phase du même signal passé dans un filtre passe-bande de bande passante 10 MHz.

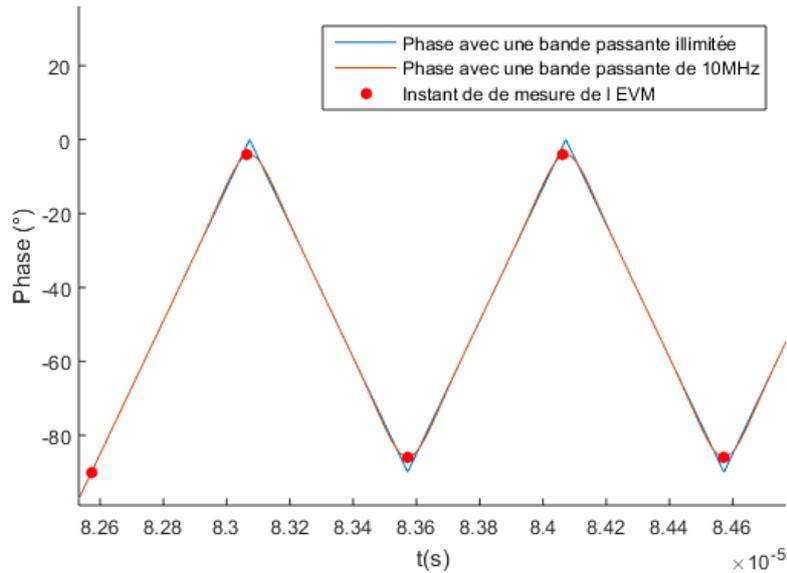


FIGURE 2.29 – Effet de la bande passante de l’instrument de mesure sur la phase

Finalement, la phase du signal de référence est extraite en utilisant la transformée de Hilbert :  $\phi_{ref} = atan(\frac{HT[s_{ref}(t)]}{s_{ref}(t)})$ . L’amplitude de référence est elle fixée à la valeur d’amplitude maximale de l’enveloppe du signal mesuré :  $A_{ref} = max[A(t)]$ .

### Synchronisation

Le but de cette étape est de mesurer le décalage temporel entre le signal mesuré et le signal de référence généré. En effet, le modulateur de référence et le modulateur sous test ne possèdent pas la même horloge. De plus, les filtres physiques de l’instrument de test et le filtre numérique utilisé lors de la génération du signal de référence peuvent introduire des déphasages différents. Il existe donc un décalage temporel entre les deux signaux.

La mesure de ce décalage est réalisée en calculant l’inter-corrélation entre le signal mesuré  $s(t)$  et le signal de référence généré  $s_{ref}(t)$ . Le retard donnant la valeur maximale de la fonction d’inter-corrélation correspond au délai  $t_{sync}$  qui doit être appliqué sur le signal de référence pour aligner temporellement les deux signaux. Afin d’obtenir une précision satisfaisante sur la mesure de ce délai, l’inter-corrélation n’est pas calculée sur la séquence complète mais sur plusieurs portions limitées de la séquence, les différentes mesures étant alors moyennées. Concrètement, nous utilisons cinq portions de  $20\mu s$  chacune.

Il est impossible de visualiser ce décalage en observant les sinusoïdes modulées, mais l’observation des fluctuations de phase permet de le mettre en évidence, comme le montre la figure 2.30.

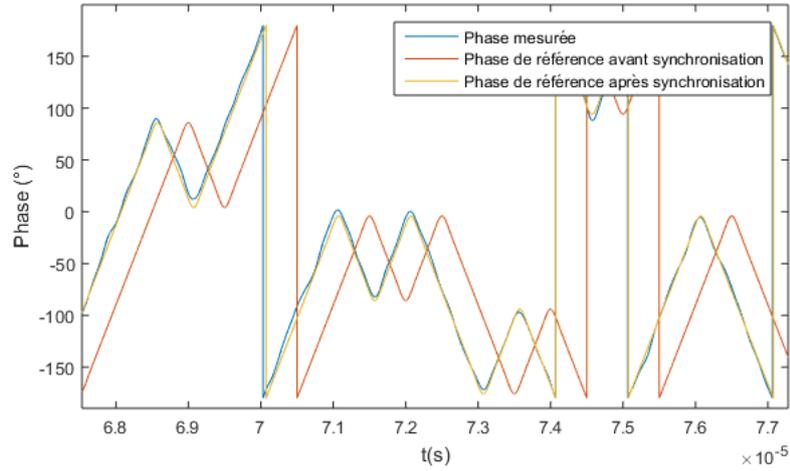


FIGURE 2.30 – Visualisation de la phase des signaux avant/après synchronisation

### Calcul de l'EVM

L'EVM doit être calculé sur plusieurs symboles. La définition d'un symbole pose cependant question dans le cas spécifique de l'OQPSK. En effet, il se produit un changement de symbole à la fréquence des bits d'entrée du modulateur et non à la moitié de la fréquence des bits d'entrée comme dans le cas d'un simple modulateur QPSK. Cette spécificité a conduit à l'élaboration d'une deuxième métrique appelée Offset-EVM (OEVM).

Dans le cas du calcul classique de l'EVM pour un modulateur OQPSK, les instants des chips  $t_{chip_I}$  et  $t_{chip_Q}$  sont regroupés au sein d'un même vecteur  $t_{chip}$ . Deux mesures sont donc réalisées pour chaque donnée binaire sur les voies I et Q (figure 2.31).

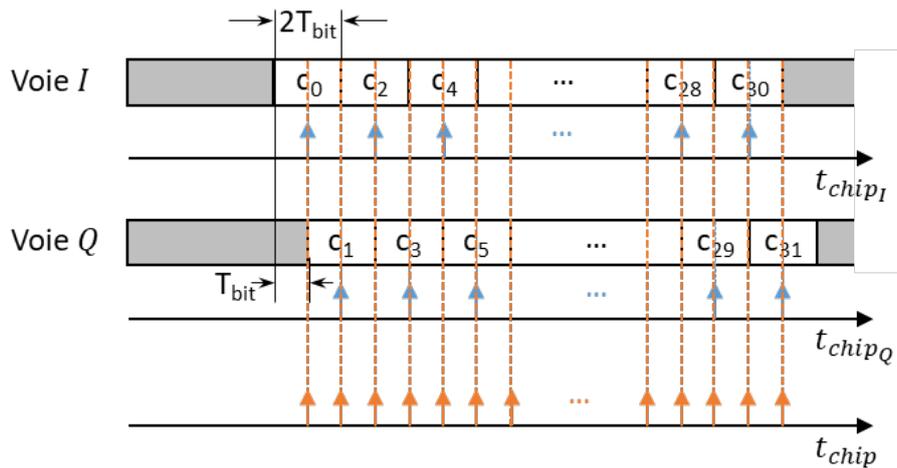


FIGURE 2.31 – Instants de mesure pour le calcul de l'EVM

Pour respecter la norme IEEE 802.15.4, l'EVM doit être calculé sur 1000 symboles. L'EVM est donc calculé de la manière suivante :

$$\delta I_j = A(t_{chip_j}) * \cos(\phi(t_{chip_j}) - A_{ref} * \cos(\phi_{ref}(t_{chip_j} - t_{sync})) \quad (2.4)$$

$$\delta Q_j = A(t_{chip_j}) * \sin(\phi(t_{chip_j}) - A_{ref} * \sin(\phi_{ref}(t_{chip_j} - t_{sync})) \quad (2.5)$$

$$EVM(\%) = \frac{\sqrt{\frac{1}{1000} * \sum(\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}}{A_{ref}} * 100 \quad (2.6)$$

L'Offset-EVM prend en compte le retard sur la voie Q qui fait la spécificité d'un modulateur OQPSK. En particulier, les instants des chips  $t_{chip_I}$  et  $t_{chip_Q}$  sont utilisés de façon séparée sur les voies I et Q et les valeurs des erreurs  $\delta I$  et  $\delta Q$  sont combinées deux à deux pour ne former qu'un seul vecteur d'erreur dans le calcul de l'OEVM (figure 2.32). L'OEVM est donc calculé sur 500 points à la place des 1000 utilisés dans le calcul de l'EVM classique.

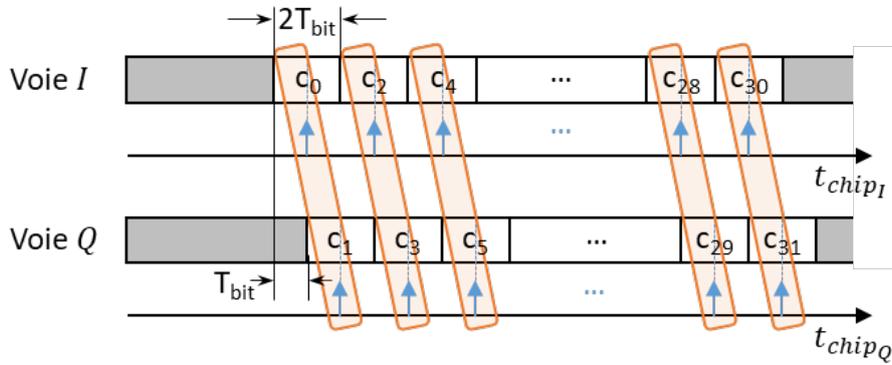


FIGURE 2.32 – Instants de mesure pour le calcul de l'OEVM

L'OEVM est calculé comme ci-dessous :

$$\delta I_j = A(t_{chip_{I_j}}) * \cos(\phi(t_{chip_{I_j}}) - A_{ref} * \cos(\phi_{ref}(t_{chip_{I_j}} - t_{sync})) \quad (2.7)$$

$$\delta Q_j = A(t_{chip_{Q_j}}) * \sin(\phi(t_{chip_{Q_j}}) - A_{ref} * \sin(\phi_{ref}(t_{chip_{Q_j}} - t_{sync})) \quad (2.8)$$

$$OEVM(\%) = \frac{\sqrt{\frac{1}{500} * \sum(\delta I_j^2 + \delta Q_j^2)}}{A_{ref}} * 100 \quad (2.9)$$

En production, la mesure de l'OEVM est préférée à la mesure de l'EVM, car plus adaptée à une modulation OQPSK. La plupart des circuits ZigBee commercialisés sont spécifiés avec un OEVM inférieur à 5%, ce qui équivaut à un EVM d'environ 15 %, et donc très inférieur aux 35% préconisés par la norme.

### Validation de la fonction développée pour la mesure d'EVM

Afin de valider l'implémentation développée, des mesures ont été réalisées sur un transceiver ZigBee fabriqué par NXP Semiconductors. Le circuit a été placé sur un équipement de test industriel (Verigy 93k) et connecté sur un canal RF (figure 2.33). Différentes acquisitions du signal généré par le circuit ont été réalisées. En effet, le circuit dispose d'un registre de programmation interne à l'émetteur qui permet de modifier la qualité du signal.

Trois configurations appelées SPSF2, SPSF1 et SPSF0 sont possibles. Chaque acquisition a été répétée 50 fois pour les 3 configurations.

Pour chacune des acquisitions, la fonction fournie par le fabricant du testeur a été utilisée pour mesurer l'OEVM. Par ailleurs, le signal numérisé à fréquence intermédiaire a été sauvegardé et exporté vers un PC pour être traité dans l'environnement de calcul numérique Matlab avec la fonction développée.

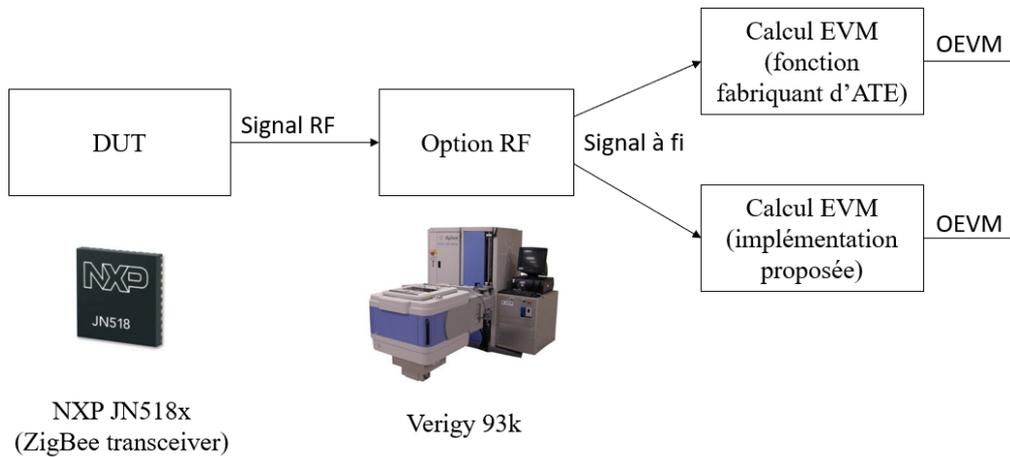


FIGURE 2.33 – Validation de la mesure d'OEVM

La figure 2.34 présente les résultats obtenus pour chaque acquisition avec l'implémentation Matlab et avec la fonction fournie par le fabricant d'ATE.

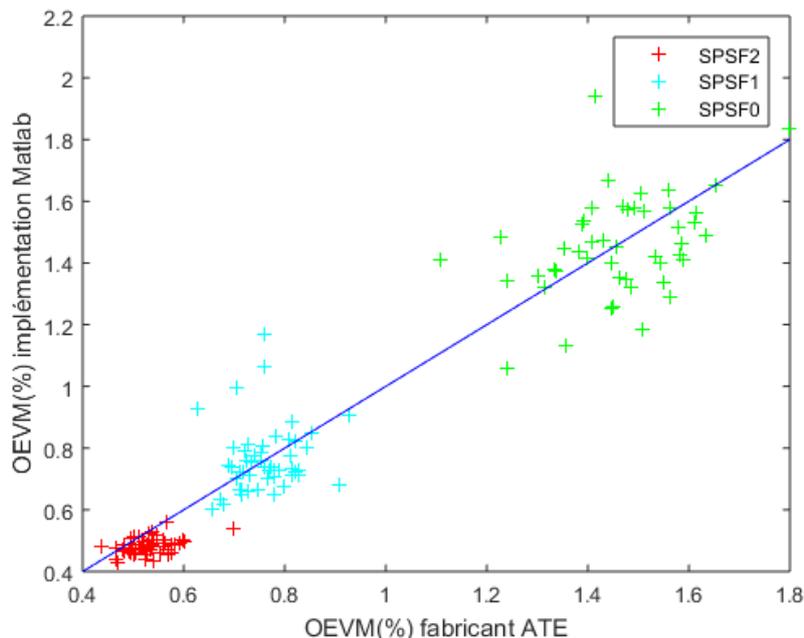


FIGURE 2.34 – OEVM mesuré par la fonction implémentée dans Matlab versus OEVM mesuré par la fonction propriétaire intégrée à l'ATE

On peut noter que la dispersion des deux implémentations augmente lorsque la qualité du signal se dégrade. Le calcul de l'EVM requiert beaucoup d'étapes différentes. La

moindre différence, dans l'une de ces étapes, conduit à des écarts importants sur le calcul de l'OEVM. Cela explique la variabilité mesure à mesure observée. Cependant, l'OEVM moyen et les dispersions sur chacune des configurations de modulateur restent comparables, comme indiqué dans la figure 2.35. Nous pouvons donc à ce stade valider notre algorithme de calcul d'OEVM.

Configuration	Mesure OEVM fonction fabricant ( $\sigma$ )	Mesure OEVM fonction Matlab ( $\sigma$ )
SPSF2	0,53% (0,04%)	0,48 (0,03 %)
SPSF1	0,76% (0,06%)	0,76% (0,1%)
SPSF0	1,46% (0,12%)	1,49% (0,2%)

FIGURE 2.35 – Moyenne et écart type des 50 mesures dans chaque configuration

## 2.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté le fonctionnement et les spécificités d'un émetteur ZigBee. Ces émetteurs utilisent une modulation de phase de type OQPSK à laquelle sont associées diverses techniques telles que la mise en forme d'impulsion et des séquences d'étalement de spectre pour améliorer l'efficacité et la robustesse de la transmission. Un modèle numérique de l'émetteur intégrant toutes ces spécificités a été développé et implémenté dans Matlab. Ce modèle a ensuite été étendu pour permettre la prise en compte des principaux défauts susceptibles d'affecter le modulateur : IQ imbalance, bruit de phase et dérive en puissance. Finalement, des fonctions logicielles ont également été développées et implémentées dans Matlab pour simuler les opérations de traitement du signal effectuées par un testeur, en particulier pour la mesure d'EVM qui est une mesure complexe nécessitant de nombreuses étapes spécifiques.

L'ensemble de ces développements nous permet de disposer de tous les éléments pour exécuter une simulation réaliste du circuit sous test ainsi que des fonctions utilisées par le testeur pour la mesure des caractéristiques du signal, dans le contexte d'un test de production classique avec une acquisition du signal par un canal RF. La prochaine étape concerne le développement d'un algorithme permettant de reconstruire une version numérique du signal RF modulé à partir d'une capture 1-bit réalisé par un canal testeur digital standard et fait l'objet du prochain chapitre.

# Chapitre 3

## Reconstruction d'un signal RF depuis une acquisition 1 bit

Ce chapitre présente les différentes étapes développées pour reconstruire un signal RF à partir d'une acquisition réalisée avec un canal testeur digital. Dans une première partie, les principes de reconstruction d'un signal depuis une capture binaire sont rappelés et la technique de sous-échantillonnage utilisée est présentée. L'algorithme de reconstruction du signal RF depuis une acquisition 1-bit sous-échantillonnée est alors détaillé dans une deuxième partie et validé par des simulations sous Matlab. Finalement, la robustesse de l'algorithme proposé vis-à-vis d'imperfections dans le canal testeur digital est étudiée dans une troisième partie, là encore au moyen de simulations sous Matlab.

### 3.1 Acquisition par un canal testeur digital

Le principe général de l'approche proposée est d'utiliser un canal testeur digital pour la capture du signal RF. Comme introduit au chapitre 1, ce canal digital réalise une opération de level-crossing qui transforme le signal RF en un signal binaire, suivie d'une opération d'échantillonnage. L'opération de level-crossing réalise une opération d'encodage du signal dans le domaine temporel. En effet, les informations relatives à l'amplitude et la fréquence/phase du signal RF sont transformées en une information temporelle contenue dans les instants de transition du signal binaire. Une analyse appropriée de ces instants de transition peut donc a priori permettre de retrouver les informations d'amplitude et fréquence/phase du signal original. Ce concept de level-crossing, et plus particulièrement cette transformation depuis le domaine des tensions vers le domaine temporel, est utilisé de longue date dans des applications comme le traitement d'images ou de la parole [43,44]. Ce concept est aussi à l'origine d'architectures numériques spécifiques de démodulateurs FM [45,46] ou d'une classe particulière de convertisseurs analogique-numérique, les convertisseurs asynchrones [47,48].

Dans notre cas, nous entendons exploiter le signal binaire issu de l'opération de level-crossing pour reconstruire le signal RF. Nous n'avons toutefois pas directement accès à ce signal. En effet le canal testeur réalise aussi une opération d'échantillonnage qui transforme le signal binaire à temps continu généré par le comparateur vers un signal numérique à temps discret stocké dans la mémoire du testeur. Il est donc essentiel d'utiliser des conditions d'échantillonnage qui préservent l'information principale contenue dans le signal binaire à temps continu. Ces différents aspects sont présentés dans cette section.

### 3.1.1 Principes de reconstruction à partir d'une acquisition 1-bit

Le travail précédent [13] a posé les bases de la reconstruction en phase et en amplitude d'un signal analogique depuis une acquisition 1-bit. Pour cela, le signal à analyser est sur-échantillonné à une fréquence  $f_e$  par un canal digital, avec le seuil de comparaison du comparateur  $C$  fixé à une valeur différente de 0 et inférieure à l'amplitude signal. Il en résulte un vecteur binaire contenant uniquement des 0 et des 1 (figure 3.1).

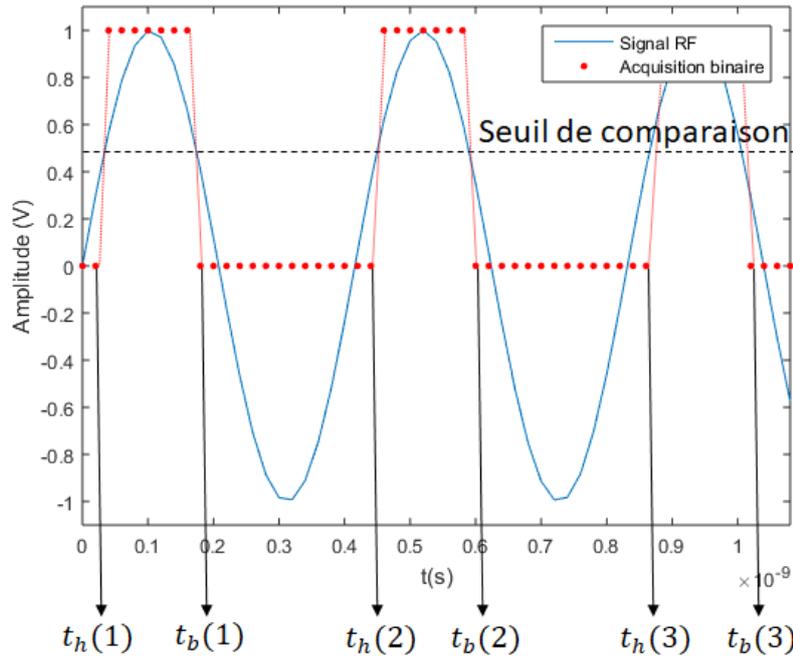


FIGURE 3.1 – Acquisition 1-bit sur-échantillonnée d'un signal analogique

La fréquence instantanée peut être estimée simplement à partir des instants de transition '0'-'>' '1' ( $t_h$ ) et '1' -> '0' ( $t_b$ ) du signal carré résultant de l'acquisition binaire. Concrètement, ces instants sont utilisés pour déterminer l'instant de passage du signal analogique par un maximum  $t_{max}(n) = (t_h(n) + t_b(n))/2$ . La fréquence instantanée est alors calculée, à chaque période, en utilisant deux maximums consécutifs :

$$f(n) = \frac{f_e}{\frac{t_h(n+1)+t_b(n+1)}{2} - \frac{t_h(n)+t_b(n)}{2}} \quad (3.1)$$

Cette formulation permet d'avoir un calcul de la fréquence instantanée indépendant de la valeur du seuil de comparaison  $C$ .

L'amplitude instantanée du signal dépend elle du seuil de comparaison  $C$ , de la fréquence du signal  $f_0$  et de la différence entre les transitions montante et descendante dans une période du signal carré :

$$A(n) = \frac{C}{\cos(\pi f_0(t_b(n) - t_h(n)))} \quad (3.2)$$

ce qui peut être simplement exprimé en utilisant le rapport cyclique  $\Delta t/T$  du signal carré :

$$A(n) = \frac{C}{\cos(\pi \frac{\Delta t}{T})} \quad (3.3)$$

Dans le cas de notre application, le sur-échantillonnage ne peut pas être utilisé car nous travaillons sur un signal RF à 2,4 GHz et que la fréquence maximale d'échantillonnage d'un canal digital standard de l'équipement de test ciblé pour la mesure est limitée à 1,6 GS/s. Le signal RF doit donc être sous-échantillonné.

### 3.1.2 Sous-échantillonnage

#### a) Principe du sous-échantillonnage

Un dispositif d'acquisition doit normalement respecter le théorème de Shannon [49]. Le signal échantillonné ne doit pas contenir de fréquence supérieure ou égale à la fréquence de Nyquist c'est-à-dire la moitié de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$ . Si ce critère n'est pas respecté, il se produit un phénomène appelé repliement de spectre.

La figure 3.2 illustre ce phénomène. La partie du spectre du signal au-dessus de  $\frac{f_e}{2}$  est ramenée à plus basse fréquence par le processus d'échantillonnage où elle est mélangée avec le "vrai" spectre du signal. Les deux contributions deviennent alors indistinguables l'une de l'autre dans le signal résultant. Pour éviter ce phénomène, un filtre passe-bas dit "d'anti-repliement" avec une fréquence de coupure de  $\frac{f_e}{2}$  doit être ajouté.

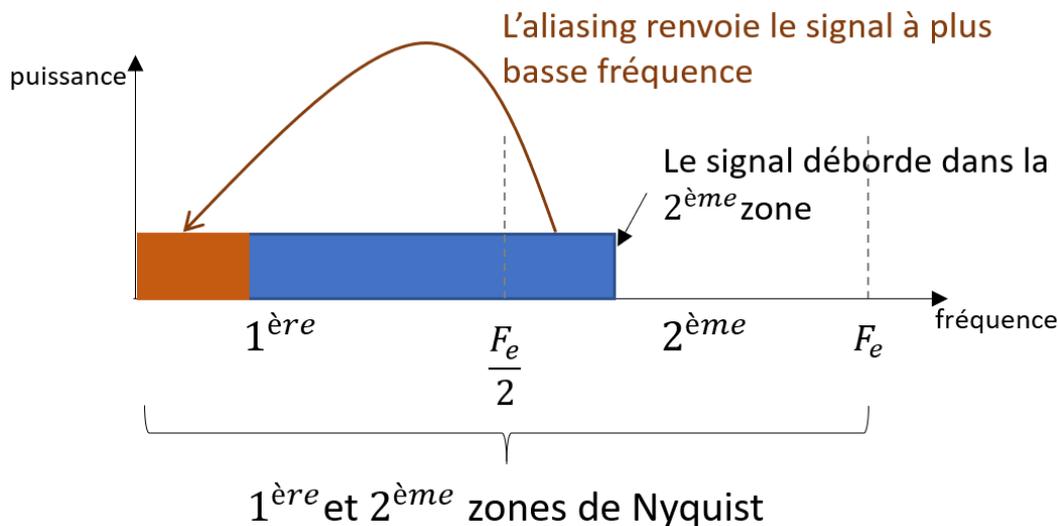


FIGURE 3.2 – Phénomène de repliement de spectre

Le phénomène de repliement de spectre, encore appelé « aliasing », est souvent considéré comme un effet indésirable. Il est néanmoins possible d'en tirer avantage dans le cas où le signal occupe une bande passante limitée située au-dessus de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  [50, 51]. Dans ce cas, le signal sera ramené à une plus basse fréquence sans perte d'information. Cela permet de limiter la fréquence d'échantillonnage à utiliser. Si l'on considère un signal  $s(t)$  occupant une bande de fréquence comprise entre  $f_1$  et  $f_2$ , le sous-échantillonnage peut se faire à une fréquence  $f_e$  comprise entre :

$$\frac{2 * f_2}{n} \leq f_e \leq \frac{2 * f_1}{n - 1} \quad (3.4)$$

avec  $n$  sous-multiple entier respectant  $1 \leq n \leq \frac{f_2}{f_2 - f_1}$ .

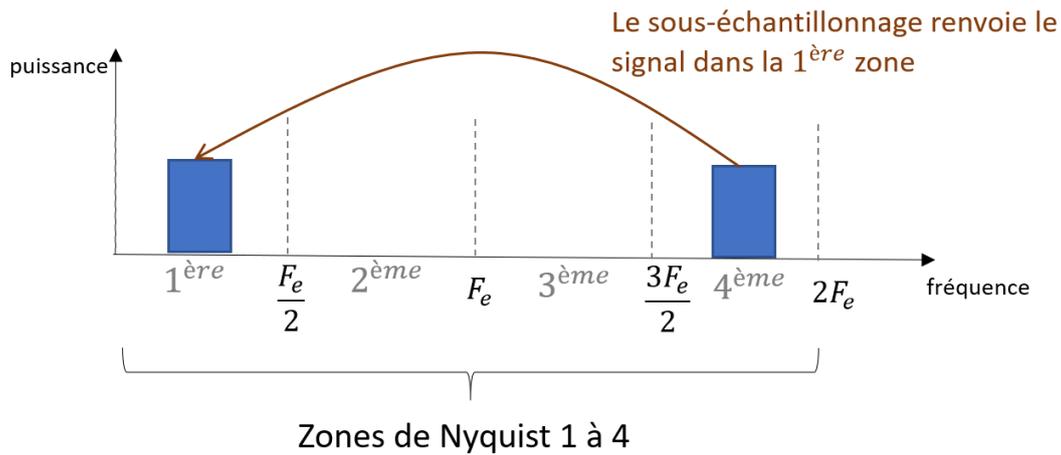


FIGURE 3.3 – Sous-échantillonnage d'un signal à bande passante limitée

Le résultat de l'acquisition sous-échantillonnée est un signal avec une fréquence comprise entre  $f_1 - nf_e$  et  $f_2 - nf_e$  et une bande passante comprise entre  $\frac{(n-1)f_e}{2}$  et  $\frac{nf_e}{2}$ . Le signal se voit simplement translaté à plus faible fréquence et préserve ses caractéristiques, comme illustré sur la figure 3.4 dans le cas d'une sinusoïde.

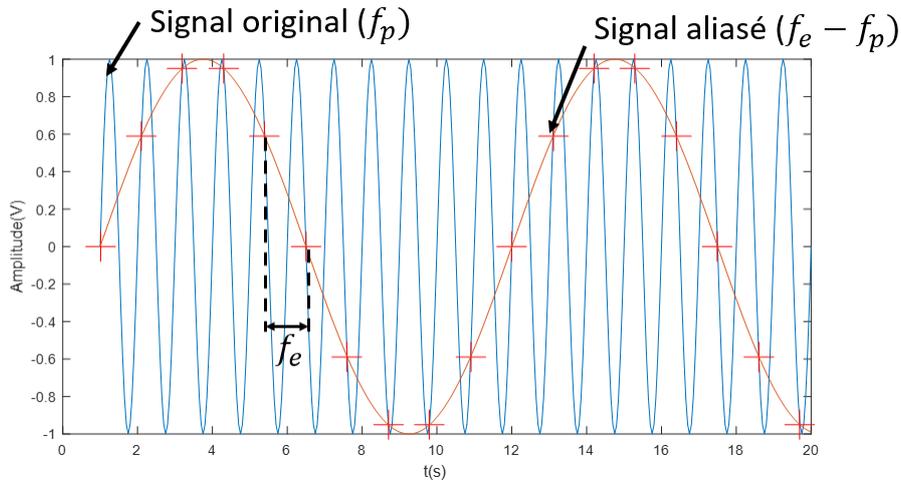


FIGURE 3.4 – Sous-échantillonnage d'une sinusoïde

Lorsque l'acquisition est effectuée dans une zone de Nyquist paire ( $n=2, n=4\dots$ ), une inversion spectrale se produit (figure 3.5). Le spectre est retourné symétriquement par rapport à la fréquence intermédiaire. Ce phénomène d'inversion est bien connu dans le domaine du traitement du signal. Il ne pose pas de problème particulier, mais devra être pris en compte et corrigé pour des applications telles que le calcul de l'EVM ou le test de masque spectral.

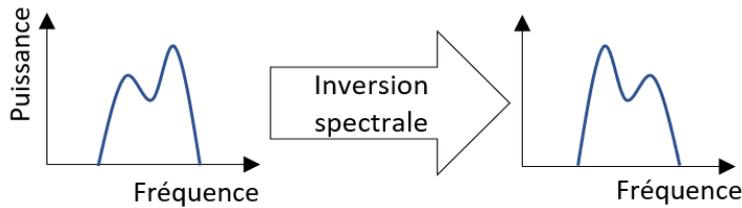


FIGURE 3.5 – Inversion spectrale

Le sous-échantillonnage permet une forte réduction du nombre de points à capturer diminuant ainsi la capacité de calcul ou le temps nécessaire au traitement de l'acquisition. Il permet également de relâcher les contraintes sur la fréquence d'échantillonnage d'un ADC dans le cas où une numérisation du signal est effectuée [25, 26]. En revanche, il présente comme inconvénient de ne pas permettre l'acquisition de signaux multi-bandes à la différence du sur-échantillonnage.

### b) Application à une acquisition 1-bit d'un signal ZigBee

Cette stratégie de sous-échantillonnage doit être mise en œuvre avec un canal digital d'ATE standard. La fréquence d'échantillonnage maximale du canal digital considéré est 1,6 GS/s. La fréquence porteuse du signal à analyser est  $f_p = 2,405$  GHz (1<sup>er</sup> canal spécifié par la norme IEEE 802.15.4). Selon la norme, le spectre doit être mesuré jusqu'à  $\pm 3,5$  MHz de la fréquence porteuse. L'acquisition doit être donc effectuée avec une bande passante de minimum 7 MHz. La fréquence la plus élevée contenue dans le signal peut être considérée à  $f_2 = 2,405e9 + 3,5e6 = 2,4085$  GHz. La fréquence la plus faible du signal est elle égale à  $f_1 = 2,405e9 - 3,5e6 = 2,4015$  GHz. En utilisant l'équation 3.4, on peut constater que pour respecter la limite sur la fréquence d'échantillonnage, il est nécessaire de prendre au minimum  $n = 4$ . En effet, la fréquence d'échantillonnage minimale requise pour  $n = 3$  est de  $\frac{2*2,405e9}{3} = 1,6057e09$  GS/s ce qui est au-delà des capacités d'un canal digital standard. Avec  $n = 4$ , on a  $\frac{2*2,4085e9}{4} \leq f_e \leq \frac{2*2,4015e9}{3}$ , soit  $1,2043e09 \leq f_e \leq 1,6010e09$ . La fréquence d'échantillonnage minimale requise est donc de 1,2043 GS/s, ce qui est compatible avec les capacités d'un canal digital standard.

Une autre contrainte est également imposée par l'équipement de test. En effet, le réglage de la fréquence d'échantillonnage d'un testeur industriel se fait par le réglage de la durée d'un cycle (période testeur). Sur le testeur envisagé, un cycle peut contenir jusqu'à huit fronts (« edges ») susceptibles de générer chacun un évènement en lecture ou en écriture (figure 3.6). On supposera que ces 8 évènements sont équirépartis dans la période testeur, et que chacun déclenche une acquisition binaire (lecture). La durée minimale d'un cycle est de 5 ns, ce qui correspond à la fréquence d'échantillonnage la plus élevée de  $\frac{8}{5e-9} = 1,6$  GS/s. Il est possible de fixer la durée d'un cycle avec une résolution de  $\pm 0,1$  ns, ce qui implique que la fréquence d'échantillonnage ne peut prendre qu'un certain nombre de valeurs discrètes.

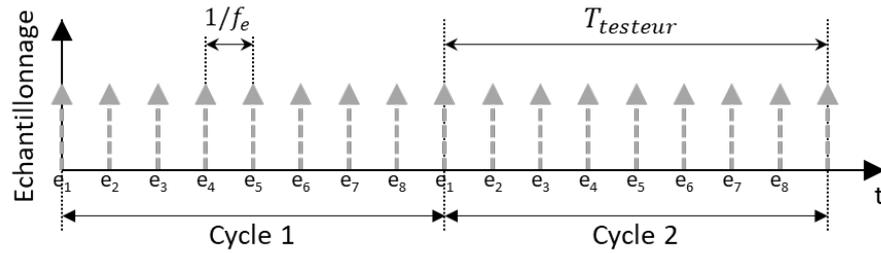


FIGURE 3.6 – Réglage de la fréquence d'échantillonnage sur un testeur industriel

Compte tenu de cette contrainte sur le réglage de la durée d'un cycle, le premier cas possible pour respecter la fréquence d'échantillonnage minimale de 1,2043 GS/s correspond à une période testeur de 6,6 ns, soit une fréquence d'échantillonnage  $f_e = \frac{8}{6.6e-9} = 1,2121$  GS/s. Le dernier cas correspond à la période testeur minimale de 5 ns, soit une fréquence d'échantillonnage de  $f_e \frac{8}{5e-9} = 1,6$  GS/s. Pour toutes les valeurs possibles de fréquence d'échantillonnage dans cette plage, le résultat de l'acquisition par le canal digital est un signal binaire de fréquence intermédiaire  $f_i = \frac{nf_e}{2} - f_p$  contenu dans la 1<sup>ère</sup> bande de Nyquist.

Le tableau 3.7 liste les différentes fréquences d'échantillonnage possibles, ainsi que la fréquence intermédiaire du signal résultant, la résolution temporelle de ce signal et l'intervalle de fréquence correspondant à la 4<sup>ème</sup> zone de Nyquist qui contient le signal RF original.

Période testeur (ns)	Fréquence d'échantillonnage (GHz)	Fréquence intermédiaire (MHz)	Résolution temporelle (Ech/per)	Bande passante (GHz)
5,0	1,60	795,0	2,0	2,40 – 3,20
5,1	1,57	732,3	2,1	2,35 – 3,14
5,2	1,54	671,9	2,3	2,31 – 3,08
5,3	1,51	613,9	2,5	2,26 – 3,02
5,4	1,48	558,0	2,7	2,22 – 2,96
5,5	1,45	504,1	2,9	2,18 - 2,91
5,6	1,43	452,1	3,2	2,14 – 2,86
5,7	1,40	402,0	3,5	2,10 – 2,81
5,8	1,38	353,6	3,9	2,07 – 2,76
5,9	1,36	306,9	4,4	2,03 – 2,71
6,0	1,33	261,7	5,1	2,00 - 2,67
6,1	1,31	218,0	6,0	1,97 - 2,62
6,2	1,29	175,6	7,3	1,94 - 2,58
6,3	1,27	134,7	9,4	1,90 - 2,54
6,4	1,25	95,0	13,2	1,87 – 2,50
6,5	1,23	56,5	21,8	1,85 – 2,46
6,6	1,21	19,2	63,0	1,81 – 2,42

FIGURE 3.7 – Fréquence d'échantillonnage possible, fréquence intermédiaire associée et résolution temporelle correspondante, bande passante du signal RF

Pour les fréquences d'échantillonnage possibles, la fréquence du signal binaire peut être comprise entre 19,2 MHz et 795 MHz. On constate qu'il y a un décalage progressif

depuis le début de la 1<sup>ère</sup> zone de Nyquist vers la fin de cette zone au fur et à mesure que la fréquence d'échantillonnage augmente. Associé à ce décalage, on observe également une diminution de la résolution temporelle du signal binaire depuis 63 échantillons/période jusqu'à seulement 2 échantillons/période. Cette diminution est particulièrement forte pour les plus faibles valeurs de fréquence d'échantillonnage, puis ralentit lorsque la fréquence d'échantillonnage continue à augmenter. La résolution temporelle du signal binaire passe ainsi de 63 échantillons/période pour la plus faible fréquence d'échantillonnage possible à 21,8 échantillons/période pour la fréquence suivante, soit une réduction par un facteur de quasiment 3.

Cette observation est importante dans notre contexte car l'approche développée repose sur l'utilisation des informations temporelles contenues dans le signal binaire. Il est clair que meilleure est la résolution temporelle de ce signal, meilleure sera la précision des informations extraites de ce signal et donc la qualité des mesures effectuées. Nous avons donc intérêt à choisir la plus faible valeur possible de fréquence d'échantillonnage qui respecte la contrainte spectrale vis-à-vis de la fréquence et la bande passante du signal. C'est ce choix qui sera fait pour la suite de l'étude.

A titre d'exemple, les figures 3.8 et 3.9 illustrent le résultat de l'acquisition d'un signal ZigBee à 2,405 GHz par un canal testeur digital avec une fréquence d'échantillonnage à 1,2121 GHz dans les domaines fréquentiel et temporel.

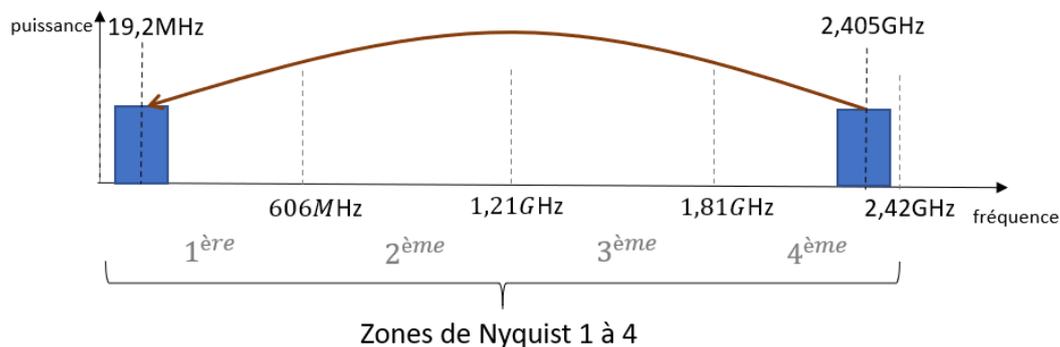


FIGURE 3.8 – Résultat dans le domaine fréquentiel de l'acquisition 1-bit d'un signal ZigBee à 2,405 GHz avec une fréquence d'échantillonnage de 1,21 GS/s

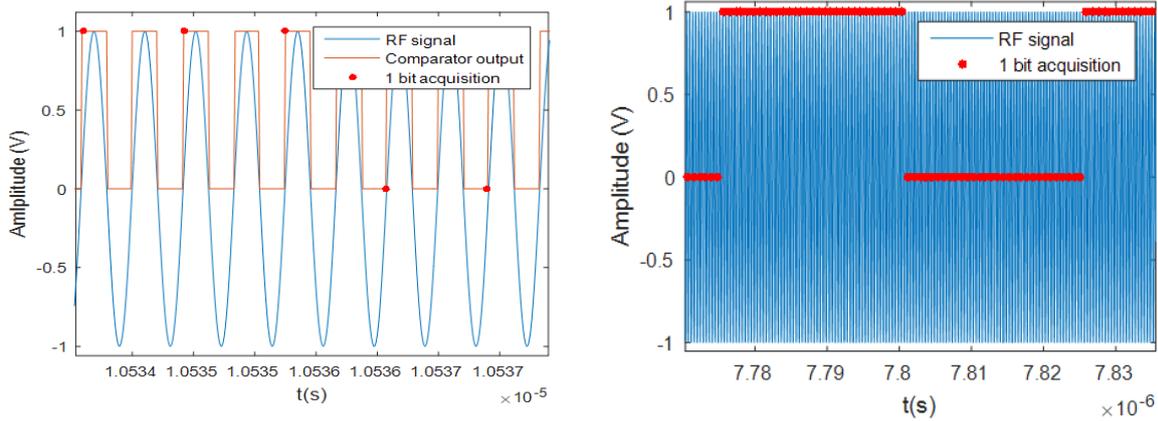


FIGURE 3.9 – Résultat dans le domaine temporel de l’acquisition 1-bit d’un signal ZigBee à 2,405 GHz avec une fréquence d’échantillonnage de 1,21 GS/s

A noter que la détermination de la fréquence d’échantillonnage doit être faite pour les différentes valeurs de la porteuse du signal RF correspondant aux 16 canaux spécifiés par la norme. Par exemple, pour un signal avec une porteuse à 2,48 GHz (dernier canal), la fréquence d’échantillonnage minimale qui satisfait à la fois la contrainte spectrale vis-à-vis de la bande passante du signal et les contraintes testeur est de 1,25 GS/s, ce qui produit un signal binaire à fréquence intermédiaire de 20 MHz et une résolution temporelle de 62,5 échantillons/période.

## 3.2 Algorithme de reconstruction

Une fois l’acquisition 1-bit sous-échantillonnée du signal RF réalisée, l’étape suivante consiste à traiter cette acquisition afin d’obtenir une version estimée du signal RF original. Pour cela, il est tout d’abord nécessaire d’extraire les variations de phase et d’amplitude du signal RF contenues dans le signal binaire. Ces estimations seront alors utilisées pour construire une représentation numérique d’un signal RF modulé, image du signal RF original.

### 3.2.1 Extraction de la phase

#### a) Implémentation

L’extraction des fluctuations de phase contenues dans le signal binaire implique plusieurs étapes de traitement illustrées par la figure 3.10 et détaillées dans la suite.

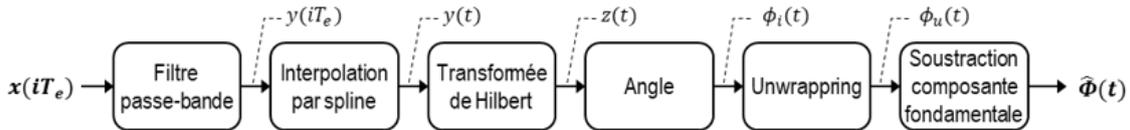


FIGURE 3.10 – Extraction de la phase

L’entrée de l’algorithme est le signal binaire échantillonné  $x(iT_e)$  capturé par le canal testeur digital, où  $T_e$  est la période d’échantillonnage. Dans le cas de l’analyse d’un signal

ZigBee avec une porteuse  $f_p = 2,405$  GHz échantillonnée à  $f_e = 1,2121$  GHz, le signal binaire a une fréquence  $f_i = 19,2$  MHz et une résolution temporelle  $\frac{f_e}{f_i}$  de 63 échantillons par période.

Le signal  $x(iT_e)$  passe d'abord à travers un filtre passe-bande centré sur la fréquence  $f_i$  afin d'éliminer les harmoniques introduites par la conversion 1-bit et transformer le signal carré en une sinusoïde  $y(iT_e)$ . La bande passante du filtre doit être choisie de manière à conserver la bande passante du signal RF modulé, à savoir au minimum 7 MHz. La figure 3.11 illustre le spectre du signal binaire capturé par le testeur avant et après filtrage, pour un filtre du 4ème ordre avec une bande passante de 10 MHz.

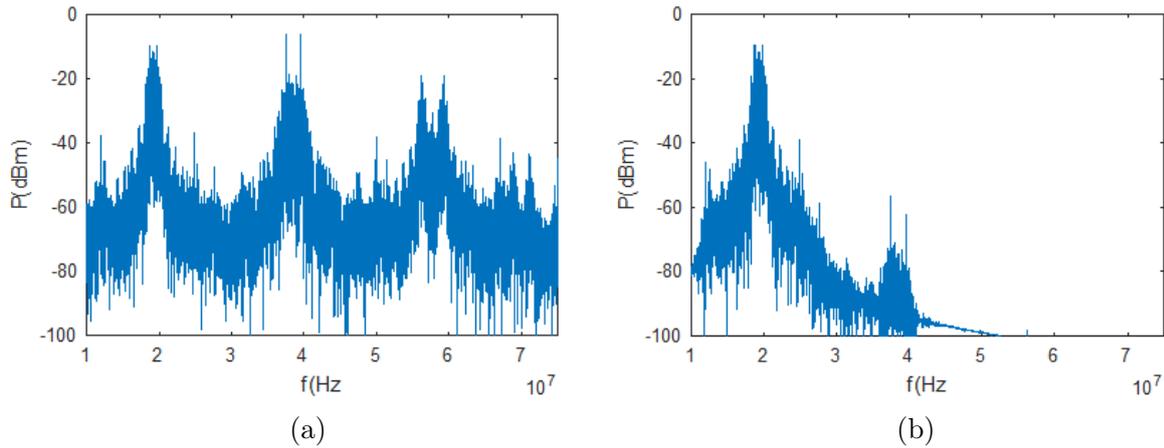


FIGURE 3.11 – Spectre de l'acquisition 1-bit sous-échantillonnée, avant et après filtrage

Le filtrage doit de préférence être effectué sans déphasage pour ne pas introduire de retard dans le signal filtré, retard qui nécessiterait d'être compensé. Pour cela, la technique de « forward-backward filtering » est utilisée (figure 3.12). Le signal est filtré une première fois puis inversé temporellement. Un deuxième filtrage en utilisant le même filtre est alors appliqué. Puis le signal est inversé temporellement une dernière fois. La figure 3.13 présente le résultat obtenu. Aucun déphasage n'est présent. Cette technique est néanmoins non causale. Elle implique de connaître l'intégralité du signal à filtrer et ne peut donc pas être utilisée en temps réel. Cette approche de filtrage a par exemple été utilisée dans [52] pour traiter des signaux issus d'une électro-oculographie et d'une électroencéphalographie. Chaque examen requiert un filtrage avec un filtre différent introduisant un déphasage différent et rendant impossible l'interprétation combinée des deux examens. Dans [53] un filtre éclipique est utilisé pour traiter les signaux impulsionnels d'un radar à pénétration de sol. Le filtre introduit des distorsions sur le signal en raison de l'évolution non linéaire de sa phase. Le filtrage « forward-backward » permet de s'affranchir de ces limites.

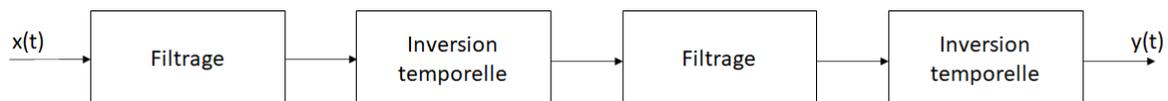


FIGURE 3.12 – Filtrage « forward-backward »

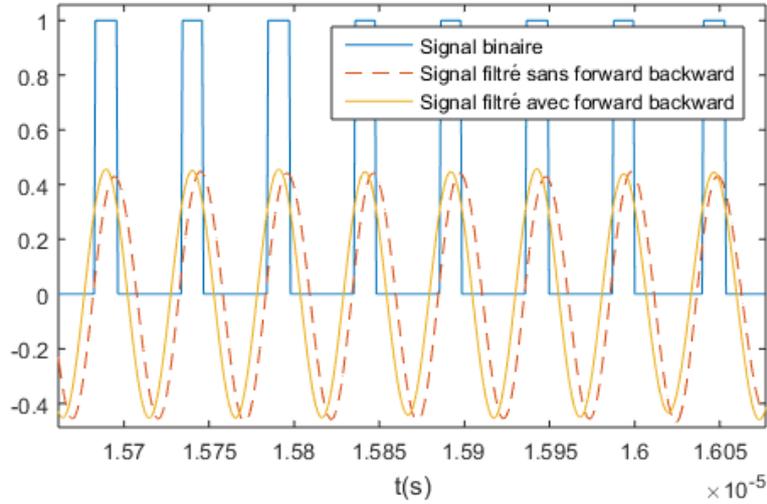


FIGURE 3.13 – Résultat du filtrage « forward-backward »

À la suite du filtrage, une interpolation par spline est appliquée afin d’augmenter artificiellement la résolution temporelle du signal à traiter. En effet, sans cette interpolation la résolution temporelle du signal est incompatible avec la reconstruction du signal à  $f_p$ . Le signal est interpolé tel que  $f_{interp} > 2f_p$  de manière à respecter le critère de Shannon. Le signal résultant est noté  $y(t)$ ; ce signal peut être considéré comme un signal à temps continu dans l’environnement de calcul numérique.

La transformée de Hilbert du signal interpolé  $y(t)$  est ensuite calculée afin d’obtenir la représentation du signal dans le plan complexe :

$$z(t) = y(t) + jHT[y(t)] \quad (3.5)$$

La phase instantanée du signal est alors calculée avec :

$$\phi_i(t) = atan\left(\frac{HT[y(t)]}{y(t)}\right) \quad (3.6)$$

La phase obtenue à ce stade comporte des discontinuités (figure 3.28a) liées à la périodicité de la fonction arc tangente. La phase est comprise entre  $-\pi$  et  $\pi$ . L’étape suivante consiste à dérouler cette phase. Un multiple de  $2\pi$  est ajouté à chaque transition afin de restaurer la continuité de la phase (figure 3.28b).

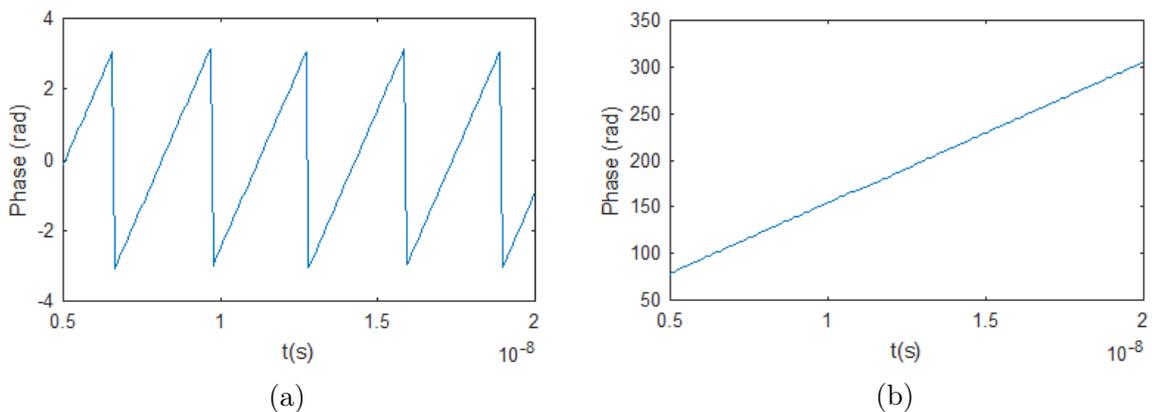


FIGURE 3.14 – Phase « wrappée » (a) et Phase « unwrappée » (b)

La phase déroulée  $\phi_u(t)$  présente une évolution linéaire qui dépend de la fréquence  $f_i$  à laquelle s'ajoutent les fluctuations de la phase liées à la modulation du signal  $\phi(t)$ , ainsi que l'offset de fréquence  $f_{offset}$  et l'offset de phase  $\phi_0$  si la fréquence porteuse n'est pas exactement connue et qu'il n'y a pas synchronisation entre le DUT et l'équipement de test :

$$\phi_u(t) = 2\pi f_i t + \phi(t) + 2\pi f_{offset} t + \phi_0 \quad (3.7)$$

L'évolution linéaire de la phase due à  $f_i$  est supprimée de l'équation 3.7 par une simple soustraction. Une estimation  $\hat{\phi}(t)$  de la phase du signal modulé est ainsi obtenue :

$$\hat{\phi}(t) = \phi_u(t) - 2\pi f_i t = \phi(t) + 2\pi f_{offset} t + \phi_0 \quad (3.8)$$

A noter que les offsets de fréquence et de phase éventuellement présents seront pris en compte dans le processus de démodulation et compensés pour la mesure d'EVM. Ces offsets n'ont aucune influence sur le test de puissance qui est réalisé à partir d'une mesure d'amplitude et un impact négligeable sur le test de masque spectral.

La mesure de phase réalisée de cette manière inclut une erreur de quantification liée à la résolution temporelle de l'acquisition. Comme établi dans [13], le pas de quantification  $Q_\phi$  est directement lié à la résolution temporelle du signal binaire  $\frac{f_e}{f_i}$  :

$$Q_\phi = 180 * \frac{f_i}{f_e} \quad (3.9)$$

L'équation 3.9 indique que le pas de quantification est inversement proportionnel à la résolution temporelle du signal binaire. Ainsi la plus fine est cette résolution temporelle, la plus faible sera l'erreur de quantification et la plus précise la mesure des fluctuations de phase. Ceci justifie le choix fait dans la section précédente de la fréquence d'échantillonnage offrant la meilleure résolution temporelle possible.

## b) Validation

Le processus d'extraction de phase a été validé en simulation en supposant des conditions d'acquisition parfaites (pas d'offset de fréquence ni de phase). Le modèle de modulateur idéal développé dans la section 2.1.5 est utilisé pour générer un signal RF modulé avec une porteuse à 2,405 GHz. Une opération de level-crossing est ensuite appliquée pour transformer le signal RF en signal carré, suivie par un échantillonnage à 1,2121 GS/s. Les différentes étapes du processus d'extraction de phase sont alors appliquées sur le signal binaire discret résultant. La figure 3.15 illustre le résultat de ce processus. On peut constater que l'estimation des fluctuations de phase faite à partir de la capture binaire suit parfaitement les variations de phase du signal RF, avec une différence qui reste inférieure à 2.1° et une erreur de mesure RMS de seulement 0,62°.

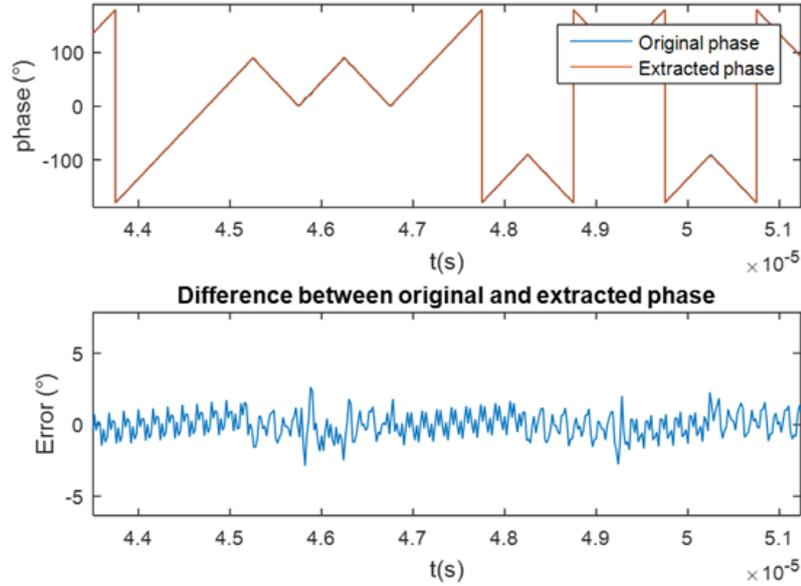


FIGURE 3.15 – Comparaison entre la phase originale et la phase reconstruite

La figure 3.16 illustre l'erreur de quantification liée à la résolution temporelle limitée du signal binaire. D'après l'équation 3.9, on peut calculer que le pas de quantification théorique est égal à  $2,8^\circ$  avec les paramètres spécifiés, ce qui correspond à une erreur maximale théorique de  $1,4^\circ$ . Les résultats de simulation sont en accord avec ces valeurs.

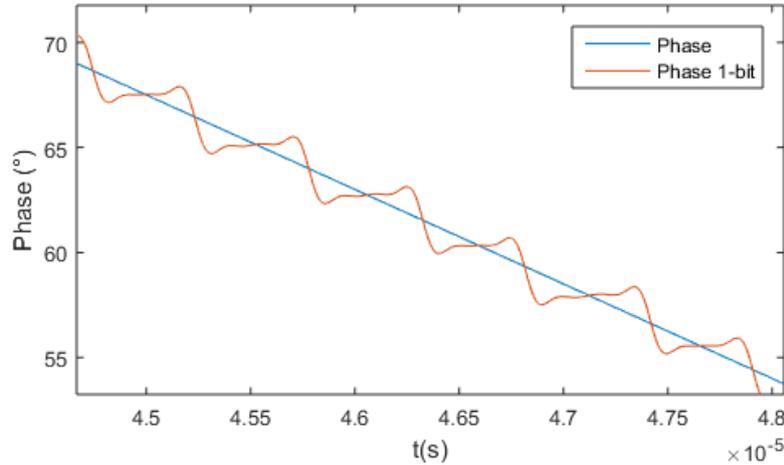


FIGURE 3.16 – Erreur de quantification sur la phase

## 3.2.2 Extraction de l'amplitude

### a) Implémentation

En parallèle de l'extraction de phase, l'extraction de l'amplitude du signal RF est effectuée au travers de l'analyse du rapport cyclique du signal binaire capturé par un canal testeur digital. En effet comme introduit dans la section 3.1.1, il est possible d'estimer l'amplitude d'une sinusoïde à partir du rapport cyclique du signal généré par une opération de level-crossing, à condition de connaître le seuil de comparaison (équation 3.3). Dans notre cas, le canal digital réalise non seulement une opération de level-crossing

mais également une translation du signal vers une fréquence intermédiaire due à l'opération de sous-échantillonnage. La relation entre l'amplitude du signal original et le rapport cyclique du signal binaire à fréquence intermédiaire reste néanmoins valide.

L'objectif est donc de mesurer les variations temporelles du rapport cyclique du signal binaire afin d'estimer les fluctuations d'amplitude du signal RF. Il est important de souligner que les fluctuations d'amplitude que nous cherchons à estimer sont des fluctuations basse fréquence. En effet dans le cas d'une modulation OQPSK avec half-sine pulse shaping, le signal RF présente normalement une amplitude constante. Les fluctuations d'amplitude éventuelles proviennent donc de défauts du circuit, comme une dérive de l'amplificateur de puissance ou un défaut d'IQ imbalance. Ce sont des variations lentes, qui peuvent aller jusqu'à une fréquence de 1 MHz dans le cas d'un défaut d'IQ imbalance.

En pratique, la mesure du rapport cyclique ( $\frac{\Delta T}{T}$ ) est implémenté à l'aide d'un filtre passe-bas, filtre qui réalise le calcul d'une moyenne mobile sur le signal binaire. La sélectivité du filtre est un paramètre très important. En effet, le filtre doit d'une part couper les fréquences du signal binaire ( $19,2MHz \pm 3,5MHz$ ), mais d'autre part préserver les fréquences correspondant aux fluctuations d'amplitude que l'on cherche à évaluer ( $[0 - 1MHz]$ ). Une faible différence sépare donc les fréquences à conserver de celles à atténuer.

Les filtres de Chebyshev et les filtres elliptiques présentent une bonne sélectivité comme le montre la figure 3.17. Cependant, les filtres de Chebyshev d'ordre 1 et elliptiques présentent de fortes ondulations dans leur bande passante susceptibles de dégrader le signal. Le choix du filtre pour notre application s'est donc porté sur un filtre de Chebyshev d'ordre 2. Ce filtre présente également des ondulations dans sa fonction de transfert, mais uniquement dans la bande atténuée ce qui est beaucoup moins préjudiciable. Le filtre est spécifié de manière à avoir une atténuation de -60 dB à 7MHz.

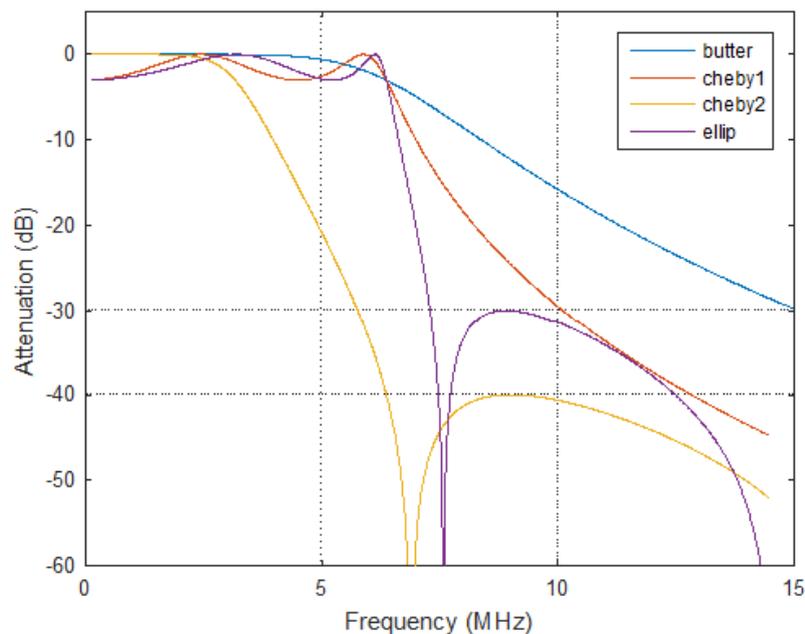


FIGURE 3.17 – Comparaison des fonctions de transfert de différents types de filtre

Le choix de la valeur de seuil du comparateur est également un paramètre important. Théoriquement, toute valeur non nulle et inférieure à l'amplitude du signal d'entrée permet une estimation d'amplitude. En effet, il est bien évident que l'amplitude ne peut pas être reconstruite si le seuil de comparaison est placé à zéro, puisque dans ce cas, le rapport cyclique du signal binaire vaut toujours 50% indépendamment de l'amplitude du signal d'entrée. De même l'amplitude ne peut pas être reconstruite si le seuil de comparaison excède l'amplitude du signal d'entrée, puisque dans ce cas, le signal binaire ne présente pas de transition mais reste constant. Pour toutes les autres valeurs de seuil, une estimation est possible.

La précision de l'estimation dépend toutefois de la valeur choisie. En effet comme illustré sur la figure 3.18, on constate que l'erreur RMS d'estimation d'amplitude est d'autant plus élevée que le seuil du comparateur est faible. Lorsque le seuil augmente, on observe d'abord une forte diminution pour les premières valeurs, puis un ralentissement de cette diminution pour les valeurs suivantes. A partir d'un seuil placé à 50%, l'erreur reste inférieure à 10 mV (pour un signal d'amplitude 1 V) ; on peut donc considérer que l'erreur devient faible. Le seuil ne doit pas toutefois être trop élevé. Par exemple, une utilisation d'un seuil de comparaison de 90% rend impossible la reconstruction d'un signal comportant plus de 10% d'IQ imbalance. Dans notre implémentation, nous choisissons d'utiliser une valeur de seuil qui peut être ajustée entre 60 et 70% de l'amplitude du signal.

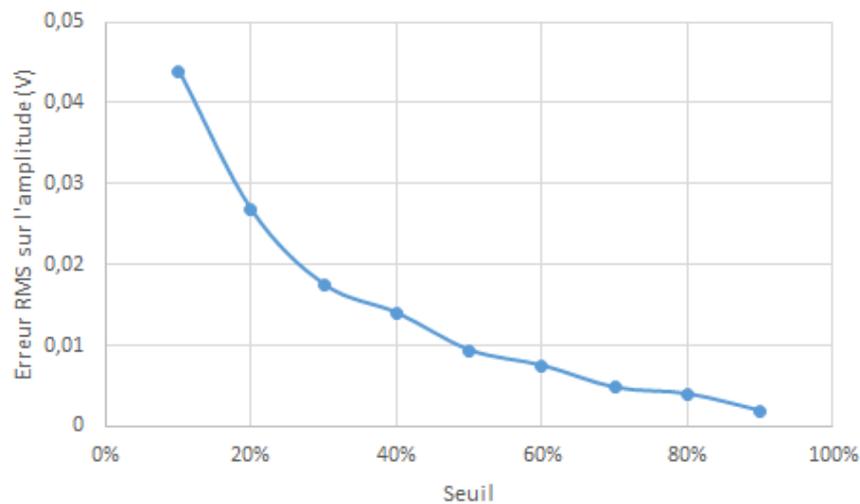


FIGURE 3.18 – Erreur RMS d'estimation d'amplitude en fonction du seuil de comparaison

Concrètement le processus d'extraction d'amplitude comporte trois étapes, comme illustré sur la figure 3.19. La première est le filtrage du signal binaire  $x(iT_e)$  capturé par le canal testeur digital. Comme pour l'extraction de phase, ce filtrage est réalisé avec la technique de « forward-backward filtering » pour ne pas introduire de retard dans le signal filtré. Cette étape produit un signal discret  $\alpha(iT_e)$  dont l'évolution dans le temps correspond aux variations du rapport cyclique du signal binaire. La deuxième étape est la conversion de ces variations de rapport cyclique en variations d'amplitude avec :

$$\hat{A}(iT_e) = \frac{C}{\cos(\pi\alpha(iT_e))} \quad (3.10)$$

Finalement la dernière étape consiste à appliquer une interpolation par spline afin d'augmenter artificiellement la résolution temporelle et obtenir un signal  $\hat{A}(t)$  avec la même résolution que le signal  $\hat{\phi}(t)$ .

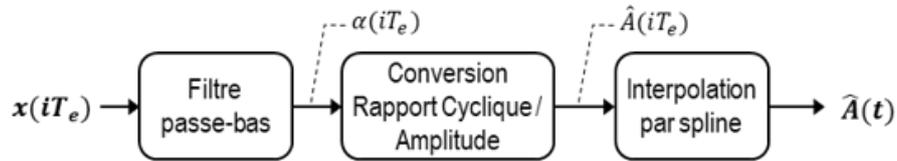


FIGURE 3.19 – Extraction de l'amplitude

## b) Validation

Le processus d'extraction de l'amplitude a été validé en simulation en supposant des conditions d'acquisition parfaites. La figure 3.20 illustre le résultat de ce processus pour une capture avec un seuil de comparaison à 70% et une fréquence d'échantillonnage de 1,2121GS/s, sur un signal RF idéal modulé à 2,405 GHz et d'amplitude 1V. Une bonne estimation d'amplitude est obtenue, avec une erreur maximale inférieure à 15 mV et une erreur RMS de seulement 6 mV.

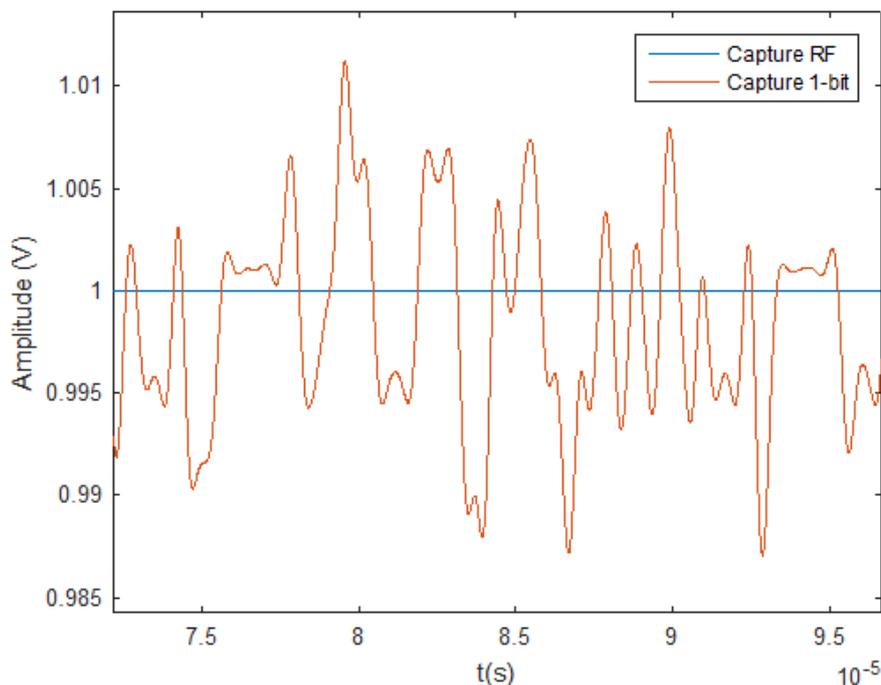


FIGURE 3.20 – Comparaison entre l'amplitude originale et l'amplitude reconstruite

La même simulation a été réalisée avec un défaut d'IQ imbalance de 10%. La figure 3.21 montre que les fluctuations d'amplitude sont correctement reconstruites, avec une erreur maximale inférieure à 17 mV et une erreur RMS de 7 mV sur l'estimation de l'enveloppe du signal.

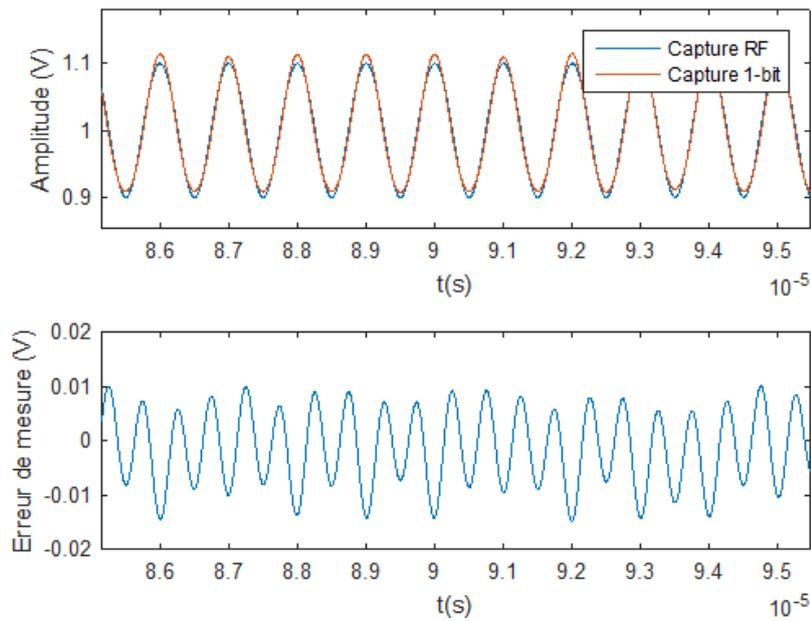


FIGURE 3.21 – Comparaison entre l’enveloppe originale et reconstruite pour un signal présentant 10% d’IQ imbalance.

Une autre simulation a été réalisée avec un signal d’entrée présentant cette fois une dérive d’amplitude. La figure 3.22 illustre les résultats. L’enveloppe du signal est également correctement reconstruite, avec une erreur maximale inférieure à 16 mV et une erreur RMS de 5 mV.

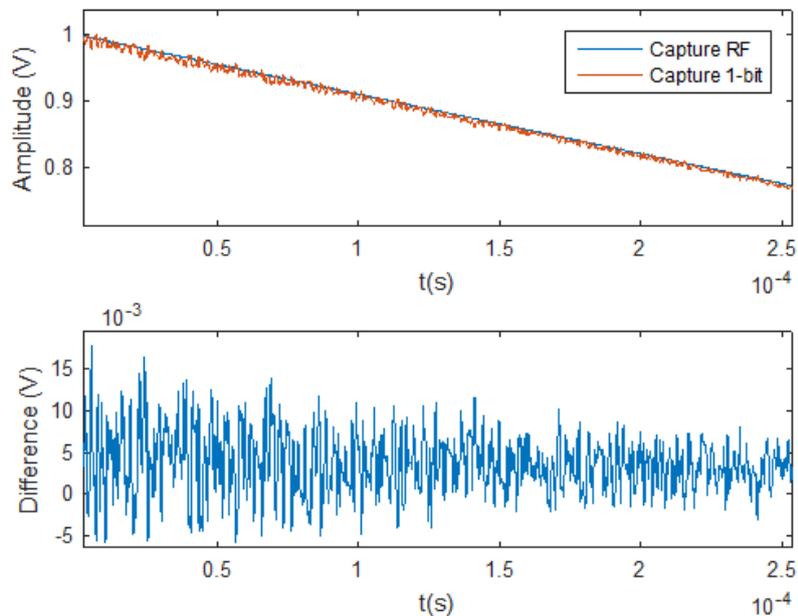


FIGURE 3.22 – Comparaison entre l’enveloppe originale et reconstruite pour un signal présentant une dérive d’amplitude

### c) Application à la mesure de puissance

La mesure de la puissance peut être réalisée en calculant la valeur moyenne de l'amplitude reconstruite sur l'ensemble de la séquence émise. Ce calcul peut toutefois être effectué plus simplement à partir du signal binaire capturé par le canal testeur digital. Il suffit en effet d'évaluer le rapport cyclique moyen, ce qui revient à calculer le rapport entre le nombre de '1' contenus dans l'acquisition binaire et le nombre de bits capturés. Une estimation de l'amplitude moyenne du signal RF est ainsi donnée par :

$$\hat{A}_{moy} = \frac{C}{\cos\left(\pi \frac{\text{Nombre de 1}}{\text{Nombre de bits}}\right)} \quad (3.11)$$

À partir de l'amplitude moyenne du signal RF, la puissance du signal en dBm peut être simplement calculée en connaissant l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure. L'équation 3.12 donne le calcul de la puissance pour une impédance d'entrée de 50  $\Omega$  :

$$P = 10 \log\left(\frac{\hat{A}_{moy}^2}{0.1}\right) \quad (3.12)$$

Cette mesure de puissance a été validée en simulation, comme illustré sur la figure 3.23 qui montre la puissance mesurée à partir de l'acquisition 1-bit en fonction de la puissance utilisée pour la génération du signal RF par le modulateur idéal. On observe une très bonne corrélation sur une large gamme de puissance. L'erreur de mesure introduite par l'acquisition binaire est inférieure à 0,033 dBm.

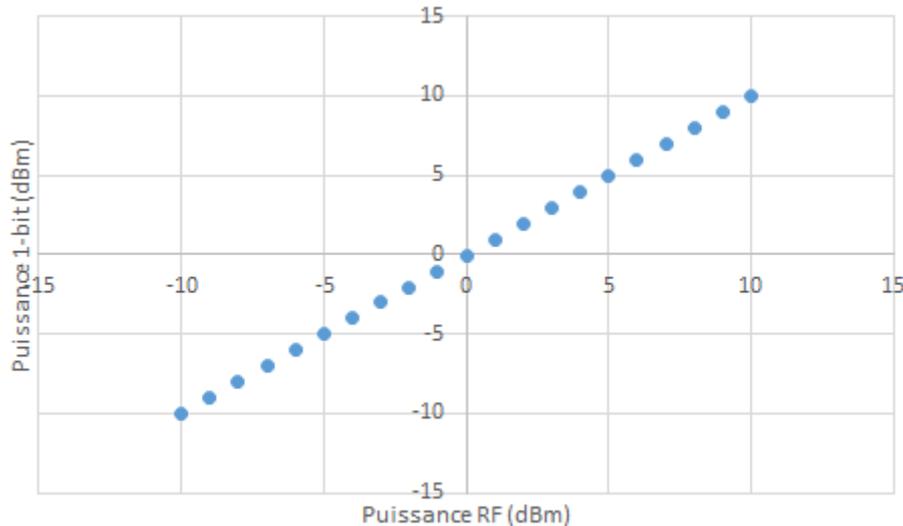


FIGURE 3.23 – Puissance mesurée à partir de l'acquisition 1-bit en fonction de la puissance du signal RF

L'influence de la valeur du seuil de comparaison a également été évaluée. La figure 3.24 reporte l'erreur de mesure observée avec l'acquisition binaire en fonction de la valeur relative du seuil par rapport à l'amplitude du signal, pour un signal de puissance 10 dBm. On constate l'estimation de puissance n'est pas sensible à la valeur du seuil, à condition qu'il se situe au dessus de 20% de l'amplitude du signal. En dessous de ce ratio, l'erreur de mesure augmente rapidement.

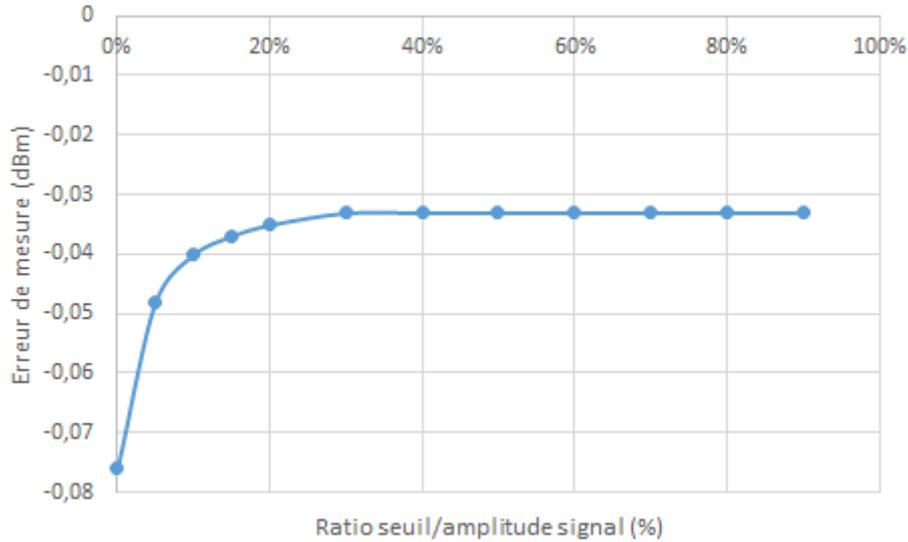


FIGURE 3.24 – Erreur de mesure sur la puissance pour différentes valeurs du seuil de comparaison

### 3.2.3 Reconstruction du signal RF

Une fois les fluctuations de phase et d’amplitude extraite du signal binaire, il est possible de recréer un signal RF image du signal original dans la bande passante de l’acquisition.

#### a) Implémentation

Les fluctuations de phase sont simplement ajoutées à l’évolution linéaire de la fréquence porteuse d’une sinusoïde. Le signal reconstruit en phase est ensuite multiplié par les fluctuations d’enveloppe mesurées pour obtenir le signal reconstruit :

$$\hat{s}(t) = \hat{A}(t)\sin(2\pi ft \pm \hat{\phi}(t)) \quad (3.13)$$

Selon que l’acquisition est réalisée dans une zone de Nyquist paire ou impaire,  $\hat{\phi}(t)$  doit être soustraite ou ajoutée pour ne pas induire une inversion spectrale.

Lors de la réalisation de cette étape, il est primordial que les déphasages introduits par les filtres utilisés dans les deux étapes précédentes soient compensés. Si ce n’est pas le cas, la phase et l’amplitude reconstruites présenteront des déphasages différents par rapport au signal original en raison de l’utilisation de filtres distincts ; le signal reconstruit ne sera alors pas identique à l’original.

La figure 3.25 résume l’ensemble du processus depuis l’acquisition du signal RF  $s(t)$  par un canal testeur digital jusqu’au signal RF reconstruit  $\hat{s}(t)$  et aux fonctions de test implémentées. En effet une fois le signal RF reconstruit, il est possible de réaliser les différents tests spécifiés par la norme. Le test de puissance est effectué directement à partir de l’acquisition binaire. Le test de masque spectral est effectué en appliquant une

FFT sur le signal RF reconstruit. Finalement le test fonctionnel et la mesure d'EVM sont réalisés en utilisant les fonctions logicielles développées au chapitre précédent.

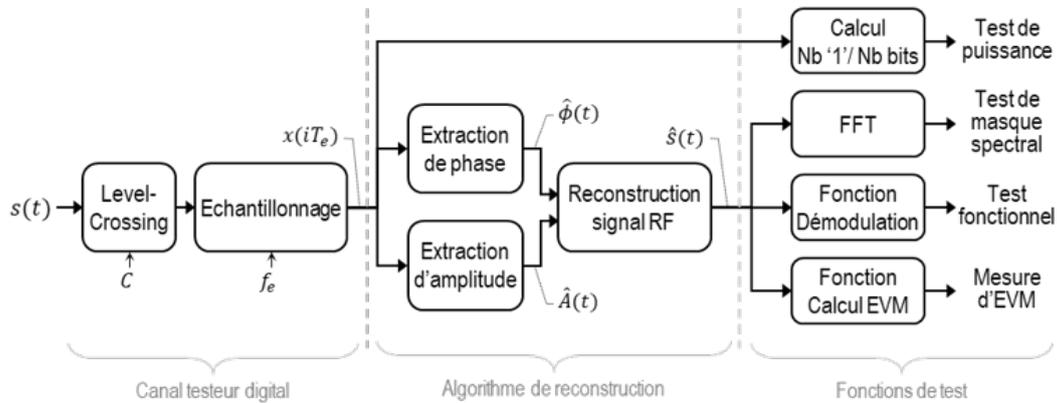


FIGURE 3.25 – Reconstruction du signal RF à partir d’une acquisition 1-bit et tests implémentés

## b) Validation

L’ensemble du processus a été validé en simulation. Nous avons tout d’abord évalué la réponse fréquentielle du processus « acquisition-reconstruction ». Pour cela, un signal sinusoïdal avec un chirp en fréquence est généré. Le balayage commence à 2,395 GHz et se termine à 2,415 GHz. L’acquisition et la reconstruction sont effectuées sur ce signal. On calcule ensuite la fonction de transfert de la reconstruction en faisant le rapport entre le spectre reconstruit et le spectre du signal original. Dans cette simulation, le filtre passe-bande utilisé pour l’extraction de phase a été centré sur une fréquence de 19,2 MHz (fréquence fondamentale du signal binaire pour un signal RF à 2,405 GHz sous-échantillonné à 1,2121 GHz), avec une bande passante de  $\pm 5$  MHz. La figure 3.26 présente le résultat obtenu.

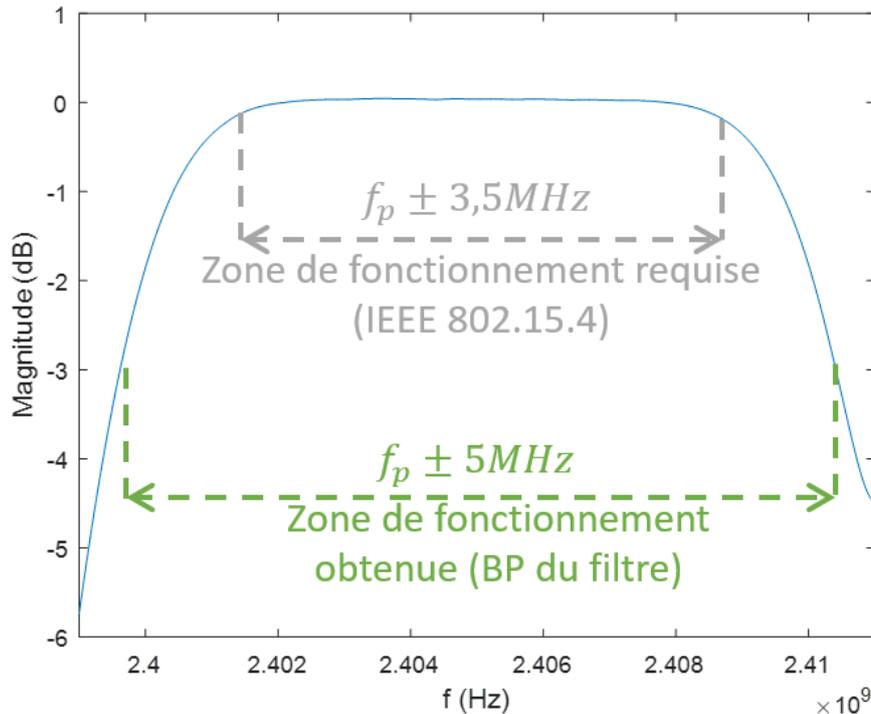


FIGURE 3.26 – Réponse fréquentielle du processus « acquisition-reconstruction »

On peut constater que l'on obtient une réponse fréquentielle parfaitement plate à 0 dB dans la bande passante d'intérêt pour le signal RF modulé, c'est-à-dire  $\pm 3,5$  MHz autour de 2,405 GHz. La plage de fonctionnement observée est en fait une zone de  $\pm 5$  MHz autour de 2,405 GHz. Cette plage de fonctionnement est plus faible que la plage théorique comprise entre 1,81 GHz et 2,42 GHz telle que définie par l'utilisation du sous-échantillonnage, et correspond à la bande passante du filtre utilisé dans le processus d'extraction de phase. En effet dans notre implémentation, le sous-échantillonnage n'est pas directement réalisé sur le signal RF mais sur le signal carré résultant de l'opération de level-crossing. L'utilisation du filtre passe-bande est dans ce cas indispensable pour transformer le signal binaire obtenu dans la 1ère zone de Nyquist en sinusoïde. En dehors de la bande passante du filtre, le filtrage du binaire ne produit plus une sinusoïde, ce qui conduit au calcul d'une transformée de Hilbert erronée et à un dysfonctionnement de l'algorithme. C'est donc ce filtre qui détermine la plage de fonctionnement pour la reconstruction du signal RF dans la zone de Nyquist sélectionnée.

A noter qu'il est essentiel que le filtre soit centré sur la fréquence fondamentale du signal binaire généré dans la 1ère zone de Nyquist. Cette fréquence dépend de la fréquence porteuse  $f_p$  du signal RF et de la fréquence d'échantillonnage  $f_e$  du testeur. La fréquence centrale du filtre devra donc être ajustée pour chaque valeur du couple  $(f_p, f_e)$ . Dans ces conditions, un fonctionnement correct de l'algorithme est assuré dans toute la bande passante d'intérêt du signal RF modulé.

Des simulations ont ensuite été réalisées en utilisant le modèle idéal de modulateur pour générer le signal RF. L'acquisition et la reconstruction sont effectuées sur ce signal. Le spectre du signal reconstruit est alors calculé et comparé à l'original (figure 3.27). Une bonne correspondance peut être observée entre les deux.

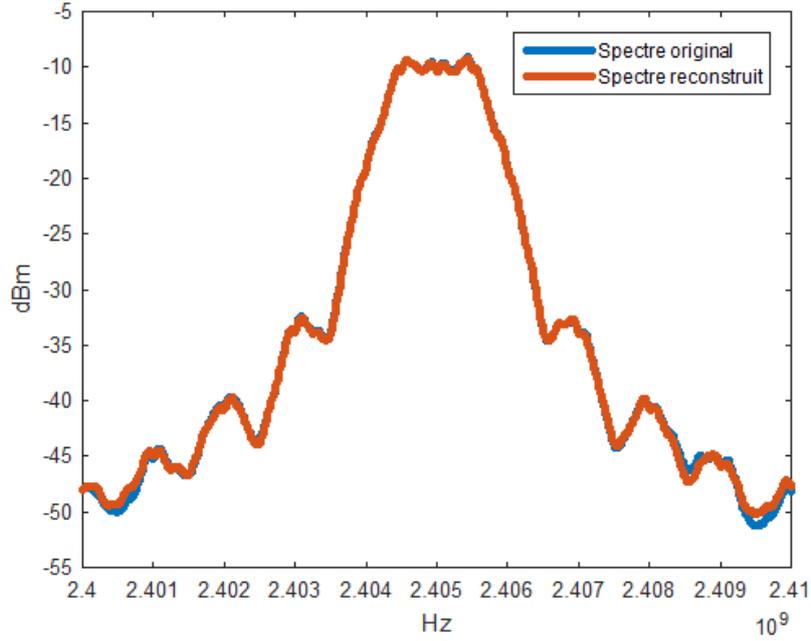


FIGURE 3.27 – Comparaison du spectre reconstruit avec l’original

Plus globalement, la figure 3.28 reporte la mesure d’OEVM réalisée à partir de l’acquisition 1-bit en fonction de la mesure d’OEVM réalisée sur le signal RF original pour différentes valeurs de défauts injectés dans le modèle du modulateur (IQ imbalance entre 0 et 10%, bruit de phase allant jusqu’à  $-98\text{dBc}/\text{Hz}$  pour un offset de fréquence de 1 MHz, dérive en puissance entre 0 et 10% pour une séquence de 512 bits). On observe un très bon accord entre les deux mesures sur une large gamme de valeurs EVM allant de 0.4% à 7.5%, avec une erreur de mesure inférieure à 0.2%. On peut également noter que pour un signal sans défaut, l’EVM plancher mesurable est de 0.47%, ce qui semble à la valeur plancher d’un équipement de test RF.

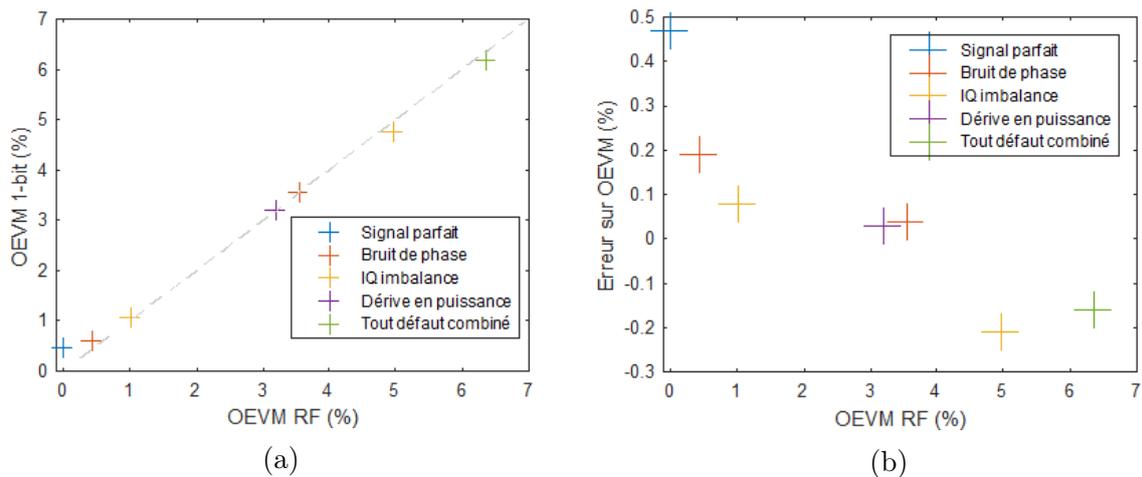


FIGURE 3.28 – Mesure d’OEVM (a) et erreur de mesure (b) à partir de l’acquisition 1-bit versus mesure d’OEVM sur le signal RF original, pour différentes valeurs de défauts injectés dans le circuit sous test

L’ensemble de ces simulations valide le bon fonctionnement de la solution proposée

sous des conditions d'acquisition idéales.

### 3.3 Robustesse de l'algorithme

Dans cette partie, la robustesse et le comportement des algorithmes face aux imperfections susceptibles d'affecter un canal testeur digital sont étudiés.

#### 3.3.1 Jitter

Le « jitter » est un défaut qui se manifeste sur la période d'un signal en introduisant une instabilité de la période du signal physique par rapport à la période théorique. Dans notre cas, un jitter peut être présent sur le signal d'horloge généré par le testeur pour effectuer l'échantillonnage. Le fabricant de l'équipement de test spécifie une valeur maximale de jitter de 5 ps pour un canal digital standard.

Des simulations ont été réalisées pour évaluer l'effet du jitter sur l'estimation de phase et d'amplitude ainsi que sur le spectre et l'EVM mesurés sur le signal reconstruit. Le jitter est modélisé dans les simulations sous la forme d'une erreur temporelle ajoutée sur la période d'échantillonnage en utilisant une variable aléatoire de distribution normale [54]. L'écart type de la distribution permet d'ajuster le niveau de jitter injecté.

La figure 3.29 illustre l'effet d'un jitter de 5ps sur le signal binaire résultant de l'acquisition 1 bit. Comparé au signal binaire obtenu sous des conditions idéales, on observe la présence occasionnelle de transitions multiples à la place d'une transition unique et un décalage de certaines transitions. Ces différences sont susceptibles d'affecter la qualité du signal reconstruit et donc des mesures réalisées.

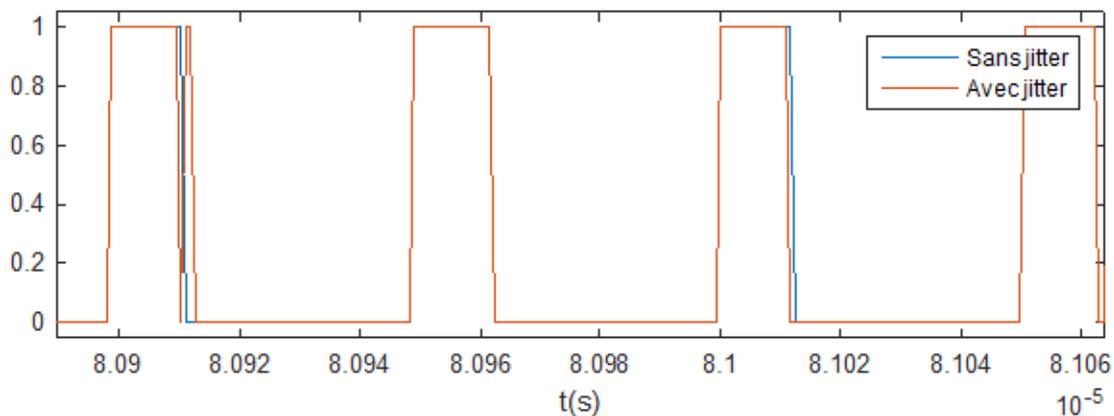


FIGURE 3.29 – Effet d'un jitter de 5ps sur le signal binaire résultant de l'acquisition 1-bit

#### Effet sur l'estimation de phase

La figure 3.30 présente l'évolution de l'erreur RMS sur l'estimation de phase en fonction du niveau de jitter injecté, pour un signal RF modulé parfait. On constate que le jitter introduit une augmentation de l'erreur RMS de manière sensiblement linéaire dans la zone de 0 à 5 ps. L'erreur de mesure reste inférieure à  $2^\circ$  pour le niveau maximum de jitter spécifié pour l'équipement de test.

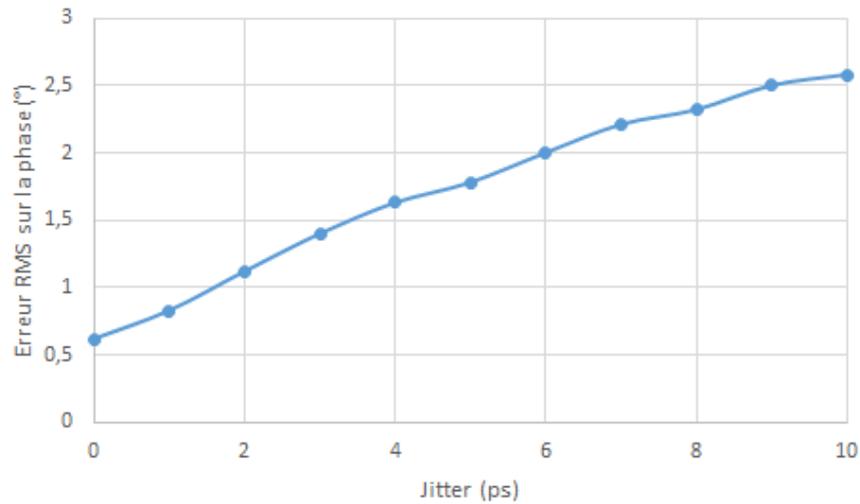


FIGURE 3.30 – Erreur RMS de l’estimation de phase en fonction du jitter

### Effet sur l’estimation d’amplitude

La figure 3.31 illustre l’effet du jitter sur la reconstruction d’amplitude, pour un signal RF modulé parfait. Un seuil de comparaison fixé à 70% de l’amplitude du signal est utilisé. La présence de jitter provoque des fluctuations dans l’enveloppe reconstruite.

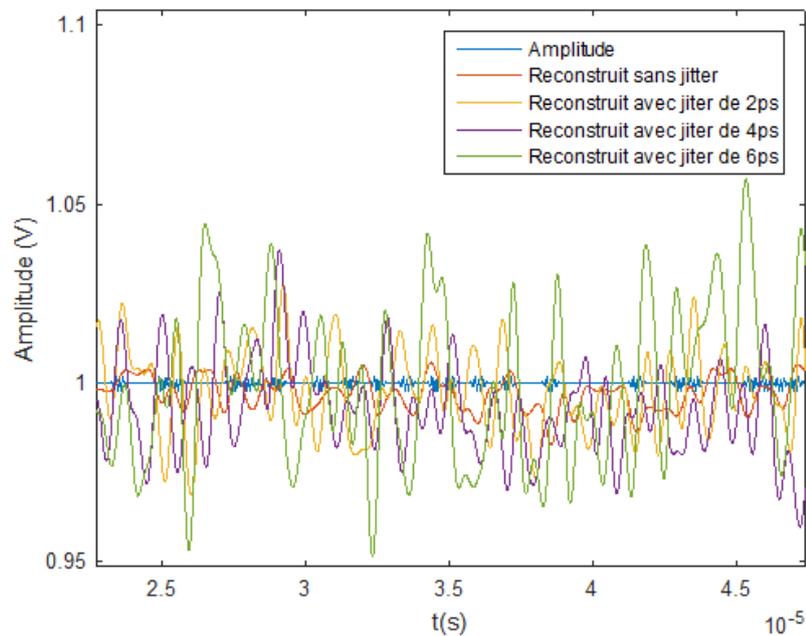


FIGURE 3.31 – Enveloppe reconstruite pour différentes valeurs de jitter

La figure 3.32 présente l’erreur RMS (exprimée en %) obtenue pour l’estimation de l’amplitude en fonction du niveau de jitter injecté. Là encore, l’erreur augmente de manière quasi-linéaire avec le jitter dans la zone de 0 à 5 ps. L’erreur de mesure est seulement de 1,78% pour le niveau maximum de jitter spécifié pour l’équipement de test.

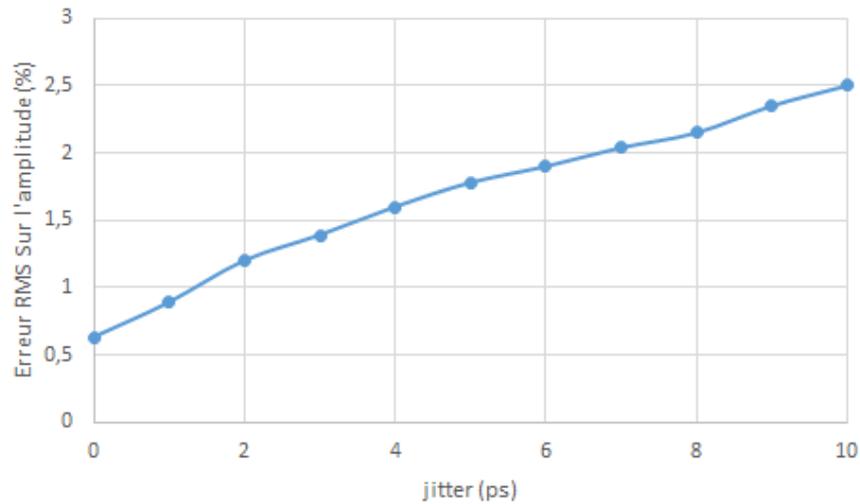


FIGURE 3.32 – Erreur RMS de l'estimation d'amplitude en fonction du jitter

### Effet sur le spectre du signal reconstruit

La figure 3.33 illustre l'effet du jitter sur le spectre du signal reconstruit. On peut observer que la présence de jitter induit une légère élévation de l'amplitude des lobes secondaires, en particulier du troisième lobe.

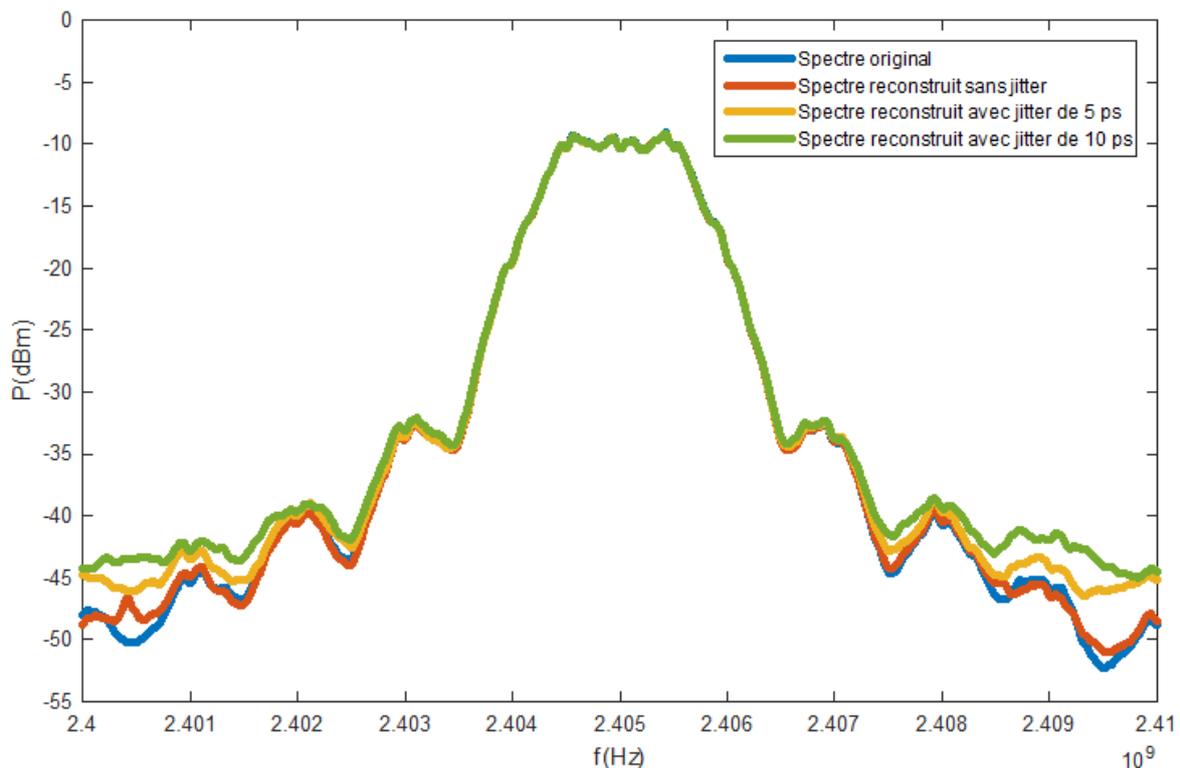


FIGURE 3.33 – Spectre reconstruit pour différentes valeurs de jitter

La figure 3.34 présente l'évolution de l'erreur de mesure sur la puissance maximum du troisième lobe (situé autour de  $-45$  dBm en dessous du lobe principal) en fonction du niveau de jitter injecté. En l'absence de jitter, cette erreur est très faible avec une

sous-estimation de la puissance maximum du troisième lobe de seulement  $-0,41$  dBm. En présence de jitter, on observe une légère surestimation avec une erreur qui augmente linéairement avec le niveau de jitter. L'erreur reste toutefois limitée. Ainsi pour un jitter de 5 ps, l'erreur de surestimation est inférieure à  $+2$  dBm, ce qui est totalement compatible avec le test de masque spectral défini dans la norme IEEE 802.15.4 qui impose de vérifier qu'une différence de 20 dB est présente entre le lobe principal et le troisième lobe.

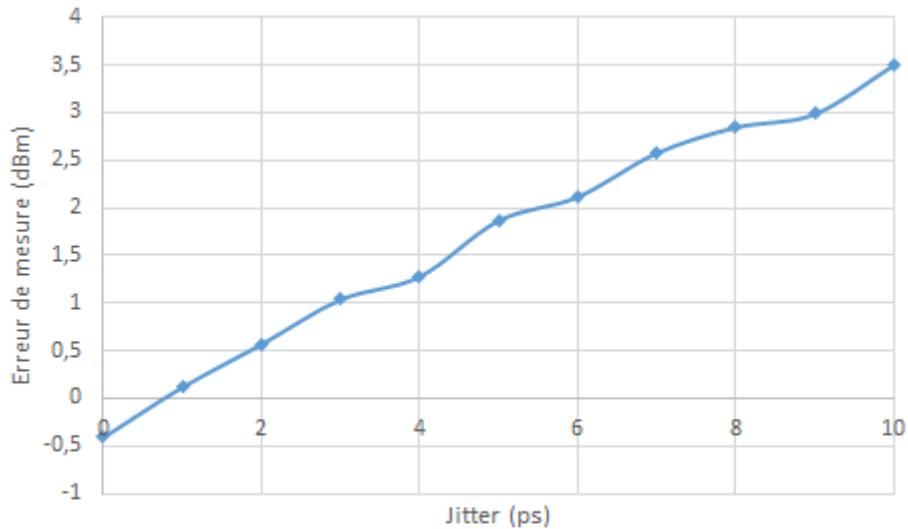


FIGURE 3.34 – Erreur de mesure sur la puissance maximale du troisième lobe en fonction du jitter

### Effet sur l'EVM

L'augmentation de l'erreur RMS sur l'estimation de phase et d'amplitude introduite par le jitter affecte la mesure de l'EVM. La figure 3.35 présente la mesure de l'OEVM en fonction du jitter, pour un signal RF modulé parfait. On constate que l'augmentation du jitter conduit à une surestimation de l'OEVM. Cette surestimation évolue linéairement. Pour un jitter de 5 ps, l'OEVM est surestimé d'environ  $+1,2\%$ . A noter que même en l'absence de jitter, on observe une surestimation d'environ  $+0,4\%$  qui correspond au plancher de mesure de l'algorithme.

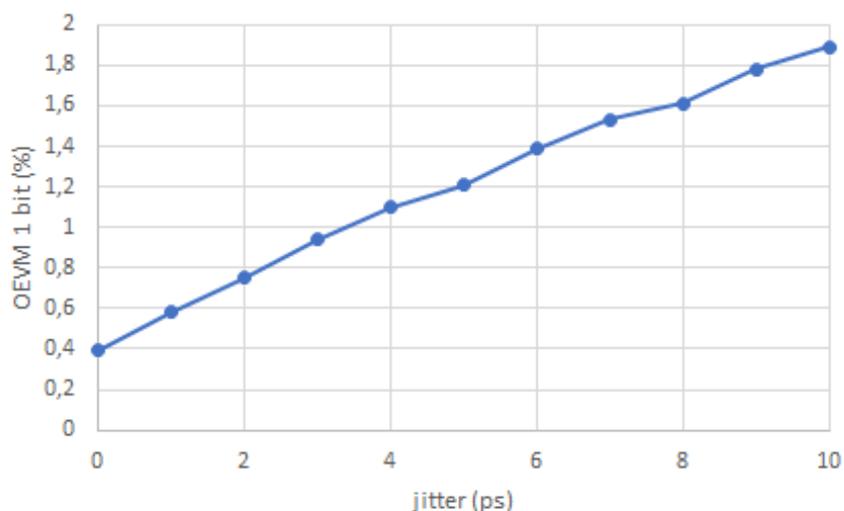


FIGURE 3.35 – Mesure OEVM en fonction du jitter

Pour aller plus loin dans l’analyse de l’impact du jitter sur les mesures d’EVM, des simulations complémentaires ont été réalisées pour différentes valeurs de défauts injectés dans le modulateur qui génère le signal RF. 7 signaux RF ont été analysés avec un OEVM théorique compris entre 0% (signal sans défaut) et 6.4% (signal avec IQ imbalance, bruit de phase et dérive en puissance). Pour chacun de ces signaux, l’OEVM est calculé pour une acquisition 1-bit sans jitter puis avec un jitter de 5 et 10 ps. Les résultats sont présentés dans la figure 3.36 qui reporte la différence entre l’OEVM calculé à partir de l’acquisition 1-bit et l’OEVM mesuré sur le signal RF original, en fonction de la qualité du signal.

On constate effectivement que dans le cas de signaux de bonne qualité (faible valeur d’OEVM mesuré sur le signal RF), la mesure réalisée à partir de l’acquisition 1-bit conduit à une surestimation, surestimation d’autant plus forte que le niveau de jitter est élevé. On observe toutefois que cette surestimation n’est pas constante, mais diminue au fur et à mesure que la qualité du signal se dégrade. Dans le cas de signaux fortement dégradés (OEVM supérieur à 6%), on peut même observer une très légère sous-estimation de l’OEVM mesuré à partir de l’acquisition 1-bit.

Globalement, il existe une tendance linéaire entre l’erreur de mesure OEVM réalisée à partir de l’acquisition 1-bit et la qualité du signal (les points ne sont pas parfaitement alignés en raison de l’incertitude liée à l’utilisation de l’algorithme de mesure d’EVM comme détaillé dans le chapitre 2). La pente et l’offset de cette tendance linéaire dépendent du niveau de jitter présent. Néanmoins, cette évolution linéaire permet d’envisager une correction simple de la mesure OEVM réalisée à partir de l’acquisition 1-bit, à condition de procéder à une caractérisation du canal digital utilisé.

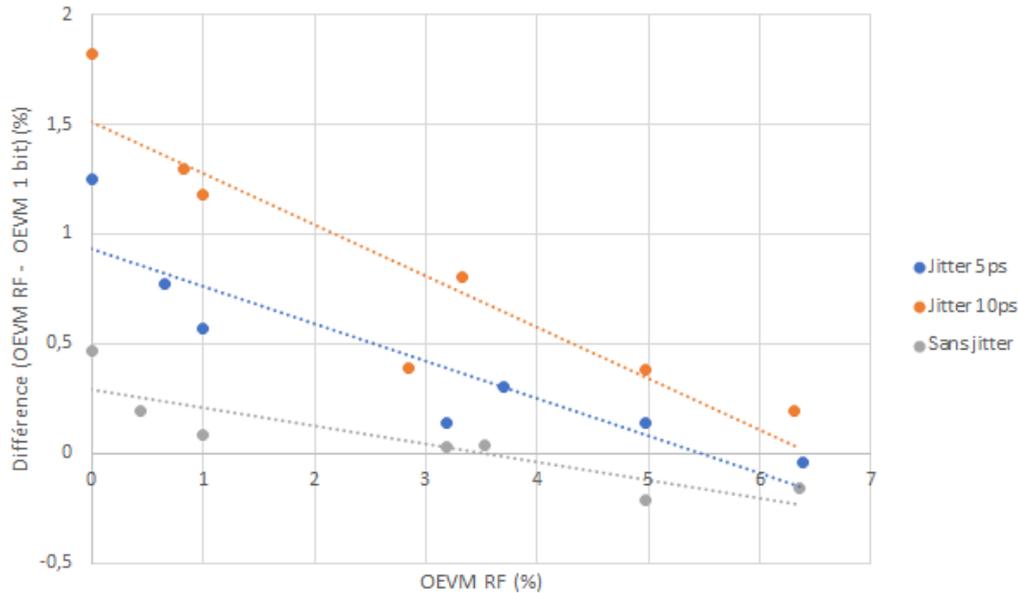


FIGURE 3.36 – Erreur de mesure OEVM pour différentes valeurs de jitter

### 3.3.2 Délai sur le comparateur

La conversion 1-bit réalisée par le canal digital du testeur est en pratique implémentée par un simple comparateur. Ce comparateur peut réagir à un changement d'état avec un certain délai  $\tau$ . Ce délai peut être symétrique, c'est-à-dire identique à la montée et à la descente ou asymétrique, c'est-à-dire différent à la montée et à la descente. Nous étudions ici l'influence de cette imperfection sur la qualité des estimations réalisées.

#### Délai symétrique

Dans le cas d'un délai symétrique, le résultat de la comparaison est simplement décalé dans le temps comme l'illustre la figure 3.37. Ce retard ne modifiant pas le rapport cyclique du signal carré ni sa fréquence instantanée, il n'a aucune influence sur la qualité de la reconstruction de phase et d'amplitude. Il peut en revanche induire un léger déphasage sur le signal reconstruit qui s'ajoute au déphasage créé par l'absence de synchronisation entre l'ATE et le DUT. Un délai symétrique est donc corrigé par les algorithmes de test qui analysent le signal RF et ne pose pas de problème.

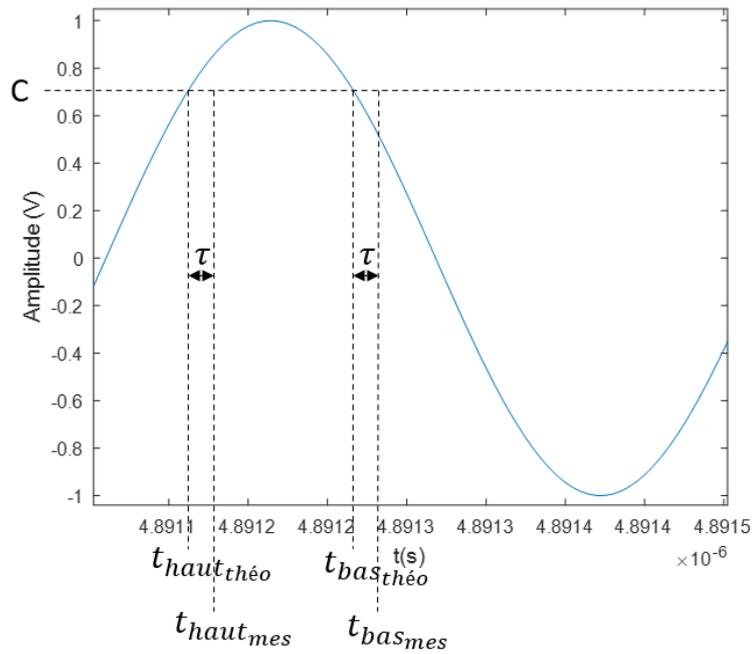


FIGURE 3.37 – Délai symétrique

### Délai asymétrique

Un délai asymétrique modifie le rapport cyclique du signal (figure 3.38), mais pas sa fréquence instantanée. La précision de la mesure de phase reste inchangée. En revanche la mesure d'amplitude peut être affectée. Dans le cas où le temps de transition de l'état bas vers haut ( $\tau_1$ ) est inférieur au temps de transition de l'état haut vers bas ( $\tau_2$ ) le rapport cyclique est augmenté et l'amplitude du signal sera donc sous-estimée. Dans le cas inverse, le rapport cyclique est diminué entraînant une surestimation de l'amplitude.

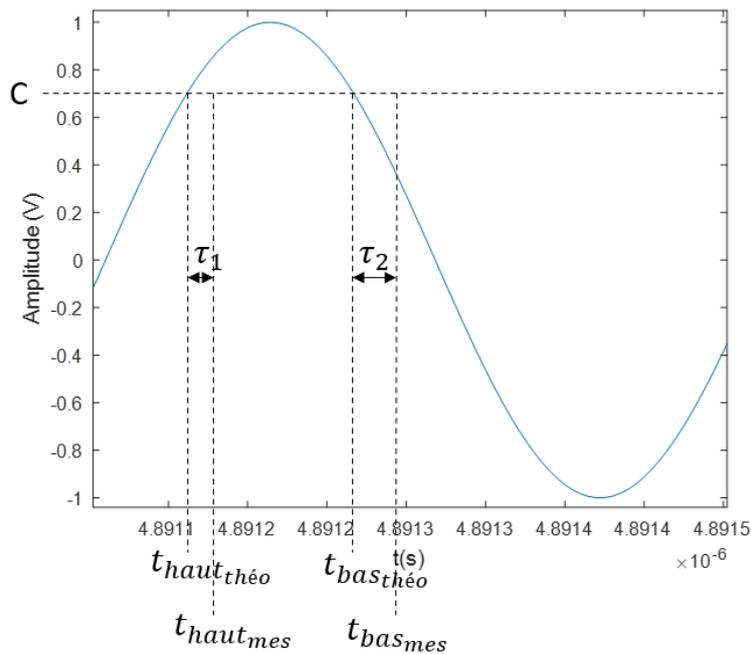


FIGURE 3.38 – Délai asymétrique

Des simulations effectuées en variant les délais à la montée et à la descente du comparateur permettent de visualiser et quantifier l'effet de ce défaut, comme illustré sur la figure 3.39 qui reporte l'erreur sur l'amplitude moyenne estimée en fonction de la différence de délai ( $\tau_1 - \tau_2$ ), pour un seuil de comparaison fixé à 70% de l'amplitude du signal.

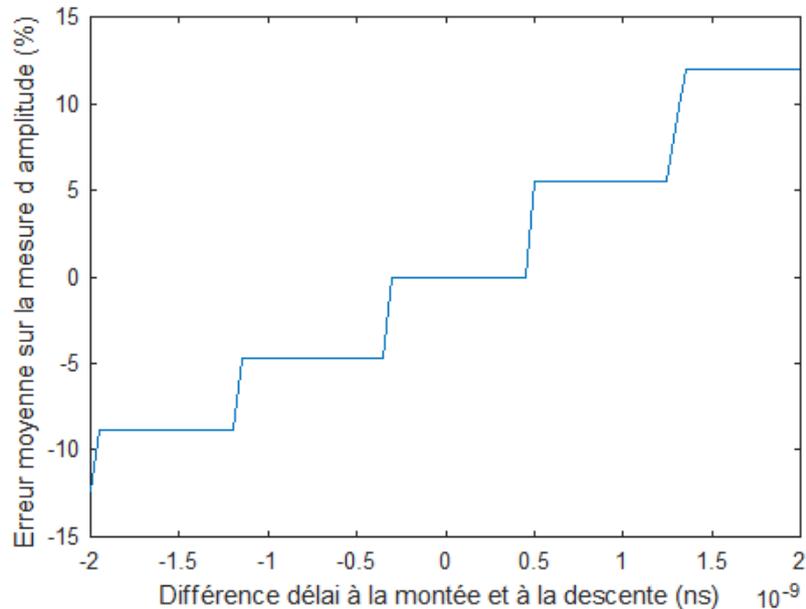


FIGURE 3.39 – Erreur moyenne en fonction de la différence de délai entre une transition montante et une transition descendante du comparateur

On peut constater que la différence de délai entre une transition montante et une transition descendante du comparateur doit être significative (au-delà de  $\pm 0.4$  ns) pour introduire une erreur sur la mesure d'amplitude. Cela peut s'expliquer par le fait que le signal binaire analysé pour réaliser l'estimation d'amplitude est un signal discret avec un pas d'échantillonnage de  $T_e = 1/f_e = 0,825$  ns à une fréquence intermédiaire faible en raison de l'utilisation du sous-échantillonnage. L'augmentation ou la diminution du rapport cyclique de ce signal n'est donc visible que si la différence  $|\tau_1 - \tau_2|$  excède  $T_e/2$ , c'est-à-dire 0.4125 ns. Une telle différence de l'ordre de la demi-nanoseconde est très improbable sur un équipement de test commercialisé pour fonctionner à une fréquence de 1,6 GS/s. Cette hypothèse est donc écartée dans le reste de notre travail.

### 3.3.3 Bruit

Des simulations ont été conduites en ajoutant un bruit blanc sur un signal modulé parfait de puissance 0 dBm. La puissance du bruit est variée entre -100 dBm et -40 dBm. L'influence de ce bruit sur la mesure d'OEVM réalisée à partir de l'acquisition 1-bit est illustrée sur la figure 3.40.

On constate que la mesure d'OEVM n'est pas affectée pour un bruit blanc d'une puissance inférieure ou égale à -65 dBm (OEVM constant à 0,47% qui correspond à la valeur plancher pour un signal parfait mesuré à partir du signal binaire capturé par le testeur). Une telle puissance de bruit dans un environnement de test est très improbable. La solution développée est donc plutôt robuste à ce type de bruit. L'utilisation de filtre

pour les extractions de phase et d'amplitude contribue notamment à cette bonne immunité au bruit.

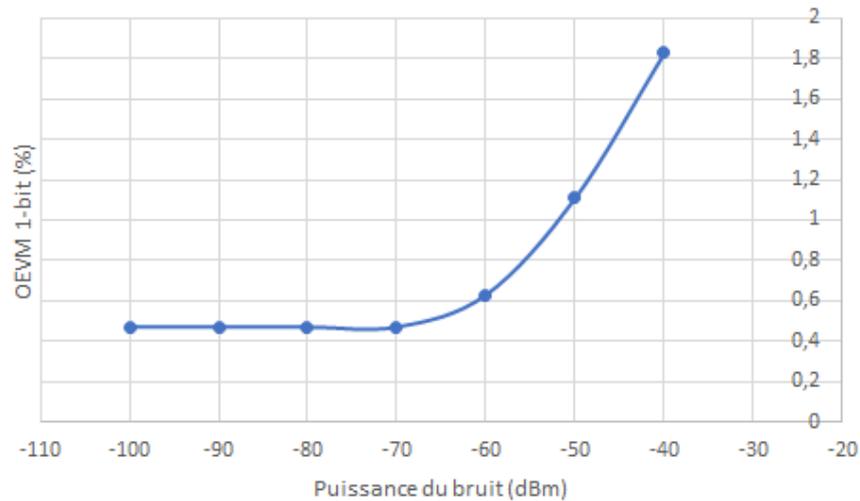


FIGURE 3.40 – Effet d'un bruit blanc sur la mesure d'OEVM

### 3.3.4 Erreur sur le seuil de comparaison

Une différence entre le seuil théorique ( $C_{théorique}$ ) et le seuil réel ( $C_{réel}$ ) du comparateur peut exister (figure 3.41). Cette différence produit un effet similaire à un délai symétrique sur le comparateur, à savoir n'affecte pas le rapport cyclique du signal carré. Une erreur sur le seuil de comparaison n'a donc aucun effet sur la reconstruction de phase. En revanche, ce défaut peut amener à une estimation d'amplitude erronée puisque le calcul de l'amplitude utilise directement la valeur du seuil de comparaison (cf. equation 3.10).

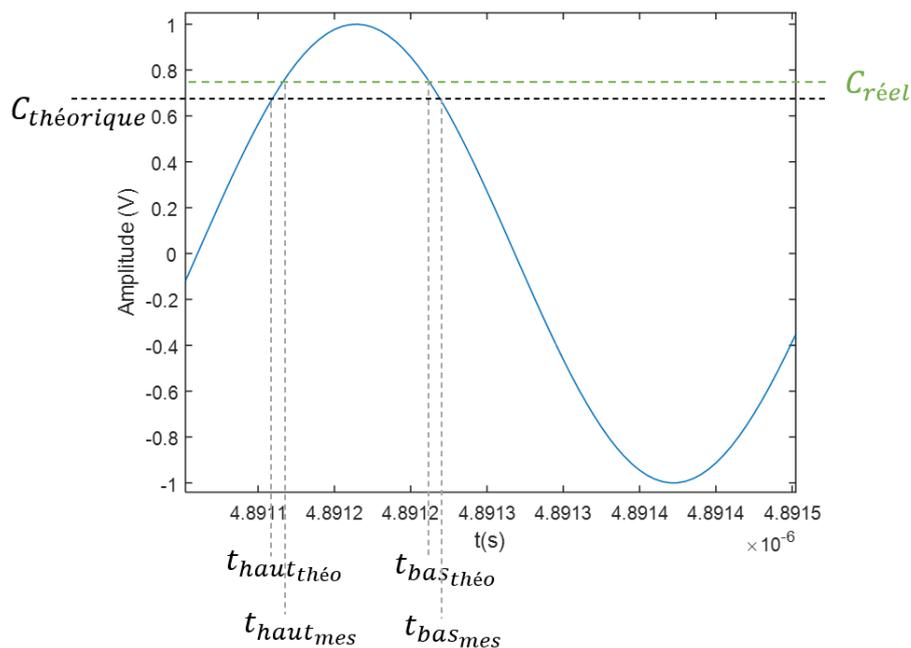


FIGURE 3.41 – Offset sur le seuil de comparaison

L'erreur induite sur l'estimation d'amplitude est directement liée au rapport entre la valeur théorique et la valeur réelle du seuil avec  $\epsilon(\hat{A}) = \frac{C_{théorique}}{C_{réel}} - 1$ , comme illustré sur la figure 3.42. Une erreur positive engendre une sous-estimation de l'amplitude alors qu'une erreur négative engendre une surestimation.

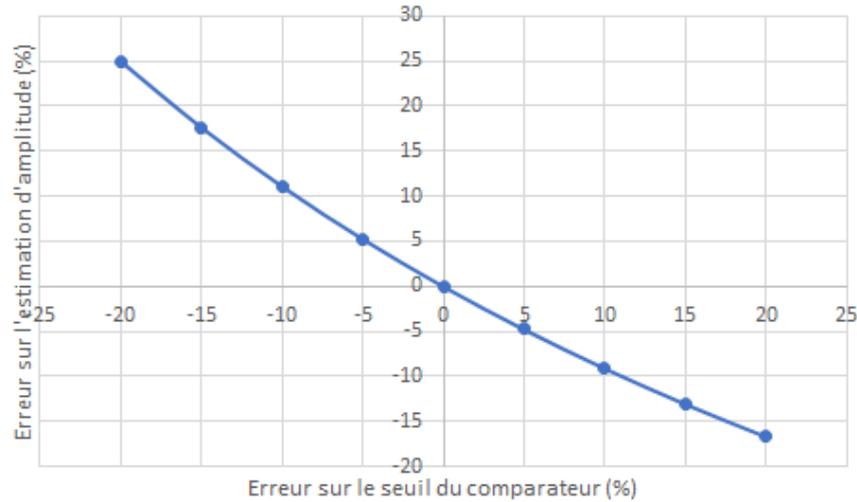


FIGURE 3.42 – Effet d'une erreur sur le seuil du comparateur

La précision typique sur le réglage du seuil du comparateur pour un équipement industriel est de  $\pm 1$  mV. Cela correspond à une erreur relative de  $\pm 1,43\%$  dans le cas le plus défavorable de notre application, c'est-à-dire pour un signal de faible puissance à -10 dBm. L'erreur d'estimation d'amplitude observée dans ce cas est inférieure à  $1,5\%$ , ce qui montre une bonne robustesse de l'algorithme vis-à-vis de type de défaut.

### 3.4 Conclusion

Ce chapitre a présenté les études et développements réalisés pour la mise en œuvre d'un algorithme permettant la reconstruction d'un signal ZigBee à partir d'une capture par un canal testeur digital. Une fois le signal reconstruit, les différents tests spécifiés par la norme IEEE 802.15.4 peuvent alors être appliqués.

L'algorithme s'appuie sur une acquisition 1-bit sous-échantillonnée accomplie par les ressources matérielles du canal digital. La reconstruction du signal RF repose ensuite sur l'extraction des fluctuations de phase et d'amplitude contenues dans le signal binaire résultant. Le seuil de comparaison et la fréquence d'échantillonnage sont deux paramètres importants à considérer afin de reconstruire un signal le plus proche possible de l'original. La fréquence d'échantillonnage influence la bande passante du processus « acquisition-reconstruction ». Le seuil de comparaison influence lui la qualité de l'estimation d'amplitude, mais n'a aucune influence sur l'estimation de phase. Les conditions appropriées pour l'analyse d'un signal ZigBee ont été définies. Des processus spécifiques de traitement numérique du signal dédiés à l'extraction des fluctuations de phase et d'amplitude ont également été développés et validés en simulation. Finalement, la robustesse de l'algorithme vis-à-vis des défauts susceptibles d'affecter l'électronique d'un canal testeur digital a été étudiée. Cette étude a montré que les choix de conception de l'algorithme permettent de minimiser l'influence de ces défauts. Ainsi, l'algorithme est intrinsèquement robuste aux

imperfections sur le délai ou le seuil du comparateur et présente une très bonne immunité au bruit, notamment due à l'utilisation de filtres pour l'extraction de phase et d'amplitude. Le jitter sur l'horloge d'échantillonnage affecte la mesure d'EVM réalisée à partir de l'acquisition 1-bit dans de faibles proportions, mais peut toutefois avoir un impact non négligeable lorsqu'il s'agit de mesurer un EVM de très faible valeur. Cet impact a été analysé et quantifié, permettant ainsi d'envisager une correction au moyen d'une phase de calibration de l'équipement de test utilisé, comme pour tout instrument de mesure.

# Chapitre 4

## Validation expérimentale

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale de la solution proposée. Deux approches complémentaires sont présentées. La première est basée sur la conception et la réalisation d'un banc de test en laboratoire. Elle permet d'étudier le comportement des algorithmes de traitement proposés dans des conditions relativement idéales et contrôlées. La deuxième approche expérimentale est directement conduite en milieu industriel, dans le contexte d'application réel sur les équipements cibles.

La conception et la réalisation du banc de test sont présentées dans une première partie. Les résultats de l'utilisation de ce banc de test sont présentés dans la deuxième partie. La troisième partie est dédiée à la validation de la solution proposée sur un équipement de test industriel. Les résultats obtenus au moyen d'un test traditionnel, faisant donc usage de ressources RF, sont comparés avec ceux obtenus au moyen de l'acquisition 1-bit proposée. Les résultats de deux campagnes de mesures sont commentés. La première concerne 923 circuits mesurés d'une part avec un canal RF et d'autre part avec un canal digital. Ces mesures ont toutefois été réalisées de manière décalée dans le temps et sur des sites de test différents. La deuxième campagne concerne elle 600 circuits mesurés au même moment et dans le même environnement.

### 4.1 Développement d'un banc de test

Le schéma général du banc de test développé est présenté figure 4.1 et sa mise en oeuvre matérielle est illustrées sur la figure 4.2. Ce banc a été développé dans le but de permettre l'étude des solutions proposées dans des conditions relativement maîtrisées. Chaque élément est ainsi dimensionné pour fonctionner avec un signal à 2,4 GHz. Le banc permet la génération d'un signal RF modulé et la réalisation simultanée d'une acquisition du signal RF original et du signal binaire résultant d'une opération de level-crossing. Le signal RF reconstruit à partir du signal binaire peut ainsi être comparé avec le signal RF original.

Le banc de test est composé de différents blocs fonctionnels qui sont détaillés ci-après.

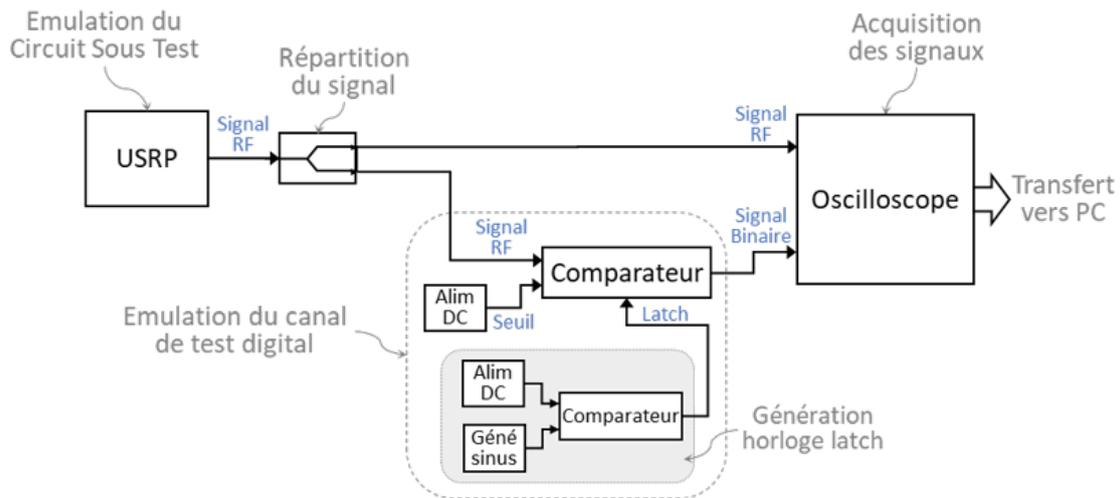


FIGURE 4.1 – Schéma du banc de test

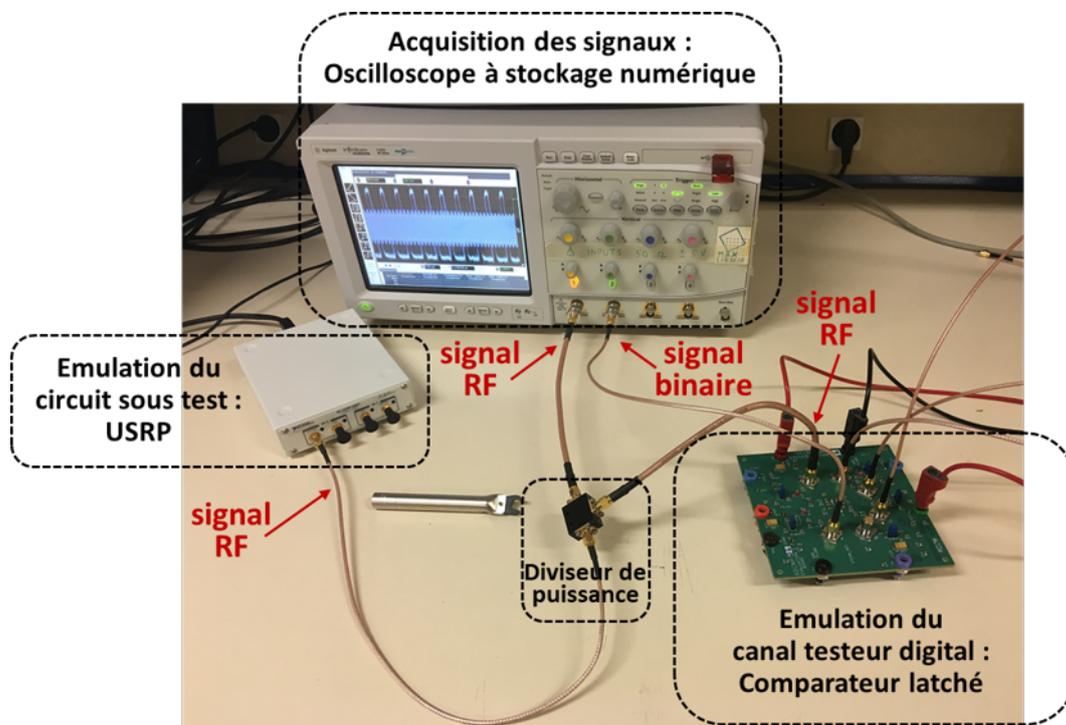


FIGURE 4.2 – Mise en œuvre matérielle du banc de test

#### 4.1.1 Génération du signal RF modulé

Le premier élément est une radio logicielle (SDR pour « Software-Defined-Radio » ou USRP pour « Universal Software Radio Peripheral ») qui permet d'émuler le circuit sous test. Le concept de radio logicielle a été défini en 1995 [55] comme un dispositif électronique, dynamiquement configurable, capable de s'adapter pour émettre ou recevoir des signaux RF de différentes natures (schéma de modulation, puissance, fréquence...). Dans notre application, la radio logicielle permet d'émuler un émetteur ZigBee. Un USRP 2901 de National Instrument est utilisé pour cela. Les propriétés du signal RF généré sont définies par la programmation logicielle réalisée. Il est donc possible d'injecter de manière

parfaitement contrôlée des défauts représentatifs d'un circuit sous test défaillant, et ainsi d'étudier le comportement des algorithmes développés vis-à-vis de la présence de ces défauts.

Comme illustré sur la figure 4.3, le canal émetteur du module USRP est constitué de deux convertisseurs Numériques Analogiques (DAC) permettant une modulation en quadrature. Les signaux générés par ces deux DAC passent ensuite dans un filtre passe-bas programmable pour supprimer le bruit de quantification. Après filtrage, une multiplication par la fréquence porteuse est réalisée (cosinus et sinus) avant addition comme dans un modulateur QPSK. Les DAC de l'USRP 2901 peuvent générer un signal en bande de base échantillonné avec une fréquence maximale de 15 MS/s [56]. Les signaux en bande de base peuvent ensuite être multipliés par une porteuse dont la fréquence peut être comprise entre 70 MHz et 6 GHz.

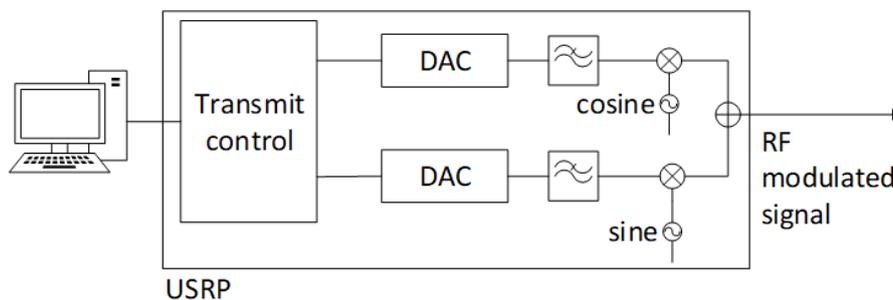


FIGURE 4.3 – Schéma de la partie TX d'un USRP

Un modèle d'émetteur ZigBee (figure 4.4) a été développé dans l'environnement libre GNU Radio [57] qui est un logiciel dédié à l'implémentation de radio logicielle. La fréquence porteuse ainsi que le niveau de puissance du signal émis peuvent être librement choisis. Le modèle créé permet également le paramétrage de défauts comme l'IQ imbalance, le bruit de phase ou encore la dérive de puissance.

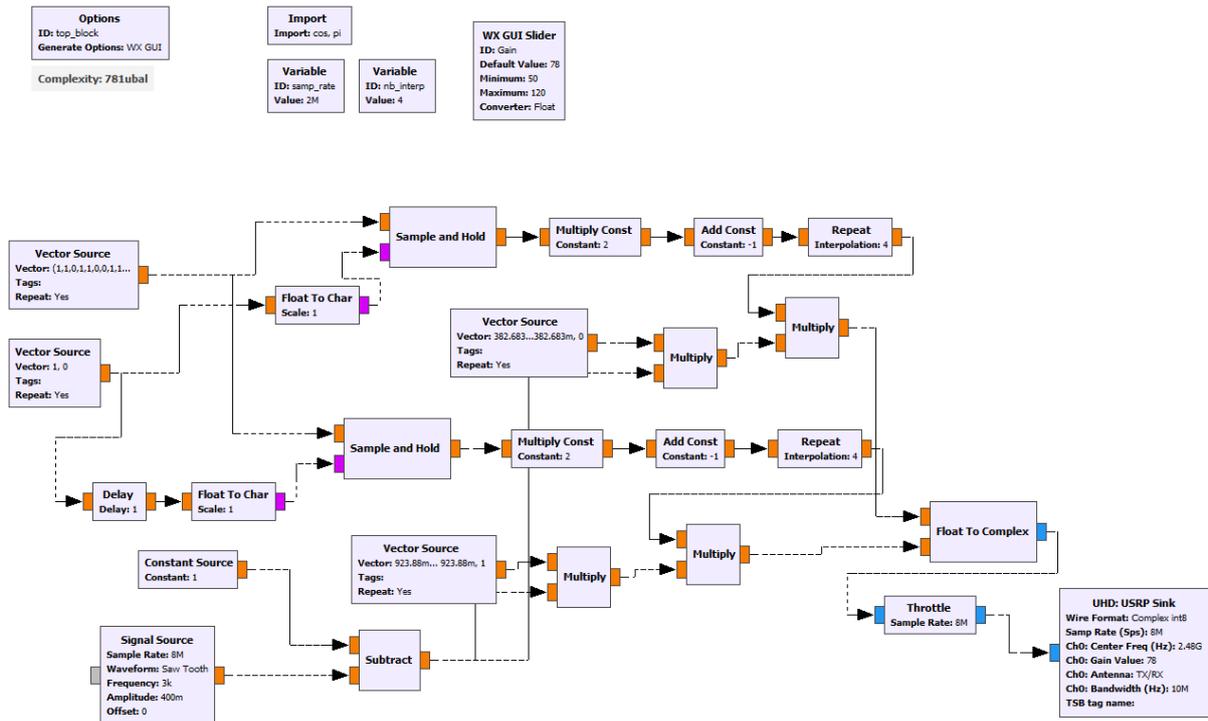


FIGURE 4.4 – Schéma du modulateur ZigBee réalisé sous GNU radio

#### 4.1.2 Répartition du signal RF modulé

Le signal RF généré par le module USRP est ensuite routé au moyen d'un répartiteur RF vers un oscilloscope d'une part, et vers un comparateur d'autre part. Ce répartiteur utilise un diviseur de puissance résistif. Le rôle du diviseur de puissance est de répartir le signal sans dégrader l'adaptation d'impédance. En effet, l'utilisation d'un simple connecteur en T conduirait à la mise en parallèle de l'impédance de l'oscilloscope de  $Z_0 = 50\Omega$  avec l'impédance du comparateur qui est elle aussi  $Z_0 = 50\Omega$ . Cela serait donc équivalent à une impédance de  $25\Omega$  qui introduirait un problème d'adaptation. Seule une partie de la puissance du signal serait alors transmise au comparateur et à l'oscilloscope. L'autre partie serait réfléchiée vers l'USRP. Pour éviter cela, le diviseur de puissance utilisé et montré sur la figure 4.5 contient 3 résistances de  $R_1 = 16.66\Omega$ . L'expression de l'impédance vue par l'USRP devient ainsi :  $R_1 + \frac{R_1 + Z_0}{2} = 50\Omega$ . L'impédance est ainsi adaptée. L'utilisation de ce type de diviseur de puissance introduit une atténuation de 6 dB sur le signal, quel que soit le port utilisé. Une atténuation de 3 dB est présente en raison des pertes dues à l'utilisation des résistances. Les autres 3 dB sont dus au fait que la moitié de la puissance est envoyée sur le port voisin. La puissance sur chaque port est ainsi divisée par quatre par rapport à la puissance en entrée et l'amplitude est réduite d'un facteur deux.

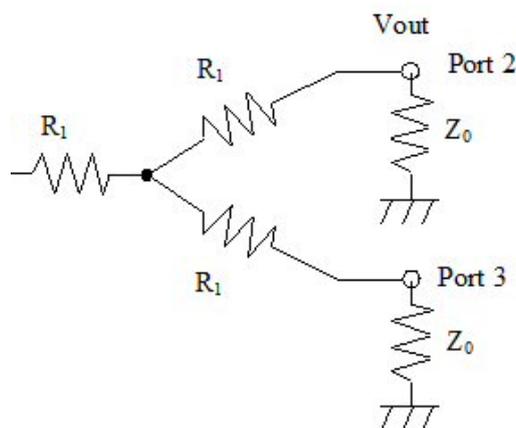


FIGURE 4.5 – Diviseur de puissance résistif

Une sortie du diviseur de puissance est connectée à l’oscilloscope qui numérise le signal. L’autre sortie est connectée à un comparateur rapide qui convertit le signal RF en signal binaire.

### 4.1.3 Émulation du canal de test digital

L’émulation du canal digital est réalisée par un bloc comparateur s’appuyant sur un circuit intégré du commerce. Le modèle utilisé est un ADCMP 572 fabriqué par Analog Devices [58]. Il s’agit d’un comparateur rapide qui dispose d’un mode de fonctionnement latché. Il possède deux entrées  $V_p$  et  $V_n$  pour les signaux à comparer. Le signal RF est ainsi connecté sur  $V_p$  tandis que  $V_n$  est connecté à une source de tension DC réglable permettant de fixer le seuil de comparaison. L’entrée  $LE$  contrôle elle la fonction de latch et permet de reproduire l’opération d’échantillonnage réalisée par le canal digital d’un testeur industriel. Lorsque le signal sur l’entrée  $LE$  est à l’état haut, la sortie  $Q$  est le résultat de la comparaison instantanée asynchrone. Lorsque  $LE$  est à l’état bas, la sortie  $Q$  est bloquée sur son dernier état. Pour reproduire une opération d’échantillonnage, telle que réalisée au sein d’un testeur, il est donc nécessaire que le signal appliqué sur l’entrée  $LE$  se rapproche d’une impulsion brève.

N’ayant pas à disposition un tel générateur d’impulsion, nous avons improvisé une solution mettant en œuvre un second comparateur. Celui-ci reçoit sur l’une de ses entrées un signal sinusoïdal à la fréquence d’échantillonnage souhaitée. Sur l’autre entrée, nous positionnons une tension fixe de valeur légèrement inférieure à la tension crête de la sinusoïde. Le résultat en sortie est un signal carré avec un très faible rapport cyclique qui peut s’apparenter à un peigne de Dirac (figure 4.6). Ce signal est connecté sur le premier comparateur et permet son contrôle.

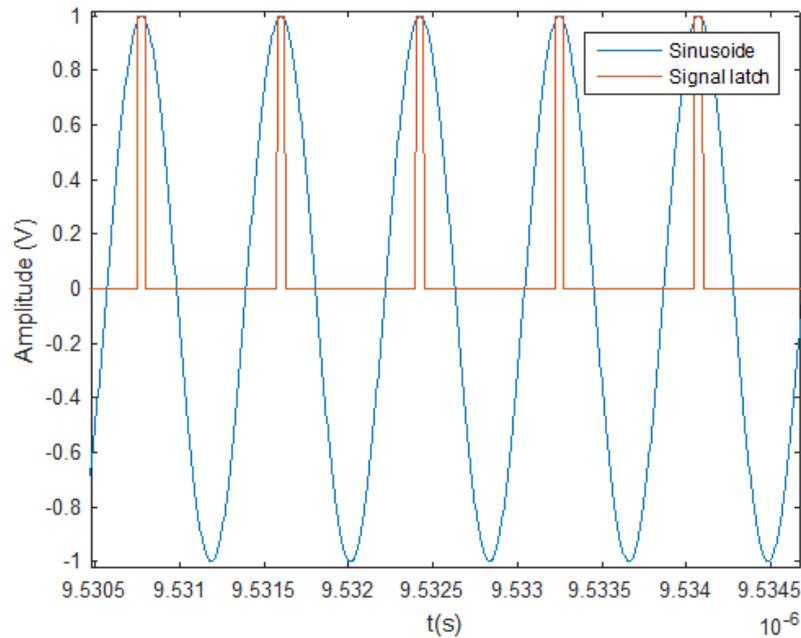


FIGURE 4.6 – Génération du signal de latch

Le signal binaire en sortie du comparateur est envoyé vers l’oscilloscope pour être numérisé.

#### 4.1.4 Acquisition des signaux

L’oscilloscope utilisé pour réaliser l’acquisition et la numérisation des signaux est un oscilloscope à stockage numérique Agilent qui a une capacité d’échantillonnage à 20 GS/s et une capacité mémoire de 2,05 millions de points. L’oscilloscope doit numériser à la fois le signal RF et le signal binaire issu du comparateur. Il est important que l’acquisition soit réalisée de façon simultanée sur les deux voies pour permettre une comparaison juste entre les mesures réalisées sur le signal RF et celles obtenues à partir du signal binaire. La mémoire disponible pour chaque signal est donc en pratique divisée par deux, soit 1,025 millions de points par canal. Par ailleurs l’acquisition doit être réalisée sur une durée suffisamment longue pour permettre le calcul de l’OEVM, idéalement  $250 \mu s$  (500 bits de données). Compte tenu de la capacité mémoire limitée, la fréquence d’échantillonnage choisie doit donc être la plus faible possible afin d’acquérir le signal sur une durée la plus longue possible.

Le choix de la fréquence d’échantillonnage utilisée pour l’acquisition des signaux résulte en fait de plusieurs contraintes. En effet l’acquisition doit certes être réalisée sur une durée suffisamment longue pour permettre le calcul de l’OEVM, mais la fréquence d’échantillonnage choisie doit également assurer une capture correcte du signal RF, c’est-à-dire être supérieure à la fréquence de Nyquist du signal. D’autre part, la fréquence d’échantillonnage de l’oscilloscope doit être compatible avec la fréquence d’échantillonnage du comparateur qui génère le signal binaire.

Compte tenu de ces contraintes, le choix est d’utiliser une fréquence d’échantillonnage de 5 GS/s. En effet, il s’agit de la première fréquence possible qui permet de respecter

le critère de Shannon pour l'acquisition du signal RF. Avec une capacité de stockage de 1,025 millions de points sur chaque voie, les acquisitions seront donc réalisées sur  $205 \mu s$ , à savoir sur 410 bits de données à la place des 500 recommandés pour le calcul d'OEVM, ce qui reste raisonnable. Concernant l'acquisition du signal binaire, la fréquence de 5 GS/s n'est pas compatible avec la fréquence de 1,2121 GS/s définie pour la capture 1-bit d'un signal à 2,405 GHz. Nous avons toutefois la possibilité de jouer sur le canal ZigBee utilisé pour changer la fréquence porteuse du signal RF, et par conséquent la fréquence de sous-échantillonnage utilisée pour la génération du signal binaire. En particulier comme établi au chapitre précédent dans la section 3.1.2, la fréquence d'échantillonnage sélectionnée pour un signal à 2,48 GHz (canal 26) est de 1,25 GS/s. Le signal binaire correspondant est alors un signal à 20 MHz avec une résolution temporelle de 62,5 échantillons/période. L'intérêt de cette fréquence de 1,25 GS/s est qu'elle est compatible avec la fréquence d'échantillonnage de 5GS/s de l'oscilloscope puisque c'est un sous-multiple exact.

En pratique, les conditions de génération et d'acquisition des signaux sont donc les suivantes. Un signal RF modulé avec une porteuse à 2,48 GHz est généré par l'URSP. La fréquence d'échantillonnage du comparateur transformant le signal RF en signal binaire est fixée à 1,25 GHz. Sauf indication contraire, toutes les acquisitions présentées par la suite sont effectuées avec un seuil de comparaison réglé à environ 70 % de l'amplitude du signal RF en entrée. L'acquisition simultanée des signaux RF et binaire est réalisée par l'oscilloscope avec une fréquence d'échantillonnage de 5 GS/s sur une durée de  $205 \mu s$ . L'ensemble des données mémorisées sont alors transférées sur PC pour être traitées dans l'environnement de calcul numérique avec les algorithmes développés. Une décimation d'un facteur 4 est au préalable appliquée sur la capture binaire afin d'obtenir un signal échantillonné à 1,25 GS/s.

En termes de fréquence du signal RF et fréquence d'échantillonnage pour la capture 1-bit, ces conditions sont similaires à celles retenues pour utilisation sur un testeur industriel. Il faut toutefois noter certaines faiblesses de ce setup. En effet, une différence de fréquence mineure entre l'horloge interne de l'oscilloscope et celle du latch du comparateur est inévitable. Cette légère différence est susceptible d'avoir une influence sur la précision des mesures. De plus, la décimation appliquée sur le signal binaire numérisé par l'oscilloscope peut se produire sur une transition de ce dernier, provoquant ainsi une erreur sur 1 échantillon à l'endroit de la transition. Ce type d'erreur est susceptible d'avoir une influence sur la précision des mesures.

## 4.2 Validation sur le banc de test

### 4.2.1 Extraction de phase

La phase du signal RF numérisé par l'oscilloscope et la phase mesurée à partir du signal binaire sont comparées, pour un signal RF modulé sans aucun défaut généré par l'USRP. La figure 4.7 présente le résultat obtenu. On constate que la différence entre les deux mesures est très faible avec une erreur RMS inférieure à  $0,95^\circ$  et une erreur maximale de  $4^\circ$ . Cette erreur est supérieure à l'erreur maximale théorique de  $1,44^\circ$  (équation 3.9), ce qui peut s'expliquer par les conditions imparfaites du setup expérimental.

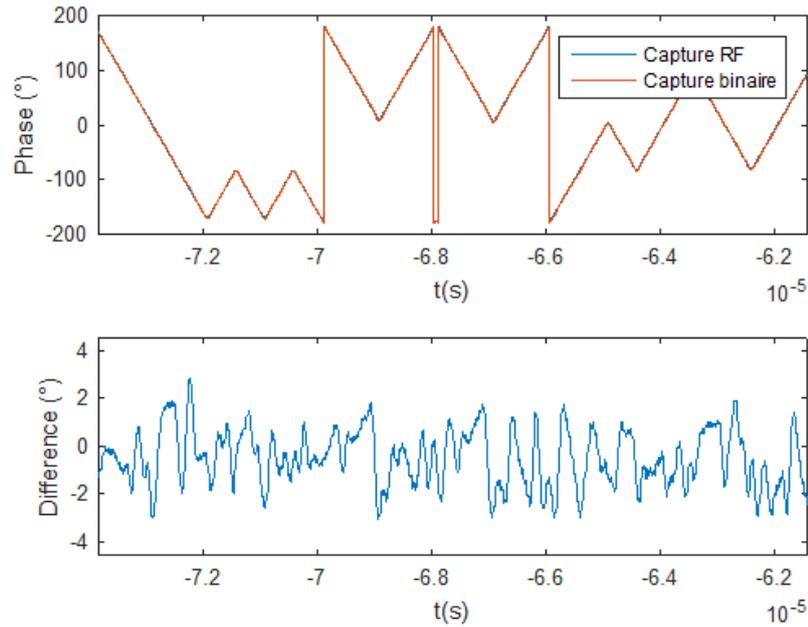


FIGURE 4.7 – Mesure de phase sur un signal RF sans défaut

## 4.2.2 Extraction d'amplitude

Une première acquisition est réalisée en utilisant un signal modulé sans aucun défaut, donc a priori un signal RF avec une enveloppe constante. La figure 4.8 présente le résultat de l'amplitude mesurée sur le signal RF numérisé par l'oscilloscope et celle obtenue à partir de la capture du signal binaire. On constate un bon accord sur la valeur moyenne mesurée dans les deux cas (différence inférieure à 1 mV), ainsi que sur l'ordre de grandeur des variations d'amplitude (différence d'écart type inférieure à 0,4 mV). Ces résultats sont en bon accord avec les résultats de simulation présentés au chapitre précédent.

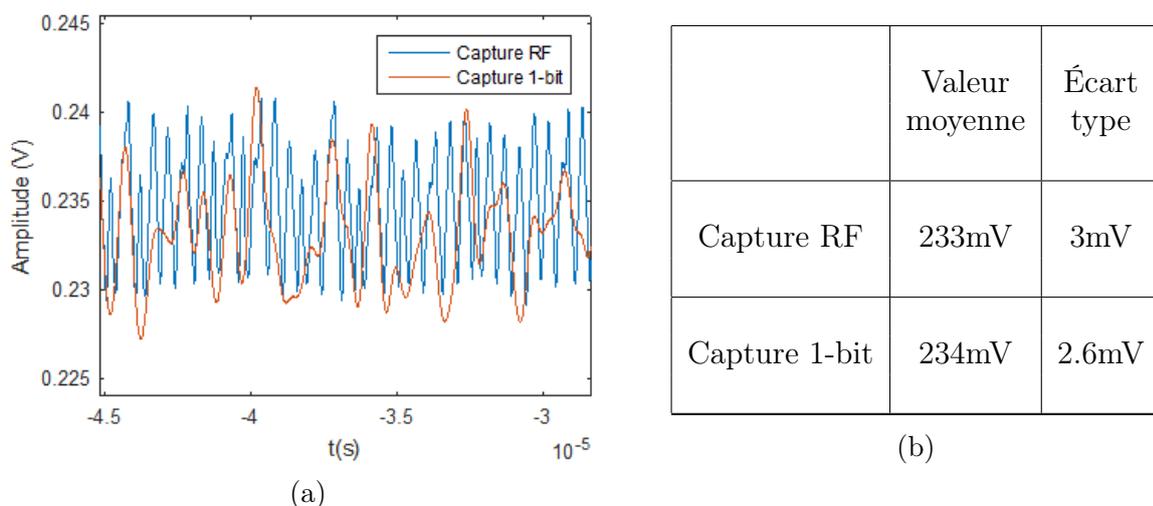


FIGURE 4.8 – Mesure d'amplitude sur un signal RF sans défaut

Une deuxième acquisition est réalisée en ajoutant 7% d'IQ imbalance. Les résultats sont présentés sur la figure 4.9. On constate que les fluctuations de l'amplitude sont

correctement reconstruites, avec une erreur RMS de 3 mV et une erreur maximale de 8 mV, ce qui correspond à une erreur RMS relative de 1,3% et une erreur maximale relative de 3,5%. Là encore ces résultats sont en bon accord avec les résultats de simulation présentés au chapitre précédent.

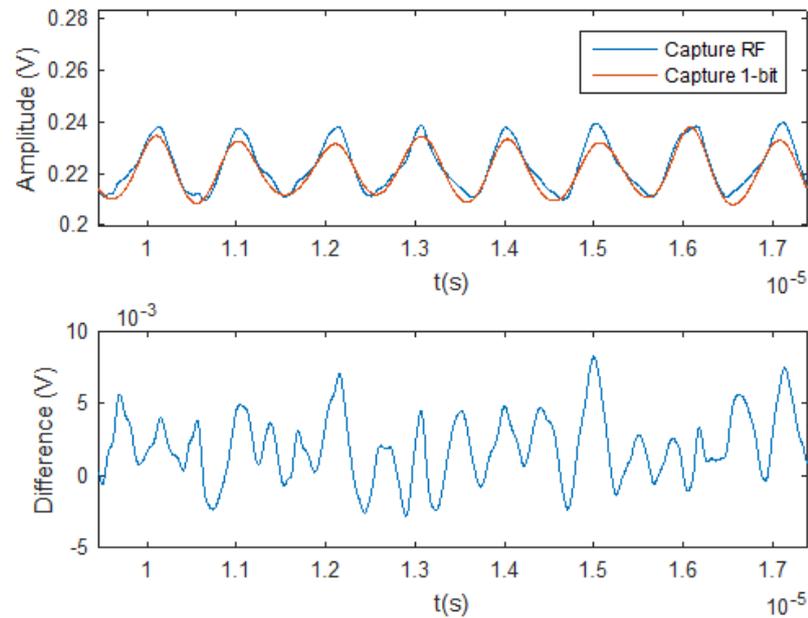


FIGURE 4.9 – Mesure d’amplitude sur un signal RF avec 7% d’IQ imbalance

Une troisième acquisition est réalisée en ajoutant cette fois un défaut de dérive en puissance dans la programmation du module USRP. Le seuil de comparaison est fixé à 70% de l’amplitude considérée la plus faible. La figure 4.10 présente le résultat obtenu en faisant varier l’amplitude du signal source linéairement. La dérive d’amplitude estimée à partir de la capture 1-bit suit parfaitement celle observée sur le signal RF. Les fluctuations d’amplitude liées à l’erreur de mesure sur le signal binaire diminuent au fur et à mesure que l’enveloppe du signal RF diminue du fait d’un seuil de comparaison plus favorable. Ces fluctuations sont néanmoins du même ordre de grandeur que celles obtenues pour la mesure d’amplitude réalisée directement sur le signal RF.

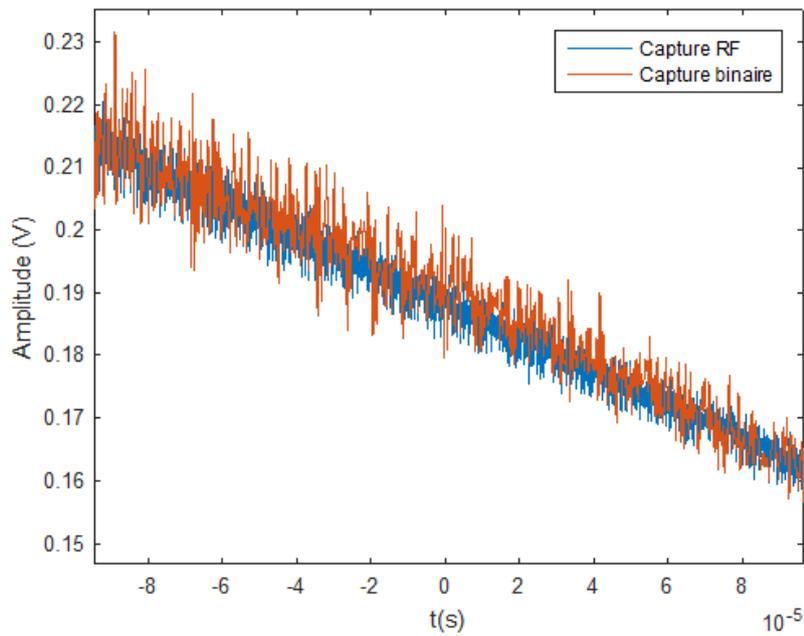


FIGURE 4.10 – Mesure d’amplitude sur un signal RF avec une dérive d’amplitude

### 4.2.3 Reconstruction du signal

Afin de valider la reconstruction du signal à partir de la capture 1-bit, le spectre du signal RF reconstruit à partir du signal binaire a été calculé et comparé avec le spectre du signal RF numérisé par l’oscilloscope. La figure 4.11 illustre les résultats. La figure parle d’elle-même, et on peut constater que les deux spectres sont très proches l’un de l’autre.

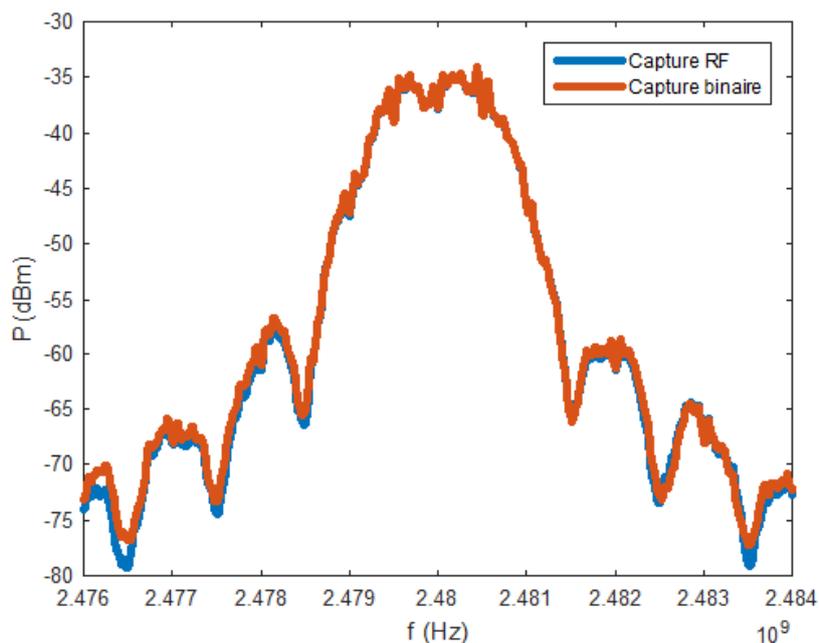


FIGURE 4.11 – Spectre d’un signal OQPSK avec half-sine pulse shaping

Pour éprouver nos algorithmes avec un scénario plus défavorable, nous avons modulé

la porteuse sans mettre en œuvre le pulse shaping. Cela dégrade fortement l'efficacité spectrale de la transmission avec une remontée en puissance des lobes secondaires. Comme le montre la figure 4.12, le signal est toujours correctement reconstruit.

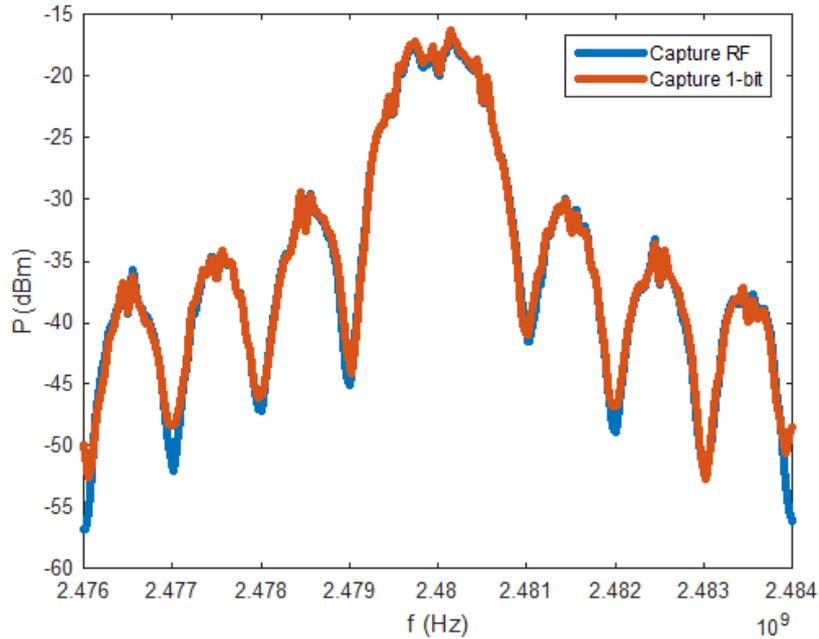


FIGURE 4.12 – Spectre d'un signal OQPSK sans half-sine pulse shaping

Ces résultats valident le bon fonctionnement de la solution proposée pour la reconstruction du signal RF à partir d'une capture binaire, et donc la possibilité de réaliser des mesures sur le spectre du signal reconstruit.

#### 4.2.4 Mesure de puissance

L'USRP est utilisé pour explorer des puissances de signal comprises entre -31 dBm et +1 dBm, après l'atténuation de 6 dB apportée par le diviseur de puissance. Pour chaque niveau de puissance, une mesure de l'amplitude du signal RF numérisé par l'oscilloscope est réalisée ainsi que l'estimation d'amplitude à partir du signal binaire en utilisant l'équation 3.11 basée sur le ratio entre le nombre de 1 et le nombre de bits capturés. Ces deux mesures d'amplitude sont alors converties en puissance avec :

$$P_{dBm} = 10 \log\left(\frac{A^2/2Z_0}{1mW}\right) \quad (4.1)$$

où  $Z_0$  est l'impédance d'entrée de l'instrument de mesure, dans notre cas  $50 \Omega$ .

Une première série de mesures a été réalisée en ajustant le seuil du comparateur à 70% de l'amplitude du signal, pour chaque niveau de puissance. Les résultats sont illustrés sur la figure 4.13 qui présente la puissance estimée à partir du signal binaire en fonction de celle mesurée sur le signal RF. Cette figure révèle deux zones de fonctionnement distinctes. On observe une première zone pour une puissance reçue allant de -22 dBm à +1 dBm où l'estimation réalisée à partir du signal binaire suit fidèlement la puissance mesurée sur le

signal RF. On observe une deuxième zone pour les puissances inférieures où l'estimation réalisée à partir du signal binaire s'écarte progressivement de la mesure sur le signal RF. L'évolution reste toutefois linéaire, mais avec une pente différente de la pente idéale de 1.

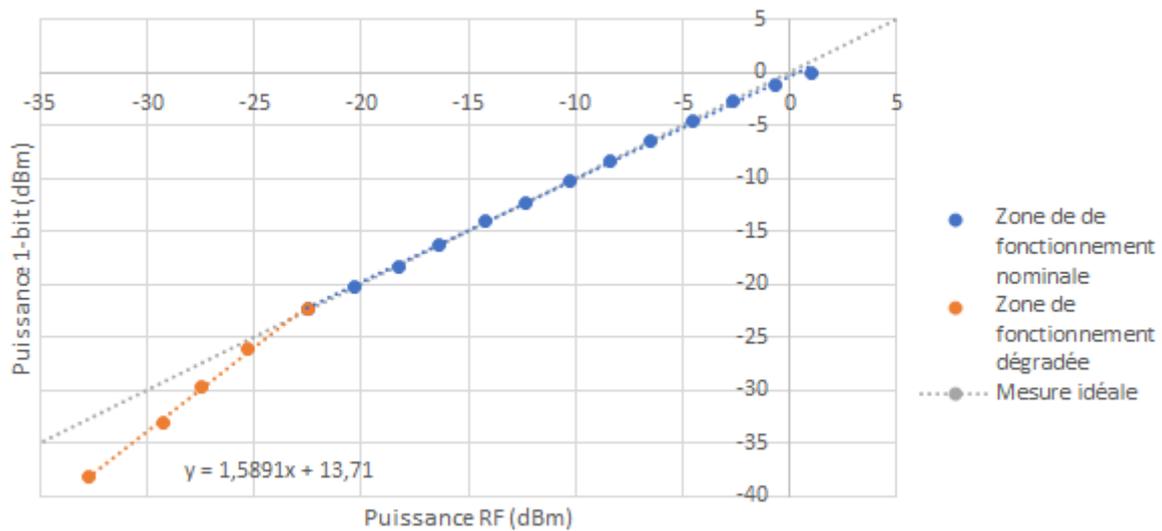
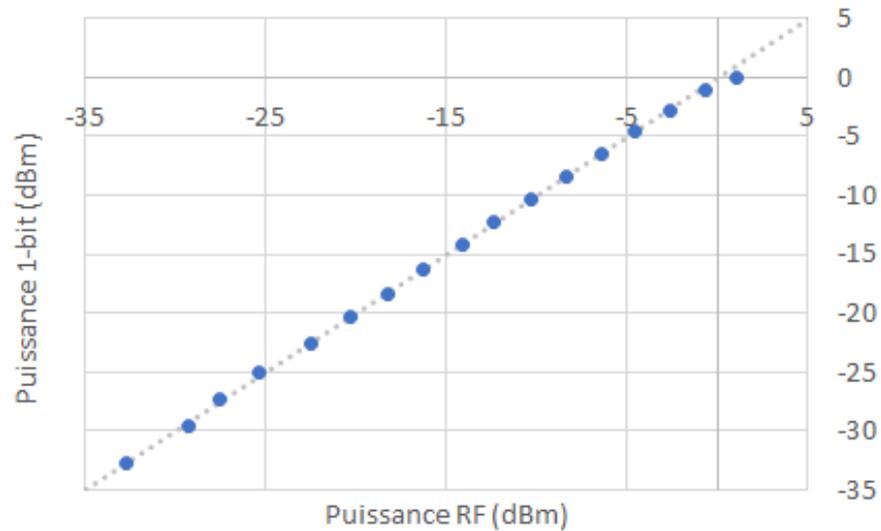


FIGURE 4.13 – Puissance mesurée sur le signal binaire en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF

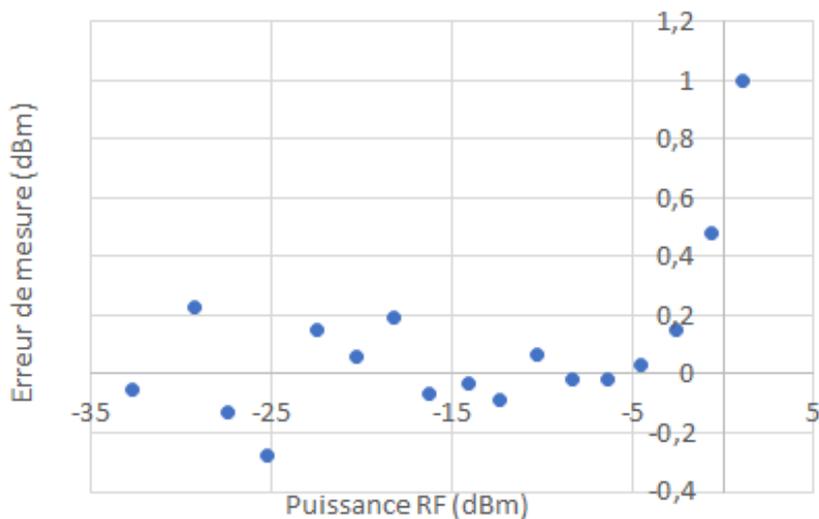
Des investigations ont été menées pour expliquer la discontinuité du comportement linéaire observée autour de -22 dBm, mais toutes nos hypothèses ont été invalidées en simulation. Cette erreur est peut-être liée au comportement analogique du comparateur, mais reste inexplicée à ce stade de l'étude.

Une solution pragmatique pour répondre à ce problème repose sur une phase initiale de caractérisation du canal utilisé pour l'acquisition binaire. En effet à partir de cette caractérisation, il est facile de déterminer les coefficients d'offset et de pente correspondant à la tendance linéaire associée à chacune des deux zones de fonctionnement. Ces coefficients peuvent alors être utilisés pour corriger la puissance estimée.

À titre d'illustration, la figure 4.14 reporte la puissance corrigée mesurée sur le signal binaire en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF. On constate un très bon accord entre les deux mesures, avec une erreur moyenne de seulement 0,1 dBm, une erreur RMS de 0,08 dBm et une erreur maximale de 1 dBm.



(a)



(b)

FIGURE 4.14 – Puissance corrigée mesurée sur signal binaire (a) et erreur (b) en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF

Une deuxième série de mesures a été réalisée en gardant un seuil de comparaison constant arbitrairement fixé à 25 mV pour des signaux dont la puissance reçue varie entre -21 dBm et +1 dBm, ce qui correspond à un ratio entre le seuil de comparaison et l'amplitude du signal variant entre 7% et 90%. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 4.15. On constate qu'il est possible d'estimer correctement la puissance avec un seuil fixe sur une large plage allant de -21 dBm à -6 dBm, soit une dynamique d'environ 15 dB. Au-delà de -6 dBm, une sous-estimation de la puissance apparaît. Ces résultats sont en parfait accord avec les résultats de simulation présentés au chapitre précédent qui montraient que la mesure de puissance était très peu sensible au seuil, à condition que celui-ci soit supérieur à 20%. Dans cette expérience on observe une sous-estimation de la puissance à partir de -6 dBm, ce qui correspond à une valeur de seuil de 16%.

Il est possible d'étendre la dynamique de mesure en effectuant un ajustement du seuil. En pratique, cet ajustement peut être facilement implémenté avec une procédure itérative. L'idée est de réaliser une première mesure (coarse) avec un seuil de comparaison relativement bas, suivi d'une deuxième mesure (fine) avec le seuil de comparaison ajusté à 70% de l'amplitude estimée. La procédure peut être répétée si nécessaire pour améliorer encore la précision de l'estimation. Les résultats de cette procédure d'ajustement sont également présentés sur la figure 4.15. On observe que la procédure de mesure avec deux valeurs de seuil permet d'étendre la dynamique de mesure à 19 dBm. Une itération supplémentaire permet de couvrir l'ensemble de la gamme.

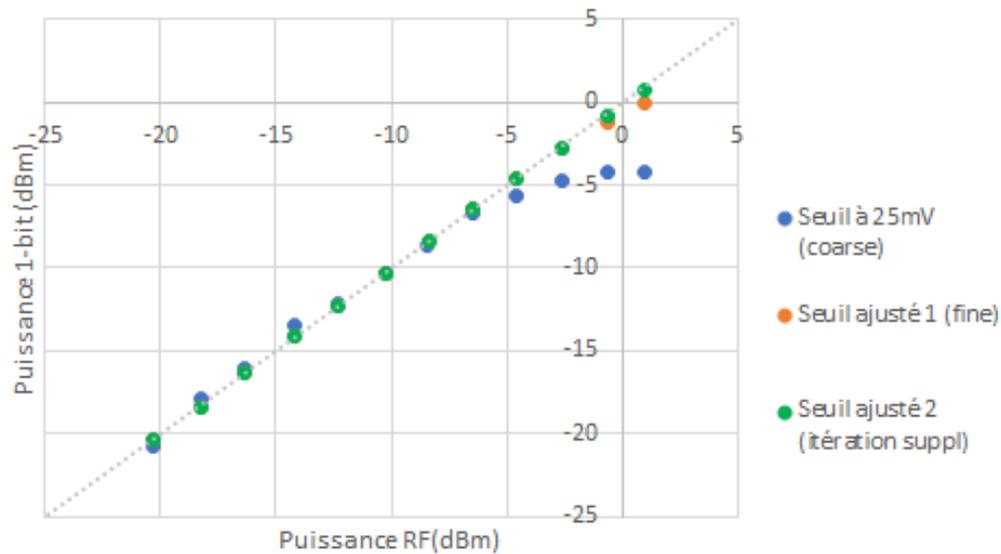


FIGURE 4.15 – Puissance estimée à partir du signal binaire en fonction de la puissance mesurée sur le signal RF

Ces résultats montrent que la solution proposée avec la procédure d'ajustement du seuil permet de réaliser des mesures de puissance précises dans une large dynamique, à condition de réaliser au préalable une caractérisation du canal utilisé.

## 4.2.5 Mesure d'EVM

### a) Sur USRP

Diverses acquisitions ont été réalisées pour valider les mesures d'EVM à partir d'une capture 1-bit en jouant sur le signal généré par l'USRP. Un signal RF modulé est généré une première fois sans imperfection, puis progressivement, du bruit de phase ou de l'IQ imbalance sont ajoutés. Pour chaque acquisition, l'OEVM est calculé d'une part en utilisant le signal RF capturé par l'oscilloscope, puis d'autre part sur le signal reconstruit à partir de l'acquisition binaire. La figure 4.16 présente les résultats obtenus. On peut constater une bonne correspondance entre les deux mesures sur une gamme de valeurs d'OEVM allant d'environ 1% à 7%. L'erreur moyenne est seulement de -0,03% et l'erreur RMS de 0,19%.

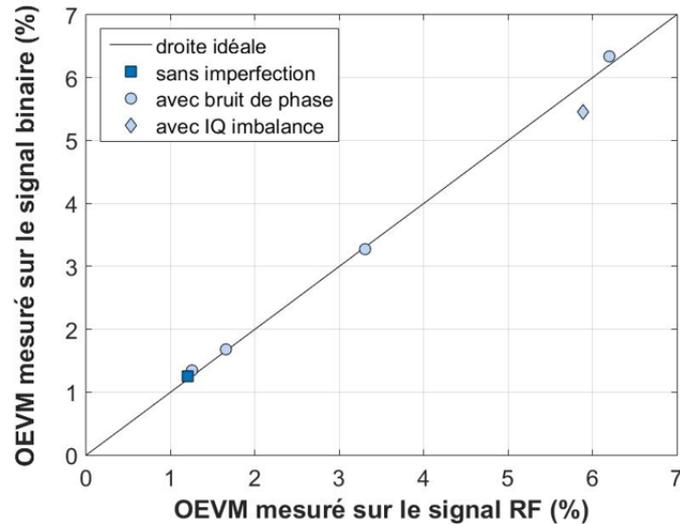


FIGURE 4.16 – Mesure OEVM sur le signal binaire en fonction de la mesure OEVM sur le signal RF

### b) Sur transceiver ZigBee

Un inconvénient de l'USRP est que, même en programmant un émetteur ZigBee sans aucune imperfection, la qualité du signal généré ne permet pas d'explorer des valeurs d'OEVM inférieures à 1,2%. Il est donc impossible de s'assurer, avec ce module, que des mesures d'OEVM inférieures à cette limite peuvent être réalisées. Le produit NXP ciblé dans cette thèse présente un OEVM typique bien inférieur, de l'ordre de 0,45%. Dans cette partie, l'USRP est donc remplacé par le véritable transceiver Zigbee (NXP JN518x). Une carte d'évaluation développée par NXP Semiconductors est pour cela utilisée (figure 4.17). Le circuit possède de nombreux registres internes de configuration, dont un qui peut être programmé avec trois valeurs différentes ayant un impact sur l'OEVM du signal généré. Ces configurations sont dénommées dans la suite SPSF0, SPSF1 et SPSF2, SPSF2 étant la configuration nominale qui produit un signal avec un EVM minimum.

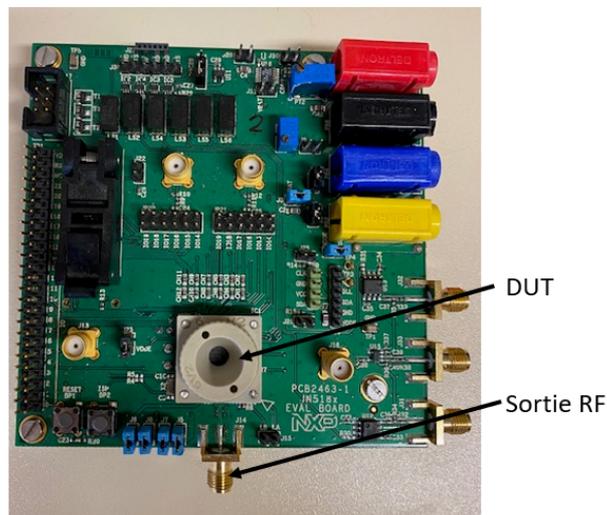


FIGURE 4.17 – Carte d'évaluation du circuit NXP JN518x

Des mesures ont été réalisées dans ces différentes configurations, les acquisitions étant répétées 50 fois pour chacune des trois configurations d'OEVM possibles. Les résultats obtenus sont illustrés sur la figure 4.18 qui présente la distribution des valeurs d'OEVM calculées à partir du signal binaire et la distribution des mesures réalisées sur le signal RF. La figure 4.19 résume les statistiques sur les 50 acquisitions, en termes de valeur moyenne et écart type. On constate un très bon accord entre les mesures obtenues à partir du signal binaire et celles réalisées sur le signal RF, avec une différence sur les valeurs moyennes qui n'excède pas 0,04%. On observe également un écart type similaire pour la mesure 1-bit et la mesure RF dans chacune des configurations, indiquant qu'il n'y a pas de dégradation de la répétabilité de la mesure en utilisant la capture binaire.

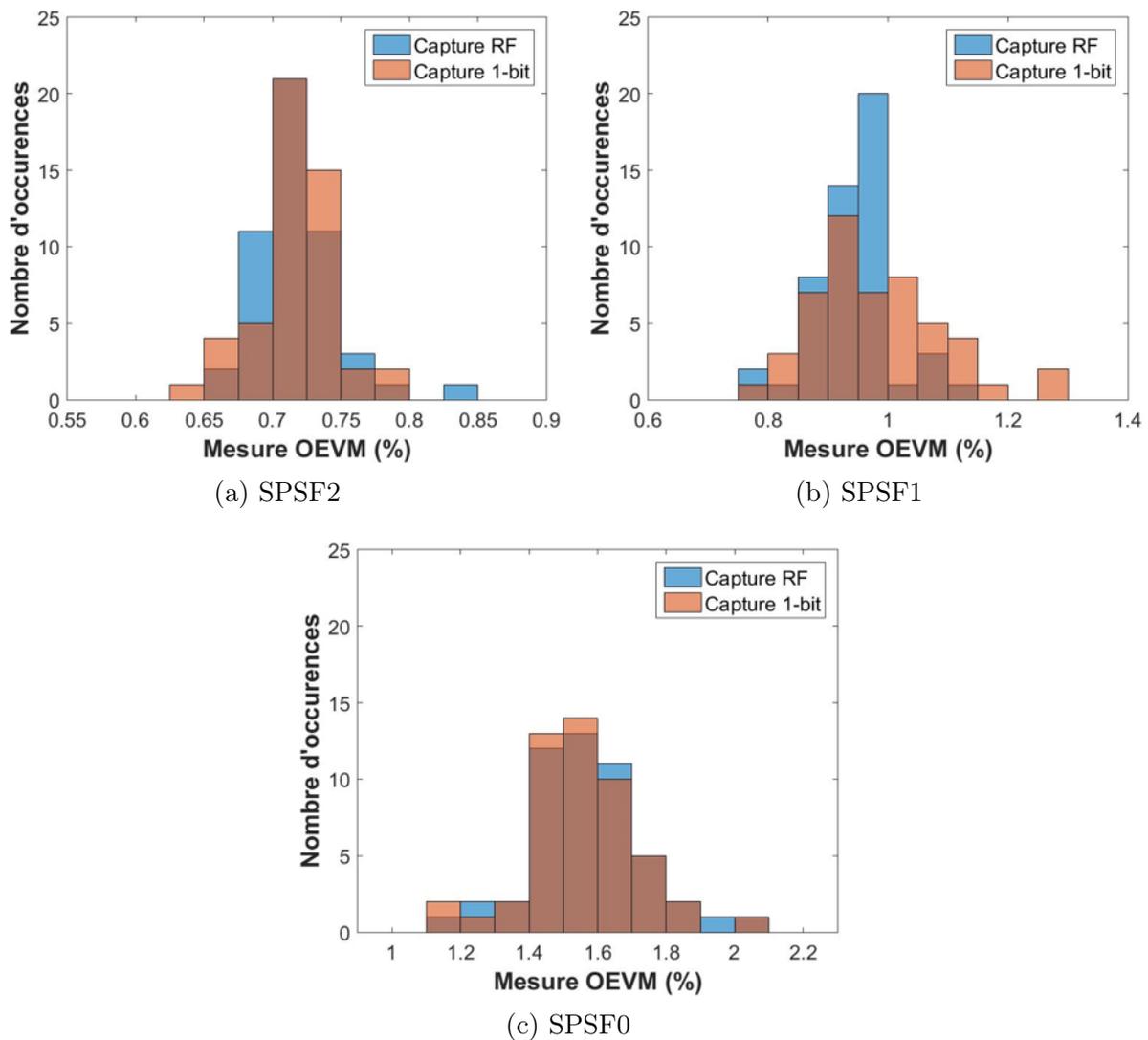


FIGURE 4.18 – Distribution des mesures OEVM sur 50 acquisitions dans 3 configurations

	Capture RF Valeur moyenne (Écart type)	Capture 1-bit Valeur moyenne (Écart type)
SPFS2	0,72% (0,03%)	0,72% (0,03%)
SPFS1	0,94% (0,07%)	0,98% (0,11%)
SPFS0	1,57% (0,16%)	1,56% (0,16%)

FIGURE 4.19 – Valeur moyenne et écart type des mesures OEVM sur 50 acquisitions

Ces résultats démontrent la capacité de la solution proposée pour réaliser des mesures précises d’OEVM, y compris en cas de valeurs très faibles inférieures à 1%.

### 4.3 Validation sur testeur industriel

Pour aller plus loin dans la validation de la solution proposée, des mesures ont été réalisées sur le transceiver JN518x développé par NXP Semiconductors en utilisant un testeur industriel (Advantest 93K). Les mesures ont pour la plupart été réalisées directement dans l’environnement de test de production et sur un grand nombre de pièces. Cette section présente tout d’abord les optimisations apportées à l’algorithme pour son utilisation sur un testeur industriel. Les résultats d’un essai préliminaire sur une pièce sont ensuite analysés et une amélioration de l’algorithme de reconstruction d’amplitude est apportée. Finalement, les résultats de deux campagnes de mesure sur plusieurs centaines de pièces sont détaillés et commentés.

#### 4.3.1 Optimisation de l’algorithme pour utilisation sur testeur industriel

Afin de réaliser la validation, l’algorithme de traitement initialement prototypé dans l’environnement Matlab, a été optimisé et porté en C pour pouvoir être exécuté plus rapidement, dans l’environnement industriel de test. En effet en production, le temps de test est un critère déterminant qui constitue une partie non négligeable du coût. Quelques ajustements de l’algorithme ont par ailleurs été effectués dans cet objectif.

Une première adaptation a porté sur la fréquence de reconstruction du signal. En effet, une manière efficace de réduire le temps de calcul consiste à réduire le nombre de points à traiter. Pour cela, l’idée est de réduire la fréquence du signal reconstruit afin de diminuer le nombre de points nécessaires à sa représentation. Dans notre cas, nous avons choisi de reconstruire le signal à une fréquence intermédiaire de 50 MHz en utilisant un taux d’échantillonnage de 300 MS/s qui est largement suffisant pour assurer une représentation correcte du signal. Concrètement, les procédures d’extraction de phase et d’amplitude ont été modifiées en supprimant les interpolations par spline qui visaient à augmenter la résolution temporelle des signaux, et introduisant au contraire une décimation vers 300 MS/s. Cette décimation est réalisée juste après le filtrage du signal binaire capturé à 1,2121 GS/s (figure 4.20). Le reste de la procédure est identique, excepté que la fréquence porteuse pour la reconstruction du signal est fixée à 50 MHz. Grâce à cette adaptation, le nombre de points à traiter après les opérations de filtrage est réduit d’un facteur proche de 4, ce qui améliore fortement le temps de calcul. Ainsi après compilation, le programme

développé permet la reconstruction d'un signal d'une durée de  $500 \mu s$  en 60 ms seulement, à la place de 570 ms pour la version initiale.

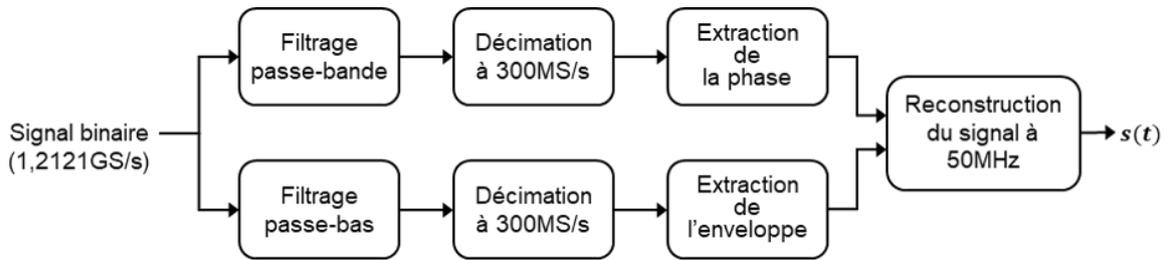


FIGURE 4.20 – Principe de la reconstruction du signal avec optimisation pour une utilisation sur testeur

Une deuxième adaptation a consisté à modifier l'algorithme pour qu'il puisse utiliser certaines des fonctions de test RF existantes fournies par le fabricant d'ATE, notamment la fonction qui réalise des mesures sur le spectre et la fonction de calcul d'EVM. Ces fonctions n'opèrent pas directement sur le signal RF, mais demandent en entrée les formes d'ondes I et Q qui peuvent être obtenues par un détecteur de quadrature. Ce détecteur récupère les formes d'onde I et Q simplement en multipliant le signal RF par un sinus et un cosinus de même fréquence que la fréquence porteuse du signal RF ; un filtrage passe-bas est alors appliqué sur chacun des deux signaux résultants afin éliminer la composante à fréquence double et garder uniquement le signal en bande de base. Finalement, une décimation à 32 MS/s est effectuée, 32 MS/s étant la fréquence d'échantillonnage des signaux numérisés par l'ADC dans un canal testeur RF.

Les adaptations apportées sur l'algorithme sont résumées sur la figure 4.21 qui présente l'architecture de l'implémentation réalisée en C. La mesure de puissance est réalisée directement sur le signal binaire capturé. Les mesures sur le spectre et les mesures d'EVM sont elles effectuées en utilisant les fonctions de test fournies par le fabricant testeur, après reconstruction du signal à 50 MHz et extraction des formes d'onde I et Q.

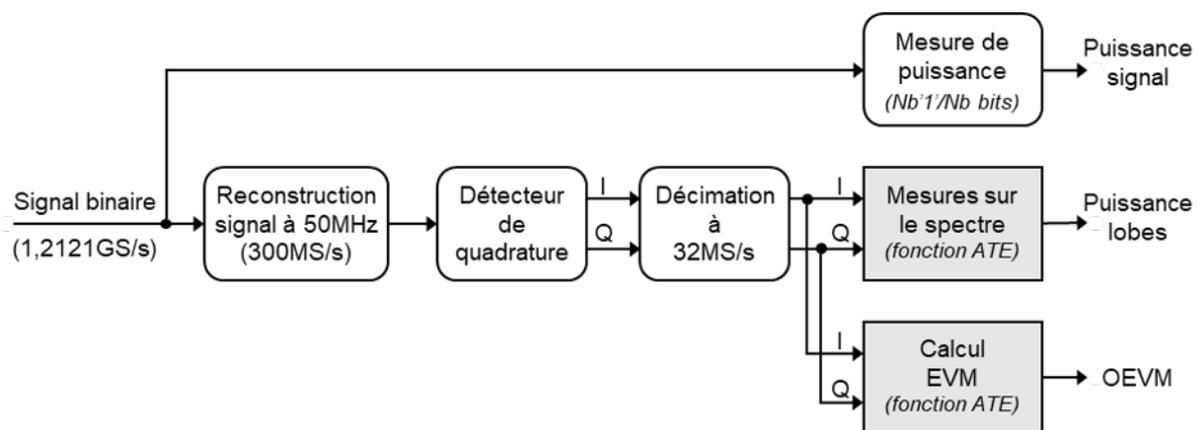


FIGURE 4.21 – Architecture de l'implémentation réalisée en C

### 4.3.2 Essai préliminaire

Avant de lancer des campagnes de mesure en grand volume, un essai préliminaire a été conduit sur une pièce. L'expérimentation est réalisée en utilisant une carte d'interface

circuit/testeur existante dédiée à la mise en œuvre du test RF classique. Cette carte d'interface a été modifiée de manière à pouvoir raccorder la sortie RF du circuit à un canal digital du testeur. Ce raccordement est fait par l'intermédiaire d'une carte générique servant au routage des signaux, laquelle n'a pas été développée pour des applications RF. Ce setup n'est donc absolument pas optimal mais suffisant pour réaliser des mesures avec un canal testeur digital. Cette section présente les résultats de mesures de puissance, mesures sur le spectre et mesures d'EVM.

### a) Mesures de puissance

Des mesures de puissance ont été réalisées en utilisant le canal RF d'une part et le canal digital d'autre part, en variant la puissance du signal généré par le circuit entre -10 dBm et +10 dBm. La figure 4.22 reporte la puissance calculée à partir de l'acquisition par le canal digital en fonction de la puissance mesurée par le canal RF. Un premier commentaire est que le niveau de puissance mesuré avec le canal digital est très inférieur au niveau de puissance mesuré avec le canal RF. Cela s'explique par le fait que le raccordement de la sortie RF au canal testeur digital n'est pas optimisé ; une forte atténuation d'environ 20 dB est apportée par les pistes assurant ce routage. Néanmoins, le comportement observé est en accord avec les résultats obtenus sur le banc de test dans la section précédente. En effet on distingue bien les deux zones de fonctionnement identifiées selon le niveau de puissance, à savoir une zone linéaire avec une pente proche de 1 pour les puissances supérieures à -20 dBm et une zone linéaire avec une pente plus forte pour les puissances inférieures. Cette caractérisation permet de déterminer les coefficients à appliquer pour corriger les mesures de puissance réalisées avec le canal digital.

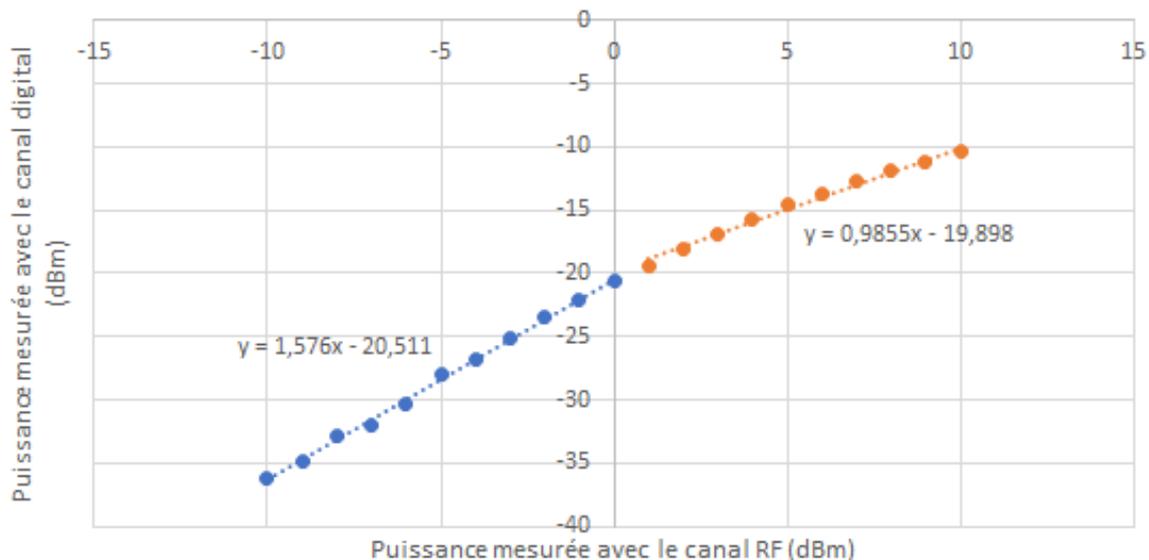


FIGURE 4.22 – Puissance mesurée avec le canal digital en fonction de la puissance mesurée avec le canal RF

### b) Mesures sur le spectre

Des mesures ont été réalisées sur le spectre du signal capturé par le canal RF ainsi que sur le spectre du signal RF reconstruit à partir du signal binaire capturé par le canal

digital. Ces mesures ont été effectuées à une puissance de +10 dBm et avec une séquence d'une durée de 256  $\mu$ s (512 bits de données), comme préconisé par la norme pour le test de masque spectral.

A noter que la mesure automatisée dans le testeur industriel ne restitue pas l'intégralité du spectre, mais seulement quelques valeurs d'amplitudes spectrales à des fréquences préalablement choisies. Pour cette expérience nous avons choisi 5 valeurs correspondant au lobe principal et aux premiers et troisièmes lobes secondaires comme illustré sur la figure 4.23.

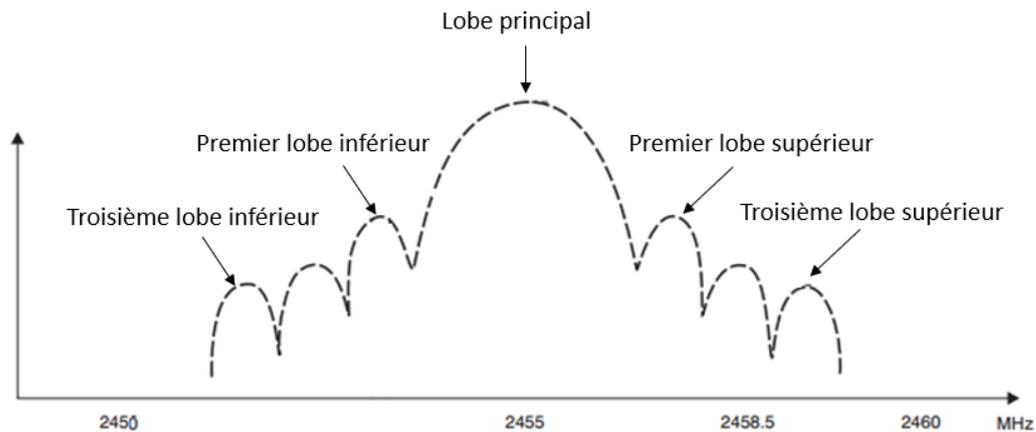


FIGURE 4.23 – Choix des fréquences pour les amplitudes spectrales sauvegardées

Les résultats des amplitudes spectrales mesurées sont reportés sur la figure 4.24. On constate globalement un bon accord entre les mesures réalisées sur le spectre du signal reconstruit et celles réalisées sur le spectre du signal RF d'origine, avec une différence inférieure à 0,2 dB pour la mesure sur le lobe principal et une différence qui n'excède pas 0,9 dB pour les mesures sur les lobes secondaires.

	Lobe principal	1er lobe inférieur	1er lobe supérieur	3ème lobe inférieur	3ème lobe supérieur
Capture RF	-3,41 dBm	-37,32 dBm	-37,19 dBm	-40,82 dBm	-40,19 dBm
Capture 1-bit	-3,57 dBm	-38,02 dBm	-37,56 dBm	-40,17 dBm	-41,03 dBm

FIGURE 4.24 – Mesures d'amplitudes spectrales

Il est intéressant de souligner que la séquence de symboles utilisée pour cette mesure est une séquence aléatoire qui est automatiquement générée par le produit sous test dans un mode spécifiquement implémenté pour les besoins du test. Les deux mesures (RF/digitale) n'étant pas effectuées en même temps, la séquence émise pour la mesure avec le canal RF n'est pas identique à la séquence émise pour la mesure par le canal digital. Cette différence peut affecter légèrement l'amplitude des différents lobes et contribue donc à l'incertitude de mesure. Ce phénomène doit être relativement négligeable si la séquence est suffisamment longue car les deux séquences utilisées ont les mêmes propriétés en terme d'aléatoire. La figure 4.25 montre une simulation qui illustre les variations d'amplitude des lobes pour différentes séquences de 512 bits.

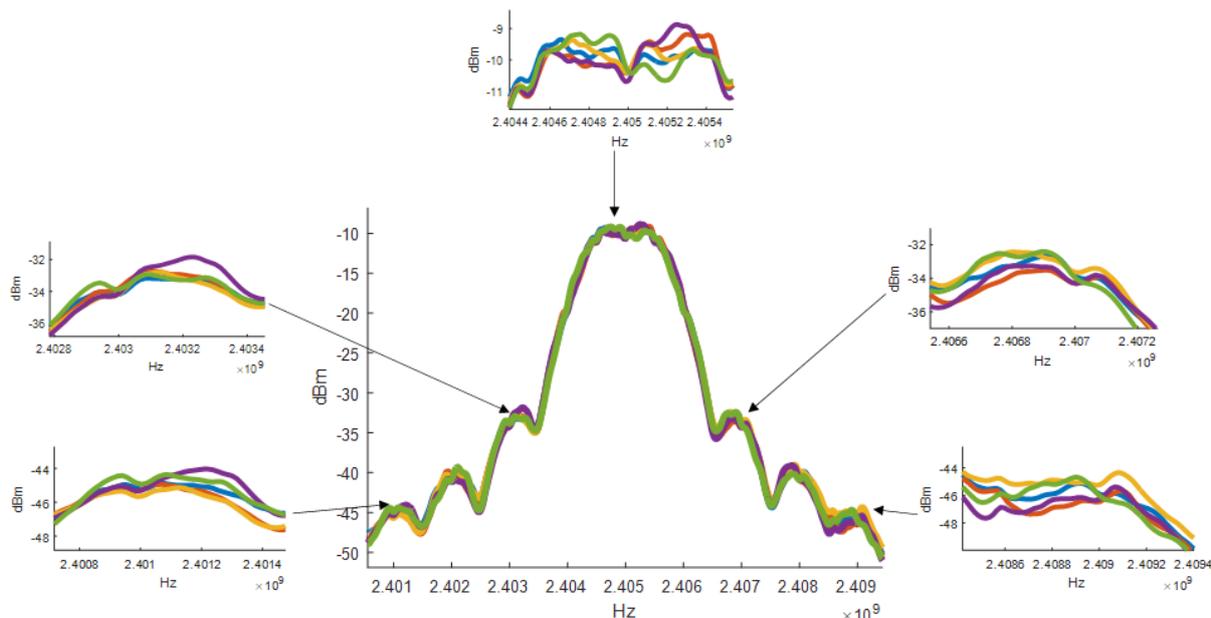


FIGURE 4.25 – Spectre du signal pour différentes séquences de 512 bits (16 séquences DSSS)

### c) Mesures d’EVM

Un premier essai préliminaire de mesure d’OEVM a été conduit sur une pièce. Une acquisition avec le canal testeur digital est réalisée en fixant le seuil de comparaison à 70% de l’amplitude du signal et l’OEVM est calculé sur cette acquisition. Une mesure d’OEVM est ensuite réalisée sur la même pièce en utilisant l’option RF. L’OEVM mesuré par l’option RF est de 0,5% alors que l’OEVM mesuré par le canal digital est de 2,2%.

Cette différence n’est apparue que sur le testeur industriel. Elle est importante et peut s’expliquer par un dysfonctionnement de l’extraction d’amplitude, de l’extraction de phase ou des deux simultanément. Afin de comprendre l’origine de cette surestimation, le signal est reconstruit uniquement en phase. L’OEVM passe de 2,2% à 0,48% ce qui est cohérent avec la mesure de l’option RF.

L’observation de l’enveloppe reconstruite (figure 4.26) permet d’analyser l’erreur d’estimation de l’OEVM. En effet, l’enveloppe reconstruite présente de fortes fluctuations, ce qui n’est pas le cas quand les ressources RF sont mobilisées. Ce phénomène de fluctuations ne peut pas être expliqué par les défauts hypothétiques étudiés dans le chapitre précédent. En effet, nous avons montré que le jitter d’horloge peut engendrer des fluctuations d’amplitude, mais il engendre également une augmentation de l’erreur de mesure sur la phase. Or, la mesure de phase est réalisée correctement, car l’OEVM binaire d’un signal reconstruit uniquement en phase correspond à l’OEVM binaire du canal RF. Une origine possible est dans l’impédance de la piste reliant la sortie RF du circuit à l’entrée du canal digital, qui n’est pas adaptée pour un signal à 2,4GHz. La présence de plusieurs vias peut par exemple causer de multiples réflexions et une forte atténuation [59–61]. Ces réflexions peuvent engendrer des fluctuations rapides de l’enveloppe du signal. En revanche, les mouvements de phase étant très lents, la reconstruction en phase n’est pas affectée.

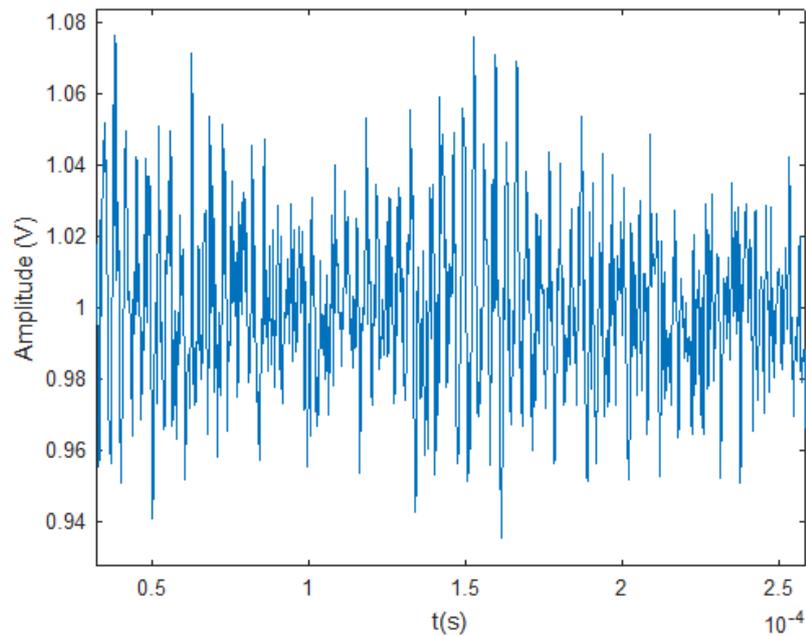


FIGURE 4.26 – Fluctuations de l’enveloppe du signal reconstruit à partir de la capture avec le canal digital (amplitude normalisée à 1

Pour résoudre ce problème et obtenir une mesure correcte, l’algorithme de reconstruction d’amplitude a été modifié. L’idée est de réaliser en parallèle deux reconstructions d’enveloppe avec des bandes passantes différentes et de fusionner les informations issues de ces reconstructions, comme illustré sur la figure 4.27.

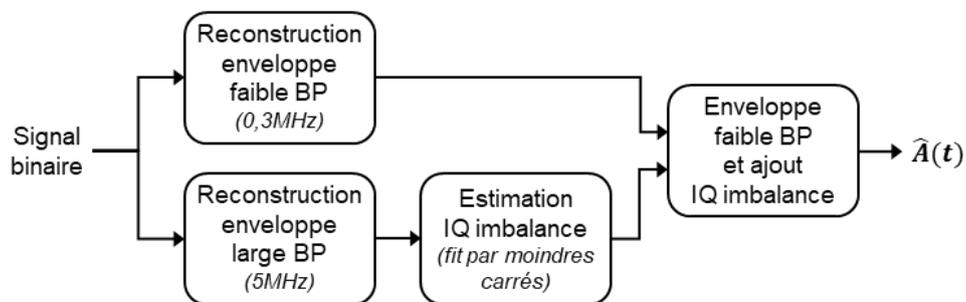


FIGURE 4.27 – Principe de l’algorithme modifié de reconstruction d’enveloppe

Concrètement, une première reconstruction d’enveloppe est réalisée en diminuant la bande passante à 0,3 MHz. Cela réduit les fluctuations d’amplitude mais exclut la représentation d’un éventuel défaut d’IQ imbalance. Seules les fluctuations d’amplitude lentes comme une dérive en puissance sont reconstruites.

En parallèle, une estimation de l’IQ imbalance éventuellement présent est effectuée à partir de la reconstruction utilisée précédemment avec la bande passante à 5 MHz. Pour cela, un fit est réalisé entre l’enveloppe reconstruite avec les fluctuations d’amplitude parasites et une enveloppe théorique correspondant à la présence d’un défaut d’IQ imbalance. Cette enveloppe théorique est de la forme  $A_{IQ}\sin(2\pi ft + \phi_{IQ})$ , où  $f = 1MHz$  est la fréquence des données sur les voies I et Q, et  $A_{IQ}$  et  $\phi_{IQ}$  sont respectivement l’amplitude et la phase des fluctuations introduites par le défaut. La méthode des moindres carrés est utilisée pour réaliser ce fit.

La dernière étape consiste simplement à ajouter le signal d'enveloppe théorique déterminé après le fit au signal reconstruit avec la faible bande passante.

Le bon fonctionnement de ce nouvel algorithme a tout d'abord été validé en simulation. Pour cela, une simulation est effectuée en ajoutant de l'IQ imbalance et une dérive en puissance sur le signal RF. Un jitter de 6 ps est également ajouté sur l'horloge d'échantillonnage afin de se placer dans des conditions réalistes. La figure 4.28 présente l'enveloppe originale du signal RF ainsi que les enveloppes reconstruites avec une faible et une large bande passante. On constate que la reconstruction faible bande passante élimine effectivement toutes les fluctuations d'amplitude parasites, mais également les fluctuations liées à la présence d'IQ imbalance.

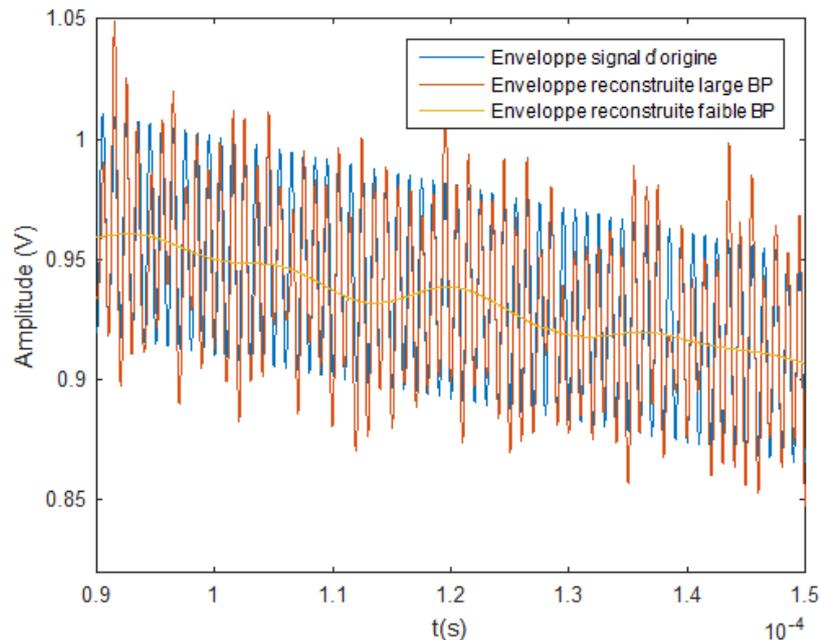


FIGURE 4.28 – Comparaison entre l'enveloppe du signal RF d'origine et les enveloppes reconstruites avec faible et large bande passante

La figure 4.29 présente l'enveloppe obtenue avec fusion des deux reconstructions et effectuée une comparaison avec la méthode utilisée précédemment. On peut constater que la nouvelle méthode permet une bonne reconstruction de l'enveloppe du signal RF d'origine en éliminant les fluctuations d'amplitudes parasites mais en conservant les fluctuations liées à la présence du défaut d'IQ imbalance. On observe ainsi une erreur RMS de seulement 6 mV à la place de 16 mV, et une erreur maximale de 5 mV à la place de 50 mV. Ce nouvel algorithme sera utilisé pour les campagnes de mesures présentées dans les sections suivantes.

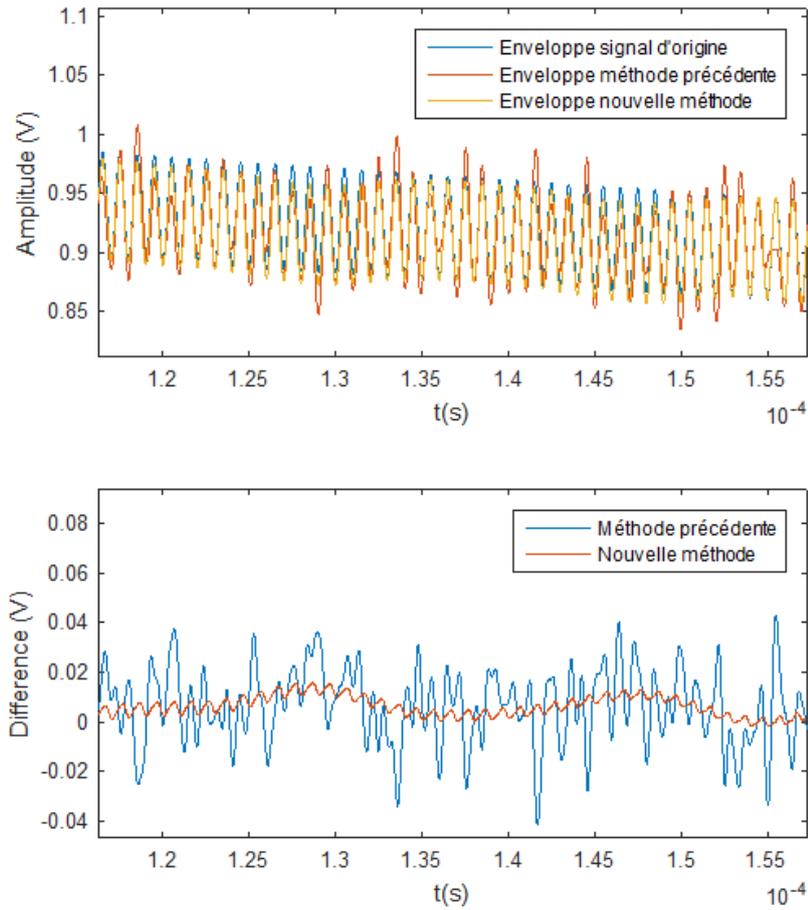


FIGURE 4.29 – Enveloppe reconstruite avec fusion des reconstructions faible et large bandes passantes

Des mesures d'EVM ont par ailleurs été réalisées sur le testeur pour une autre pièce en utilisant seulement une reconstruction en phase. Une observation préalable du signal RF a permis de s'assurer de l'absence de fluctuations d'amplitude sur ce circuit en particulier. Les mesures ont été réalisées dans les trois configurations SPSF2, SPSF1 et SPSF0 ayant un impact sur l'OEVm du signal généré. Pour chacune de ces configurations, 50 acquisitions ont été effectuées avec le canal digital, puis 50 acquisitions avec le canal RF. Les résultats obtenus sont résumés sur la figure 4.30 qui présente l'historique des valeurs d'OEVm mesurées pour chacune des configurations et la figure 4.31 qui donne les statistiques sur les 50 acquisitions, en terme de valeur moyenne et écart type.

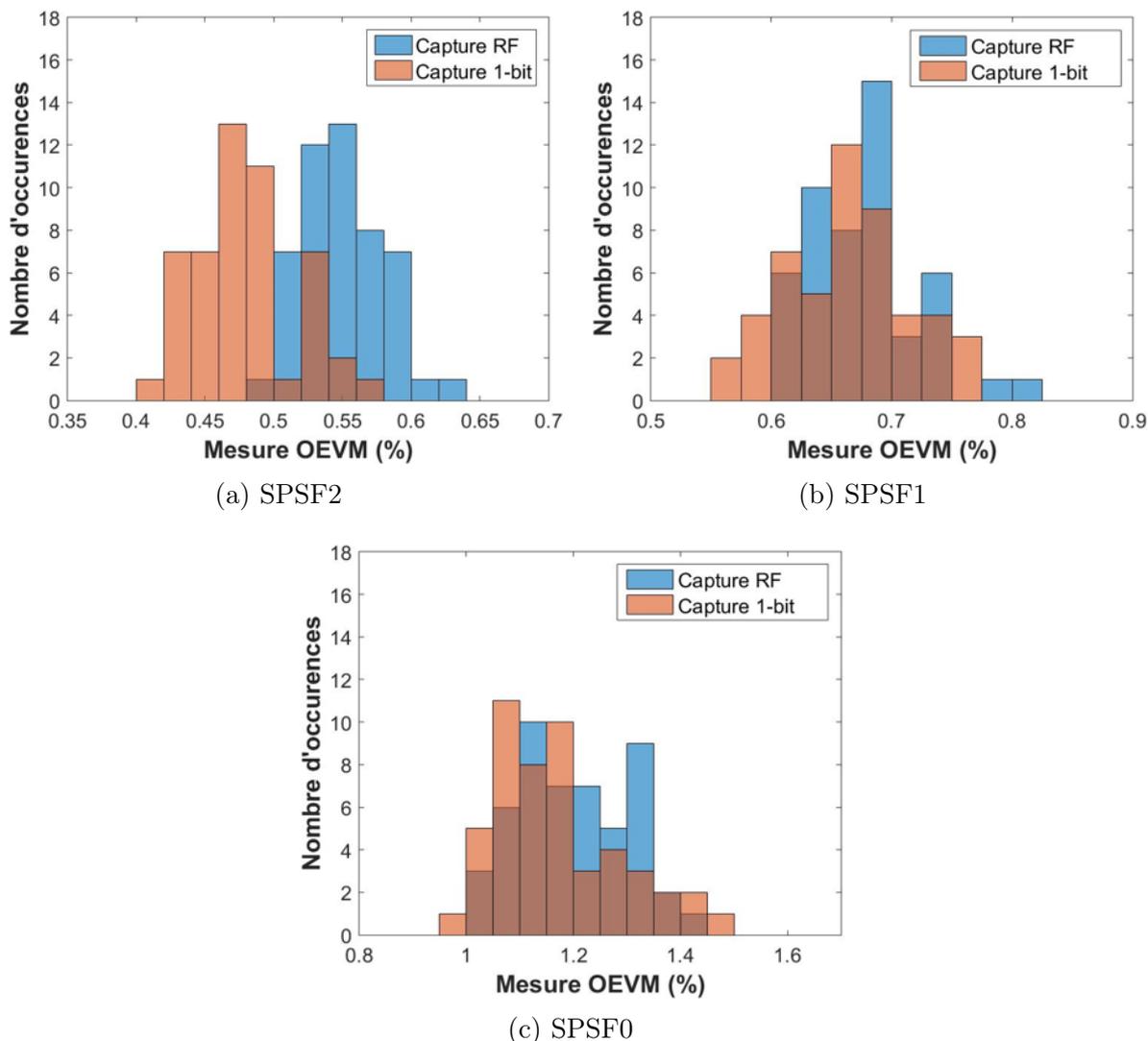


FIGURE 4.30 – Distribution des mesures OEVM sur 50 acquisitions testeur dans 3 configurations

	Capture RF Valeur moyenne (Ecart type)	Capture 1-bit Valeur moyenne (Ecart type)
SPFS2	0,55% (0,03%)	0,48% (0,03%)
SPFS1	0,68% (0,04%)	0,66% (0,05%)
SPFS0	1,20% (0,10%)	1,17% (0,12%)

FIGURE 4.31 – Valeur moyenne et écart type des mesures OEVM sur 50 acquisitions testeur

L'analyse de ces résultats révèle un très bon accord entre les valeurs d'OEVM calculées à partir du signal binaire et celles mesurées sur le signal RF d'origine. La mesure de phase est donc correctement effectuée. La différence sur les valeurs moyennes mesurées est inférieure à 0.1%, la plus élevée étant de 0,07% dans la configuration SPSF2. Il faut souligner que cette configuration correspond à un niveau d'OEVM extrêmement faible, de l'ordre de 0,5%, alors que l'EVM plancher typique d'instrument de mesure RF est de

0,6% [62]. La précision de la mesure RF elle-même n'est donc pas garantie. Concernant la dispersion, l'écart type observé dans chaque configuration est similaire que l'on utilise la mesure RF classique ou la mesure à partir de l'acquisition digitale, confirmant ainsi qu'il n'y a pas de dégradation de la répétabilité de la mesure.

### 4.3.3 Première campagne de mesures

#### a) Setup

Pour cette première campagne en volume, nous avons récupéré 923 pièces qui avaient été évaluées lors de leur production selon un test classique sur un testeur Advantest 93k équipé de canaux RF. Ces mêmes pièces ont ensuite été soumises à une deuxième évaluation, réalisée elle aussi dans un environnement industriel sur un testeur Advantest 93k, mais en utilisant cette fois seulement des canaux digitaux standards (PS 1600). Cette deuxième évaluation a eu lieu sur un site géographique différent et avec une carte d'interface différente. La carte d'interface utilisée possède trois emplacements pour les DUTs. Des connexions supplémentaires ont été créées entre la sortie RF du DUT sur chacun des emplacements et trois canaux digitaux du testeur, via une carte de routage générique. Trois circuits peuvent donc être testés en parallèle. Ce setup général est illustré sur la figure 4.32.

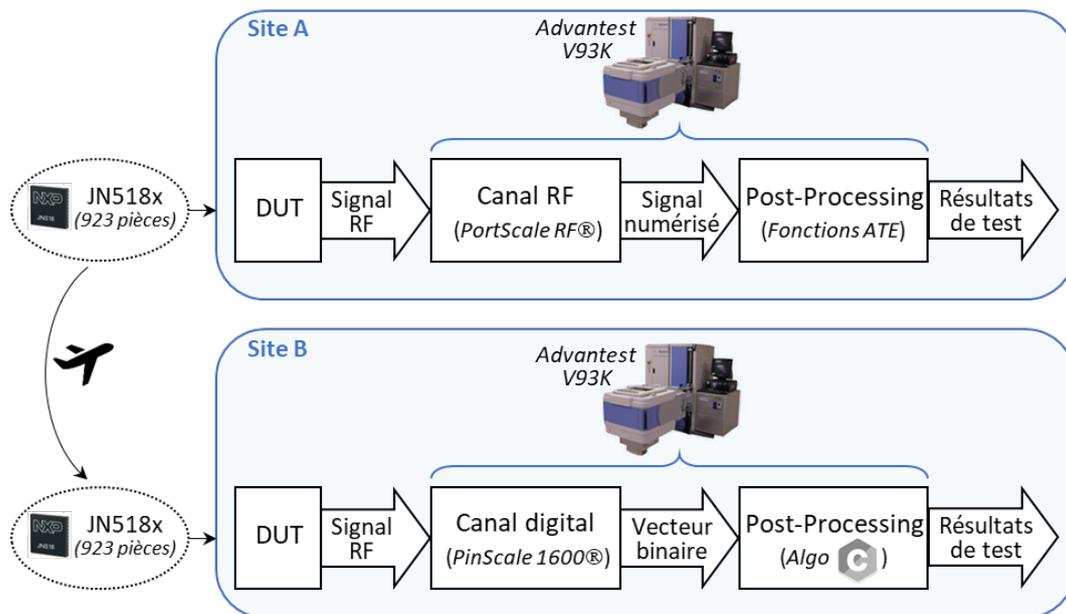


FIGURE 4.32 – Setup de validation industrielle pour la première campagne de mesures

#### b) Mesure de puissance

Les résultats bruts de mesure de puissance sur chacun des sites sont présentés sur la figure 4.33, pour les trois niveaux de puissance programmés sur le circuit (-10, 0 et +10 dBm). Comme dans l'expérience précédente, on observe que la puissance mesurée avec le canal digital est très inférieure à la puissance mesurée avec le canal RF, ce qui s'explique par deux raisons. La première étant que les pistes assurant le routage « improvisé » entre les sorties RF du circuit et les canaux testeur digitaux apportent une forte atténuation.

La deuxième raison provient très certainement du canal digital lui même. En effet, ce dernier n'est pas dimensionné pour des fréquences si élevées. On constate également que cette atténuation est légèrement différente d'un site à l'autre, ce qui s'explique par le fait que la longueur et la géométrie des pistes utilisées pour chaque site ne sont pas strictement identiques. Finalement, on peut noter que les valeurs estimées avec le canal digital concernent une gamme de puissance entre -5 dBm et -35 dBm, c'est-à-dire une gamme qui couvre la discontinuité de linéarité observée autour de -20 dBm dans les expérimentations précédentes. Il est donc nécessaire de procéder à une correction des mesures en se basant sur une caractérisation du canal testeur utilisé, caractérisation qui doit être effectuée individuellement pour chaque site.

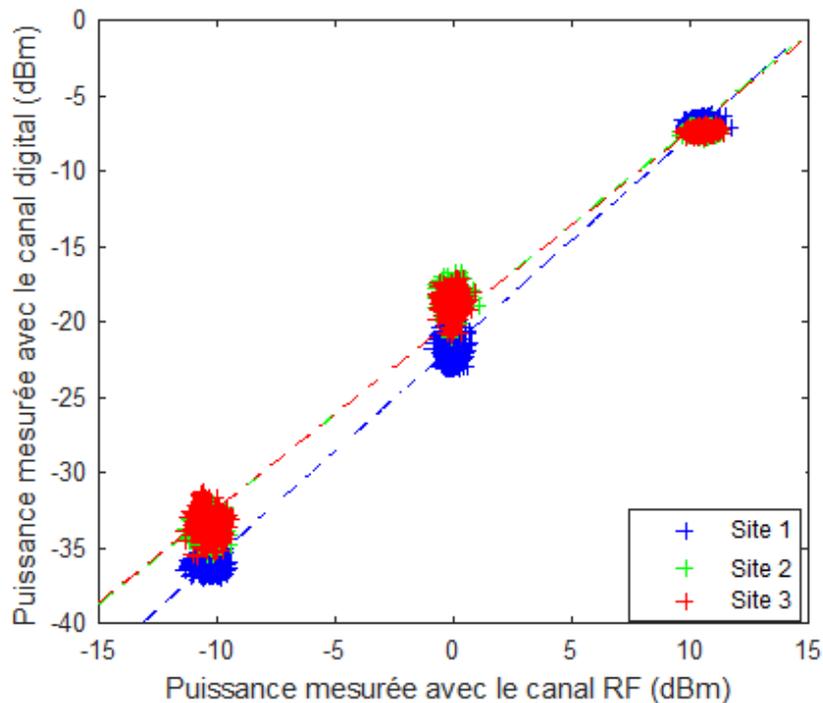


FIGURE 4.33 – Mesure de puissance brute pour chaque site

La figure 4.34 présente les résultats après application des corrections sur chaque site. On observe cette fois un très bon accord entre la puissance mesurée avec un canal RF et celle estimée à partir de l'acquisition avec un canal digital, les résultats des trois sites étant bien alignés sur la droite de corrélation idéale.

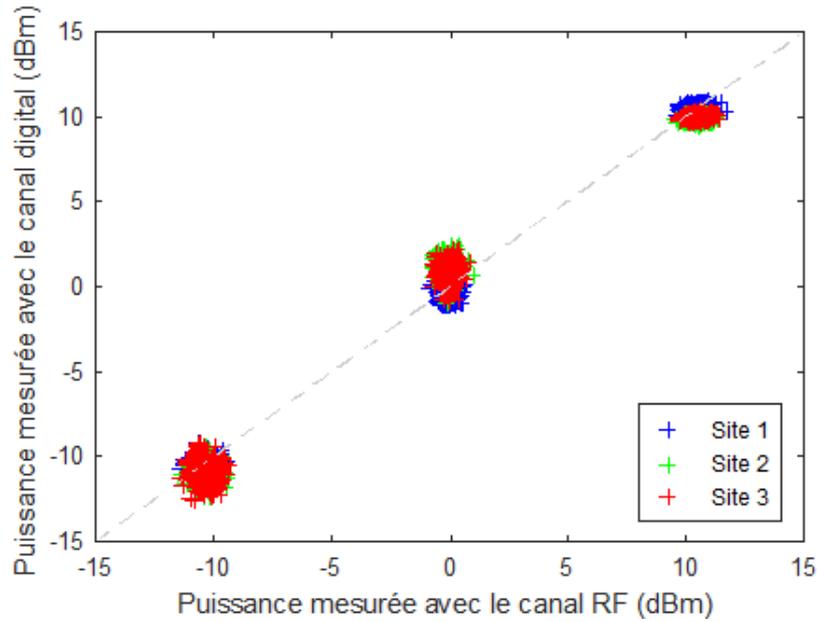


FIGURE 4.34 – Mesure de puissance corrigée pour chaque site

La figure 4.35 présente la distribution de la différence entre la mesure avec le canal RF et la mesure avec le canal digital, pour tous les sites et toutes les puissances. On peut constater que l'erreur maximale de mesure n'excède pas 3 dB.

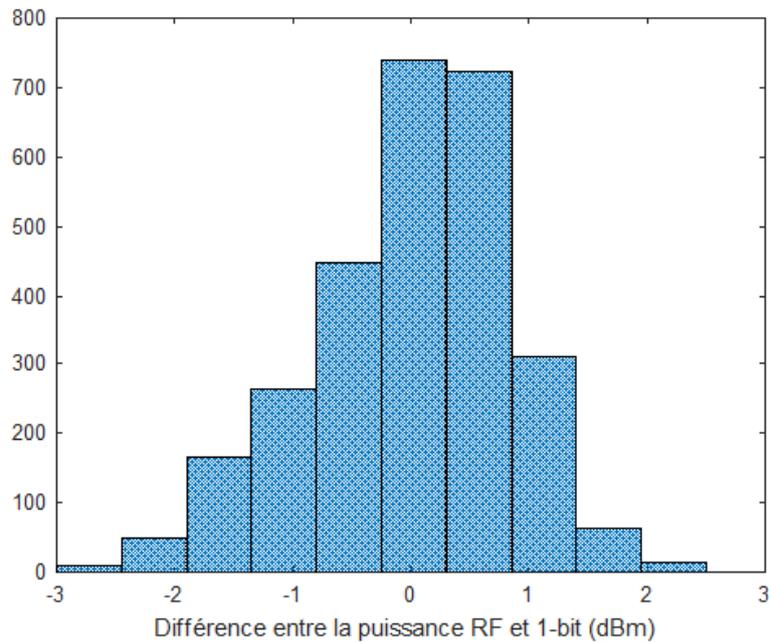
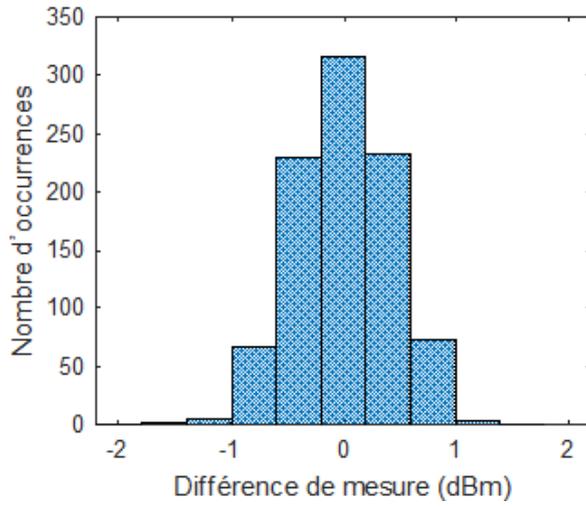


FIGURE 4.35 – Différence de mesure de puissance entre le canal RF et le canal digital (tous sites et tous niveaux de puissance confondus)

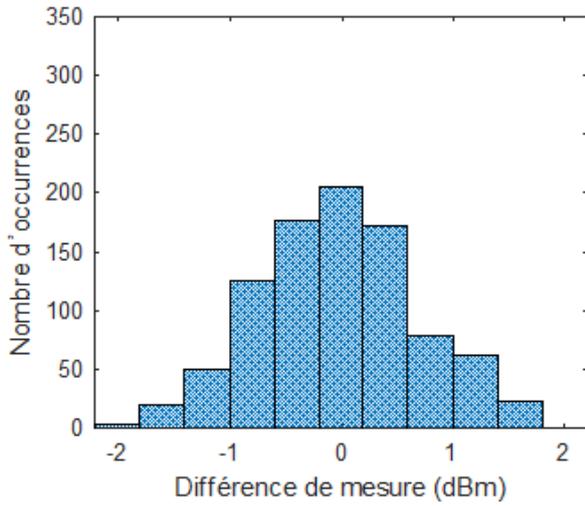
### c) Mesures sur le spectre

Les résultats des mesures de puissance sur le lobe principal et sur les premiers et troisièmes lobes secondaires sont résumés sur la figure 4.36 qui présente les histogrammes

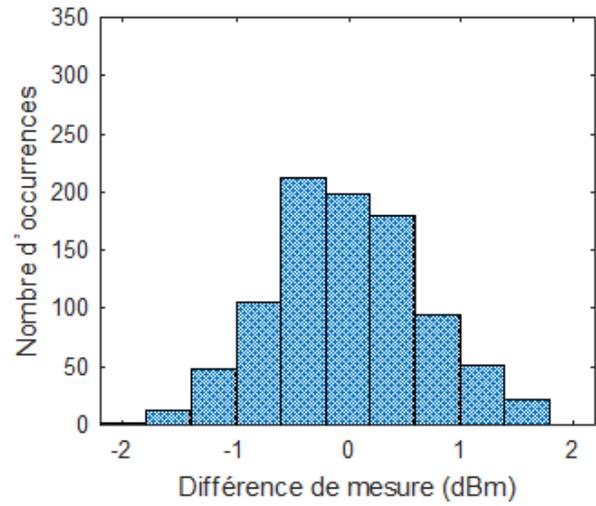
de la différence entre la mesure réalisée à partir de l'acquisition digitale et la mesure RF classique pour les 923 pièces. Ces mesures ont été réalisées sur un signal de puissance 10 dBm comme préconisé par la norme pour le test de masque spectral. On observe que toutes les distributions sont bien centrées sur zéro, montrant que la solution proposée n'introduit pas de biais. On constate par ailleurs que l'écart type de la distribution est deux fois plus faible pour les mesures sur le lobe principal que pour les mesures sur les lobes secondaires. Cela s'explique par le fait que la puissance du lobe principal (autour de -3 dBm) est très supérieure à la puissance des lobes secondaires (autour de -40 dBm), facilitant la précision de la mesure. Néanmoins, même pour les mesures sur le troisième lobe qui est à un très faible niveau de puissance, l'erreur observée reste contenue et n'excède pas 2,5 dBm. Il s'agit d'un résultat extrêmement satisfaisant si l'on prend en compte que les séquences de symboles utilisées pour la mesure RF classique ne sont pas identiques à celles utilisées pour la mesure avec le canal testeur digital. Plus généralement, ces résultats valident totalement la solution proposée concernant la mise en œuvre du test de masque spectral spécifié par la norme.



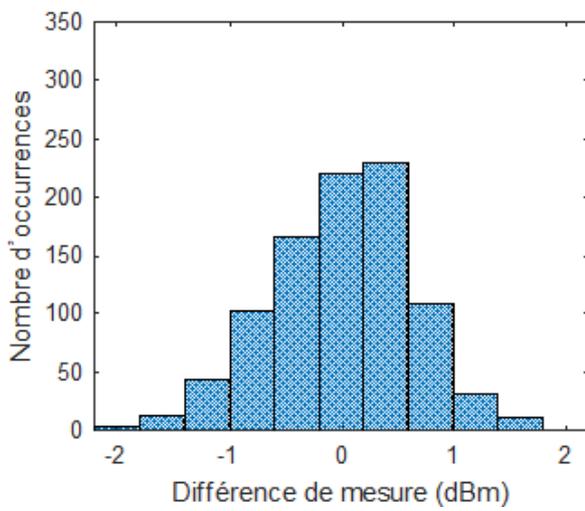
(a) Lobe principal



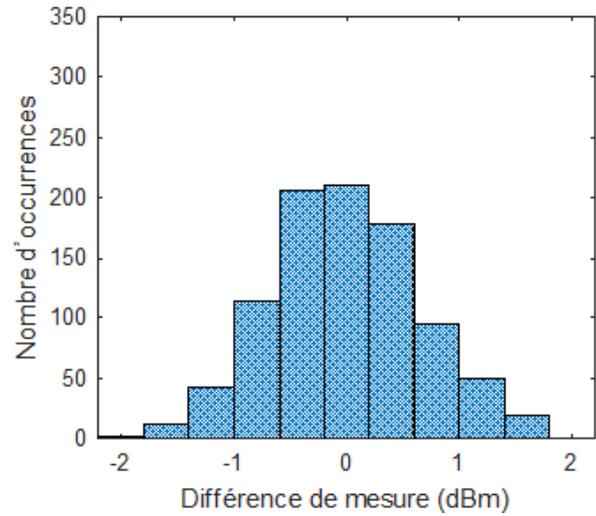
(b) Premier lobe inférieur



(c) Premier lobe supérieur



(d) Troisième lobe inférieur



(e) Troisième lobe supérieur

FIGURE 4.36 – Différence entre la puissance des lobes mesurée avec un canal digital et celle mesurée avec un canal RF

#### d) Mesures d’EVM

Les résultats des mesures d’OEVM sur les 923 pièces sont présentés sur la figure 4.37. Ces résultats concernent uniquement la configuration SPSF2 qui est la configuration nominale. En effet, les 923 pièces récupérées ont été testées uniquement sous cette configuration lors de leur production. Nous ne disposons donc pas de mesures d’OEVM par un test RF classique pour les configurations SPSF1 et SPSF0.

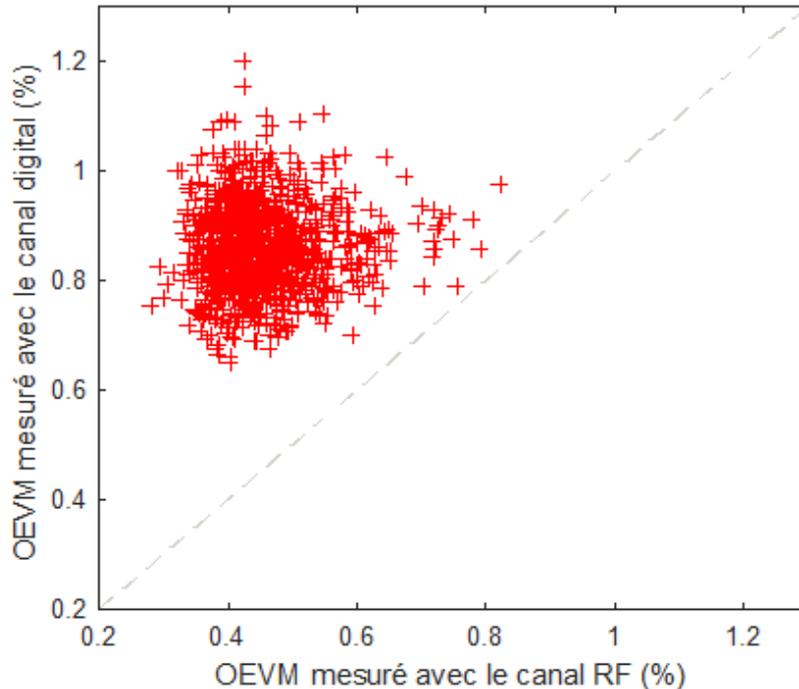


FIGURE 4.37 – OEVM mesuré avec le canal digital en fonction de l’OEVM mesuré avec le canal RF

Un premier commentaire évident d’après les résultats de la figure 4.37 est que la mesure avec le canal digital introduit globalement une surestimation. En effet, les valeurs d’OEVM mesurées avec le canal RF sur les 923 pièces couvrent une gamme allant de 0,3% à 0,85%, alors que les valeurs mesurées avec le canal digital sont comprises entre 0,65% et 1,2%. Un deuxième commentaire est qu’il est difficile d’observer une corrélation entre les mesures RF et les mesures digitales. Cette absence de corrélation visible peut être expliquée par le fait que les pièces mesurées présentent des performances très proches les unes des autres, avec une variation d’OEVM de seulement 0,55% sur l’ensemble des 923 pièces. Cette variation est du même ordre de grandeur que l’incertitude de mesure typique d’un instrument RF. Par exemple dans [63], l’erreur de mesure maximale spécifiée par le fabricant de VSA est de 1%. Compte tenu de l’incertitude sur les mesures RF, il est plutôt logique de ne pas observer de corrélation.

Pour aller plus loin dans l’analyse, la figure 4.38 reporte l’histogramme de la différence entre les valeurs d’OEVM mesurés avec le canal digital et celles mesurées avec le canal RF. On constate effectivement que la distribution est centrée sur +0,4%, indiquant que l’on a en moyenne une surestimation de l’OEVM en utilisant la méthode 1-bit. Par rapport

à cette valeur moyenne, l'erreur maximale est seulement de  $\pm 0,4\%$ , ce qui est plutôt satisfaisant vis-à-vis de l'incertitude de mesure typique d'un instrument RF.

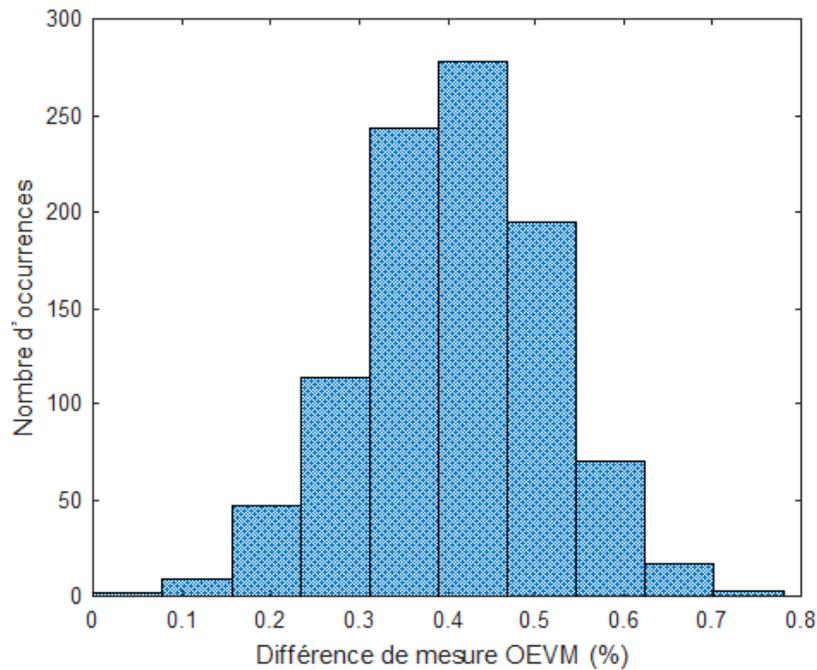


FIGURE 4.38 – Différence entre l'OEVM mesuré avec un canal digital et celui mesuré avec un canal RF

Plusieurs éléments peuvent expliquer la surestimation observée. Un premier élément est que, malgré la modification du processus de reconstruction d'enveloppe, il peut subsister de faibles fluctuations d'amplitude indésirables qui provoquent une augmentation de l'OEVM. Un autre élément important est que le lieu de mesure n'est pas identique pour les mesures RF et binaire. En effet, les circuits ont été testés en sortie de production, stockés un certain temps puis envoyés vers un nouveau lieu pour être testés à nouveau. Or lors du démarrage du circuit, celui-ci effectue une auto-calibration qui peut légèrement différer à chaque démarrage. Ces différences de conditions sont susceptibles de contribuer à l'erreur de mesure.

Plus généralement, ces résultats sont encourageants car même avec la surestimation, l'erreur maximale observée est de  $+0,8\%$ , soit inférieure à l'erreur maximale typique d'un instrument de mesure RF. Ces résultats sont néanmoins insuffisants pour conclure définitivement sur les performances de la solution proposée concernant les mesures d'EVM.

#### 4.3.4 Deuxième campagne de mesures

##### a) Setup

Une deuxième campagne de mesures a été réalisée pour d'une part pallier certaines faiblesses du setup précédent, et d'autre part pour étudier la mesure de l'OEVM sur une dynamique de mesure plus large. Un nouveau setup a été développé dans lequel le circuit sous test est connecté à la fois à un canal digital et à un canal RF en utilisant un diviseur

de puissance (figures 4.39 et 4.40). Le circuit est démarré en mode test, une capture digitale est effectuée puis une acquisition RF une fois celle-ci terminée. Les algorithmes de test sont ensuite appliqués sur les deux signaux. A noter que les acquisitions ne peuvent pas être accomplies en parallèle en raison de limitation matérielle et sont donc faites séquentiellement.

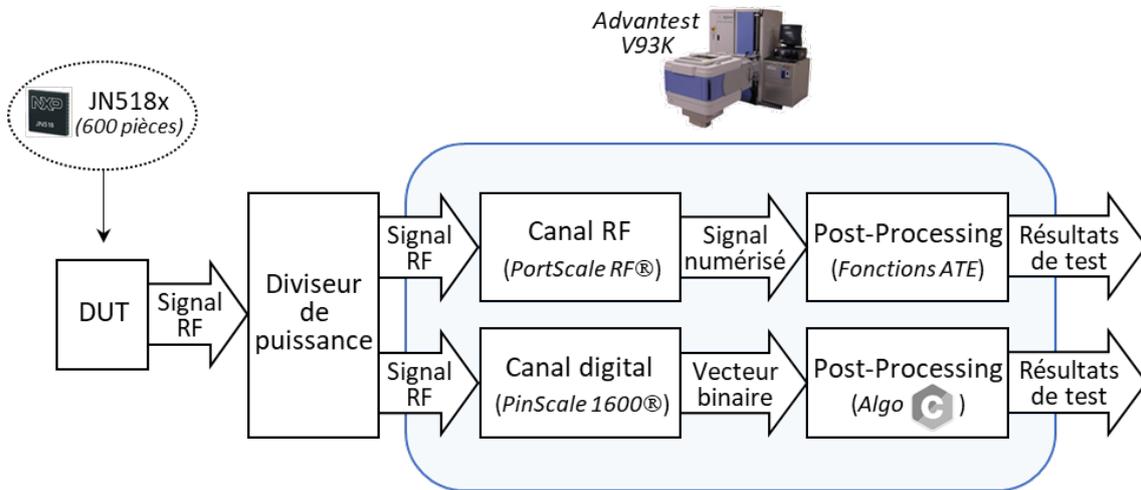


FIGURE 4.39 – Setup de validation industrielle pour la deuxième campagne de mesures

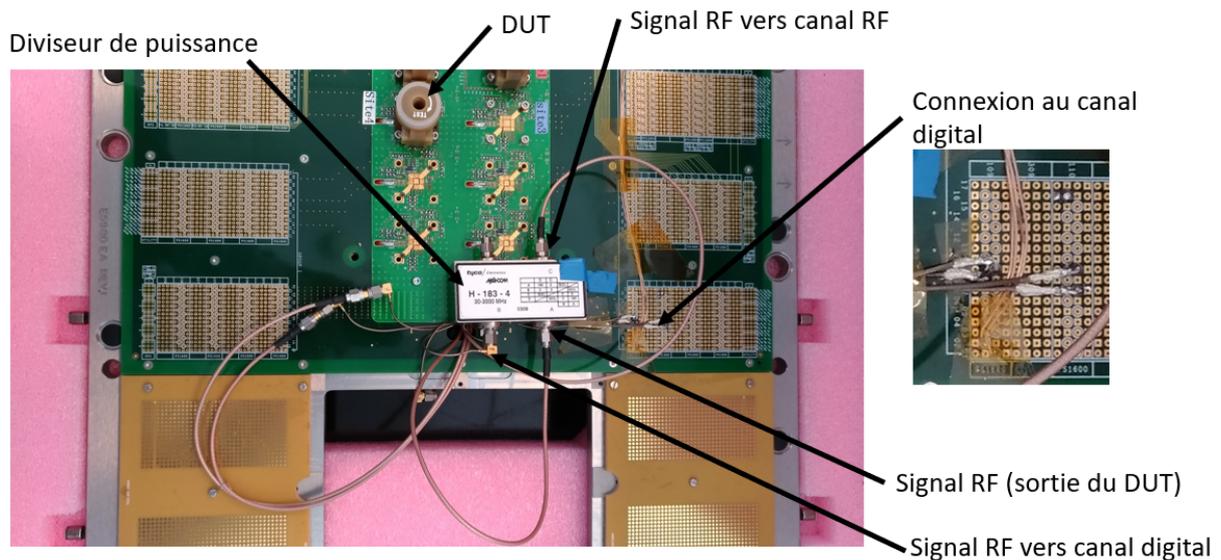


FIGURE 4.40 – Raccordement de la sortie RF du circuit à un canal digital et un canal RF via un diviseur de puissance

Des mesures de puissance et d'EVM ont été réalisées avec ce setup sur 600 pièces. Les résultats sont commentés dans les sous-sections suivantes.

## b) Mesures de puissance

Un premier essai a été effectué en mesurant 5 pièces pour trois niveaux de puissance de +10, 0 et -10 dBm. Les résultats sont présentés sur la figure 4.41 qui reporte la puissance

mesurée sur les 5 pièces avec le canal digital en fonction de celle mesurée avec le canal RF.

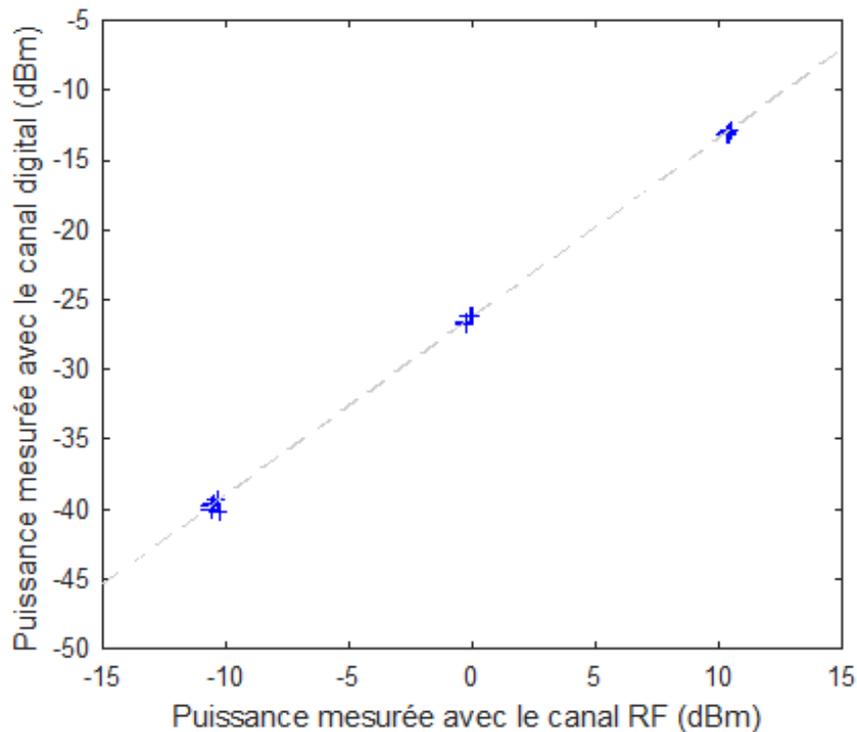


FIGURE 4.41 – Puissance mesurée avec le canal digital en fonction de la puissance mesurée avec le canal RF, sur 5 pièces

On observe, comme dans le setup précédent, que la connectique non adaptée entre la sortie RF du circuit et le canal digital entraîne une très forte atténuation du signal puisque la puissance évaluée par le canal digital est très inférieure à la puissance mesurée avec le canal RF. Avec ce setup, la puissance reçue au niveau du canal digital est toujours inférieure à -10dBm. Les mesures correspondant au niveau de puissance de +10dBm sont réalisées dans la zone de fonctionnement nominale du comparateur. Pour ces mesures, une correction de l'offset (atténuation) est suffisante. Les mesures correspondant aux niveaux de puissance inférieure (0 et -10 dBm) sont réalisées dans la zone de faible puissance où il est nécessaire de corriger non seulement l'offset mais aussi la pente de la tendance linéaire. Les coefficients de correction établis à partir de cet essai préliminaire sont utilisés dans la suite pour corriger les mesures de puissance.

Les 600 pièces ont été mesurées pour les trois niveaux de puissance de +10, 0 et -10 dBm programmés dans le circuit. La figure 4.42 présente la puissance mesurée avec le canal digital en fonction de la puissance mesurée avec le canal RF, après correction. Une très bonne concordance entre les deux mesures est observée.

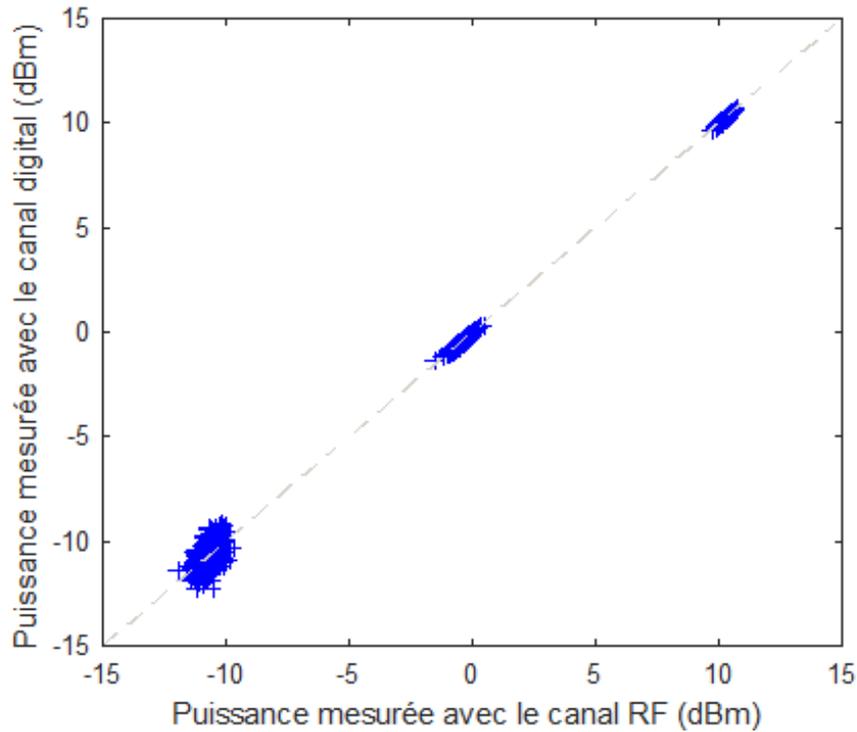


FIGURE 4.42 – Mesure de puissance corrigée sur 600 pièces

La figure 4.43 donne les histogrammes de la différence entre la mesure digitale et la mesure RF, pour chacun des niveaux de puissance. Dans les trois cas, on constate que la distribution est bien centrée sur zéro. On observe que la dispersion est très limitée pour les mesures à +10 et 0 dBm, avec une erreur maximale de -0,1 et 0,22 dBm respectivement. La dispersion augmente toutefois significativement pour les mesures à -10 dBm, avec une erreur maximale de -1,66 dBm. En effet, les mesures à -10 dBm obtenues avec ce setup sont davantage affectées par le bruit, le canal digital recevant dans ce cas un signal d'une amplitude de seulement quelques millivolts. Il est clair que lors de la mise en production de la méthode proposée, cette dispersion pourra être grandement réduite par une conception adaptée de la carte d'interface entre le circuit et le testeur. Ces résultats valident donc la mise en œuvre d'un test de puissance par la méthode proposée.

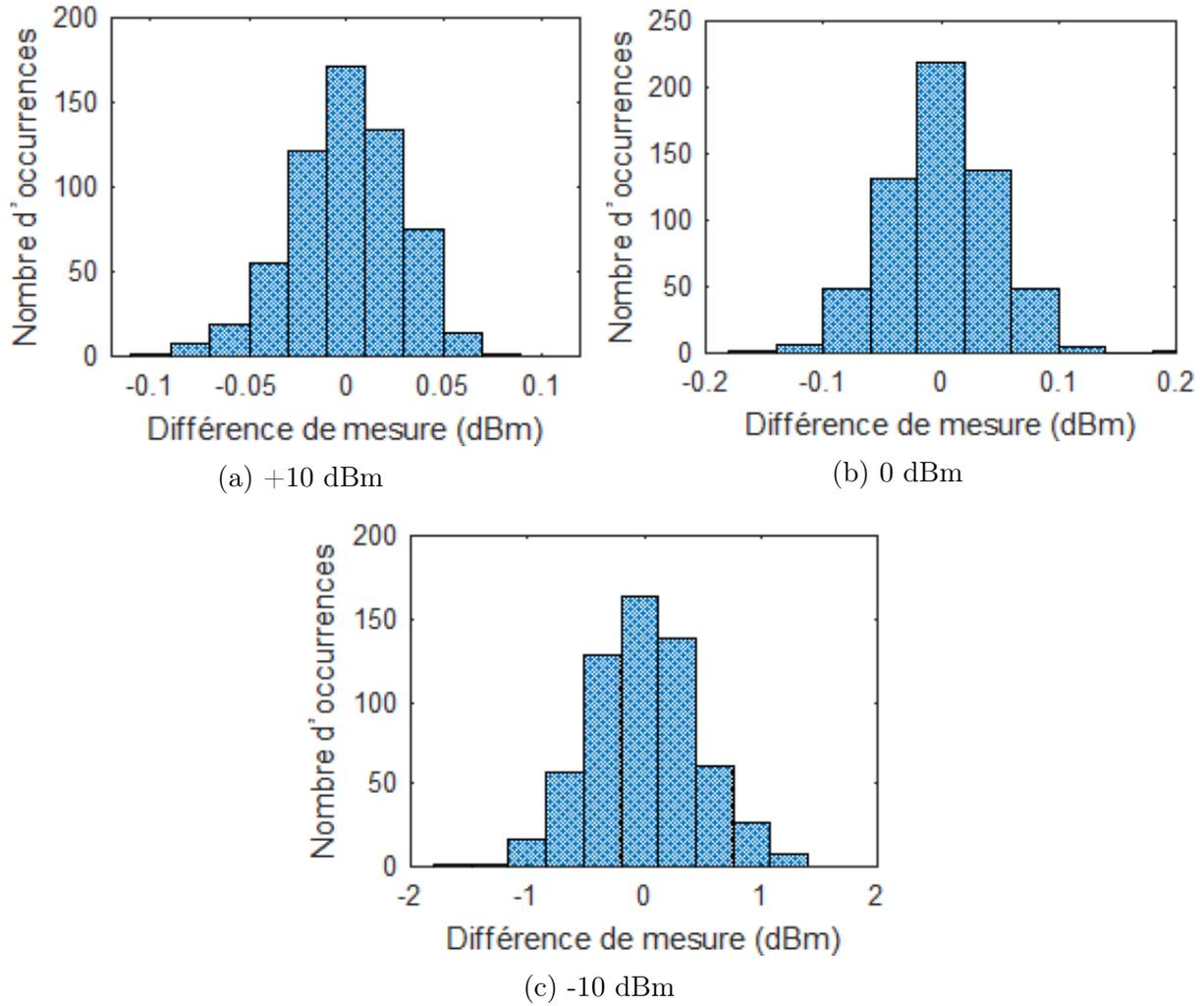


FIGURE 4.43 – Différence de puissance entre la mesure digitale et la mesure RF sur 600 pièces, pour 3 niveaux de puissance

### c) Mesures EVM

Un premier essai a été effectué sur une pièce en répétant 50 fois la mesure binaire et la mesure RF pour chaque configuration.. La figure 4.44 présente les résultats obtenus (les points correspondent à la valeur moyenne sur les 50 répétitions et les rectangles en pointillés représentent l'incertitude de mesure déterminée par trois fois l'écart type observé dans chacune des configurations).

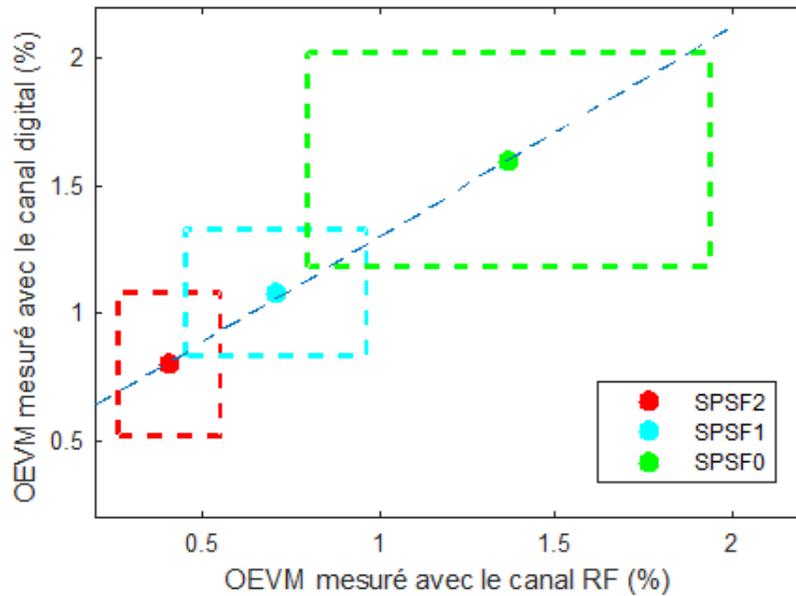


FIGURE 4.44 – Mesure de l’OEVM RF versus binaire

On observe bien une relation linéaire entre la valeur moyenne d’OEVM déterminée avec le canal digital et celle mesurée avec le canal RF. On constate cependant que la capture digitale conduit à une surestimation de l’OEVM, surestimation qui diminue lorsque le niveau d’EVM du signal augmente. Ce comportement est similaire à celui observé au chapitre 3 lors de l’étude de l’impact du jitter sur la mesure d’OEVM et peut être facilement compensé. L’équation de la tendance linéaire obtenue sur cette pièce est utilisée dans la suite pour corriger les mesures d’OEVM des 600 pièces (figure 4.45).

Concernant la dispersion, on observe que celle-ci augmente avec le niveau d’EVM à la fois pour la mesure digitale et la mesure RF (figure 4.46). Dans la configuration SPSF2 qui correspond au niveau d’EVM le plus faible, la dispersion de la mesure digitale est légèrement plus élevée que celle de la mesure RF, avec une incertitude de mesure de  $\pm 0,27\%$  au lieu de  $\pm 0,15\%$ . Dans les deux autres configurations, la mesure digitale et la mesure RF présentent une dispersion relativement similaire, avec une incertitude de mesure autour de  $\pm 0,24\%$  pour la configuration SPSF1 et  $\pm 0,45\%$  pour la configuration SPSF0.

Les 600 pièces ont été mesurées dans les trois configurations possibles. La figure 4.45 présente les résultats de la mesure digitale en fonction de la mesure RF, après correction. On observe une très bonne corrélation entre les deux mesures, les nuages de points mesurés dans les trois configurations étant bien centrés sur la droite de corrélation idéale.

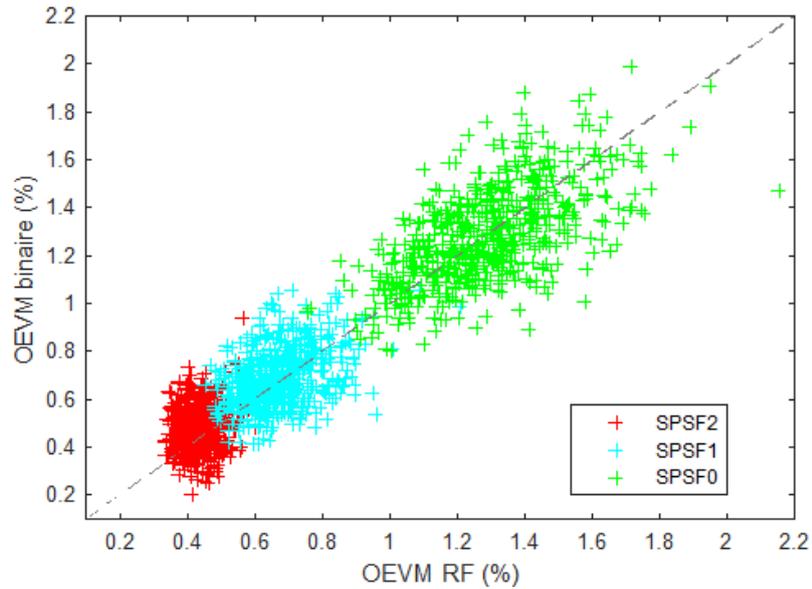


FIGURE 4.45 – Mesure d’OEVM corrigé sur 600 pièces

Pour affiner l’analyse, la figure 4.46 donne l’histogramme de la différence entre la mesure digitale et la mesure RF, pour chacune des configurations. Dans tous les cas, on observe une précision de mesure satisfaisante, avec une erreur maximale de l’ordre de seulement 0,4% dans les configurations SPSF2 et SPQF1, et 0,6% dans la configuration SPSF0.

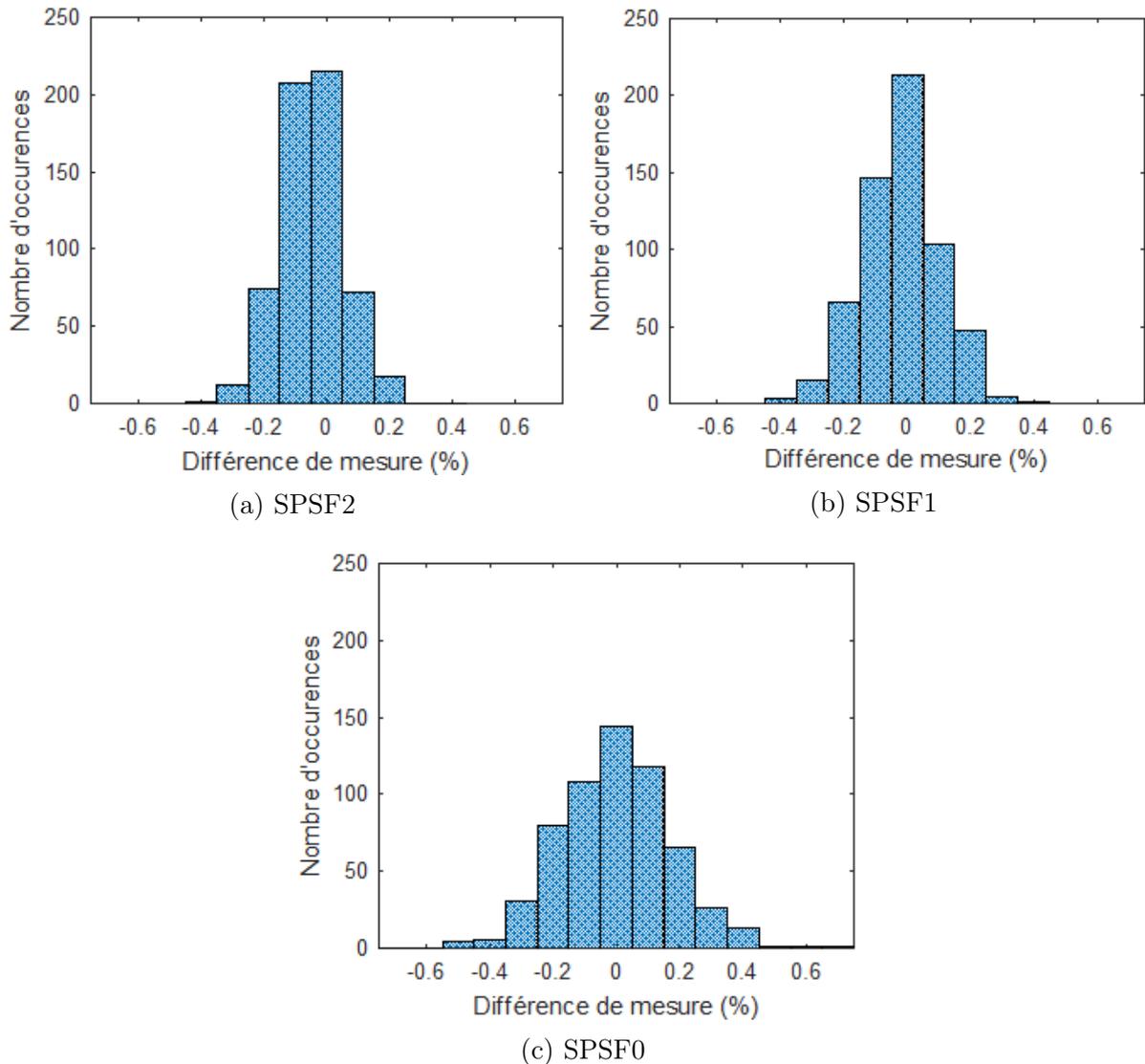


FIGURE 4.46 – Différence d’OEVM entre la mesure digitale et la mesure RF sur 600 pièces, pour 3 configurations

Ces résultats valident totalement la méthode proposée concernant la mise en œuvre de mesures d’EVM, y compris sur des signaux avec un OEVM très faible.

## 4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons validé expérimentalement la solution développée. Un banc de test en laboratoire a permis une validation dans des conditions expérimentales parfaitement maîtrisées en utilisant un module USRP pour émuler le circuit sous test. Dans ces conditions, tous les paramètres du signal à analyser peuvent être facilement contrôlés et les tests effectués sans aucune difficulté. Des validations dans l’environnement de test industriel ont ensuite été réalisées sur un transceiver ZigBee produit par NXP Semiconductors. Une première campagne de mesures a concerné 923 pièces qui avaient été préalablement testées lors de leur production avec un test RF classique, et qui ont

été testées à nouveau en utilisant les canaux digitaux d'un équipement de test industriel. La deuxième campagne a concerné 600 pièces testées sur un même site à la fois avec un test RF classique et avec la solution digitale proposée. Dans les deux cas, le test avec les ressources digitales n'est pas effectué dans des conditions idéales. En effet, une carte de test existante a été modifiée pour raccorder la sortie RF du circuit à un canal testeur digital. Ce raccordement n'est pas effectué en respectant toutes les bonnes pratiques relatives à la propagation d'un signal à 2,4 GHz et engendre notamment une atténuation très importante du signal à l'entrée du canal testeur digital. Malgré les imperfections de ce setup et après quelques améliorations apportées à l'algorithme de reconstruction, un excellent accord a été obtenu entre les mesures digitales et les mesures RF, tant sur des mesures de puissance, que des mesures sur le spectre ou encore des mesures d'EVM. Ces résultats permettent d'envisager sereinement la mise en production de la solution proposée pour tester la chaîne d'émission RF des produits ZigBee en utilisant seulement les ressources digitales standards d'un testeur industriel.

# Conclusion

Le travail présenté dans cette thèse propose une solution à faible coût pour tester la partie radio de produits ZigBee dédiés à l'IOT. Ce domaine est amené à se développer fortement dans les années à venir. Les produits visés par ce travail sont des systèmes sur puce comportant un microcontrôleur et une partie RF. Leur test requiert classiquement l'utilisation d'un testeur industriel équipé à la fois de ressources digitales mais également RF. Le coût des ressources de test RF est un des éléments contribuant fortement au coût de fabrication total de ces produits. Le coût des ressources de test digitales est lui très modeste et contribue donc beaucoup moins fortement au prix de revient du circuit.

L'approche présentée dans cette thèse repose sur une analyse du signal RF en utilisant seulement des ressources digitales. La technique développée permet la reconstruction d'une version numérique du signal RF original à partir d'une acquisition effectuée par un canal digital standard. Une fois reconstruit, le signal peut être analysé par des techniques de traitement du signal pour mettre en œuvre les différents tests nécessaires à la vérification du circuit (test fonctionnel, test de puissance, test de masque spectral et mesure EVM). Grâce à cette approche, le besoin de ressources RF sur l'équipement de test est éliminé, offrant ainsi une réduction drastique des coûts de test.

Le premier chapitre a présenté la solution de test RF classique telle que pratiquée en production, ainsi qu'un état de l'art des approches existantes dans la littérature pour réduire le coût lié à l'utilisation de ressources de test RF.

Dans le deuxième chapitre, le fonctionnement d'un modulateur ZigBee et les algorithmes de traitement du signal permettant le test RF ont été présentés et modélisés. Disposer d'un modèle du modulateur et des algorithmes de test existants dans un environnement de calcul numérique est un point essentiel pour le développement de la solution proposée et sa comparaison avec la solution existante au moyen de simulations.

Dans le troisième chapitre, les conditions de sous-échantillonnage appropriées pour l'analyse d'un signal ZigBee ont été définies en prenant en compte les contraintes de l'équipement de test. Le fonctionnement des algorithmes permettant la reconstruction du signal RF en phase et en amplitude à partir d'une acquisition 1-bit sous-échantillonnée a été détaillé. La robustesse des algorithmes vis-à-vis des possibles défauts du canal testeur digital a également été investiguée.

Le quatrième chapitre a été dédié à l'évaluation et à la validation de la solution proposée par des mesures physiques. Un banc de test expérimental a été développé afin de tester la technique développée dans des conditions de laboratoire contrôlées. Dans un deuxième temps, la solution a été évaluée dans un environnement industriel de test de production

en mesurant les divers paramètres mesurés en production sur plusieurs centaines de circuits avec un canal testeur RF et avec un canal testeur digital standard. L'algorithme de traitement a été porté en C afin d'être utilisé sur l'équipement de test industriel. La comparaison des résultats issus des deux acquisitions RF et digitale a démontré l'efficacité de la solution proposée qui permet l'évaluation des performances du circuit avec une bonne précision en utilisant seulement un canal testeur digital standard.

Les travaux conduits dans cette thèse ont porté sur le test de circuits RF utilisant le protocole ZigBee basé sur une modulation de phase du signal, mais rien ne semble empêcher l'exploitation de l'approche développée pour le test de circuits utilisant d'autres protocoles éventuellement basés sur d'autres formats de modulation. La seule principale contrainte pour l'utilisation de cette approche est que le signal à analyser ne soit pas un signal large bande. L'approche paraît donc très adaptée pour des protocoles IOT tels que le Bluetooth ou le LORA qui utilisent une faible bande passante, à l'inverse de protocoles de communication plus généralistes tels que le WIFI ou la 4G. Ceci constitue un premier axe intéressant à prospecter pour la généralisation de nos travaux.

Finalement, il est important de souligner que cette thèse s'est focalisée sur l'aspect analyse de signaux RF, mais pas du tout sur l'aspect génération de signaux RF. La solution développée permet ainsi de mettre en œuvre un test faible coût pour la partie émission d'un transceiver, mais n'aborde pas la question du test de la partie réception. Le principal test réalisé en production pour la vérification de la partie réception consiste à appliquer un signal RF modulé sur l'entrée de la chaîne de réception et à calculer le taux d'erreur BER (« Bit Error Rate ») observé en sortie, le signal RF étant généré par les ressources RF de l'équipement de test. Une solution proposée dans la littérature pour éviter l'utilisation de telles ressources consiste à utiliser un rebouclage entre la partie émission et la partie réception. Dans ce cas, c'est la chaîne d'émission du circuit qui réalise la génération du signal RF appliqué à l'entrée de la chaîne de réception. Cette technique est connue sous la dénomination de « loopback testing ». Le circuit dont le test est ici visé possède un rebouclage interne entre l'émetteur et le récepteur permettant la mise en œuvre d'un test BIST du récepteur. Un des inconvénients majeurs de cette solution est que la qualité du signal appliqué en entrée du récepteur ne peut pas être contrôlée mais dépend totalement des performances de l'émetteur du circuit sous test.

Dans ce contexte, une voie intéressante pour la poursuite de nos travaux concerne le développement d'une solution de génération de signaux RF modulés à partir des ressources disponibles dans un canal testeur digital. L'idée générale consiste à générer un signal carré de relativement faible fréquence avec une séquence de 0 et de 1 bien spécifique, et à filtrer un des harmoniques supérieurs de ce signal pour obtenir un signal RF. La problématique à résoudre est : comment définir la séquence appropriée de 0 et de 1 et à quelle fréquence les données binaires doivent-elles être générées pour obtenir un signal RF avec la modulation souhaitée une fois le signal carré filtré ? Cette solution constituerait une extension de notre approche sur le test de circuits RF avec un ATE numérique et nous permettrait de disposer d'une solution complète faible coût pour vérifier de façon indépendante les fonctions émission et réception.

# Bibliographie

- [1] Christian Landrault. *Test de circuit et de systèmes intégrés -*. Traité EGEM – Série Electronique et Microélectronique. Hermès Science Publications.
- [2] Rajesh Mittal, Adesh Sontakke, and Rubin Parekhji. Test time reduction using parallel RF test techniques. In *2010 28th VLSI Test Symposium (VTS)*, pages 40–40, April 2010. ISSN : 1093-0167.
- [3] Vector Signal Analysis Basics. Technical report, Keysight Technologies.
- [4] R. Hassun, M. Flaherty, R. Matreci, and M. Taylor. Effective evaluation of link quality using error vector magnitude techniques. In *Proceedings of 1997 Wireless Communications Conference*, pages 89–94, August 1997.
- [5] Rishad Ahmed Shafik, Md. Shahriar Rahman, and AHM Razibul Islam. On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics. In *2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering*, pages 408–411, December 2006.
- [6] Ayssar Serhan, Louay Abdallah, Haralampos-G. Stratigopoulos, and Salvador Mir. Low-cost EVM built-in test of RF transceivers. In *2014 9th International Design and Test Symposium (IDT)*, pages 51–54, December 2014. ISSN : 2162-061X.
- [7] Afsaneh Nassery, Sule Ozev, Marian Verhelst, and Mustapha Slamani. Extraction of EVM from Transmitter System Parameters. In *2011 Sixteenth IEEE European Test Symposium*, pages 75–80, May 2011. ISSN : 1530-1877.
- [8] Afsaneh Nassery, Sule Ozev, and Mustapha Slamani. Analytical modeling for EVM in OFDM transmitters including the effects of IIP3, I/Q imbalance, noise, AM/AM and AM/PM distortion. In *2013 18th IEEE European Test Symposium (ETS)*, pages 1–6, May 2013. ISSN : 1558-1780.
- [9] Ivo Kore, Ben Schuffenhauer, Frank Demmerle, Frank Neugebauer, Gert Pfahl, and Dirk Rautmann. Multi-site test of RF transceivers on low-cost digital ATE. In *2011 IEEE International Test Conference*, pages 1–10, September 2011. ISSN : 1089-3539.
- [10] Chun-Hsien Peng, ChiaYu Yang, Adonis Tsu, Chung-Jin Tsai, Yosen Chen, C.-Y. Lin, Kai Hong, Kaipon Kao, Paul Liang, C.-L. Tsai, Charles Chien, and H.-C. Hwang. A novel RF self test for a combo SoC on digital ATE with multi-site applications. In *2014 International Test Conference*, pages 1–8, October 2014. ISSN : 2378-2250.
- [11] Ganesh Srinivasan, Hui-Chuan Chao, and Friedrich Taenzler. Octal-Site EVM Tests for WLAN Transceivers on "Very" Low-Cost ATE Platforms. In *2008 IEEE International Test Conference*, pages 1–9, October 2008. ISSN : 2378-2250.
- [12] Port Scale RF V93000 specifications ADVANTEST CORPORATION.
- [13] Nicolas Pous. *Analyse de signaux analogiques/radiofréquences à l'aide de ressources digitales en vue du test*. phdthesis, Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, November 2011.

- [14] Stéphane David-Grignot. *Low-cost phase noise measurement with digital test resources*. phdthesis, Université Montpellier, July 2015.
- [15] Pin Scale 1600 Digital Card V93000 specifications ADVANTEST CORPORATION.
- [16] Pin Scale 9G Digital Card V93000 specifications ADVANTEST CORPORATION.
- [17] G.H. Raz and M. Siegel. Modeling and simulation of FM detection by zero-crossing in the presence of noise and FH interference. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 38(3) :192–196, September 1992. Conference Name : IEEE Transactions on Broadcasting.
- [18] E.K.B. Lee and H.M. Kwon. New baseband zero-crossing demodulator for wireless communications. I. Performance under static channel. In *Proceedings of MILCOM '95*, volume 2, pages 543–547 vol.2, November 1995. ISSN : null.
- [19] H.M. Kwon, E.K.B. Lee, Weiguang Hou, and Yun Bai. New baseband zero-crossing demodulator for wireless communications. II. Performance under fading channel. In *Proceedings of MILCOM '95*, volume 2, pages 548–552 vol.2, November 1995. ISSN : null.
- [20] H.M. Kwon, E.K.B. Lee, and In-Ha Hyun. Improved zero-IF zero-crossing demodulator for Gaussian minimum shift keying signals in land mobile channels. In *Proceedings of Vehicular Technology Conference - VTC*, volume 1, pages 297–301 vol.1, April 1996. ISSN : 1090-3038.
- [21] H.M. Kwon and Weiguang Hou. Performance analysis of narrowband digital PM demodulator with zero-crossing postprocessors. In *Proceedings of MILCOM '96 IEEE Military Communications Conference*, volume 1, pages 275–279 vol.1, October 1996. ISSN : null.
- [22] S. Samadian, R. Hayashi, and A.A. Abidi. Demodulators for a zero-IF Bluetooth receiver. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 38(8) :1393–1396, August 2003. Conference Name : IEEE Journal of Solid-State Circuits.
- [23] T. Scholand and P. Jung. Novel receiver structure for Bluetooth based on modified zero-crossing demodulation. In *GLOBECOM '03. IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE Cat. No.03CH37489)*, volume 2, pages 729–733 Vol.2, December 2003. ISSN : null.
- [24] S. Barbarossa. Parameter estimation of undersampled signals by Wigner-Ville analysis. In *[Proceedings] ICASSP 91 : 1991 International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, pages 3253–3256 vol.5, April 1991. ISSN : 1520-6149.
- [25] Charles Nader, Wendy Van Moer, Kurt Barbe, Niclas Bjorsell, and Peter Handel. Harmonic Sampling and Reconstruction of Wideband Undersampled Waveforms : Breaking the Code. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 59(11) :2961–2969, November 2011. Conference Name : IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
- [26] Wendy Van Moer and Yves Rolain. An Improved Broadband Conversion Scheme for the Large-Signal Network Analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(2) :483–487, February 2009. Conference Name : IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.
- [27] S. Sunter and A. Roy. On-chip digital jitter measurement, from megahertz to gigahertz. *IEEE Design Test of Computers*, 21(4) :314–321, July 2004. Conference Name : IEEE Design Test of Computers.

- [28] Jiun-Lang Huang and Kwang-Ting Cheng. An on-chip short-time interval measurement technique for testing high-speed communication links. In *Proceedings 19th IEEE VLSI Test Symposium. VTS 2001*, pages 380–385, April 2001. ISSN : null.
- [29] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks–Part 15.4 : Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANS), September 2011.
- [30] R. Scholtz. The Origins of Spread-Spectrum Communications. *IEEE Transactions on Communications*, 30(5) :822–854, May 1982. Conference Name : IEEE Transactions on Communications.
- [31] A. Georgiadis. Gain, phase imbalance, and phase noise effects on error vector magnitude. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 53(2) :443–449, March 2004. Conference Name : IEEE Transactions on Vehicular Technology.
- [32] T. Nakagawa and K. Araki. Effect of phase noise on RF communication signals. In *Vehicular Technology Conference Fall 2000. IEEE VTS Fall VTC2000. 52nd Vehicular Technology Conference (Cat. No.00CH37152)*, volume 2, pages 588–591 vol.2, September 2000. ISSN : 1090-3038.
- [33] Stephane David-Grignot, Florence Azais, Laurent Latorre, and Francois Lefevre. Stochastic model for phase noise measurement from 1-bit signal acquisition. In *19th Annual International Mixed-Signals, Sensors, and Systems Test Workshop Proceedings*, pages 1–6, September 2014.
- [34] IEEE 802.15.4 Level Test Specification - ZigBee Alliance.
- [35] John P. Costas. Synchronous Communications. *Proceedings of the IRE*, 44(12) :1713–1718, December 1956. Conference Name : Proceedings of the IRE.
- [36] J.P. Costas. Synchronous communications. *Proceedings of the IEEE*, 90(8) :1461–1466, August 2002. Conference Name : Proceedings of the IEEE.
- [37] C. Weber and W. Alem. Demod-Remod Coherent Tracking Receiver for QPSK and SQPSK. *IEEE Transactions on Communications*, 28(12) :1945–1954, December 1980. Conference Name : IEEE Transactions on Communications.
- [38] H. Osborne. A Generalized "Polarity-Type" Costas Loop for Tracking MPSK Signals. *IEEE Transactions on Communications*, 30(10) :2289–2296, October 1982. Conference Name : IEEE Transactions on Communications.
- [39] Maarten Tytgat, Michiel Steyaert, and Patrick Reynaert. Time Domain Model for Costas Loop Based QPSK Receiver. In *PRIME 2012; 8th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics Electronics*, pages 1–4, June 2012.
- [40] R&S® FSV-K70 Firmware Option Vector Signal Analysis - operating manual.
- [41] Osvaldo Mendoza. Measurement of EVM (Error Vector Magnitude) for 3G Receivers. Master's Thesis, Chalmers tekniska högsk, 2002.
- [42] Using Vector Modulation Analysis in the Integration, Troubleshooting, and Design of Digital RF Communications Systems. Agilent Product Note 89400-8.
- [43] S. Watanabe, Y. Akimoto, T. Komatsu, and T. Saito. A new stabilized zero-crossing representation in the wavelet transform domain and signal reconstruction. In *Proceedings., International Conference on Image Processing*, volume 1, pages 37–40 vol.1, October 1995.
- [44] J. Foster and T.-K. Wang. Speech coding using time code modulation. In *IEEE Proceedings of the SOUTHEASTCON '91*, pages 861–863 vol.2, April 1991.

- [45] N. Ismailoglu and T. Yalcin. Low-power design of a digital FM demodulator based on zero-cross detection at IF. In *Gateway to 21st Century Communications Village. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference (Cat. No.99CH36324)*, volume 2, pages 810–813 vol.2, September 1999. ISSN : 1090-3038.
- [46] T. Scholand and P. Jung. Novel receiver structure for Bluetooth based on modified zero-crossing demodulation. In *GLOBECOM '03. IEEE Global Telecommunications Conference (IEEE Cat. No.03CH37489)*, volume 2, pages 729–733 Vol.2, December 2003.
- [47] N. Sayiner, H.V. Sorensen, and T.R. Viswanathan. A level-crossing sampling scheme for A/D conversion. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, 43(4) :335–339, April 1996. Conference Name : IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing.
- [48] N. Sayiner, H.V. Sorensen, and T.R. Viswanathan. A level-crossing sampling scheme for A/D conversion. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing*, 43(4) :335–339, April 1996. Conference Name : IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing.
- [49] C.E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1) :10–21, January 1949. Conference Name : Proceedings of the IRE.
- [50] Emmanuel Ifeachor and Prof Barrie Jervis. *Digital Signal Processing : A Practical Approach*. Prentice Hall, Harlow, England ; New York, 2 edition, October 2001.
- [51] Lizhe Tan Ph D. Electrical Engineering University of New Mexico and Jean Jiang. *Digital Signal Processing : Fundamentals and Applications*. Academic Press Inc, London England ; San Diego, CA, 3rd edition edition, November 2018.
- [52] Jacob Kempfner, Poul Jennum, Miki Nikolic, Julie A. E. Christensen, and Helge B. D. Sorensen. Automatic detection of REM sleep in subjects without atonia. In *2012 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, pages 4242–4245, August 2012. ISSN : 1558-4615.
- [53] Xianlei Xu, Fang Wang, Kai Xin, and Xin Fu. Soil layer thickness detection in land rearrangement project by using GPR data. In *2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR)*, pages 387–392, June 2012.
- [54] Jose Moreira. Why is Random Jitter Always Modeled with a Gaussian Distribution ?
- [55] J. Mitola. The software radio architecture. *IEEE Communications Magazine*, 33(5) :26–38, May 1995. Conference Name : IEEE Communications Magazine.
- [56] USRP-2901 Specifications - National Instruments.
- [57] GNU Radio - The Free & Open Source Radio Ecosystem · GNU Radio.
- [58] ANALOG DEVICES. ADCMP572 Data Sheet.
- [59] Ghulam Mustafa Khan Junejo. Experimental Analysis of Via-hole-ground Effects in Microwave Integrated Circuits at X-band. 2015.
- [60] Heidi Barnes, Jose Moreira, Michael Comai, Abraham Islas, Francisco Tamayo-Broes, Mike Resso, Antonio Ciccomancini, Orlando Bell, Gigatest Labs, and Ming Tsai. Performance at the DUT : Techniques for Evaluating the Performance of an ATE System at the Device Under Test Socket. page 24.
- [61] Heidi Barnes and Jose Moreira. ATE Signal Integrity Challenges for Multi- Gigabit Communication Interfaces, 2008.

- [62] Keysight Technologies. M9421A VXT PXIe Vector Transceiver - Datasheet.
- [63] Agilent E4406A Vector Signal Analyzer Datasheet.

# Bibliographie personnelle

## Revues scientifiques avec comité de lecture

- [1] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « Low-Cost Digital Test Solution for Symbol Error Detection of RF ZigBee Transmitters ». In *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, Vol. 19, 16-24, mars 2019.
- [2] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « Low-cost EVM measurement of ZigBee transceivers from 1-bit under-sampled acquisition ». En cours de soumission à *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*.

## Conférences internationales avec actes et comité de lecture

- [3] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « Low-cost functional test of a 2.4 GHz OQPSK transmitter using standard digital ATE ». *Proc. IEEE International Symposium on On-Line Testing And Robust System Design (IOLTS)*, 17-22, 2018.
- [4] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « Power Measurement and Spectral Test of ZigBee Transmitters from 1-bit Under-sampled Acquisition ». *Proc. IEEE European Test Symposium (ETS)*, 1-6, 2019.
- [5] F. Azais, S. Bernard, M. Comte, B. Deveautour, S. Dupuis, H. El Badawi, M.-L. Flottes, P. Girard, V. Kerzerho, L. Latorre, F. Lefèvre, B. Rouzeyre, E. Valea, T. Vayssade, A. Virazel. « Development and Application of Embedded Test Instruments to Digital, Analog/RFs and Secure ICs ». *Proc. IEEE International Symposium on On-Line Testing And Robust System Design (IOLTS)*, Special Session 4, 1-4, 2020.
- [6] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « EVM measurement of RF ZigBee transceivers using standard digital ATE ». Accepté à *IEEE Defect and Fault Tolerance Symposium (DFTS)*.

## Conférences internationales avec actes à diffusion restreinte

- [7] T. Vayssade, F. Azaïs, L. Latorre, et F. Lefèvre. « Test of 2.4 GHz ZigBee Transmitter using Standard Digital ATE ». *South European Test Symposium (SETS)*, 2019.

# Annexe A

## Transformée de Hilbert

### A.1 Définition

La transformée de Hilbert est un opérateur linéaire permettant d'étendre un signal réel dans le domaine complexe en introduisant un déphasage de  $90^\circ$ . La transformée de Hilbert de  $x(t)$  est  $\hat{x}(t)$  et est donnée par :

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(k)}{t-k} dk = \frac{1}{\pi t} \otimes x(t) \quad (\text{A.1})$$

### A.2 Calcul de la phase instantanée

La phase d'un signal peut être calculée simplement à l'aide de la transformée de Hilbert. Un point placé sur le cercle correspondant à un angle  $\theta$ . Il peut être également décrit par ses coordonnées  $x = \cos(\theta)$  et  $y = \sin(\theta)$ . En introduisant un déphasage de  $\frac{\pi}{2}$  (figure A.1), la transformée de Hilbert rend possible le calcul de la phase instantanée (équation A.2).

$$\theta(t) = \text{atan}\left(\frac{HT(t)}{x}\right) \quad (\text{A.2})$$

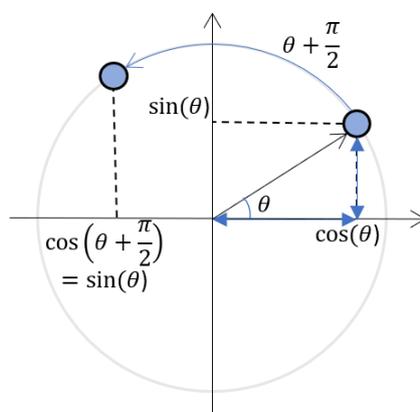


FIGURE A.1 – Calcul de la phase instantanée

## A.3 Calcul de l'amplitude

L'enveloppe du signal peut être elle être calculée en utilisant le théorème de Pythagore (équation A.2).

$$A = \sqrt{x^2 + HT(x)^2} \quad (\text{A.3})$$

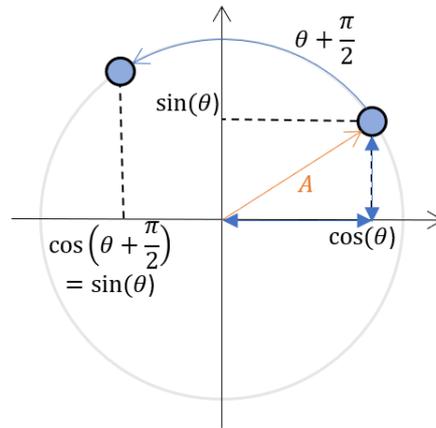


FIGURE A.2 – Calcul de l'amplitude instantanée

## A.4 Implémentation

Le calcul de la transformée de Hilbert peut être implémenté de deux manières. La première consiste en un calcul dans le domaine temporel en utilisant un filtre à réponse impulsionnelle finie (FIR). La deuxième fait usage de la transformée de Fourier.

### A.4.1 Calcul dans le domaine temporel

L'implémentation dans le domaine temporel peut être réalisée par l'utilisation d'un filtre à réponse impulsionnelle finie. La formule suivante permet le calcul des coefficients du filtre :

$$A(i) = \frac{\pi}{i - 0.5 * L_{filt} - 0.5} \quad (\text{A.4})$$

Le filtre est ensuite appliqué en calculant la convolution entre les coefficients du filtre et le signal dont on souhaite obtenir la transformée de Hilbert

### A.4.2 Calcul dans le domaine fréquentiel

La transformée de Fourier du signal est calculée puis toutes les fréquences négatives sont multipliées par  $j$  et toutes les fréquences positives par  $-j$ . Cela provoque une rotation de  $90^\circ$ . La transformée de Fourier inverse du signal est ensuite calculée pour finalement obtenir le résultat de la transformée.