

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
AINA HERITIANA RASOLOMBOAHANGINJATOVO

APPLICATION DU DSSS À UN SYSTÈME D'IDENTIFICATION PAR
RADIOFRÉQUENCE RECONFIGURABLE POUR L'AMÉLIORATION DE LA
SENSIBILITÉ DU LECTEUR ET DE LA PORTÉE

MAI 2018

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

APPLICATION DU DSSS À UN SYSTÈME D'IDENTIFICATION PAR
RADIOFRÉQUENCE RECONFIGURABLE POUR L'AMÉLIORATION DE LA
SENSIBILITÉ DU LECTEUR ET DE LA PORTÉE

PAR

AINA HERITIANA RASOLOMBOAHANGINJATOVO

Frédéric Domingue, directeur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Daniel Massicotte, président du jury Université du Québec à Trois-Rivières

Adel Omar Dahmane, codirecteur de recherche Université du Québec à Trois-Rivières

Jean-Claude Morissette, évaluateur externe C2T3, CÉGEP de Trois-Rivières

Claude d'Amours, évaluateur externe Université d'Ottawa

Thèse soutenue le 14 11 17

Résumé

Cette thèse traite l'application de l'étalement de spectre à séquence directe à un système d'identification par radiofréquence reconfigurable basé sur la technologie à onde acoustique de surface. L'objectif principal est de déterminer si l'utilisation du DSSS permet d'améliorer la sensibilité du récepteur et la portée du système RFID SAW. Une architecture de lecteur RFID SAW intégrant la notion de DSSS a été proposée. Le concept a été validé à l'aide d'un outil qui a été spécialement développé pour simuler le comportement du système RFID SAW. Un système RFID SAW DSSS opérationnel constitué d'un prototype de lecteur reconfigurable réalisé au moyen d'une plateforme PXI programmable et de tags SAW fabriqués en salle blanche a été mis en place. Un bruit blanc gaussien généré à l'aide d'un générateur de bruit externe a été superposé au signal d'interrogation afin d'étudier le comportement et les performances du système en milieu bruité.

Les résultats de tests de sensibilité démontrent une meilleure immunité aux bruits du système, comparativement au système RFID SAW, et confirment l'amélioration de la sensibilité du récepteur grâce à l'utilisation du DSSS. Le récepteur affiche une amélioration de la sensibilité de -6 dB pour un code d'étalement de longueur $N = 4$. La portée maximale du système a été évaluée pour différents types de récepteurs et pour différentes valeurs de la longueur du code d'étalement. Les résultats d'estimation de la portée prévoient une augmentation, respectivement de 41.43%, 68.20% et 100% pour un code d'étalement de longueur $N = 4$, $N = 8$ et $N = 16$.

Remerciements

Je ne saurais oublier de remercier Dieu d'avoir choisi d'œuvrer dans ma vie, de m'avoir touché par Sa grâce, d'avoir été toujours là pour moi, surtout dans les moments difficiles, d'avoir pourvu à mes besoins et de m'avoir donné la conviction que je puis tout par Lui.

Je souhaiterais également remercier le Professeur Frédéric Domingue, mon directeur de recherche, de m'avoir orienté tout au long de mon parcours et d'avoir su me motiver quand il le fallait. Sa disponibilité, son soutien et son encadrement ont été déterminants dans le succès de mes travaux de recherche. Je lui suis reconnaissant pour sa confiance et pour les opportunités qu'il m'a offertes.

Je remercie le professeur Adel Omar Dahmane, mon codirecteur de recherche, pour le partage de son savoir-faire, ses conseils avisés et ses relectures acharnées. Son support, sa sympathie, son amitié, sa bonne humeur et ses encouragements ont souvent transformé mes journées un peu mornes en journées agréables.

Mes sincères remerciements vont à l'endroit du Professeur Daniel Massicotte, Monsieur Jean-Claude Morissette et le Professeur Claude d'Amours qui ont bien voulu accepter de partager leurs expertises à travers l'évaluation de ce travail.

Je désire également remercier tous mes collègues du Laboratoire de MicroSystèmes et Télécommunication (LMST) pour les échanges enrichissants et pour avoir fait du LMST un endroit agréable pour travailler.

Je tiens à remercier les membres du personnel du département de Génie Électrique et Génie Informatique. Merci à Guy, Sophie, Nathalie et Simon ! Qu'ils puissent trouver ici satisfaction à l'endroit de leur travail.

Mes pensées particulières vont à ma famille. Merci à mes parents pour tout ce qu'ils ont fait pour moi, leur soutien sans faille, leurs sacrifices, leur gentillesse et leur désir de me voir réussir. Qu'ils soient convaincus de mon affection.

Je ne saurais oublier de remercier mon épouse Mirana d'avoir toujours eu foi en moi, de m'avoir soutenu, encouragé et inspiré et de m'aimer inconditionnellement. Merci pour ce que tu es ! Merci pour ce que tu fais !

Table des matières

Résumé.....	<i>iii</i>
Remerciements.....	<i>iv</i>
Table des matières.....	<i>vi</i>
Liste des tableaux.....	<i>xii</i>
Liste des figures.....	<i>xiii</i>
Liste des abréviations.....	<i>xvii</i>
Chapitre 1 - Introduction.....	1
1.1 Classification des systèmes RFID.....	3
1.2 RFID vs technologies à code-barres.....	4
1.3 État de l’art et veille technologique sur les systèmes RFID.....	5
1.3.1 Fiabilité et robustesse.....	6
1.3.2 Reconfigurabilité.....	6
1.3.3 Portée.....	6
1.3.4 Améliorations de la portée des systèmes RFID passifs.....	7
1.4 Problématique.....	8
1.4.1 Prix des tags RFID vs prix des étiquettes à code barre.....	8
1.4.2 Taille des tags vs praticabilité.....	9
1.4.3 Passivité.....	10
1.4.4 Robustesse du système vis-à-vis des facteurs physiques externes.....	11
1.4.5 Reconfigurabilité du lecteur.....	12

1.4.6 Portée.....	12
1.4.7 Sensibilité et immunité aux bruits.....	13
1.5 Objectifs et originalités du projet.....	13
1.5.1 Objectifs du projet.....	13
1.5.2 Proposition de solution.....	17
1.5.3 Originalités du projet.....	18
1.6 Méthodologie.....	20
1.6.1 Modélisation et simulation du système RFID SAW.....	20
1.6.2 Réalisation.....	21
Chapitre 2 - RFID SAW.....	25
2.1 Historique de la RFID acoustique.....	25
2.2 Éléments constitutifs d'un système RFID SAW.....	28
2.3 Tags SAW.....	29
2.3.1 Structure d'un tag SAW [25][80].....	30
2.3.2 Principe d'adressage.....	35
2.3.3 Dimensionnement d'un tag SAW [25][80].....	39
2.3.4 Procédé de fabrication.....	41
2.4 Lecteurs RFID SAW.....	43
2.5 Principe de fonctionnement.....	45
2.5.1 Interrogation du tag.....	45
2.5.2 Transition du signal d'interrogation dans le tag.....	46
2.5.3 Traitement du signal renvoyé par le tag.....	48

Chapitre 3 - Application du DSSS à la RFID SAW.....	49
3.1 Étalement de spectre	49
3.2 Principe du DSSS.....	53
3.2.1 Modulateur et démodulateur DSSS	53
3.2.2 Équations d'ondes et formes d'ondes.....	56
3.3 Application du DSSS à la RFID SAW	58
3.3.1 Architecture du lecteur proposé.....	58
3.3.2 Signal d'interrogation généré par le lecteur RFID SAW DSSS.....	60
3.4 Avantages du DSSS	62
Chapitre 4 - Modélisation et simulation du système RFID SAW avec DSSS intégré.....	66
4.1 Simulateur de dispositifs SAW.....	67
4.1.1 Choix de modèle.....	67
4.1.2 Méthodologie de simulation d'un tag SAW	69
4.1.3 Principe de fonctionnement du simulateur	71
4.1.4 Résultats	72
4.2 Modèle Simulink du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré.....	77
4.3 Modélisation du canal	78
4.4 Résultats de simulation	80
4.4.1 Simulateur de système RFID SAW avec DSSS intégré.....	80
4.4.2 Résultats de simulation.....	81
Chapitre 5 - Implémentation du lecteur RFID SAW dans une plateforme PXIe.....	85
5.1 Motivation.....	86
5.2 Présentation de la plateforme PXI	86

5.3 Réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable à l'aide d'une PXIe	88
5.3.1 Limitations de l'interrogateur classique	88
5.3.2 Réalisation du bloc émetteur du lecteur proposé.....	90
5.3.3 Bloc récepteur du lecteur proposé	98
5.4 Validation du lecteur RFID SAW.....	99
5.4.1 Banc de test.....	99
5.4.2 Résultats de lecture du tag SAW test	102
Chapitre 6 - Amélioration de la sensibilité et de la portée du système à l'aide du DSSS..	105
6.1 Impact théorique du DSSS sur la sensibilité et la portée	105
6.1.1 Bilan de puissance d'une liaison lecteur - tag d'un système RFID SAW ..	105
6.1.2 Sensibilité du récepteur d'un lecteur	106
6.1.3 Impact du DSSS sur la sensibilité du récepteur.....	107
6.2 Réalisation du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré.....	108
6.2.1 Réalisation de l'émetteur DSSS du lecteur	108
6.2.2 Bloc récepteur du lecteur.....	111
6.3 Validation du système RFID SAW avec DSSS intégré.....	113
6.3.1 Tests de génération de signal d'interrogation.....	114
6.3.2 Banc de test.....	116
6.3.3 Résultats de lecture du tag SAW test	118
6.4 Amélioration de la sensibilité du lecteur grâce à l'utilisation du DSSS.....	119
6.4.1 Banc de test.....	120
6.4.2 Résultats	121
6.5 Estimation de la portée du système RFID SAW avec DSSS intégré.....	123

6.5.1 Définition de la portée	123
6.5.2 Résultats d'estimation	125
Chapitre 7 - Conclusion	127
Références	131
Annexe A – Article de conférence 1	142
Annexe B – Architecture matérielle de la plateforme PXI	148
Annexe C – Article de conférence 2	154
Annexe D – Article de journal 1	159
Annexe E – Article de journal 2.....	169
Annexe F – PXIe-5663.....	179

Liste des tableaux

Tableau 1-1 Classification des systèmes RFID.....	3
Tableau 1-2 RFID vs Technologies à code-barres.....	5
Tableau 1-3 Portées maximales de systèmes RFID passifs	15
Tableau 4-1 Paramètres des matériaux	73
Tableau 4-2 Dimensions du tag SAW simulé et fabriqué.....	73
Tableau 4-3 Comparaison entre la théorie et les résultats temporels.....	77
Tableau 4-4 Paramètres de simulation de lecture d'un tag à trois (03) réflecteurs.....	82
Tableau 5-1 Emplacements des modules PXIe du RFSG sur le châssis PXIe-1075	90
Tableau 5-2 Paramètres de contrôle clés lecteur RFID SAW	92
Tableau 5-3 VIs NI-RFSG	93
Tableau 5-4 VIs pour la génération de la porteuse du signal d'interrogation.....	94
Tableau 5-5 VIs pour la génération du signal modulant la porteuse.....	96
Tableau 5-6 VIs du code qui réalise la modulation de la porteuse	98
Tableau 6 Paramètres théoriques vs paramètres mesurées	116

Liste des figures

Figure 1.1 Exemples de systèmes RFID	3
Figure 1.2 Évolution du prix unitaire des tags RFID passifs	9
Figure 1.3 Objectifs du projet	17
Figure 1.4 Solution proposée	18
Figure 1.5 Réalisation des tags SAW	22
Figure 1.6 Réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable avec DSSS intégré	23
Figure 2.1 Évolution des technologies d'identification	26
Figure 2.2 Éléments constitutifs d'un système RFID SAW	28
Figure 2.3 Structure d'un tag SAW : cas d'un tag à trois (03) réflecteurs.....	31
Figure 2.4 Variantes de structures de tags SAW	32
Figure 2.5 Structures d'un IDT et d'un réflecteur.....	33
Figure 2.6 Génération de l'onde acoustique de surface	33
Figure 2.7 Minimisation des pertes des tags SAW	34
Figure 2.8 Adressage des tags SAW par codage « Tout Ou Rien ».....	36
Figure 2.9 Adressage des tags SAW par codage de position.....	37
Figure 2.10 Adressage des tags SAW par codage de phase.....	38
Figure 2.11 Paramètres de dimensionnement d'un IDT et d'un réflecteur.....	39
Figure 2.12 Structure en couches (vue de profil) d'un tag SAW à réflecteurs	41
Figure 2.13 Procédé de fabrication de tags SAW par photolithographie.....	42
Figure 2.14 Architecture d'un lecteur RFID SAW	44

Figure 2.15 Génération du signal d'interrogation.....	44
Figure 2.16 Principe de fonction d'un système RFID SAW passif	45
Figure 2.17 Forme d'onde du signal d'interrogation	46
Figure 2.18 Propagation de l'onde SAW dans un tag.....	47
Figure 3.1 Exemples d'étalement de spectre.....	50
Figure 3.2 Étalement de spectre à séquence directe vs par saut de fréquence	52
Figure 3.3 Schéma bloc d'un modulateur DSSS.....	54
Figure 3.4 Schéma bloc d'un démodulateur DSSS.....	55
Figure 3.5 Paramètres temporels et fréquentiels des signaux d'une modulation DSSS	57
Figure 3.6 Exemple de chronogrammes des signaux d'une modulation DSSS	58
Figure 3.7 Évolution du spectre du signal lors d'une transmission par DSSS.....	58
Figure 3.8 Architecture du lecteur RFID SAW DSSS proposé	59
Figure 3.9 Forme d'onde du signal d'interrogation généré par le lecteur proposé.....	62
Figure 4.1 Approche adoptée pour la simulation de systèmes RFID SAW.....	67
Figure 4.2 Circuit électrique équivalent d'une paire de doigts IDT	68
Figure 4.3 Circuit électrique équivalent d'une paire de doigts réflecteurs	68
Figure 4.4 Circuit électrique équivalent d'une ligne de propagation acoustique.....	69
Figure 4.5 Méthodologie de simulation d'un tag SAW à l'aide du simulateur proposé.....	70
Figure 4.6 Principe de fonctionnement du simulateur de tags SAW	72
Figure 4.7 Structure du tag SAW de test.....	73
Figure 4.8 Comparaison entre les résultats fournis par le simulateur et les mesures.....	74
Figure 4.9 Signaux mis en jeu et résultats temporels.....	76
Figure 4.10 Modèle Simulink pour le module transmetteur du lecteur	77
Figure 4.11 Modèle Simulink pour le module récepteur du lecteur	78
Figure 4.12 Modèle Simulink pour le canal.....	80

Figure 4.13 Modèle Simulink du système RFID SAW avec DSSS intégré	81
Figure 4.14 Résultat de simulation de lecture d'un tag à trois réflecteurs	83
Figure 5.1 Architecture matérielle d'une plateforme PXI	87
Figure 5.2 Schéma bloc de l'interrogateur RFID SAW	89
Figure 5.3 Implémentation matérielle du bloc <i>émetteur</i> du lecteur proposé.....	91
Figure 5.4 Génération de la porteuse du signal d'interrogation.....	94
Figure 5.5 Génération du train d'impulsions modulant la porteuse.....	95
Figure 5.6 Modulation de la porteuse à travers le modulateur I/Q	97
Figure 5.7 Récepteur du lecteur RFID SAW proposé.....	99
Figure 5.8 Banc de test utilisé pour la validation du lecteur.....	100
Figure 5.9 Deux tags d'identification SAW identiques fabriqués en salle blanche.....	101
Figure 5.10 Photo du banc de test du lecteur RFID SAW	102
Figure 5.11 Démodulation de la réponse du tag	103
Figure 5.12 Configuration pour la minimisation des interférences acoustiques	104
Figure 6.1 Bilan de puissance d'une liaison <i>lecteur - tag</i>	106
Figure 6.2 Impact de l'utilisation du DSSS sur la sensibilité du récepteur	108
Figure 6.3 Schéma d'implémentation de l' <i>émetteur DSSS</i>	109
Figure 6.4 Génération du train d'impulsions et étalement.....	111
Figure 6.5 Récepteur du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré	112
Figure 6.6 Formes d'ondes de deux signaux d'interrogation générés par le lecteur.....	114
Figure 6.7 Spectres de deux signaux d'interrogation générés par le lecteur.....	115
Figure 6.8 Banc de test pour la validation du système RFID SAW avec DSSS intégré....	117
Figure 6.9 Démodulation DSSS de la réponse du tag.....	118
Figure 6.10 Banc pour les tests de sensibilité du système RFID SAW DSSS.....	120
Figure 6.11 Photo du banc pour les tests de sensibilité	121

Figure 6.12 Comparaison de sensibilité	123
Figure 6.13 Évolution de la portée et de la largeur de bande.....	126
Figure B.1 PXI à contrôleur distant vs PXI à contrôleur embarqué	149
Figure B.2 Contrôleur PXIe-8135 embarqué	149
Figure B.3 Connecteurs et ports sur la face avant du contrôleur PXIe-8135.....	150
Figure B.4 Schéma bloc d'un contrôleur PXIe-8135.....	151
Figure B.5 Châssis PXIe-1075 à 18 emplacements	152
Figure B.6 Éléments d'un châssis PXIe-1075 à 16 emplacements.....	153
Figure E.1 Connecteurs et ports sur la face avant du PXIe-5663	180
Figure E.2 Schéma bloc d'un analyseur de signaux vectoriels PXIe-5663	181

Liste des abréviations

2D	Deux dimensions
ADS	Advanced Design System
API	Application Programming Interface
ATI	Array Technology Inc.
AWG	Arbitrary Waveform Generator
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
COM	COMmunication port
CPU	Core Processor Unit
CVI	C for Virtual Instrumentation
CW	Continuous Wave
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DDR	Double Data Rate
DIMM	Dual Inline Memory Module
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum

E/S	Entrée / Sortie
ECP	Enhanced Capability Port
EPP	Enhanced Parallel Port
FCC	Federal Communications Commission
FDA Tool	Filter Design and Analysis Tool
FDI	Flexible Display Interface
FFT	Fast Fourier Transform
FGEN	Function GENERator
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FPGA	Field Programmable Gate Array
FSPL	Free Space Path Loss
GPIO	General Purpose Interface Bus
GPS	Global Positioning System
ID	IDentifiant
IdO	Internet des Objets
IDT	InterDigital Transducer
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISO	International Organization Standard
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
LO	Local Oscillator
LP	Ligne de Propagation / Propagation path
LPC	Low Pin Count
LPT	Line Printer Terminal

Matlab	Matrix Laboratory
MDO	Mixed Domain Oscilloscope
MPSK	M-ary Phase Shift Keying
NF	Noise Figure
NI	National Instruments
NRZ	Non-Retour à Zéro / Non Return to Zero
PCI	Peripheral Component Interconnect
PCIE	PCI Express
PN	Pseudorandom Noise
PSK	Phase Shift Keying
PXI	PCI eXtensions for Instrumentation
PXIe	PXI Express
QR	Quick Response
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RFSG	Radio Frequency Signal Generator
RX	Récepteur
SATA	Serial Advanced Technology Attachment
SAW	Surface Acoustic Wave
SDR	Software-Defined Radio
SDRAM	Synchronous Dynamic Random Access Memory
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SMA	SubMiniature version A

SMB	SubMiniature version B
SMU	Source Measure Unit
SNR	Signal to Noise Ratio
SPI	Serial Peripheral Interface
TOR	Tout Ou Rien
TX	Transmetteur
US	United States
USB	Universal Serial Bus
USD	United States Dollar
USRP	Universal Software Radio Peripheral
VI	Virtual Instrument
VNA	Vector Network Analyzer
VSA	Vector Signal Analyzer
VSG	Vector Signal Generator
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Chapitre 1 - Introduction

La traçabilité a permis à de nombreuses entreprises, non seulement de faire le suivi de leurs marchandises d'un point à un autre de leurs chaînes d'approvisionnement, mais également de surveiller la qualité de leurs produits. Les étiquettes à code barre ont longtemps dominé ce marché depuis les années 70. En effet, elles sont robustes, souples et faciles à intégrer. Malgré son prix très abordable, cette technologie souffre d'une limitation en portée (environ 30 cm) et d'une certaine restriction en termes de nombre de codes possibles. La lecture se fait manuellement et un contact visuel (champ de vision libre) entre le lecteur et l'étiquette est requis lors du processus de lecture, d'où une perte de temps considérable [1,2]. Chaque année, ces contraintes coûtent à de grandes entreprises des millions de dollars [3, 4].

La Radio Frequency IDentification (RFID) se démarque par une portée maximale beaucoup plus grande, une lecture automatisée des dispositifs d'identification, plus communément appelés *tags*, mais également par sa possibilité d'utilisation dans des environnements complexes (humidité élevée, température élevée, liquides ou produits chimiques aux alentours, ...). Contrairement aux étiquettes à code barre, les tags RFID peuvent être lus automatiquement quelles que soient leurs positions, leurs orientations, qu'ils soient à l'intérieur d'une boîte en carton ou en bois, tant qu'ils se trouvent dans le champ électromagnétique du lecteur. La RFID ne requiert pas la présence d'un opérateur humain. D'où un gain de temps et de ressources humaines considérable [4, 5].

Les systèmes radars, considérés par beaucoup comme étant les ancêtres de la RFID, utilisent des ondes électromagnétiques pour mesurer la distance, l'altitude, la vitesse et la direction de cibles fixes ou mobiles. Le premier système RFID vit le jour dans l'aviation militaire durant la seconde guerre mondiale. A l'époque, les allemands et les anglais utilisaient la RFID pour distinguer et identifier les avions alliés et ennemis en analysant les signaux renvoyés par les avions détectés par leurs radars [6]. À l'origine, la RFID était développée principalement aux fins d'identification. Plus tard, de nombreux chercheurs et industriels se sont de plus en plus intéressés à ses autres applications possibles. C'est ce qui a conduit au développement de nouvelles générations de capteurs sans fil exploitant la RFID [7]. De nouvelles applications de monitoring, d'authentification et d'information ont alors vu le jour [5, 8].

Aujourd'hui, la RFID est utilisée dans une panoplie d'applications dans divers domaines dont *l'industrie manufacturière* (aliments [9], boissons [10], textile [11], habillement [12], médicaments [13], ...), *l'inventaire* (centres commerciaux [14-16], les librairies [17], ...), le *tracking* [18], le *transport* [19], le *contrôle d'accès* [20], la santé [21] et le sport [22]. Combinée avec d'autres technologies, la RFID détient également une place importante dans des applications non conventionnelles telles que la localisation en temps réel et les réseaux de capteurs ubiquitaires utilisés pour le monitoring [5, 23]. Désormais, la RFID joue un rôle clé dans le développement de l'Internet des Objets (IdO) et des réseaux de capteurs sans fil.

Tout système RFID est composé d'un lecteur, des tags qui contiennent les informations d'identification, ainsi qu'un système de traitement et d'affichage de données relié au lecteur (Fig. 1.1).

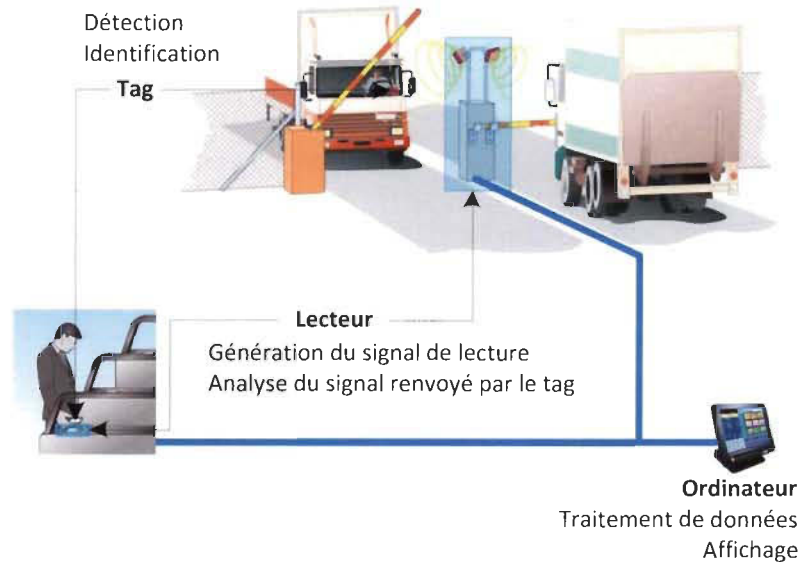


Figure 1.1 Exemples de systèmes RFID

1.1 Classification des systèmes RFID

Un système RFID est passif ou actif selon le caractère passif ou actif du tag. La norme ISO établie par l'Organisation Internationale de Normalisation classe les systèmes RFID en fonction de la manière dont le tag communique avec le lecteur, et du mode d'alimentation du tag. Les trois (03) grandes classes de systèmes RFID identifiées par la norme ISO sont présentées dans le tableau 1-1 [24].

Tableau 1-1 Classification des systèmes RFID selon leur principe de fonctionnement [24]

Tag vers lecteur	<i>via</i> modulation de charge, rétro modulation ou backscattering	<i>via</i> un transmetteur
Alimentation du tag		
Sans batterie à bord	PASSIF non assisté par batterie	ACTIF
Batterie à bord	PASSIF assisté par batterie	

Dans le cas d'un système RFID passif, le tag utilise le signal d'interrogation provenant du lecteur pour s'activer, par modulation de charge, par rétro-modulation ou par

backscattering, pour alimenter son circuit électronique embarqué et ensuite renvoyer une réponse qui contient l'information d'identification qu'il porte. Généralement, la mise en œuvre du tag ne nécessite pas l'utilisation de batterie d'alimentation. Toutefois, dans certaines applications où les tags assurent à la fois la fonction d'identification et de capture d'information (détection ou mesure de grandeurs physiques), les tags sont généralement assistés par des sources d'énergie embarquées qui servent à alimenter les circuits de détection et les capteurs rattachés aux circuits de base.

À l'opposé des tags passifs, chaque tag d'un système RFID actif dispose d'un module de communication (TX / RX) qui lui permet de dialoguer avec le lecteur, d'une batterie d'alimentation, et éventuellement d'une mémoire interne. Les tags passifs ont une structure beaucoup plus simple, une taille plus petite et un coût de fabrication plus faible. La passivité d'un système RFID dépend de si le tag n'est pas équipé et n'a pas besoin d'un transmetteur propre à lui pour pouvoir répondre au lecteur, et non de la façon dont le tag est alimenté.

1.2 RFID vs technologies à code-barres

La RFID a révolutionné le domaine de l'identification en rendant possible la lecture automatisée des tags. Les principaux avantages de la RFID par rapport aux technologies à code-barres sont résumés dans le tableau 1-2.

Contrairement aux technologies à code-barres, la RFID est beaucoup plus facile à opérer (portée plus grande, pas besoin de contact visuel entre le lecteur et le tag pour lire l'information stockée dans le tag) et requiert moins de ressources (ne nécessite pas la présence d'un opérateur humain).

Tableau 1-2 RFID vs Technologies à code-barres

Paramètre	RFID	Code-barres
Vitesse de lecture	> 100 tags lus simultanément	1 tag à la fois
Mode de lecture	Automatisé	Manuelle
	Ne requiert pas de contact visuel direct entre le lecteur et le tag	Requiert un contact visuel direct entre le lecteur et le tag
	Opérateur humain non requis	Opérateur humain requis
Lecture / Ecriture	Lecture, écriture, modification, mise à jour	Lecture seulement
Portée	jusqu'à 100 m (RFID active) jusqu'à 12 m (RFID passive)	0 - 45 cm dans la majorité des cas jusqu'à quelques m dans certains cas
Durée de vie des tags	Très longue (tags très résistants)	Courte (tags s'endommagent facilement et ne peuvent être lus si sales ou endommagés)
Capacité de stockage d'informations	Très grande	Très limitée
Sécurité des données	Élevée, possibilité de chiffrer les données, tags difficiles à reproduire	Faible, tags plus faciles à contrefaire

La RFID acoustique, une branche de la RFID dont les tags d'identification connus sous le nom de codes à barres RF sont réalisés à l'aide de la technologie acoustique et ne sont pas équipés de circuits intégrés, démontre un fort potentiel qui permettrait à la RFID de concurrencer le prix des tags à code-barres. La simplicité et la maturité de la technologie de fabrication des tags RFID basés sur la technologie à ondes acoustiques de surface (SAW) devront faire baisser suffisamment leur coût dans un avenir proche [25].

1.3 État de l'art et veille technologique sur les systèmes RFID

Bien que la RFID passive commence à prendre une place importante, la majorité des capteurs et des tags à capteurs actuellement sur le marché sont encore des dispositifs actifs assistés par des batteries externes. Leurs architectures sont complexes, d'où leur taille

conséquente et leur coût élevé. Ils sont limités en autonomie par la durée de vie des batteries qui les alimentent [26]. Les aspects environnementaux sont également à prendre en compte étant donné que ces batteries ont besoin d'être remplacées de façon périodique [25].

1.3.1 Fiabilité et robustesse

Certaines applications de la RFID imposent son utilisation dans des environnements complexes qui contraignent les tags à fonctionner au-dessous de leurs performances optimales et qui nuisent à la qualité de la communication sans fil entre le lecteur et les tags. Les performances et la fiabilité des systèmes RFID sont affectées non seulement par les facteurs physiques externes tels que la température, l'humidité, la pression, les réflexions multiples, les interférences causées par d'autres systèmes radiofréquences (RF) voisins opérant dans la même bande de fréquence, les bruits RF et les radiations, mais aussi par la nature métallique, liquide ou en béton du milieu environnant [27-31].

1.3.2 Reconfigurabilité

La plupart des lecteurs RFID actuellement sur le marché sont mono-fréquence, préconfigurés, non-reconfigurables, et ont été conçus pour fonctionner uniquement dans des conditions qui ont été étudiées à l'avance [5, 32].

1.3.3 Portée

Les systèmes RFID entièrement passifs (tags non assistés par batteries) intéressent de plus en plus d'opérateurs pour le prix des tags passifs qui sont largement moins chers comparés aux tags actifs. Néanmoins, leur portée est relativement faible. Jusqu'à

maintenant, la portée maximale pouvant être atteinte par un système RFID entièrement passif (tags passifs non assistés par batteries) est d'environ 10 m [33, 34].

Les systèmes RFID passifs assistés par batteries sont plus fiables. L'ajout de batteries à bord des tags améliore le taux de réponses des tags aux signaux d'interrogation envoyés par les lecteurs [35]. L'utilisation de tags passifs assistés par batteries permet d'augmenter la portée des systèmes RFID passifs jusqu'à une douzaine de mètres. Toutefois, leur taille conséquente, leur prix d'environ 10 dollars US l'unité et la durée de vie limitée des batteries font qu'ils ne sont pas pratiques pour la majorité des applications RFID courantes dont l'inventaire. Bien que les tags soient assistés par des batteries, tout système RFID passif est limité par la sensibilité du lecteur, puissance minimale du signal renvoyé par le tag puis reçu par le lecteur requise pour permettre la démodulation. Plus la distance entre le lecteur et le tag est grande, plus la puissance du signal renvoyé par le tag risque d'être au-dessous de la sensibilité du lecteur [33].

Les systèmes RFID actifs demeurent les plus performants en termes de portée du système et sont plus robustes et plus fiables pour un fonctionnement dans des milieux à surfaces métalliques et liquides [33]. L'utilisation de tags RFID actifs avec émetteurs / récepteurs intégrés permet d'atteindre une portée de jusqu'à 100 m [36]. Cependant, la taille importante et le prix des tags actifs variant entre 50 à 100 dollars US l'unité font de la RFID active une solution trop coûteuse pour des applications telles que le *tracking*.

1.3.4 Améliorations de la portée des systèmes RFID passifs

Les premières tentatives pour améliorer la portée des systèmes RFID passifs étaient axées sur l'optimisation du tag (amélioration du gain et minimisation des pertes). De

meilleures portées été obtenues en améliorant les performances de l'antenne du tag [37], en optimisant l'architecture du front-end radio du lecteur [38, 39], et en utilisant des signaux d'interrogation à puissance optimisée (*power-optimized interrogation signals*) [40].

1.4 Problématique

Les systèmes RFID font face actuellement à des défis à la fois économiques et technologiques. Les points à améliorer portent sur plusieurs aspects dont le prix, la taille et la robustesse des tags, la sensibilité, la reconfigurabilité et l'agilité du lecteur, la portée ainsi que l'immunité aux bruits et aux interférences du système.

1.4.1 Prix des tags RFID vs prix des étiquettes à code barre

L'une des quelques raisons pour lesquelles la RFID n'arrive pas encore à remplacer complètement les étiquettes à code barre est son prix. Le prix unitaire minimal atteint dans la fabrication de tags RFID passifs est de USD 0.10 l'unité contre USD 0.05 pour les étiquettes à code barre [41]. L'évolution du prix unitaire des tags RFID passifs commercialisés entre 2000 et 2012 est présentée à la figure 1.2. Le prix d'un tag passif se situe aujourd'hui entre USD 0.07 et USD 0.15 [42].

Le prix des tags RFID passifs a beaucoup diminué au cours des quinze (15) dernières années grâce aux avancées des technologies utilisées dans les procédés de fabrication. Cependant, l'objectif de commercialisation n'a pas encore été atteint. En effet, un tag RFID coûte encore plus cher qu'une étiquette à code barre. Malgré les innombrables avantages qu'offrent la RFID en termes d'applications possibles, de quantité de données pouvant être exploitées, de durée de vie des dispositifs d'identification (tags RFID, étiquettes) et de facilité de déploiement et de mise en œuvre, de nombreuses entreprises préfèrent rester

avec la technologie à code barre pour la simple raison: le prix unitaire des étiquettes à code barre.

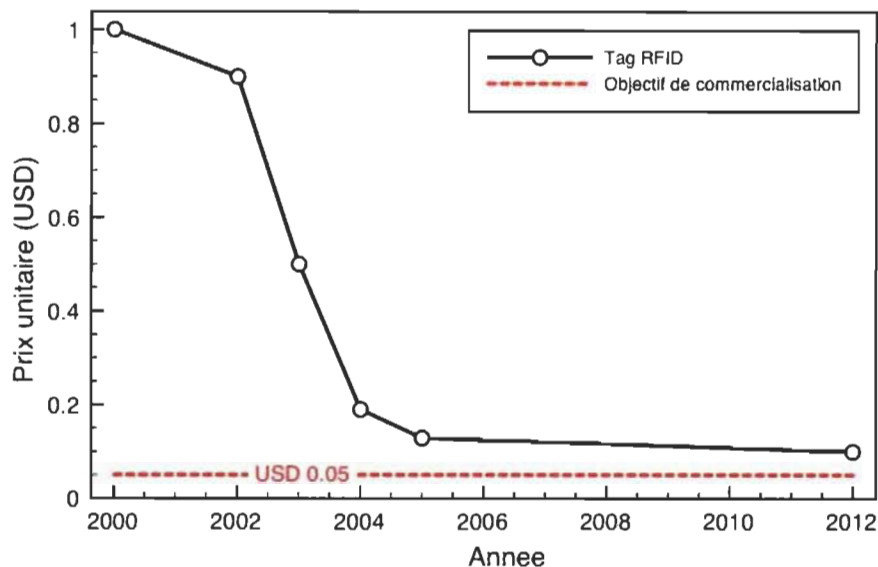


Figure 1.2 Évolution du prix unitaire des tags RFID passifs

1.4.2 Taille des tags vs praticabilité

D'un point de vue pratique, la taille des tags d'identification est un facteur déterminant qui contribue au succès de l'implémentation de la RFID dans une application donnée. Dépendamment de où les tags seront placés, attachés ou implantés, des limitations au niveau de leur taille peuvent s'appliquer voire s'imposer. Par exemple, l'aspect miniaturisation des tags est incontournable dans la conception d'implants radiofréquences utilisés sur des humains [43] ou des animaux [44] pour des applications de *monitoring*.

Pour l'instant, le succès de la RFID entièrement passive repose surtout sur le prix attrayant des tags et le fait qu'ils ne soient ni encombrants (taille petite) ni assistés par batteries. Pour les applications où le système RFID utilisé doit garantir un certain niveau de performance en termes de portée, de fiabilité et de robustesse, la RFID active en détient

toujours le monopole. Toutefois, l'architecture complexe et l'alimentation par batteries des tags RFID actifs vont de pair avec une taille conséquente des dispositifs. La taille peu pratique des tags actifs ferme la porte à la RFID active à de nombreuses applications, et ce malgré ses excellentes performances. Opter pour la RFID entièrement passive permet de réduire drastiquement la taille des tags. Néanmoins, les performances des systèmes RFID passifs restent à améliorer.

1.4.3 Passivité

La durée de vie d'un tag entièrement passif (non assisté par batterie) est la durée approximative de fonctionnement, qui généralement est de plusieurs années, pendant laquelle le tag sera entièrement opérationnel, et ce sans nécessiter d'interventions ou de maintenance. La durée de vie d'un tag assisté par batterie correspond à la durée d'autonomie de la batterie. Pour des raisons pratiques (portabilité, encombrement et durée de vie des tags), la majorité des applications RFID aspirent à ne faire appel qu'à des tags passifs miniatures capables de fonctionner sans batteries. En effet, l'implémentation de batteries à bord des tags non seulement augmente leur coût et leur taille, mais limite également leur durée de vie.

Les tags actifs dont la majorité est à base de circuits intégrés sont également plus demandants en termes d'énergie nécessaire à leur fonctionnement. En effet, les éléments constituant chaque tag (module d'émission / réception, unité de traitement d'information embarqué, mémoire) ont besoin d'être alimenté par une ou plusieurs batteries à bord du tag pour pouvoir fonctionner. Contrairement aux tags actifs, les tags entièrement passifs sont à consommation d'énergie nulle. Télé-alimentés, ils exploitent l'énergie du signal

d'interrogation provenant du lecteur pour s'auto-activer et ensuite renvoyer une réponse au lecteur.

Le développement de nouveaux tags passifs à haute performance est une alternative qui favoriserait le succès des systèmes RFID entièrement passifs sur le marché. L'idéal de tout système RFID serait de n'avoir que des tags à consommation d'énergie nulle tout en garantissant un certain niveau de performance qui répond aux besoins de l'application. Le déploiement de tags entièrement passifs permettrait non seulement de réduire le coût et la consommation d'énergie des systèmes RFID actuels, mais également de se libérer de la contrainte liée à la durée de vie limitée des batteries alimentant les tags actifs, garantissant ainsi une disponibilité quasi-permanente du système.

1.4.4 Robustesse du système vis-à-vis des facteurs physiques externes

Certaines applications de la RFID imposent son déploiement dans des environnements complexes qui peuvent facilement nuire au bon fonctionnement des tags, et qui ne sont pas idéaux pour la communication RF entre le lecteur et les tags. La robustesse des tags utilisés ainsi que celle de la liaison sans fil jouent ainsi un rôle clé dans le maintien des performances du système afin de garantir la disponibilité du système.

Les performances et la fiabilité des systèmes RFID actuellement sur le marché se dégradent sous l'effet de facteurs et/ou phénomènes physiques externes tels que la température, l'humidité [45], la pression, les multi-réflexions, les interférences, les bruits RF, les radiations [46] ainsi que la nature du milieu environnant (métallique, liquide, en béton, etc.) [28, 33, 47-51]. Comparés à d'autres technologies, les tags RFID à base de

circuits intégrés sont plus sensibles à des conditions extrêmes de température et d'humidité [25].

1.4.5 Reconfigurabilité du lecteur

L'utilisation grandissante des tags et capteurs RFID va de pair avec le besoin d'avoir des lecteurs de plus en plus avancés [52]. D'une part, le manque de flexibilité et de reconfigurabilité des lecteurs RFID sur le marché contraint les systèmes RFID actuels à n'être entièrement opérationnels que dans des conditions (bande de fréquences utilisée, niveaux d'interférences avec d'autres systèmes RF, différents scénarios de multi-réflexions possibles, température et niveau d'humidité, présence de surfaces métalliques ou liquides dans le milieu avoisinant, ...) qui ont été pré-étudiées à l'avance. Cet aspect nuit grandement à la réputation des systèmes RFID en termes de robustesse et de fiabilité face aux changements dans leurs environnements de travail. Ce manque de flexibilité et de reconfigurabilité ralentit également le développement de systèmes de tests et de mesures de performance des systèmes RFID.

D'autre part, l'incapacité des systèmes RFID à s'adapter aux changements dans leurs environnements de travail va de pair avec un coût de redéploiement conséquent, voire même l'acquisition d'un nouveau système RFID plus adapté.

1.4.6 Portée

Le besoin réel en portée varie d'une application à une autre. Les progrès dans le domaine de la RFID entièrement passive ont permis d'atteindre une portée maximale d'une dizaine de mètres. Néanmoins, une portée plus grande est toujours un plus pour le système.

En effet, cette éventualité permet de garantir une meilleure disponibilité du service en termes de zone de couverture et d'offrir une plus grande mobilité aux tags d'identification.

1.4.7 Sensibilité et immunité aux bruits

La majorité des pistes de recherche explorées dans le but d'améliorer les performances des systèmes RFID passifs ont été orientées vers la portée. Les approches adoptées consistaient en la recherche d'alternatives qui permettraient d'améliorer les performances des tags, le gain et la directivité des antennes (antennes des tags, antenne du lecteur), ainsi que les performances du front-end RF du lecteur. Toutefois, les solutions matérielles qui ont été apportées ne permettent pas aux systèmes RFID passifs de faire face aux situations où le signal renvoyé par le tag est noyé dans du bruit et que son niveau (puissance) se trouve au-dessous de la sensibilité du module de réception du lecteur.

1.5 Objectifs et originalités du projet

Le projet décrit dans ce travail vise à mettre en place un système RFID entièrement passif robuste à longue portée basé sur un lecteur reconfigurable doté d'une sensibilité et d'une immunité aux bruits optimisées.

1.5.1 Objectifs du projet

Comme décrit à la figure 1.3, sept (07) objectifs bien définis sont visés par le projet:

- Objectif n° 1

Choisir une technologie de dispositifs d'identification qui à travers ses procédés de fabrication et d'assemblage permettrait d'avoir des tags RFID à moindre coût, et s'assurer qu'avec la maturité de ladite technologie, la production à l'échelle

industrielle des tags RFID en question permettrait d'atteindre l'objectif de commercialisation de 0.05 USD l'unité;

- Objectif ° 2

Choisir une technologie qui garantit une taille des tags RFID réduite voire miniaturisée comparée à celle des tags qui sont actuellement les plus répandus sur le marché c'est-à-dire les circuits imprimés sur substrat flexible

La fréquence de fonctionnement ainsi que la technologie de fabrication imposent des limitations sur la taille des tags RFID. Dans le cas de la technologie RFID sans puce basée sur des antennes patchs, sur substrat rigide ou flexible, les dimensions des plus petits tags ayant pu être réalisés sont de l'ordre de quelques centimètres [53-56]. Néanmoins, grâce aux avancées des technologies de lithographie à l'échelle micrométrique et nanométrique, il devrait désormais être possible de fabriquer des tags de très petite taille, de l'ordre du $1\text{ mm} * 1\text{ mm}$, voire moins [25].

- Objectif n° 3

Mettre en place un système RFID entièrement passif où les tags n'ont besoin ni d'un module d'émission / réception ni d'assistance par batteries pour répondre au lecteur

L'atteinte de l'objectif de prix ($\leq 0.05\text{ USD/tag}$) ainsi que la minimisation de la taille des tags ne peuvent se faire sans l'adoption d'une architecture entièrement passive. En effet, l'implémentation d'émetteur / récepteur, de mémoire ainsi que de batteries d'alimentation à bord du tag augmente rapidement son coût total de fabrication et influence grandement sa taille [57]. Par exemple, l'ajout d'une puce

électronique (circuit intégré) au niveau du tag fait monter son coût d'environ 0.10 à 0.15 USD [58].

- Objectif n° 4

S'assurer que les performances du système RFID mis en place soient très peu affectées par la présence de surfaces métalliques et liquides dans les environs, et que les tags demeurent entièrement opérationnels et fiables dans des conditions de température et d'humidité élevées

Les performances des tags à puce électronique se dégradent plus rapidement que celles des tags sans puce sous l'influence de la température et de l'humidité du milieu où ils sont déployés [59]. L'eau et les surfaces métalliques avoisinantes figurent parmi les facteurs les plus nuisibles au bon fonctionnement des systèmes RFID : elles affectent grandement l'adaptation entre le tag et son antenne, les propriétés radiatives de l'antenne ainsi que les performances du tag [60].

- Objectif n° 5

Garantir une longue portée (au moins 10 m) au système RFID mis en place

Les portées maximales atteintes par les systèmes RFID passifs rapportées dans la littérature sont résumées dans le tableau 1-3.

Tableau 1-3 Portées maximales de systèmes RFID passifs

Bande de fréquence d'opération	Portée maximale	Référence
868 MHz	8.1 m	[61]
950 MHz	10 m	[62]
868 MHz	11 m	[63]
2.45 GHz	12 m	[64]
902-928 MHz	13 m	[65]

La portée maximale moyenne est d'environ 10 m [33].

Les systèmes RFID passifs commerciaux souffrent de baisse drastique de la portée maximale lorsqu'ils sont déployés dans des environnements complexes. Bon nombre d'entre eux affichent une portée inférieure à 1 m en présence de liquides et de surfaces métalliques dans le milieu avoisinant [60].

- Objectif n° 6

Concevoir le lecteur du système RFID de manière à ce qu'il soit entièrement reconfigurable et reprogrammable, permettant ainsi de contrôler ou de modifier les paramètres (bande de fréquence occupée, puissance, forme d'onde) du signal d'interrogation

Très peu des lecteurs RFID commerciaux actuels ont été conçus pour fonctionner dans des environnements métalliques ou dans conditions d'interférences, de bruits, d'humidité ou de température élevée. La non-reconfigurabilité les prive également de toute capacité à s'adapter à des changements dans leurs environnements de travail. L'ajout de la fonction de reconfigurabilité est un atout sur lequel repose la possibilité de rendre les lecteurs RFID agiles.

- Objectif n° 7

Comparativement aux systèmes RFID conventionnels, doter le lecteur d'une meilleure sensibilité et garantir au système RFID mis en place une meilleure immunité aux bruits et aux interférences électromagnétiques

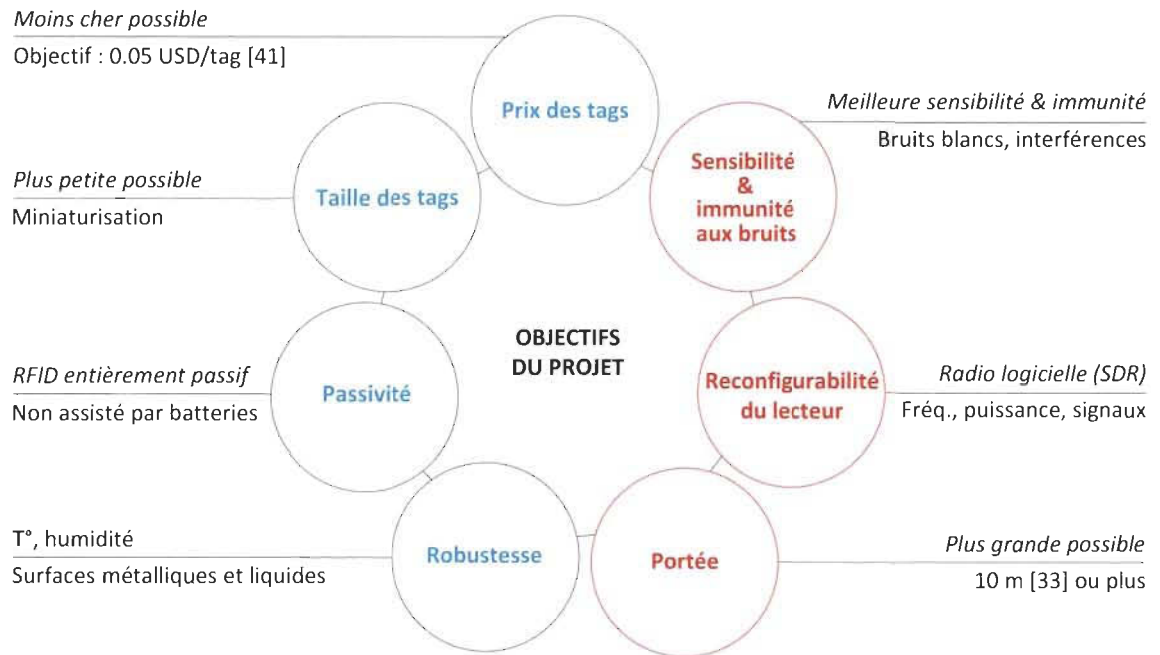


Figure 1.3 Objectifs du projet

1.5.2 Proposition de solution

La solution proposée dans ce travail (Fig. 1.4) en vue d'atteindre les objectifs mentionnés dans la section 1.5.1 repose sur l'utilisation de :

- la technologie acoustique pour non seulement réduire le coût de fabrication et la taille des tags mais également améliorer leur robustesse vis-à-vis de la température, de l'humidité et des radiations,
- radio logicielle, de l'anglais *Software Defined Radio* (SDR), pour la réalisation d'un lecteur RFID entièrement reconfigurable et éventuellement agile,
- l'étalement de spectre pour améliorer la sensibilité du lecteur, la portée ainsi que l'immunité aux bruits et aux interférences du système.

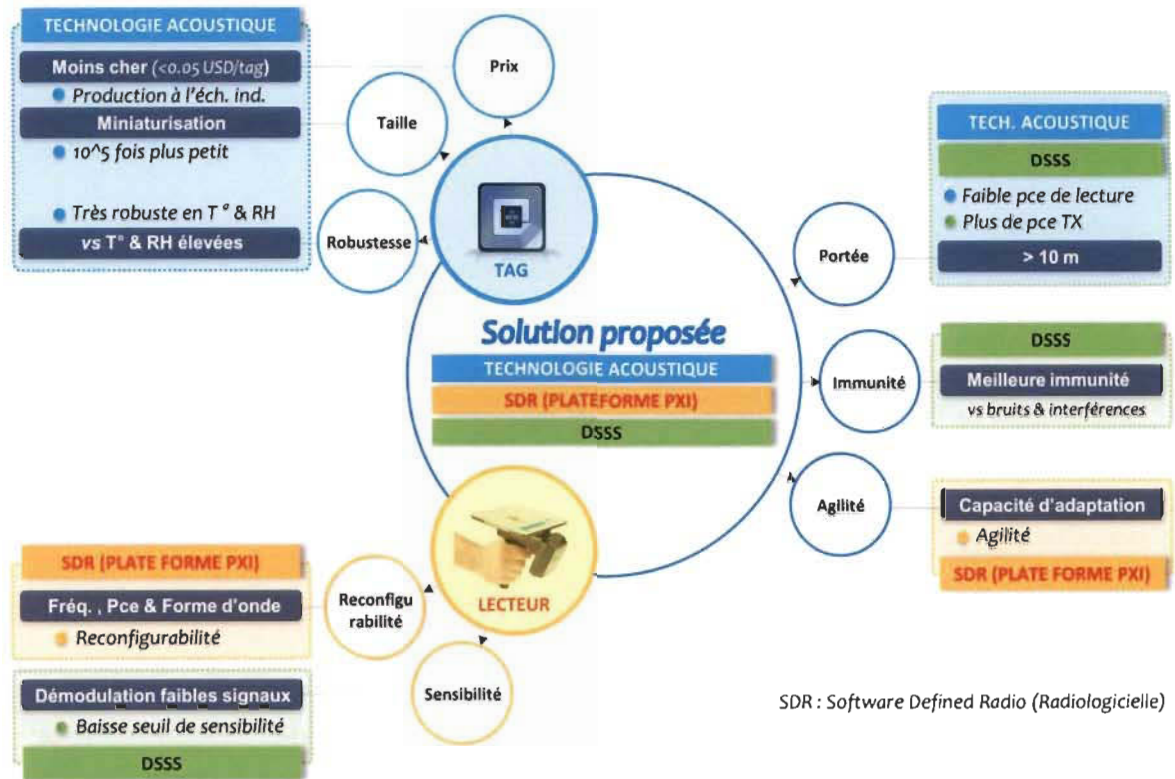


Figure 1.4 Solution proposée

1.5.3 Originalités du projet

Le projet se démarque par cinq (05) particularités du nouveau système RFID proposé, à savoir l'/le/la :

- Originalité n° 1

Utilisation de la technologie acoustique qui permet non seulement de fabriquer des tags environ 10⁵ *plus petits* que les tags basés sur la technologie des circuits intégrés, d'avoir des tags *entièrement passifs*, plus *résistants* à la température, à l'humidité et aux radiations, mais aussi d'ouvrir une voie prometteuse vers l'atteinte de l'objectif de commercialisation des tags RFID à travers la production de tags acoustiques à l'échelle industrielle

- Originalité n° 2

Lecteur RFID SAW entièrement reconfigurable basé sur une radio logicielle implémentée dans une plateforme PCI eXtensions for Instrumentation Express (PXIe) modulaire et flexible

- Originalité n° 3

Possibilité de générer différentes formes de signal d'interrogation, de contrôler la puissance du signal d'interrogation et de permettre au système d'opérer dans différentes bandes de fréquence, et ce grâce à la reconfigurabilité du lecteur

- Originalité n° 4

La toute première application de l'étalement de spectre à un système RFID SAW dans le but d'améliorer la sensibilité du lecteur et l'immunité aux interférences et aux bruits du système, d'augmenter la portée et de réduire la probabilité d'interception des signaux de communication entre le lecteur et les tags.

La toute première application de l'étalement de spectre date des années 1940, durant la seconde guerre mondiale. L'étalement de spectre est aujourd'hui au cœur de nombreux standards de communication sans-fil dont les générations de téléphonie mobile (à partir de la 2G), le Wi-Fi et le Bluetooth. La majorité des applications de l'étalement de spectre à la RFID mentionnées dans la littérature se résument à la localisation des tags [66-70] et aux techniques d'anticollision dans un contexte de lecture simultanée de plusieurs tags [71-74]. Très peu de travaux traitent l'utilisation de l'étalement de spectre pour l'amélioration des performances des systèmes RFID en général, et encore moins pour celles des systèmes RFID SAW. La seule application de l'étalement de spectre à la RFID SAW est présentée

dans [75]. L'étalement de spectre en question a été basé sur une structure où chaque réflecteur du tag possède sa propre largeur de doigts, et par conséquent sa propre fréquence de résonance. La réponse du tag à une impulsion d'interrogation correspondait ainsi à un signal large bande modulé en fréquence par le jeu de réflecteurs. Le principal objectif était de mettre en place une méthodologie de conception de tags qui permettrait de réduire les probabilités de collision entre réponses de tags afin de mieux les distinguer les unes des autres. Le présent travail se démarque par une implémentation de l'étalement de spectre à tous les niveaux (lecteur, tag) de la chaîne de communication, et non au niveau de la structure du tag seulement, et ce à des fins d'amélioration de la portée, la sensibilité du lecteur et l'immunité aux bruits du système.

- Originalité n° 5

Contribution au développement d'une nouvelle génération de systèmes RFID robustes et agiles capables de s'adapter à des environnements complexes et changeants

1.6 Méthodologie

1.6.1 Modélisation et simulation du système RFID SAW

Les étapes suivantes sont prévues pour la mise en place d'un simulateur qui permettrait d'étudier, de comprendre et de prédire le fonctionnement du système RFID SAW proposé :

1. Identifier un modèle (circuit électrique équivalent, structure réalisée à l'aide d'un simulateur) qui représente au mieux les interactions entre les composantes électriques et mécaniques des tags RFID SAW;

2. Mettre en place un modèle ou un simulateur capable de prédire de façon précise le comportement (coefficient de réflexion $S_{11}(f)$, réponses temporelles) des tags RFID SAW;
3. Concevoir un modèle capable de reproduire les différentes fonctions (génération du signal d'interrogation, démodulation de la réponse renvoyée par le tag) du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré;
4. Mettre en place un modèle représentant le canal RF entre le lecteur et le tag;
5. Unifier les trois (03) modèles mis en place pour analyser et prédire le comportement du système RFID SAW complet.

1.6.2 Réalisation

a) Fabrication des tags SAW

De la définition du cahier des charges jusqu'à la fabrication en salle blanche, la réalisation des tags SAW (Fig. 1.5) pour le test du nouveau système RFID proposé est constituée de quatre (04) étapes. Les principaux paramètres à définir dans le cahier des charges sont la fréquence de résonance et le format d'adressage (longueur du code servant d'identification) des tags. La deuxième étape consiste à identifier les matériaux constitutifs des tags. En effet, les tags SAW sont fabriqués à partir de deux couches de matériaux distinctes dont une couche représentée par le substrat piézoélectrique qui sert de milieu de propagation pour les ondes acoustiques de surface et une couche de métal à partir de laquelle les doigts interdigités sont réalisés. Le dimensionnement de la structure de chaque tag, le dessin du *layout* global ainsi que les dessins de masques sont détaillés dans la phase *conception des tags*.

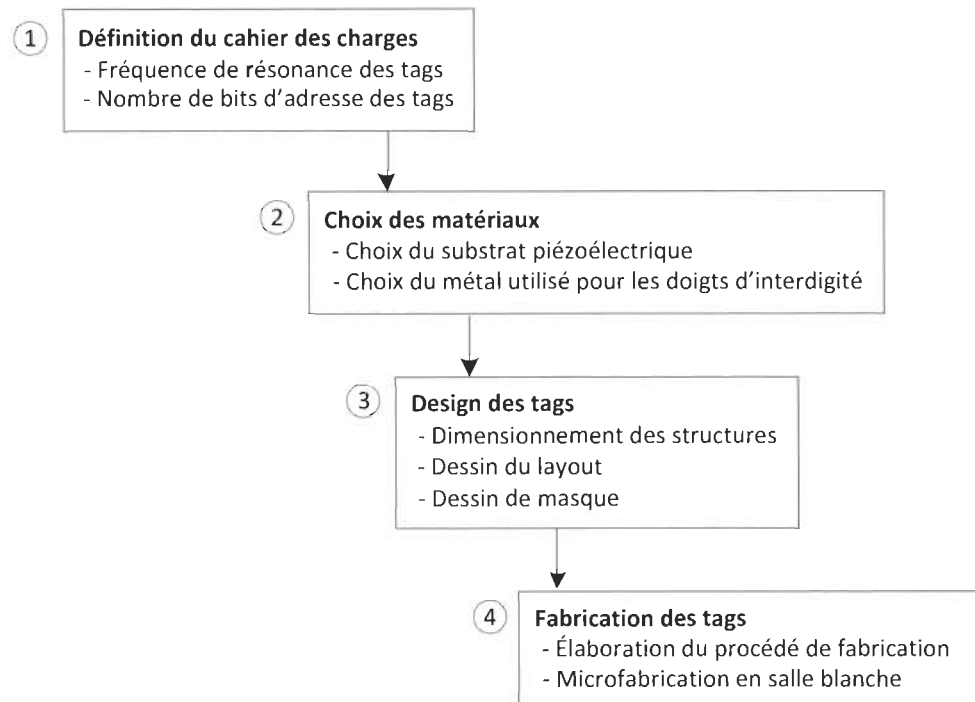


Figure 1.5 Réalisation des tags SAW

La dernière phase de la réalisation des tags regroupe la partie élaboration du procédé de fabrication et la conduite des travaux en salle blanche.

b) Réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable avec DSSS intégré

Les différentes étapes de la réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable intégrant la notion de DSSS sont détaillées à la figure 1.6. L'établissement du cahier des charges du lecteur comprend la définition des options de reconfigurabilité, la définition des paramètres de l'étalement de spectre à appliquer et la conception de l'interface utilisateur permettant de contrôler le lecteur. L'objectif de reconfigurabilité du système vise, entre autres, à donner à l'utilisateur le contrôle sur trois paramètres clés, à savoir la fréquence de travail (fréquence d'opération), la puissance et la forme d'onde du signal d'interrogation, ainsi que le type de modulation à appliquer au signal d'interrogation.

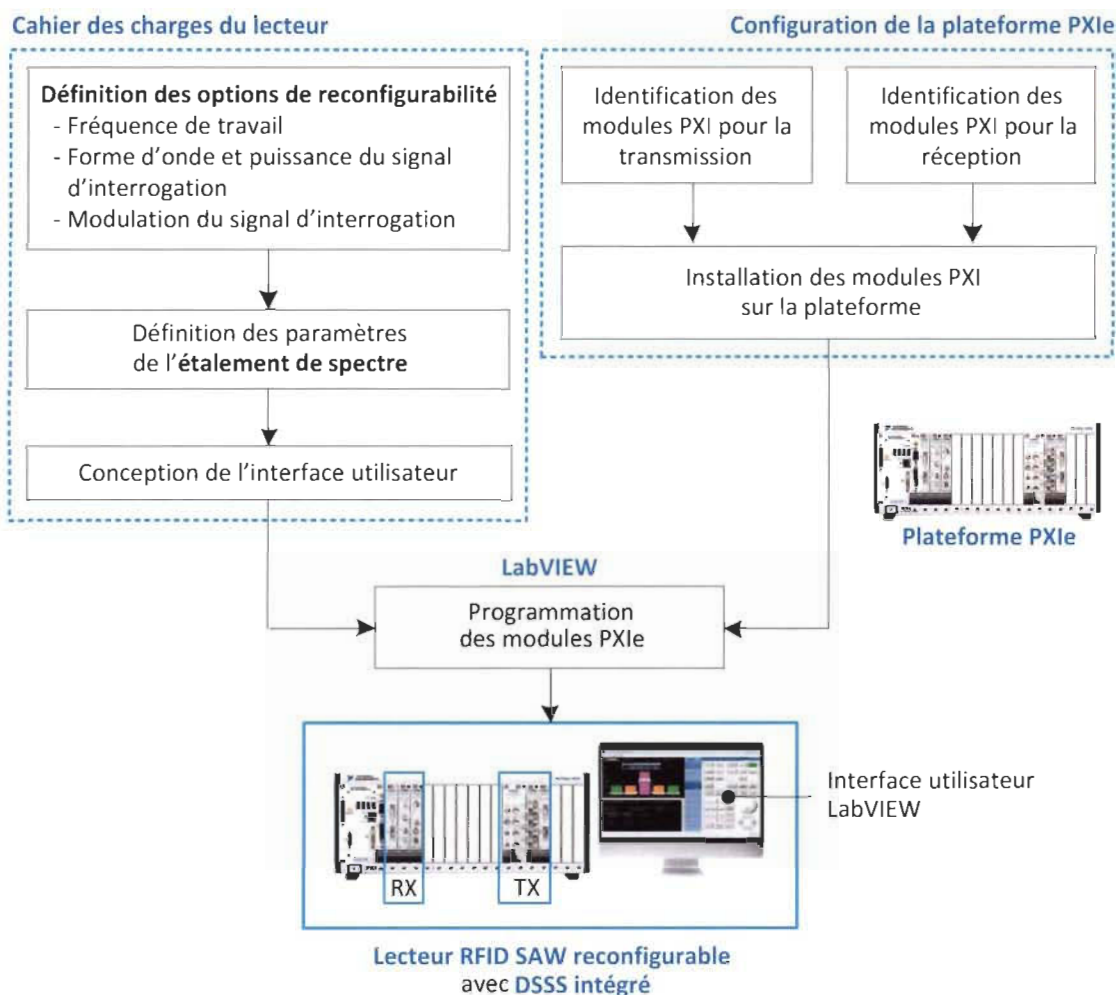


Figure 1.6 Réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable avec DSSS intégré

Le lecteur RFID SAW proposé sera implémenté dans une plateforme de type PCI eXtensions for Instrumentation Express (PXIe). En effet, se démarquant par leur modularité et leur flexibilité, les plateformes PXIe permettent de regrouper différents modules RF sur un seul châssis. Les modules RF installés sont interconnectés entre eux, sont accessibles et peuvent être contrôlés depuis un ordinateur embarqué, à travers des bus de communication haute vitesse PCI et PCI Express, des modules de déclenchement et des modules de synchronisation (horloges) intégrés au châssis. Les modules PXIe sont interchangeables et les plateformes PXIe sont entièrement reconfigurables par programmation LabVIEW.

Une fois le cahier des charges défini, la deuxième phase consiste à identifier les différents modules PXIe qui vont constituer l'émetteur (TX) et le récepteur (RX) du lecteur RFID, et à installer les modules PXIe identifiés sur le châssis de la plateforme. Une fois la plateforme mise en place, les différents modules PXIe sont programmés à l'aide de LabVIEW de sorte que :

- l'ensemble des modules constituant le bloc TX du lecteur permette de générer les différents signaux d'interrogations souhaités;
- l'ensemble des modules formant le bloc RX du lecteur soit capable de démoduler les signaux renvoyés par les tags interrogés;
- l'interface utilisateur permette un contrôle fiable de l'ensemble du lecteur et fournisse toutes les fonctions de reconfiguration décrites dans les objectifs de reconfigurabilité.

Chapitre 2 - RFID SAW

L'apparition de nouvelles exigences dans le domaine des Télécommunications, entre autres les filtres utilisés dans la téléphonie mobile, conduisit au développement des dispositifs acoustiques hautes performances [76]. Les technologies acoustiques, incluant la technologie à onde acoustique de surface (SAW), se démarquent des autres technologies compétitives en plein essor par la vitesse lente des ondes acoustiques qui permet de réduire drastiquement la taille des dispositifs. Les dispositifs acoustiques sont largement plus robustes en température et en humidité, plus résistants aux radiations électromagnétiques et coûtent moins cher lorsqu'ils sont fabriqués à l'échelle industrielle [77].

2.1 Historique de la RFID acoustique

De la technologie à codes-barres à la RFID acoustique, plusieurs technologies qui se sont succédées ont été utilisées dans le domaine de l'identification pour répondre à des besoins spécifiques (Fig. 2.1).

La technologie à codes-barres fut la première technologie d'identification déployée sur le marché. Les codes-barres ont connu un fort succès de par le coût très faible des étiquettes. En effet, les étiquettes à codes-barres sont facilement fabriquées par impression directe d'encre sur substrat (papier ou plastique). La technologie à codes-barres occupe encore une place importante dans le domaine de l'inventaire. Néanmoins, la lecture de chaque étiquette requiert l'intervention d'un opérateur humain et un contact visuel entre le lecteur et l'étiquette. La distance de lecture est également limitée à 45 cm.

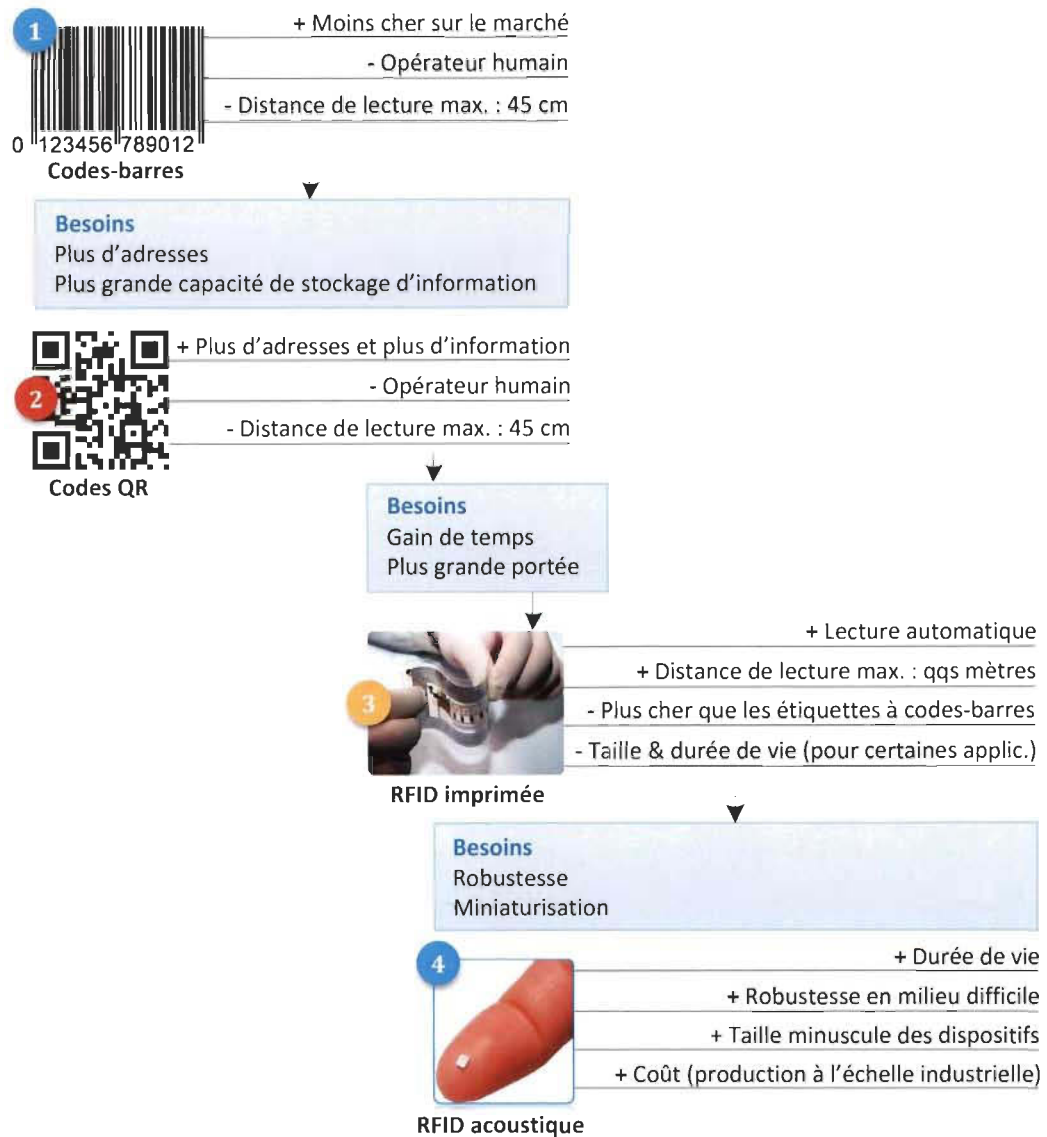


Figure 2.1 Évolution des technologies d'identification

La version améliorée de la technologie à codes-barres connue sous le nom de *Quick Response* (QR) code vit le jour dans un contexte de pénurie d'adresses (code) avec la technologie à codes-barres. En effet, le nombre de codes-barres possibles pouvant être imprimés sur une étiquette donnée est limité par la résolution de l'imprimante utilisée. Considérée comme étant une technologie à codes-barres en deux (02) dimensions (2D), la technologie à codes QR permet de créer plus d'adresses possibles et de stocker plus

d'information sur la même étiquette. Cette technologie demeure encore très utilisée dans le domaine des transports, dans le commerce en ligne et dans les applications faisant appel à de l'identification en ligne. Néanmoins, les autres limitations de la technologie à codes-barres (intervention d'un opérateur humain, distance maximale de lecture, contact visuel entre le lecteur et l'étiquette) s'appliquent aussi à la technologie à codes QR.

La RFID a révolutionné le domaine de l'identification par la lecture automatique des étiquettes / tags et une plus grande distance de lecture. La vitesse de lecture (nombre de tags lus par unité de temps) élevée introduite par le système a permis un gain de temps considérable dans le domaine de l'inventaire. Contrairement aux systèmes à codes-barres à codes QR, un système RFID est entièrement autonome : il ne requiert pas la présence d'un opérateur humain pour fonctionner. Les étiquettes RFID à circuits imprimés sur substrats flexibles connaissent un succès grandissant sur le marché de par leur prix et leur aspect pratique (taille, flexibilité, distance de lecture de l'ordre de quelques mètres). Néanmoins, les étiquettes à codes-barres demeurent les moins chères sur le marché.

La taille des étiquettes RFID à circuits imprimés sur substrat n'est pas toujours compatible avec des applications telles que les implants RF pour du *monitoring*. La durée de vie des étiquettes devient également problématique lorsqu'elles, les étiquettes, sont déployées dans des environnements à humidité et/ou température élevée(s). La technologie acoustique fait la différence dans ce contexte : elle permet la miniaturisation des tags et garantit la robustesse des dispositifs. Pouvant être entièrement passifs et sans fil, les dispositifs acoustiques intéressent de plus en plus de chercheurs et d'industriels travaillant dans le domaine de la radio-identification (RFID) [78].

Dans [56], C. S. Hartmann prédit que les perspectives de l'interconnexion via Internet de tous les dispositifs existants, plus communément appelée Internet des Objets (IdO), engendrerait une éventuelle demande de mille milliards de tags et de capteurs acoustiques.

2.2 Éléments constitutifs d'un système RFID SAW

Comme tout système RFID, un système RFID SAW est constitué de trois (03) composants essentiels (Fig. 2.2) :

- les tags SAW contenant les informations d'identification,
- un lecteur RFID capable d'interroger les tags SAW à proximité, de démoduler les réponses renvoyées par les tags et de déterminer les informations d'identification associées aux tags interrogés,
- un système de traitement et d'affichage de données (interface utilisateur) qui joue le rôle d'interface entre le système et l'opérateur.

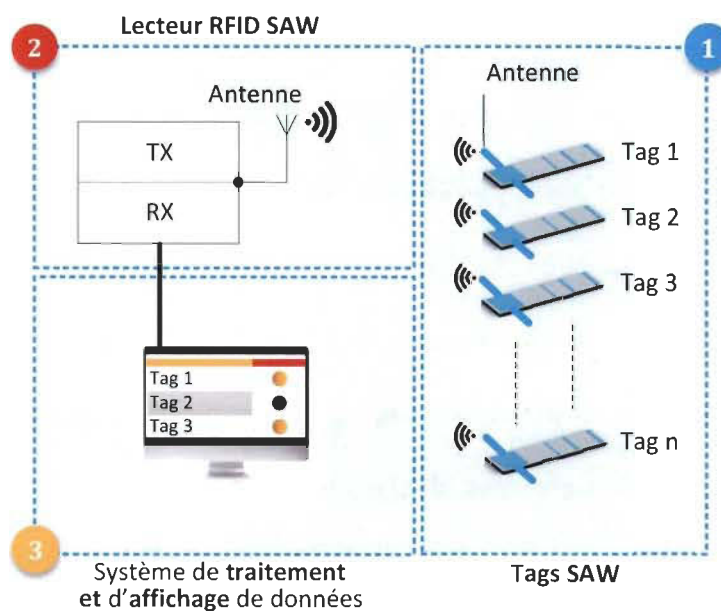


Figure 2.2 Éléments constitutifs d'un système RFID SAW

À chaque tag est associé un identifiant unique qui le distingue de tous les autres tags SAW. Le lecteur dispose d'un émetteur / récepteur ainsi que d'une antenne lui permettant de communiquer à distance, au moyen de signaux RF, avec les tags. De même, chaque tag est équipé d'une antenne qui permet au lecteur de l'interroger à distance. Le lecteur est directement connecté au système de traitement et d'affichage de données. Après démodulation des signaux renvoyés par les tags, le lecteur transfère les données au système de traitement et d'affichage qui les convertit en une liste énumérant les tags qui ont été lus avec succès.

2.3 Tags SAW

Les fondements des technologies acoustiques, incluant la technologie SAW, reposent sur la *piézoélectricité* : la capacité d'un matériau à convertir l'énergie électrique en énergie (onde) mécanique ou l'inverse. Connue en physique comme étant le lien entre l'électrostatique et la mécanique dans les matériaux, l'effet piézoélectrique est utilisé dans le domaine de l'acoustique pour décrire l'interaction entre le stress mécanique appliqué et le champ électrique (et donc la tension électrique) qui se crée, ou vice-versa, dans un dispositif donné.

Il existe deux (02) catégories de matériaux piézoélectriques, à savoir les matériaux pyroélectriques et les matériaux ferroélectriques. Les matériaux pyroélectriques sont polarisés, de façon spontanée, par absorption d'énergie thermique sous l'effet de variation de température (échauffement ou refroidissement). Les matériaux ferroélectriques, dont notamment des diélectriques, se polarisent sous l'influence d'un champ électrique ou d'une contrainte mécanique. L'effet piézoélectrique est réversible dans le cas des matériaux ferroélectriques. En effet, l'application d'un stress mécanique à ce type de matériaux

entraîne la formation d'un potentiel électrique. Inversement, l'application d'une tension électrique se traduit par une déformation mécanique.

La direction de propagation et le type d'ondes acoustiques générées à l'intérieur d'un matériau piézoélectrique dépend, entre autres, de son orientation cristalline et de la façon dont l'excitation électrique est appliquée. Les ondes acoustiques de surface ou *Surface Acoustique Waves* (SAW), appelées également ondes de Rayleigh, se propagent à une vitesse v_{SAW} relativement faible, de l'ordre de 3000 m/s , et donc 10^5 fois moins rapide que celle des ondes électromagnétiques ($3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$). En comparaison avec un dispositif radiofréquence (RF), un dispositif SAW résonant à la même fréquence f_R aura pour longueur d'onde :

$$\lambda_{SAW} = \frac{v_{SAW}}{f_R} = \frac{c/10^5}{f_R} = \frac{c/f_R}{10^5} = \frac{\lambda_{RF}}{10^5} \quad (2.1)$$

La longueur d'onde étant directement proportionnelle à la taille du dispositif à réaliser, la technologie SAW permet ainsi une miniaturisation de l'ordre de 10^5 des composants.

Les matériaux à forte piézoélectricité tels que le niobate de lithium ($LiNbO_3$), le tantalate de lithium ($LiTaO_3$), le nitrure d'aluminium (AlN), le ZnO ou encore le SiO_2 sont utilisés pour la fabrication de tags SAW pour leur facteur de qualité Q et leur coefficient de couplage électromécanique k^2 élevés. Les propriétés électro-acoustiques des matériaux piézoélectriques font que les tags SAW ont de très faibles pertes.

2.3.1 Structure d'un tag SAW [25][80]

Généralement, un tag SAW est formé d'une combinaison de transducteur(s) interdigité(s), de l'anglais *interdigital transducers* (IDT), et de jeu(x) de réflecteurs placés à

des endroits précis sur un substrat piézoélectrique. La figure 2.3 présente la structure d'un tag SAW à trois (03) réflecteurs.

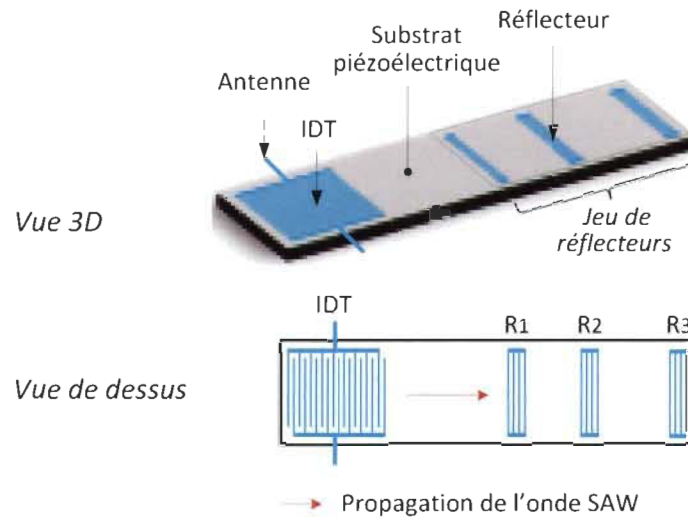


Figure 2.3 Structure d'un tag SAW : cas d'un tag à trois (03) réflecteurs

Dépendamment de la disposition des réflecteurs, plusieurs variantes de structures de tags SAW sont réalisables (Fig. 2.4).

Les lignes à délai réfléchives symétriques, appelées également lignes à retard réfléchives symétriques, (Fig. 2.4a et Fig. 2.4c) sont constituées de deux jeux de réflecteurs identiques placés respectivement des deux côtés de l'IDT. La présence de réflecteurs de part et d'autre de l'IDT permet de concentrer une grande partie, idéalement la totalité, de l'énergie de l'onde SAW générée par l'IDT vers les réflecteurs, optimisant ainsi les réflexions d'onde qui en résultent. Les lignes à délai réfléchives symétriques sont idéales pour les applications où la puissance du signal d'interrogation est très limitée.

Une ligne à retard unilatérale (Fig. 2.4b) implique uniquement un jeu de réflecteurs placé sur un côté de l'IDT. Cette configuration permet de réaliser des tags à dimensions

réduites et convient ainsi aux applications où la taille des tags est un facteur déterminant, à savoir les implants RFID. Cependant, la moitié de l'énergie du signal d'interrogation converti en onde acoustique de surface est perdue. L'onde acoustique finit par s'évanouir dans le substrat lorsqu'elle ne rencontre aucun réflecteur lors de sa propagation. L'utilisation d'IDT unidirectionnels permet de compenser cette perte. En effet, les structures particulières des IDT unidirectionnels concentrent la quasi-totalité de l'énergie de l'onde acoustique générée dans une direction privilégiée et non des deux côtés de l'IDT.

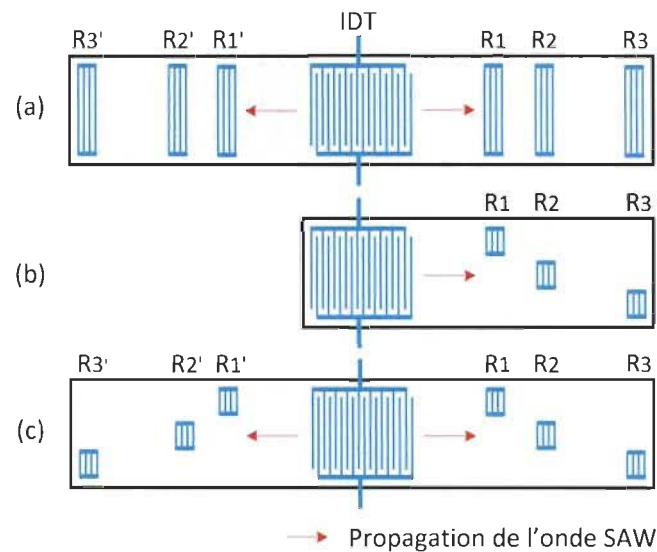


Figure 2.4 Variantes de structures de tags SAW (a) Ligne à retard réflective bilatérale (b) Ligne à retard réflective unilatérale (c) Ligne à retard réflective multi-niveaux

Les IDTs et les réflecteurs sont constitués de paires de doigts métalliques fabriqués à partir du même matériau. Contrairement aux IDTs qui sont basés sur une structure à deux peignes aux doigts entrelacés, les doigts des réflecteurs sont court-circuités entre eux. La structure des IDTs ainsi que celle des réflecteurs sont présentées à la figure 2.5.

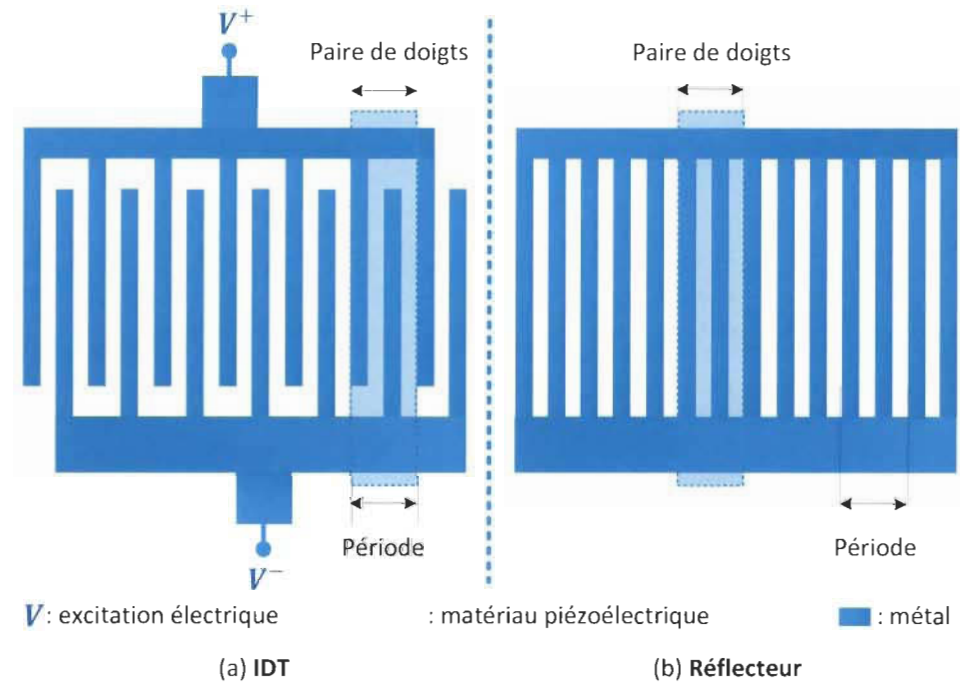


Figure 2.5 Structures d'un IDT et d'un réflecteur

L'onde acoustique de surface est générée par application à l'IDT d'entrée d'une excitation électrique périodique de période égale à la période λ de la structure de doigts métalliques formant l'IDT (Fig. 2.6).

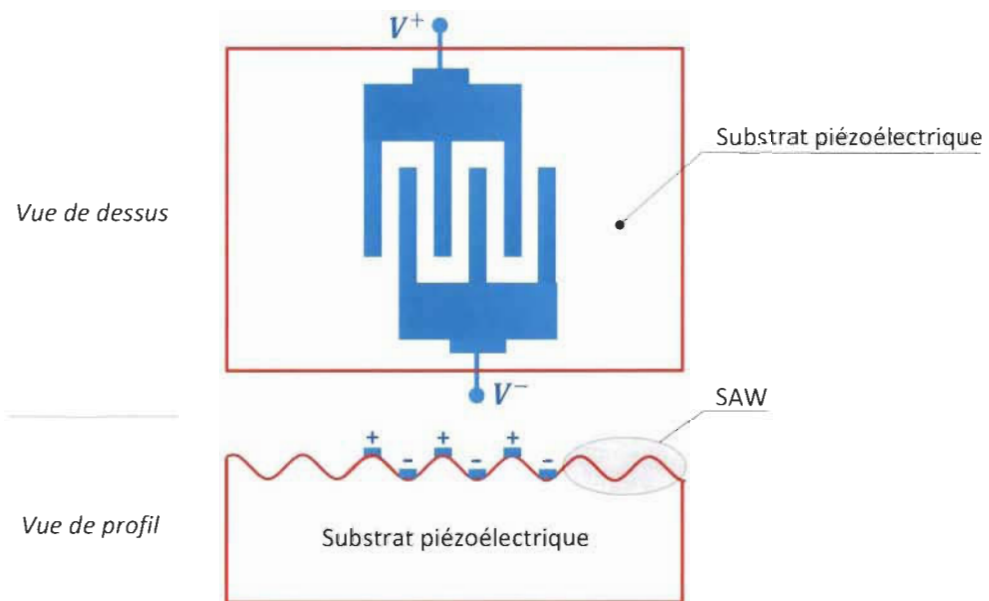


Figure 2.6 Génération de l'onde acoustique de surface

Lorsque la structure de l'IDT est périodique et que son taux de métallisation est fixe (cas de l'IDT présentée à la figure 2.6), l'onde SAW générée se propage de part et d'autre de l'IDT.

Contrairement à un IDT, les doigts d'un réflecteur ne sont pas alimentés. La réflexion résulte de l'interaction électromagnétique de l'onde SAW avec les doigts du réflecteur. La réflectivité d'un réflecteur augmente avec sa largeur de doigts et son nombre de paires de doigts.

L'utilisation de transducteur(s) unidirectionnel(s) ou de couche(s) absorbante(s) à réflectivité quasi-nulle permet, dans certaines structures de tags SAW (Fig. 2.7), de minimiser les pertes de puissance du signal acoustique et d'optimiser les performances des dispositifs. Les transducteurs unidirectionnels sont réalisés à partir de structures à taux de métallisation variables qui exploitent les réflexions de manière à amplifier l'onde SAW qui se propage dans la direction privilégiée et à affaiblir celle qui va dans la direction non souhaitée.

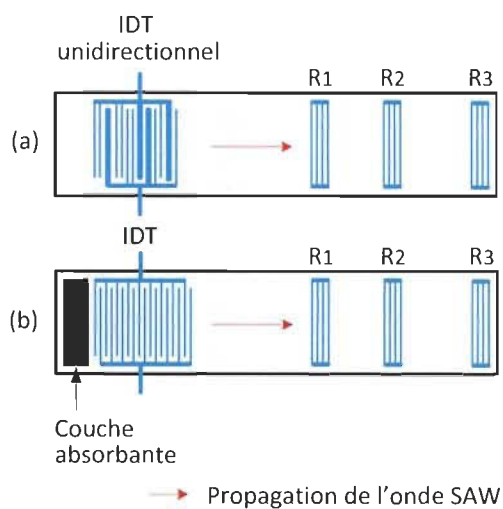


Figure 2.7 Minimisation des pertes des tags SAW (a) par utilisation d'IDT unidirectionnel (b) par utilisation de couche absorbante

2.3.2 Principe d'adressage

L'aspect pratique de toute technologie RFID est évalué selon deux critères, à savoir le nombre d'adresses (codes d'identification ou identifiants) possibles et la possibilité de collecter puis transférer (sans fil, portée adaptée à l'application, transmission automatisée) les informations d'identification au système de traitement et d'affichage de données. A chaque tag est associé un identifiant unique qui permet de le distinguer des autres tags.

Le principe d'adressage des tags SAW repose sur le jeu de réflecteurs associé à chaque tag. Les trois (03) méthodes d'adressage utilisées dans la RFID SAW sont :

- le codage « Tout Ou Rien »,
- le codage de position ou *time position encoding*,
- le codage de phase ou *phase encoding*.

Dans le cas d'un codage « Tout Ou Rien » (TOR) (Fig. 2.8), un nombre maximal de réflecteurs est fixé à l'avance. Les réflecteurs sont répartis de manière équidistante sur le substrat. Le codage TOR différencie un tag d'un autre par le nombre de réflecteurs présents ou absents dans son jeu de réflecteurs. La présence d'un réflecteur est représentée par un « 1 » et son absence par un « 0 ». Le nombre d'adresses possibles N_{a_TOR} pouvant être créés par codage TOR est :

$$N_{a_TOR} = 2^n \quad (2.2)$$

où n est le nombre de réflecteurs.

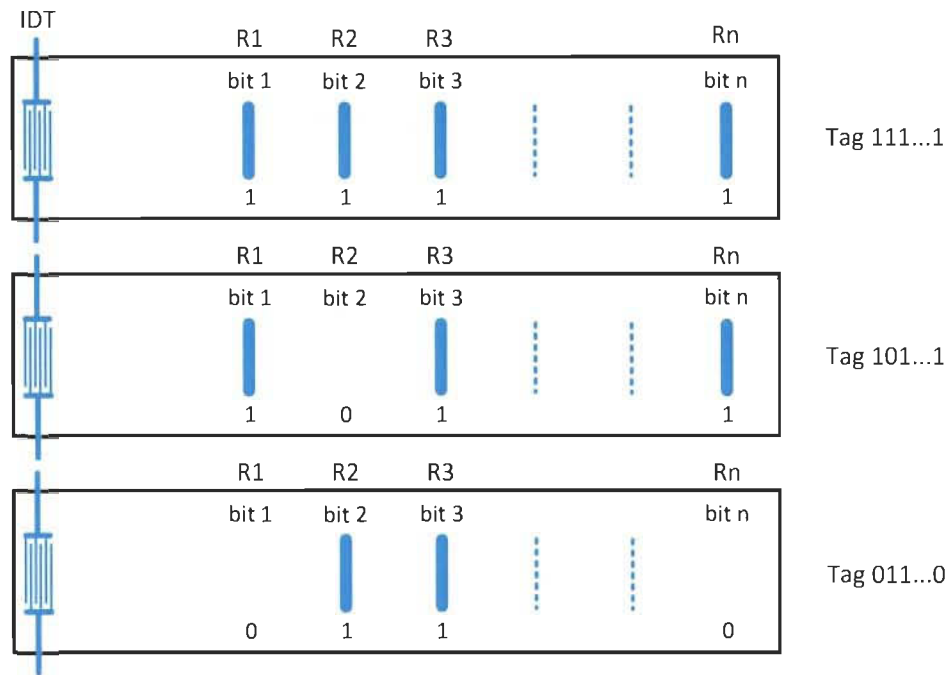


Figure 2.8 Adressage des tags SAW par codage « Tout Ou Rien »

La majorité des tags SAW actuellement sur le marché utilisent le codage de position (Fig. 2.9). Beaucoup plus pratique que le codage TOR, cette méthode permet d'avoir un nombre d'adresses possibles largement plus important, et ce pour les mêmes dimensions des tags. La longueur des tags est d'abord définie. L'espace entre l'IDT et le réflecteur le plus éloigné est ensuite répartie en groupes d'emplacements séparés entre eux par des lignes de propagation de largeur fixe. Le nombre de groupes d'emplacements est choisi en fonction du nombre de réflecteurs de chaque tag, le nombre de réflecteurs étant le même pour tous les tags. Chaque groupe d'emplacements est constitué de plusieurs créneaux, également séparés entre eux par des intervalles équidistants, sur une desquels un réflecteur sera placé.

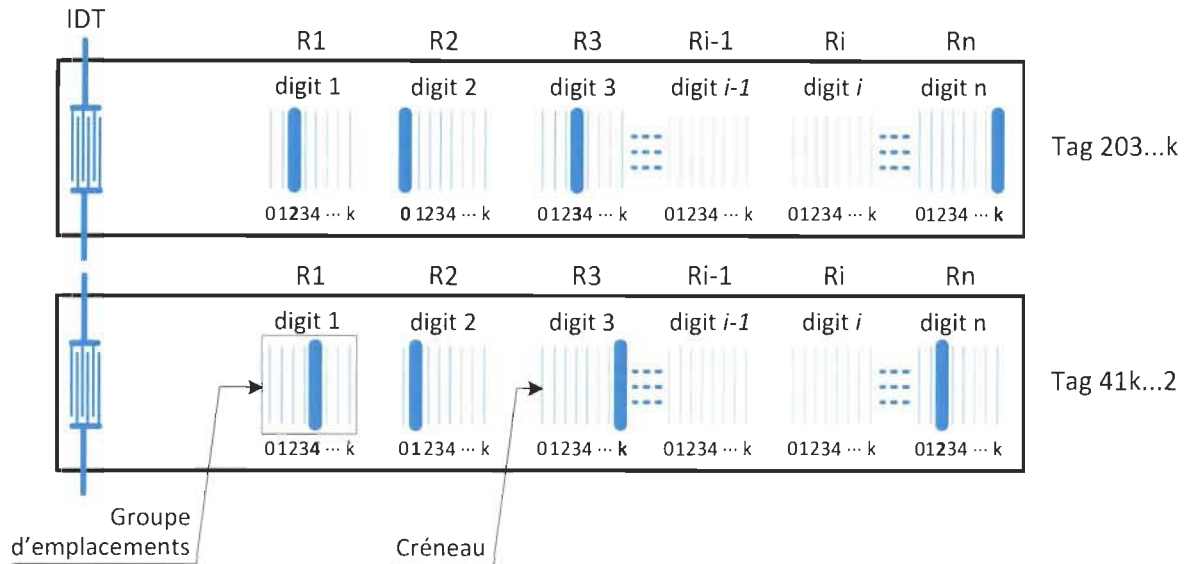


Figure 2.9 Adressage des tags SAW par codage de position

La méthode d'adressage par codage de position permet de créer un nombre N_{a_POS} d'adresses tel que :

$$N_{a_POS} = k^n \quad (2.3)$$

où k est le nombre de créneaux par groupe d'emplacements et n est le nombre de réflecteurs.

Bien que le codage de phase (Fig. 2.10) soit connu dans la littérature et utilisé par d'autres technologies RF depuis des années, son insertion sur le marché de la RFID SAW n'est pas encore d'actualité. Le codage de phase est considéré comme une extension du codage de position. En effet, il permet de créer davantage d'adresses. Le codage de phase consiste à ajouter une information de phase à la position du réflecteur sur le créneau du groupe d'emplacements où il est situé en faisant varier légèrement sa position autour du centre du créneau.

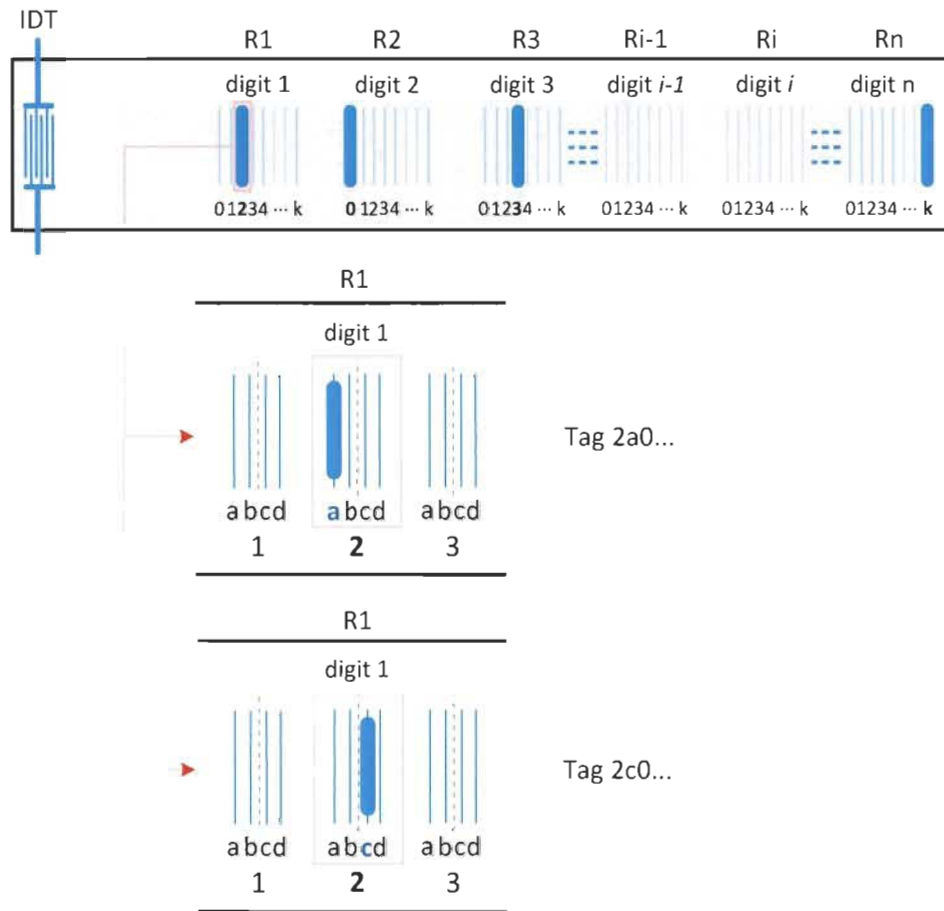


Figure 2.10 Adressage des tags SAW par codage de phase

Ainsi, contrairement au codage de position où chaque créneau dispose d'un emplacement unique (centre) pour un réflecteur, le codage de phase associe plusieurs emplacements ou positions de phase à chaque créneau. Le nombre d'adresses possibles N_{a_PHASE} pouvant être créés par codage de phase est :

$$N_{a_PHASE} = (k * a)^n \quad (2.4)$$

où k est le nombre de créneaux par groupe d'emplacements, a est le nombre de positions de phases par créneaux et n est le nombre de réflecteurs.

2.3.3 Dimensionnement d'un tag SAW [25][80]

La fréquence de résonance f_0 , appelée également fréquence centrale, fréquence fondamentale ou fréquence de travail, d'un tag RFID SAW est :

$$f_0 = \frac{v_{SAW}}{\lambda} \quad (2.5)$$

où v_{SAW} et λ sont respectivement la vitesse et la longueur d'onde de l'onde acoustique de surface. La valeur de v_{SAW} dépend des propriétés électromécaniques du matériau piézoélectrique. λ est fonction de la périodicité et des dimensions de la structure de l'IDT. Les paramètres de dimensionnement des IDTs et des réflecteurs sont illustrés à la figure 2.11.

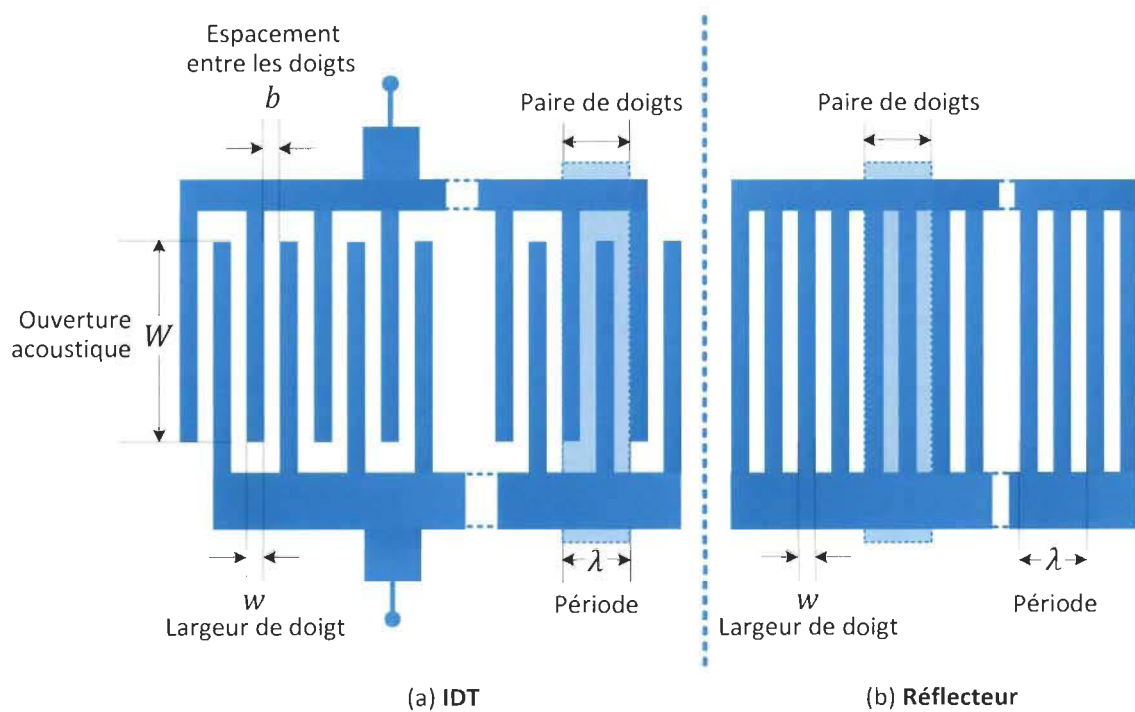


Figure 2.11 Paramètres de dimensionnement d'un IDT et d'un réflecteur

Pour un tag à IDT de largeur de doigt w et d'espacement entre doigts b uniformes, la longueur d'onde de l'onde SAW générée à l'aide de la structure est :

$$\lambda = 2(w + b) \quad (2.6)$$

$$\lambda = 4w \quad \text{si } b = w \quad (2.7)$$

Le nombre de réflecteurs assignés aux tags est défini en fonction du nombre d'adresses à créer, de la méthode d'adressage adoptée et du format d'adresse utilisé. Le jeu de réflecteurs de chaque tag est conçu de manière à uniformiser, autant que possible, les amplitudes des réflexions de l'onde SAW sur les réflecteurs afin de garantir une portée maximale du système. Les amplitudes des échos renvoyés par les réflecteurs peuvent être ajustées en augmentant graduellement la réflectivité des réflecteurs éloignés de l'IDT, par ajout de paires de doigts aux réflecteurs et/ou en agrandissant la largeur des doigts.

L'ouverture acoustique W a une influence directe sur la capacité statique et l'impédance caractéristique du tag. En règle générale, il est recommandé d'opter pour une ouverture acoustique large pour minimiser la diffraction de l'onde acoustique générée. Néanmoins, une trop grande ouverture acoustique augmenterait la résistance des doigts métalliques et par conséquent les pertes. Ainsi, afin de minimiser l'effet de diffraction causé par la réflexion de l'onde SAW sur les doigts de l'IDT, la valeur de W est choisie de manière à satisfaire la condition $20\lambda < W \leq 40\lambda$ [81].

La présence des doigts de l'IDT sur le substrat piézoélectrique introduit des discontinuités d'impédance causant des réflexions partielles de l'onde SAW sur les doigts. Ces réflexions sont d'autant plus importantes, pouvant causer jusqu'à une atténuation de la vitesse de l'onde SAW et par conséquent un décalage de la fréquence fondamentale,

lorsque l'épaisseur des doigts est grande. Néanmoins, pour des ratios $h/\lambda < \sim 1\%$ où h est l'épaisseur des doigts et λ la longueur d'onde de l'onde SAW, les effets de réflexions sur les doigts de l'IDT peuvent être considérés comme négligeables.

2.3.4 Procédé de fabrication

Généralement, les tags SAW sont basés sur une structure à deux couches composée d'un substrat piézoélectrique et d'une couche de métal à partir de laquelle les IDTs et les réflecteurs sont construits. La figure 2.12 présente la structure en couches d'un tag SAW à réflecteurs.



Figure 2.12 Structure en couches (vue de profil) d'un tag SAW à réflecteurs

Les tags SAW sont réalisés par photolithographie d'une fine couche de métal déposée sur un substrat piézoélectrique. Les différentes étapes du procédé de fabrication sont détaillées à la figure 2.13.

La première étape du procédé de fabrication consiste à s'assurer que la surface du substrat soit dépourvue de toutes sortes de résidus, que ce soit des résidus d'oxyde, des résidus organiques ou métalliques. Le processus de nettoyage inclut le trempage du substrat dans différents bains chimiques ainsi que des processus de rinçage et de séchage. Le processus de chauffage vise à favoriser l'adhésion de la couche de résine photosensible déposée par *spin coating*.

Les différentes structures de tags à fabriquer sont d'abord dimensionnées puis dessinées sur un *layout* à l'aide d'un outil ou d'un logiciel de dessin (ADS, *Tanner L-Edit*,...). Le dessin du *layout* est ensuite utilisé pour fabriquer le masque pour la photolithographie.

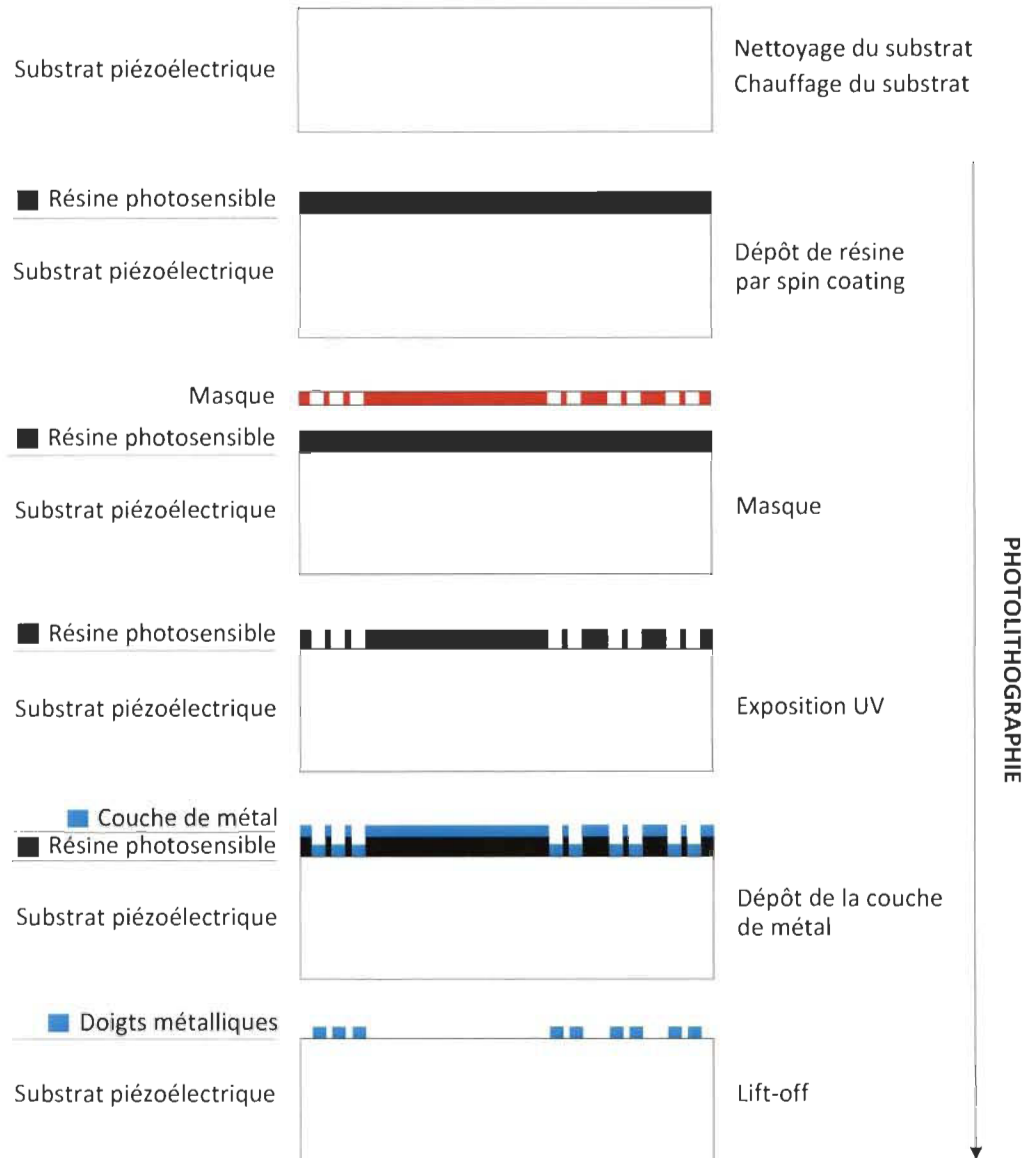


Figure 2.13 Procédé de fabrication de tags SAW par photolithographie

Le dépôt de la couche de métal peut se faire soit par pulvérisation (*sputtering*), soit par évaporation. La majorité des métaux peuvent facilement être déposés par pulvérisation DC (*DC sputtering*).

Une fois la couche de métal déposée, la plaque (*wafer*) sur laquelle se trouvent les dispositifs est trempée dans un solvant qui va dissoudre la couche sacrificielle de résine, ne laissant ainsi que les structures métalliques des différents tags sur le substrat.

2.4 Lecteurs RFID SAW

Du point de vue lecteur, la RFID SAW figure parmi les systèmes RFID les plus avantageux en termes de consommation d'énergie et d'efficacité énergétique [25]. En effet, contrairement aux autres technologies RFID, la RFID à tags à circuits intégrés ou la RFID où les tags sont faits à base de guides d'ondes intégrés au substrat (Substrate Integrated Waveguide - SIW) par exemple, où les lecteurs requièrent plus de puissance et des signaux continus pour interroger les tags, les lecteurs RFID SAW utilisent des impulsions RF à faible puissance. La forme pulsée du signal d'interrogation est idéale pour la lecture de dispositifs à base de lignes à délai réfléchives, dont les tags SAW. Le facteur de qualité élevé des matériaux piézoélectriques dans les tags SAW leur permet d'absorber, réfléchir puis réémettre le signal d'interrogation de façon entièrement passive, sans alimentation embarquée [25]. L'architecture de base de lecteur RFID SAW la plus utilisée dans la littérature est décrite à la figure 2.14 [82].

Le signal d'interrogation est généré par l'émetteur puis transmis au tag à l'aide de l'antenne du lecteur. Le signal renvoyé par le tag est reçu à travers la même antenne puis démodulé par le récepteur.

L'émetteur est généralement composé d'un oscillateur local et d'un commutateur RF (*RF switch*) à vitesse de commutation élevée qui convertit la porteuse continue générée par

l'oscillateur en un signal RF pulsé. La fréquence de la porteuse du signal d'interrogation est régie par l'oscillateur et est ajustée à la fréquence de résonance f_0 du tag à interroger.

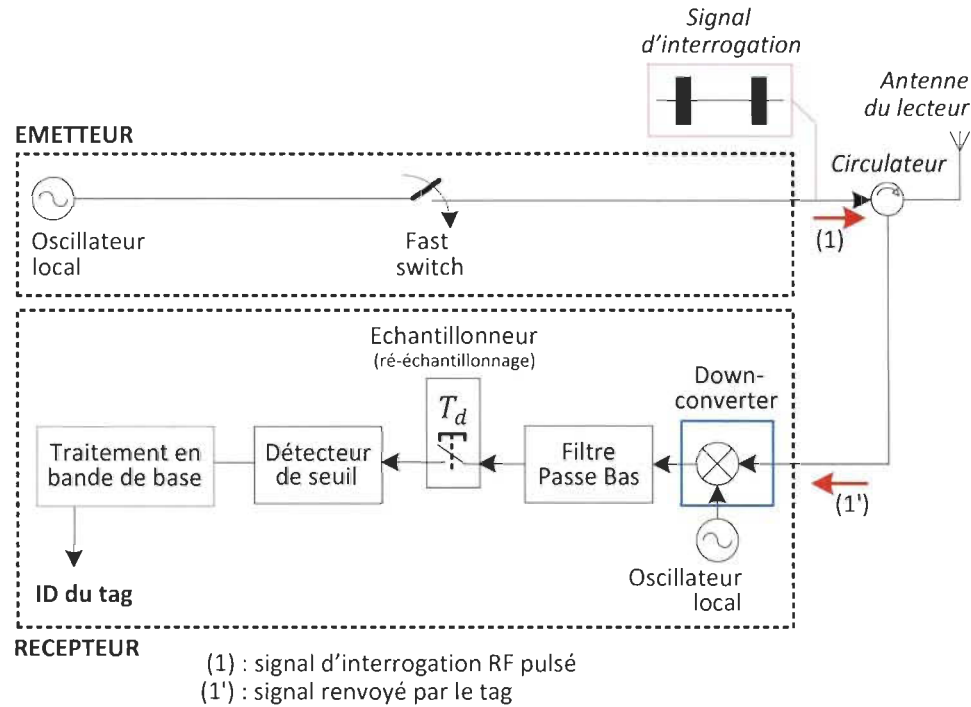


Figure 2.14 Architecture d'un lecteur RFID SAW

Une alternative au commutateur RF à vitesse de commutation élevée consiste à utiliser un générateur d'impulsions et un convertisseur élévateur de fréquence (*upconverter*) (Fig. 2.15).

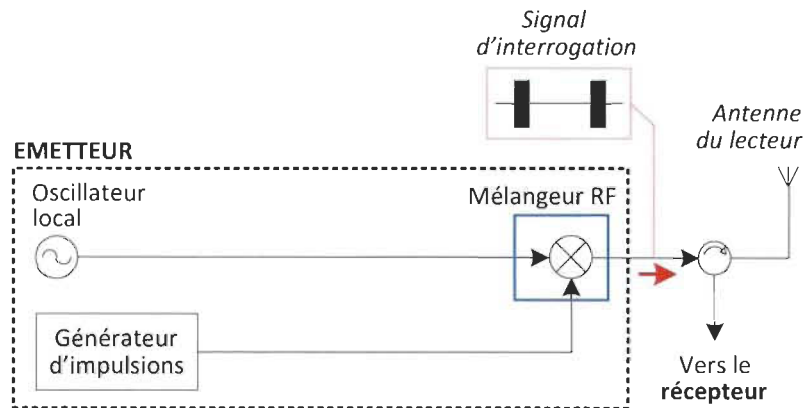


Figure 2.15 Génération du signal d'interrogation à l'aide d'un générateur d'impulsions

Basé sur une architecture hétérodyne, le récepteur est constitué :

- d'un oscillateur local qui génère une copie de la porteuse du signal d'interrogation,
- d'un convertisseur abaisseur de fréquence (*downconverter*) et d'un filtre passe-bas qui vont supprimer la porteuse du signal renvoyé par le tag pour le ramener en bande de base,
- d'un démodulateur composé d'un échantillonneur et d'un détecteur de seuil qui va déterminer la signature du tag à partir du signal en bande de base obtenu.

2.5 Principe de fonctionnement

La figure 2.16 présente le principe de fonctionnement d'un système RFID SAW passif.

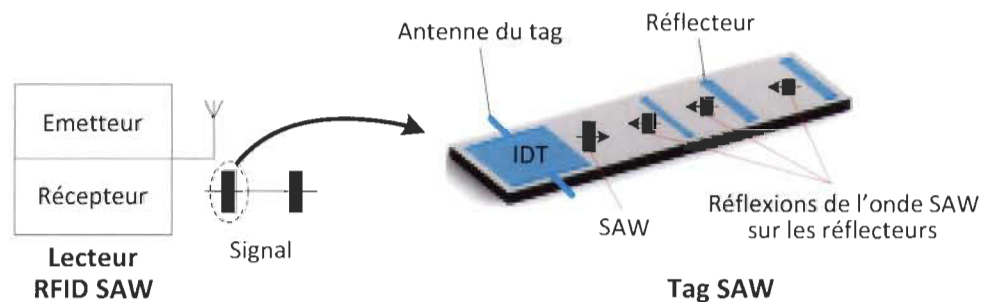


Figure 2.16 Principe de fonction d'un système RFID SAW passif

2.5.1 Interrogation du tag

Dans le but d'interroger un tag, le lecteur émet une porteuse pulsée périodique à faible puissance. Les signaux d'interrogation $s_{SAW-c}(t)$ utilisés par les lecteurs RFID SAW conventionnels peuvent être exprimés sous la forme :

$$s_{SAW-c}(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_p t + \phi) & (1) \\ 0 & (2) \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned}
 (1) \text{ si } & (n-1)T_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + (n-1)T_{OFF} \\
 (2) \text{ si } & nT_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + nT_{OFF} \\
 & n = 1, 2, 3, 4, \dots
 \end{aligned}$$

où A , f_p et ϕ représentent respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase initiale de la porteuse. La fréquence f_p de la porteuse est ajustée à la fréquence fondamentale f_0 du tag. Chaque impulsion a une durée fixe T_{ON} . Le délai T_{OFF} entre deux impulsions d'interrogation, appelé période de silence ou d'écoute, est défini de manière à ce qu'il soit suffisamment long pour éviter toute collision entre le signal renvoyé par le tag et l'impulsion d'interrogation suivante.

La forme d'onde du signal d'interrogation est illustrée à la figure 2.17.

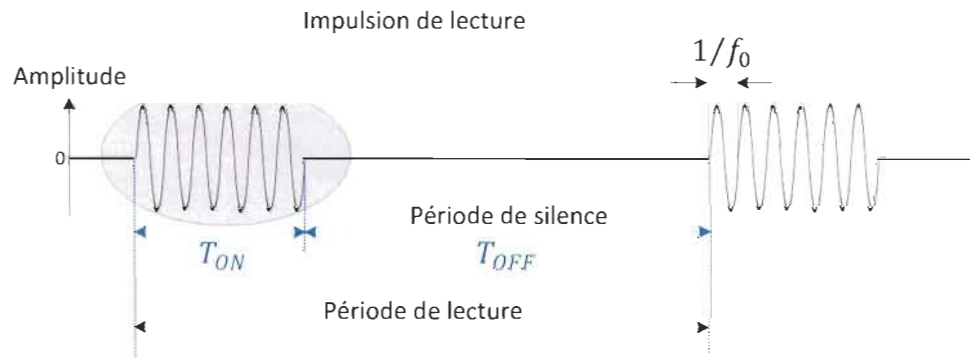


Figure 2.17 Forme d'onde du signal d'interrogation généré par un lecteur RFID SAW

2.5.2 Transition du signal d'interrogation dans le tag

Le signal d'interrogation est reçu par l'antenne du tag et est converti par l'IDT en une onde acoustique de surface (SAW) qui se propage sur le substrat piézoélectrique, le long des lignes de propagation, avant d'être partiellement réfléchi par chacun des réflecteurs du tag (Fig. 2.18).

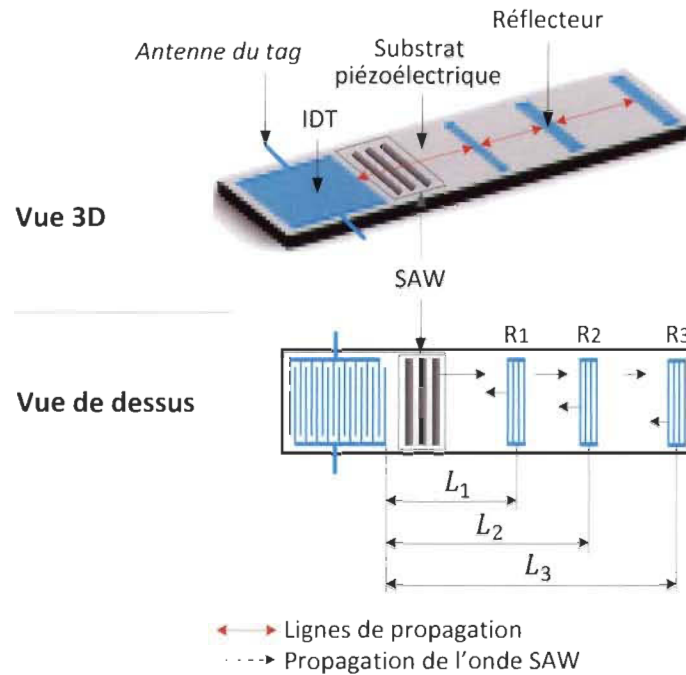


Figure 2.18 Propagation de l'onde SAW dans un tag

Le délai théorique T_i de la réflexion de l'onde SAW sur le $i^{\text{ème}}$ réflecteur R_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) est:

$$T_i = \frac{2L_i}{v_{\text{SAW}}} \quad (2.9)$$

où L_i est la distance entre l'IDT et le réflecteur R_i . Les réflexions de l'onde SAW sur les réflecteurs sont reconverties par l'IDT en un signal électrique qui est renvoyé vers le lecteur à travers l'antenne du tag.

A chaque tag est assigné un jeu de réflecteurs unique. Chaque réflecteur du tag est placé à une distance précise de l'IDT. Ainsi, tout signal de réponse provenant d'un tag renferme un code d'identification unique basé sur les positions de ses réflecteurs.

Une distance minimale d'environ 2 mm entre l'IDT et le jeu de réflecteurs du tag, ce qui correspondrait à un délai initial d'environ $1 \mu\text{s}$, laisse aux échos environnementaux

issus des réflexions multiples sur les objets environnants le temps de s'évanouir avant l'arrivée au récepteur de l'impulsion réfléchi par le premier réflecteur [25]. La prise en compte de cette marge permet de facilement distinguer la réponse du tag des bruits provenant de l'extérieur, garantissant ainsi un signal de qualité au niveau du récepteur.

2.5.3 Traitement du signal renvoyé par le tag

Le signal renvoyé par le tag est d'abord reçu par l'antenne du lecteur puis ramené en bande de base (porteuse supprimée) avant d'être démodulé par le récepteur. Le signal démodulé est ensuite décodé pour déterminer et confirmer l'identifiant du tag interrogé.

Chapitre 3 - Application du DSSS à la RFID SAW

Les bandes de fréquence libres du spectre RF se resserrent de plus en plus avec l'émergence de nouvelles applications de l'Internet des Objets et faisant appel à des technologies sans fil tels que les capteurs sans fil et les dispositifs d'identification par radiofréquence. Les interférences deviennent de plus en plus fréquentes et problématiques, en particulier dans les bandes de fréquence non réglementées [83]. Les interférences entre utilisateurs ont longtemps limité les débits atteignables par les réseaux personnels sans fil (WPAN) à rapport signal sur bruit (SNR) élevé [84].

Pendant plusieurs décennies, les technologies sans fil ont connu des développements majeurs touchant une variété d'applications telles que la téléphonie mobile, la télévision, la détection à l'aide de capteurs sans fil, l'imagerie, la télédétection et la localisation par radiofréquence [83]. Les recherches effectuées visaient entre autres à augmenter le débit et la portée, permettre à plusieurs utilisateurs d'utiliser la même bande de fréquence, améliorer la résistance aux interférences à bande étroite et aux brouillages, rendre les signaux de communication difficiles à détecter et à intercepter, garantir la confidentialité des données échangées et minimiser les pertes par multi-réflexion [84].

3.1 Étalement de spectre

L'étalement de spectre consiste à transmettre l'information sur une bande passante beaucoup plus large que celle utilisée pour transmettre le signal d'information original à

l'aide d'une modulation classique [85]. En appliquant un code pseudo-aléatoire au signal, l'énergie du signal modulé est répartie sur une bande de fréquence plus large (Fig. 3.1). Pour ce faire, différentes techniques de modulation numérique dont principalement l'étalement de spectre à séquence directe, de l'anglais *Direct Sequence Spread Spectrum* (DSSS), et l'étalement de spectre par saut de fréquence, de l'anglais *Frequency Hopping Spread Spectrum* (FHSS), peuvent être utilisées.

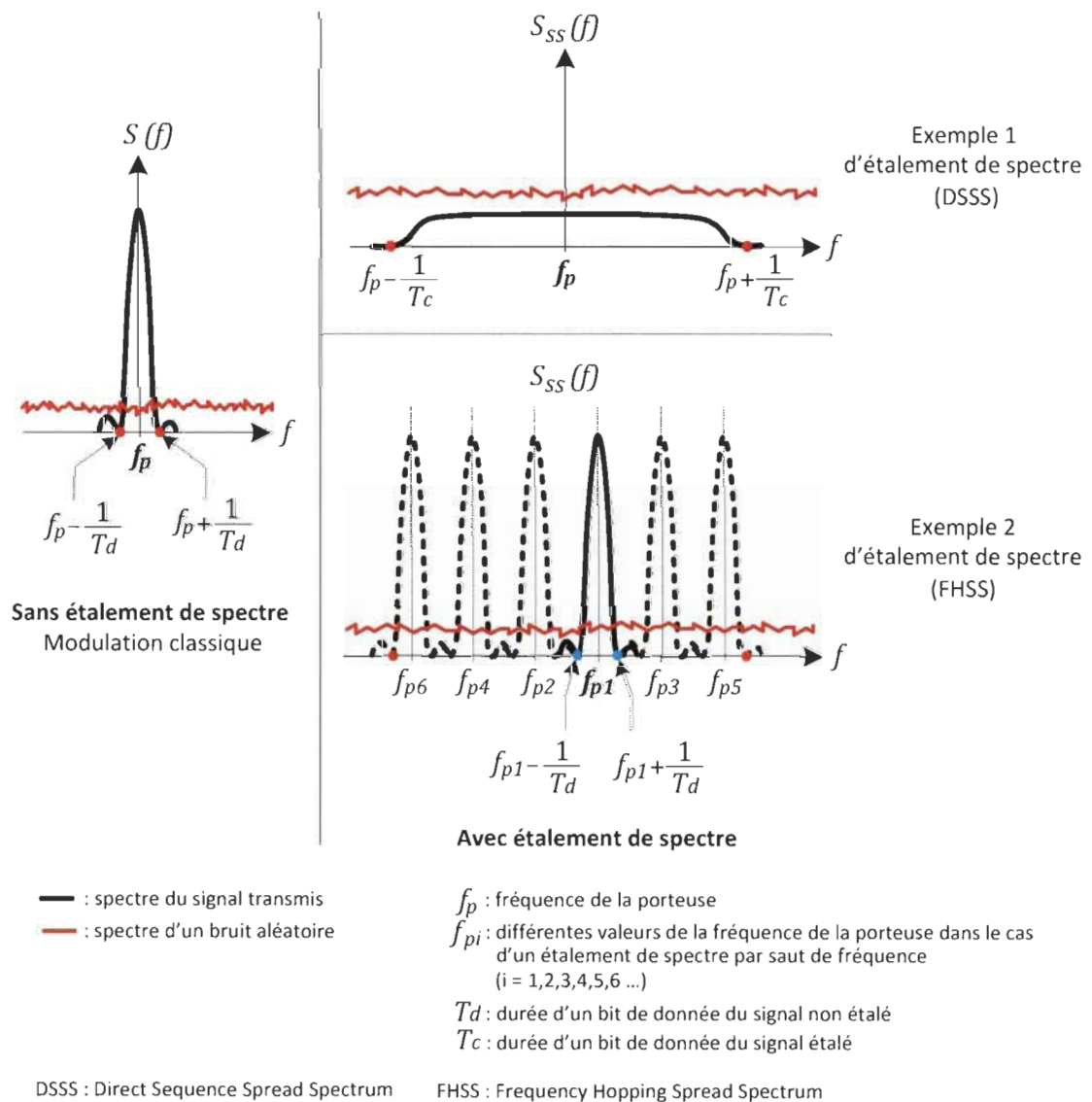


Figure 3.1 Exemples d'étalement de spectre

Le DSSS répartit l'énergie du signal de données sur une bande de fréquence plus large en le modulant directement par un code pseudo-aléatoire connu sous le nom de *code d'étalement*, et en utilisant une porteuse de fréquence fixe f_p . La largeur de bande du signal émis est directement proportionnelle à la longueur du code d'étalement utilisé. La densité spectrale de puissance d'un signal DSSS peut-être abaissée au-dessous du bruit (Fig. 3.1, exemple 1), le rendant ainsi très difficile à distinguer d'un bruit aléatoire [86, 87].

En FHSS, la séquence d'étalement est représentée par une séquence spécifique de valeurs de fréquences. Les séquences sont générées de façon pseudo-aléatoire à partir d'une liste de valeurs de fréquences centrales obtenues par subdivision d'une large bande de fréquence en plusieurs canaux de largeur fixe. La fréquence de la porteuse est modifiée de façon périodique, avec une période d'occupation de canal prédéfinie (de l'ordre de 100 ms), suivant la séquence d'étalement utilisée [88]. La porteuse est directement modulée par le signal de données. Un émetteur FHSS génère ainsi un signal à bande étroite pendant chaque période d'occupation de canal. Puisque le canal utilisé change d'une période à une autre, le signal émis ressemble plus à un signal large bande lorsqu'il est observé sur une plage de temps de l'ordre de quelques secondes. Cette agilité en fréquence des systèmes de communication FHSS les rend très résistants aux interférences et aux brouillages.

La figure 3.2 illustre les différences en termes de signal modulant et de fréquence de la porteuse entre une modulation DSSS utilisant un code d'étalement de longueur 4 et une modulation FHSS de période d'occupation de canal égale à la durée de deux (02) bits du signal de données.

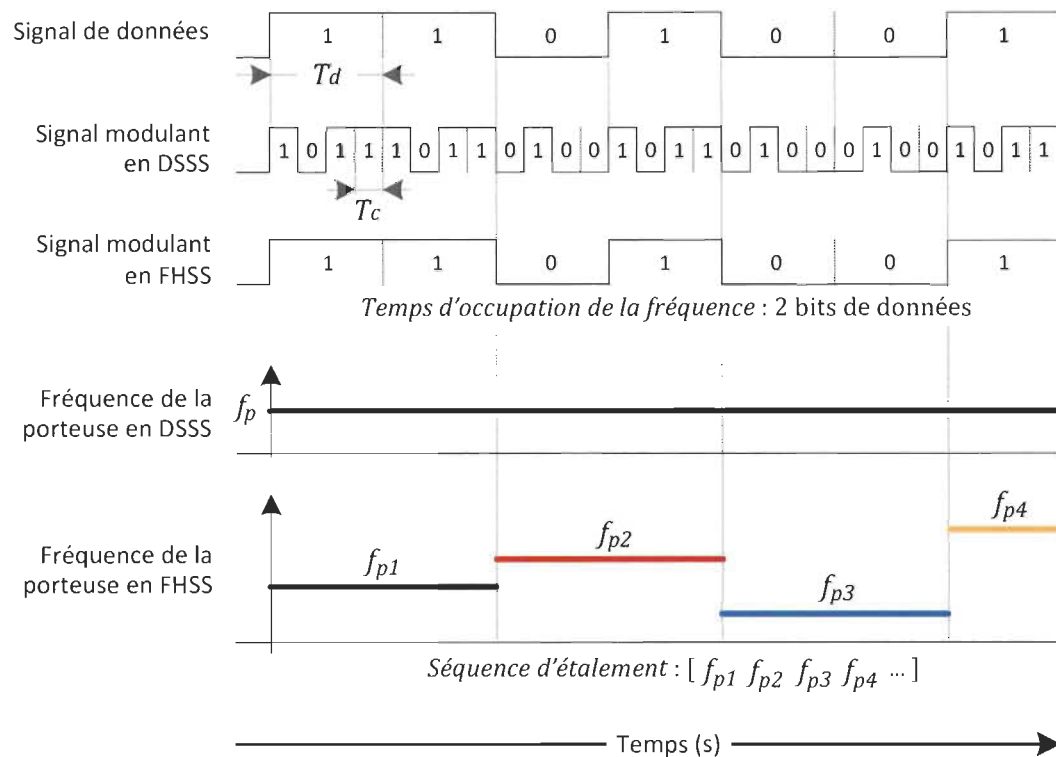


Figure 3.2 Étalement de spectre à séquence directe vs étalement de spectre par saut de fréquence

À l'origine, l'étalement de spectre était utilisé par l'armée américaine durant la seconde guerre mondiale, non seulement pour dissimuler les communications entre leurs postes de commandement et leurs troupes, mais également pour se protéger des tentatives de brouillage effectuées par leurs ennemis [84]. L'étalement de spectre a fait ses preuves avec les systèmes de communication civils et militaires en réduisant les probabilités de détection et d'interception des signaux, en rendant les signaux inintelligibles sans la connaissance préalable d'un code connu uniquement des vraies entités communicantes (chiffrement au niveau de la couche physique), en améliorant leur résistance aux brouillages et aux interférences à bande étroite, en permettant à plusieurs utilisateurs d'utiliser la même bande de fréquence. L'étalement de spectre est à l'origine du succès de nombreux systèmes de communications sans fil commerciaux tels que les réseaux locaux sans fil (*Wireless Local*

Area Network - WLAN) dont le *Wi-Fi*, les réseaux personnels sans fil (*Wireless Personal Area Network*) dont le *Bluetooth*, les systèmes de navigation par satellites (*Global Positioning System* - GPS, Galileo), ainsi que les dernières générations de systèmes de téléphonie mobile (2G, 3G et 4G) [89-91].

3.2 Principe du DSSS

La modulation DSSS s'effectue en deux (02) étapes. La première étape consiste en la modulation de la séquence binaire (signal de données) à envoyer avec un code d'étalement périodique de longueur fixe N . Ainsi, chaque bit du signal de données est représenté soit par le code d'étalement, soit par son conjugué, après étalement. Le signal DSSS est obtenu par modulation de phase de type M-PSK, de l'anglais *phase shift keying* (PSK) où M représente le nombre de symboles, de la porteuse par la version étalée du signal de données.

Pour qu'il y ait étalement, le débit binaire du code d'étalement doit être supérieur à celui du signal de données. Les codes d'étalement sont générés de manière à ce que l'intercorrélation entre deux codes soit très faible [92]. Cette propriété des codes d'étalement garantit un niveau d'interférence très faible entre deux communications utilisant deux codes distincts sur la même bande de fréquence. D'où la notion d'accès multiple des systèmes DSSS qui permet à plusieurs utilisateurs de communiquer à travers la même bande de fréquence sans pour autant se nuire les uns les autres.

3.2.1 Modulateur et démodulateur DSSS

Un modulateur DSSS (Fig. 3.3) est généralement constitué :

- d'un codeur « Non-Retour à Zéro » (NRZ) qui convertit le signal de données numérique en signal analogique,

- d'un générateur de code pseudo-aléatoire,
- d'un autre codeur NRZ qui convertit le code d'étalement généré en signal analogique,
- d'un mélangeur permettant de moduler le signal de données par le code d'étalement afin d'obtenir la version étalée du signal de données,
- d'un autre mélangeur à travers lequel la porteuse est modulée par la version étalée du signal de données.

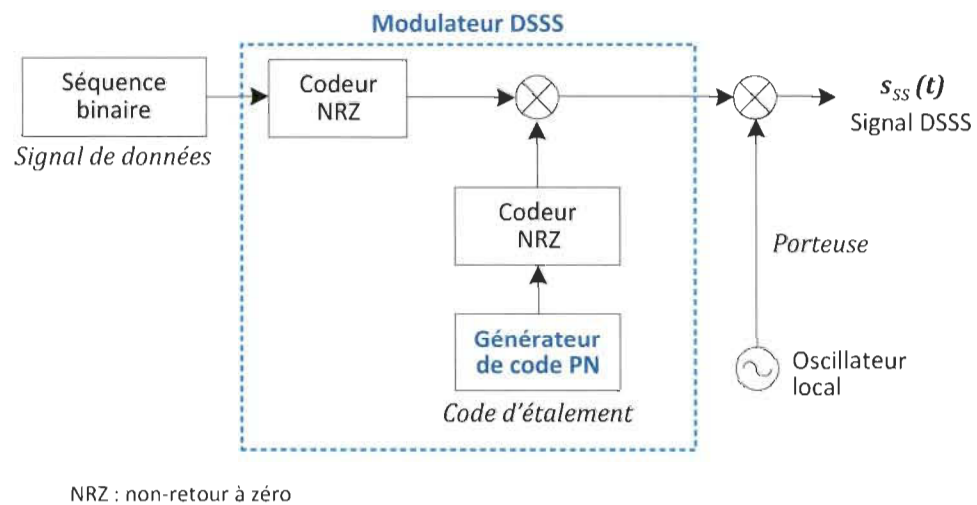


Figure 3.3 Schéma bloc d'un modulateur DSSS

Le générateur de code pseudo-aléatoire permet de générer la séquence binaire pseudo-aléatoire périodique de longueur N qui sert de code d'étalement. L'algorithme implémenté dans le générateur doit être choisi ou conçu selon les deux règles suivantes :

- la fonction d'autocorrélation du code d'étalement doit être similaire à celle d'un bruit blanc,
- la fonction d'intercorrélation entre deux codes d'étalement différents doit être le plus proche possible de 0 (orthogonalité des codes).

Plusieurs codes connus tels que les codes *Gold* utilisés par le système GPS et les codes *Walsh* vérifient ces propriétés.

Comme illustré à la figure 3.4, le processus de démodulation d'un signal DSSS commence par la suppression de la porteuse à travers un oscillateur local qui génère une copie de la porteuse, un mélangeur qui module le signal reçu avec la copie de la porteuse, et un filtre passe-bas. Le signal ramené en bande de base est ensuite désétaillé à l'aide d'un démodulateur constitué d'un générateur de code PN et d'un codeur NRZ qui ensemble génèrent une réplique analogique du code d'étalement utilisé, d'un mélangeur et d'un intégrateur dont la période d'intégration est ajustée à la durée T_d d'un bit du signal de données original. Le signal obtenu est ensuite normalisé avant d'être reconverti en une séquence binaire à l'aide d'un convertisseur analogique numérique (CAN).

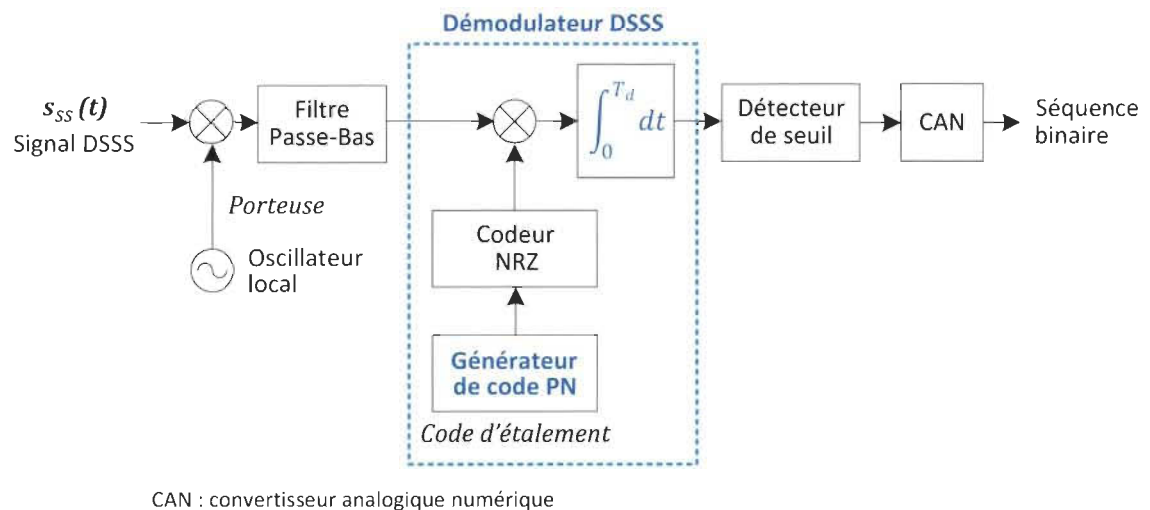


Figure 3.4 Schéma bloc d'un démodulateur DSSS

Dans le cas d'une transmission sans pertes de données, le signal ainsi démodulé devrait être identique au signal de données envoyé par l'émetteur.

3.2.2 Équations d'ondes et formes d'ondes

Soient $\{d_k\}$ la séquence binaire à envoyer, et $\{c_k\}$ le code d'étalement périodique de longueur N . Soient les formes d'ondes $d(t)$ et $c(t)$, leurs équivalents respectifs en NRZ d'amplitude égale à ± 1 . L'étalement de spectre est réalisé par modulation du signal de données $d(t)$ par le signal $c(t)$ à l'aide d'un mélangeur. Ainsi, l'équation du signal à la sortie du modulateur est :

$$m(t) = d(t) \cdot c(t) \quad (3.1)$$

Son spectre est obtenu par convolution des deux spectres $D(f)$ et $C(f)$:

$$M(f) = D(f) * C(f) \quad (3.2)$$

Les paramètres temporels et fréquentiels des différents signaux sont illustrés à la figure 3.5 où T_d est la durée d'un bit du signal de données, N et T_c sont respectivement la longueur et la durée d'un bit du code d'étalement.

La largeur de bande B du signal NRZ d'une séquence binaire de durée de bit T est :

$$B = \frac{2}{T} \quad (3.3)$$

Ainsi les largeurs de bande de $d(t)$ et $c(t)$ sont respectivement :

$$B_{d(t)} = \frac{2}{T_d} \quad (3.4)$$

$$B_{c(t)} = \frac{2}{T_c} = \frac{2}{T_d/N} = N \frac{2}{T_d} = N \cdot B_{d(t)} \quad (3.5)$$

où N représente la longueur du code d'étalement utilisé. Contrairement à $d(t)$ qui est un signal à bande étroite, $c(t)$ est un signal à large bande. Compte tenu des équations (3.1) et

(3.2), $m(t)$ est aussi un signal à large bande dont la largeur de bande est identique à celle de $c(t)$.

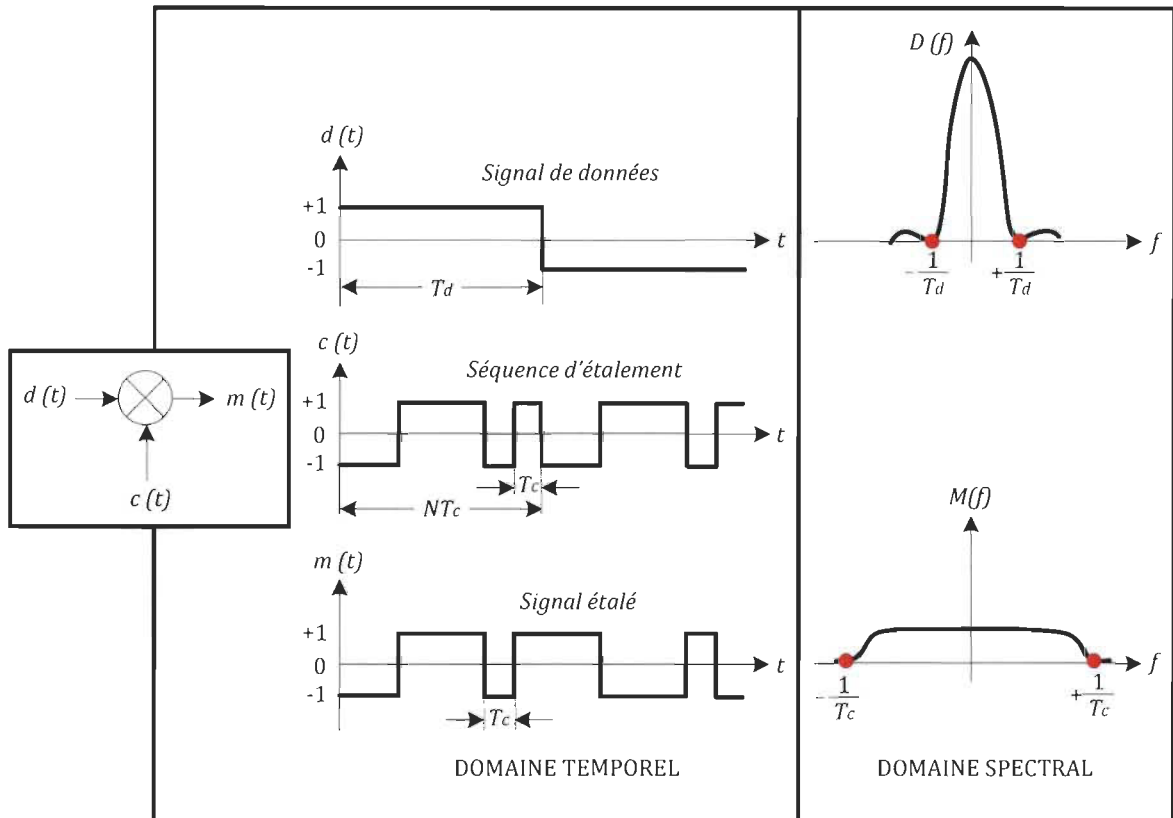


Figure 3.5 Paramètres temporels et fréquentiels des signaux d'une modulation DSSS

La figure 3.6 illustre un exemple de chronogrammes des différents signaux mis en jeu dans une modulation DSSS utilisant un code d'étalement de longueur $N = 4$. L'évolution du spectre du signal de données tout au long du processus de modulation et de démodulation DSSS est résumée à la figure 3.7.

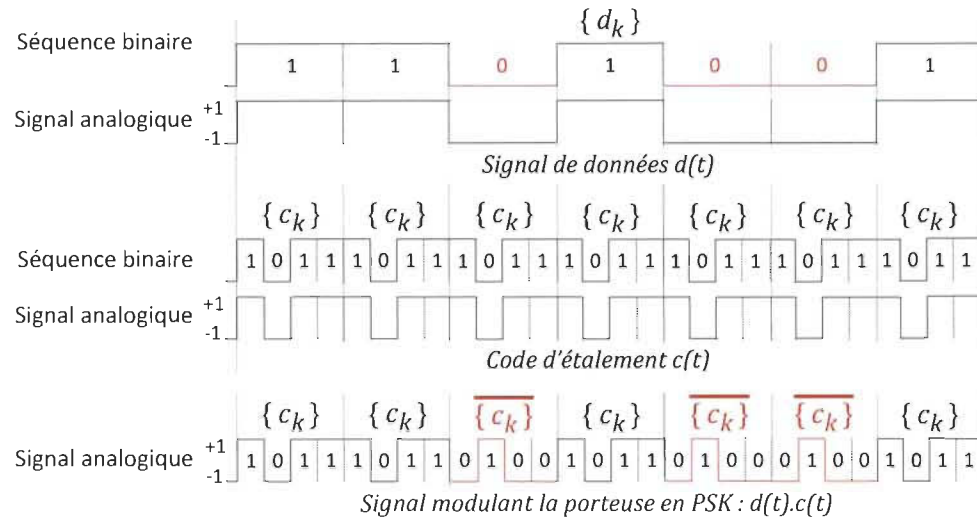


Figure 3.6 Exemple de chronogrammes des signaux d'une modulation DSSS

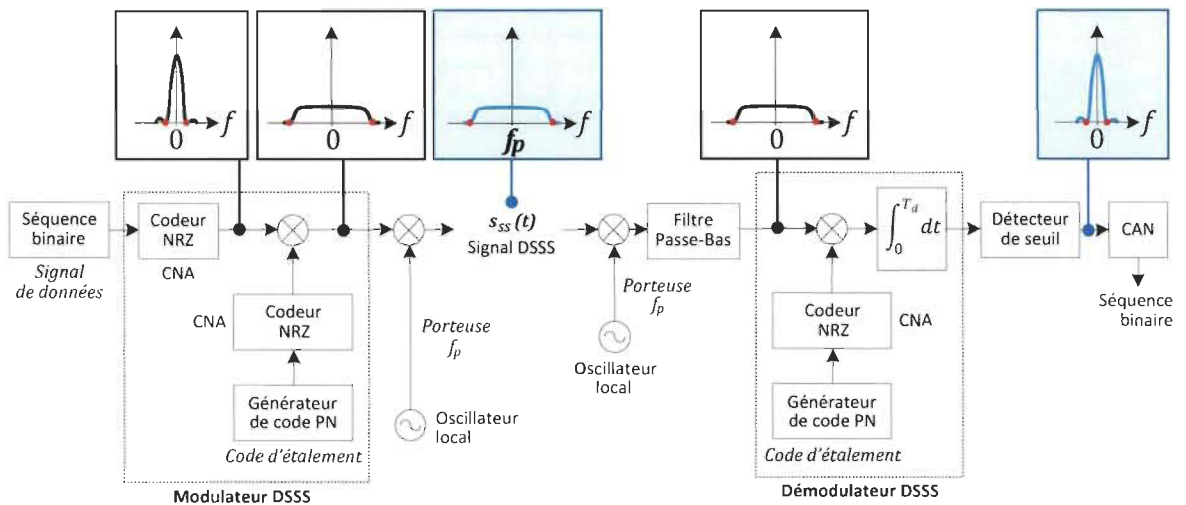


Figure 3.7 Évolution du spectre du signal d'information lors d'une transmission par DSSS

3.3 Application du DSSS à la RFID SAW

3.3.1 Architecture du lecteur proposé

Des exemples d'architectures de lecteurs RFID utilisant le DSSS sont présentés dans [68, 82]. Néanmoins, aucune architecture de lecteur RFID SAW avec DSSS intégré n'a

jusqu'à maintenant été rapportée dans la littérature. L'architecture du lecteur RFID SAW DSSS proposé (Fig. 3.8) a été inspirée de celle d'un lecteur RFID SAW et de l'analogie de l'implémentation du DSSS dans un émetteur / récepteur hétérodyne classique.

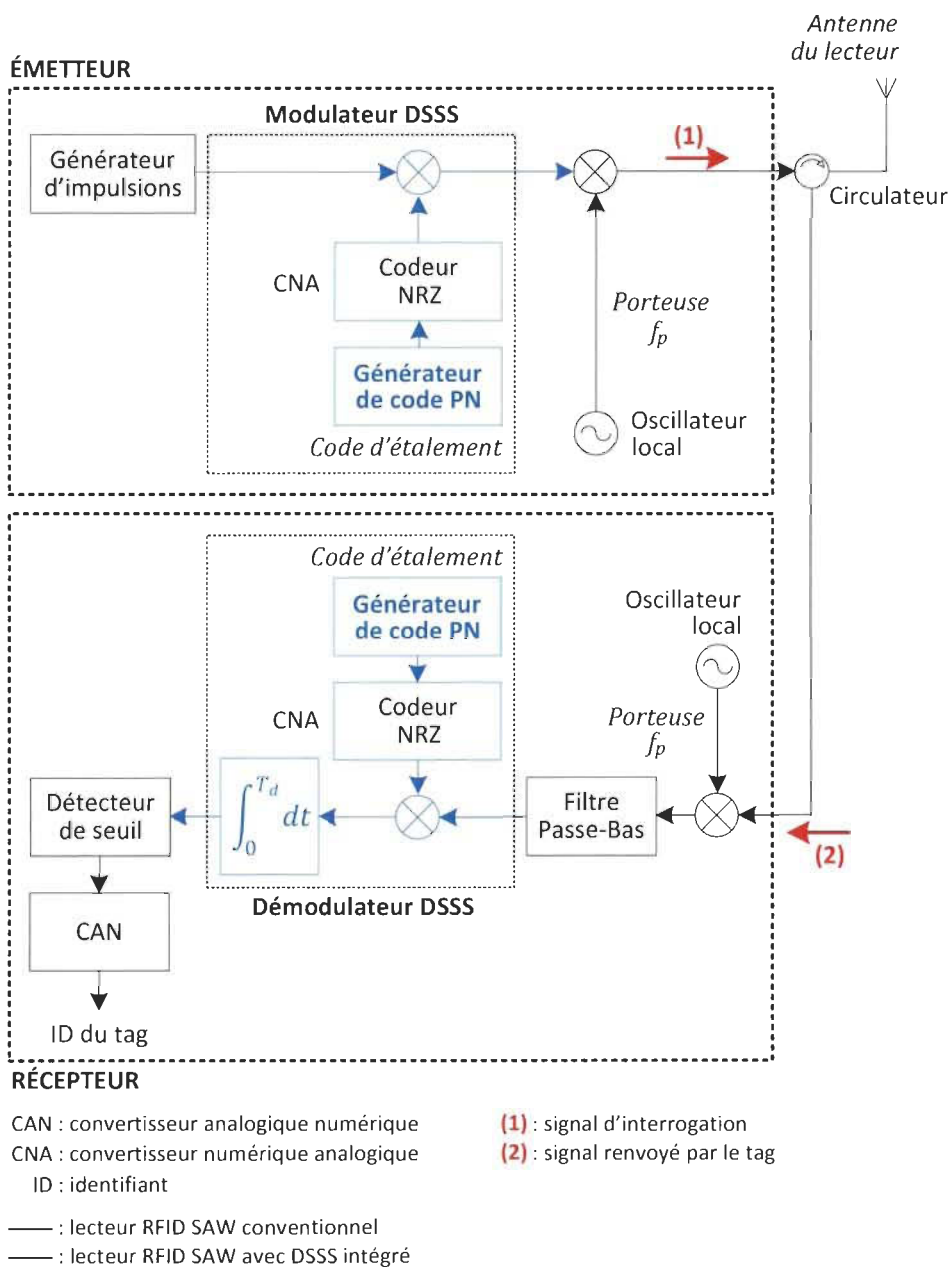


Figure 3.8 Architecture du lecteur RFID SAW DSSS proposé

Le lecteur se distingue d'un lecteur RFID SAW conventionnel par son modulateur et son démodulateur DSSS. Implémenté au niveau du module émetteur du lecteur, le modulateur DSSS étale l'impulsion d'interrogation à l'aide d'un code d'étalement de spectre. Les paramètres de l'étalement sont contrôlés à travers la longueur N et la durée d'un bit T_c du code d'étalement utilisé. Le convertisseur élévateur de fréquence constitué d'un oscillateur local et d'un mélangeur transpose le signal étalé à la fréquence de travail f_p du lecteur.

Le module récepteur du lecteur ramène le signal renvoyé par le tag en bande de base en supprimant sa porteuse à travers un convertisseur abaisseur de fréquence composé d'un oscillateur local, d'un mélangeur et d'un filtre passe-bas. Le démodulateur DSSS désétale le signal en bande de base de largeur de bande égale à $2/T_c$ en un signal à bande étroite de largeur de bande égale à $2/T_d$. Le signal à la sortie du démodulateur DSSS est normalisé avant d'être appliqué à un CAN. Le signal numérique qui en résulte est utilisé pour confirmer l'identité du tag interrogé.

3.3.2 Signal d'interrogation généré par le lecteur RFID SAW DSSS

Le concept d'impulsion de lecture suivie d'un temps de silence ou d'écoute s'applique à l'interrogation de tags de tout type de systèmes RFID SAW. Un temps de silence T_{OFF} suffisamment long permet d'éviter toute collision au niveau du tag entre les réflexions sur les réflecteurs qui retournent vers l'IDT et l'impulsion d'interrogation suivante qui se propage de l'IDT vers les réflecteurs. L'implémentation du DSSS dans le signal d'interrogation conçu pour lecteur proposé est réalisée par modulation BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) de l'impulsion d'interrogation par un code d'étalement.

Le signal d'interrogation $s_{\text{SAW-DSSS}}(t)$ généré par le lecteur RFID SAW DSSS peut s'écrire sous la forme :

$$s_{\text{SAW-DSSS}}(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t + \phi_1) & (1) \\ -A \sin(2\pi f_c t + \phi_2) & (2) \\ 0 & (3) \end{cases} \quad (3.6)$$

si $(n-1)T_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + (n-1)T_{OFF}$:

(1) lorsque $c(k) = 1$;

(2) lorsque $c(k) = 0$;

(3) si $nT_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + nT_{OFF}$

où $n = 1, 2, 3, 4, \dots$ et $k = 1, 2, 3, 4, \dots$

où A , f_c , ϕ_1 et ϕ_2 représentent respectivement l'amplitude, la fréquence et des valeurs de la phase initiale de la porteuse; T_{ON} est la durée de l'impulsion d'interrogation, T_{OFF} est la période de silence et c est le code d'étalement utilisé.

La figure 3.9 montre un exemple de chronogramme de signal d'interrogation conçu pour un lecteur RFID SAW DSSS utilisant un code d'étalement (1011) de longueur 4. La principale différence entre le signal d'interrogation d'un lecteur RFID SAW conventionnel et celui d'un lecteur RFID SAW DSSS se situe au niveau des changements de phase de 180° de la porteuse issus de l'application du DSSS à l'impulsion d'interrogation.

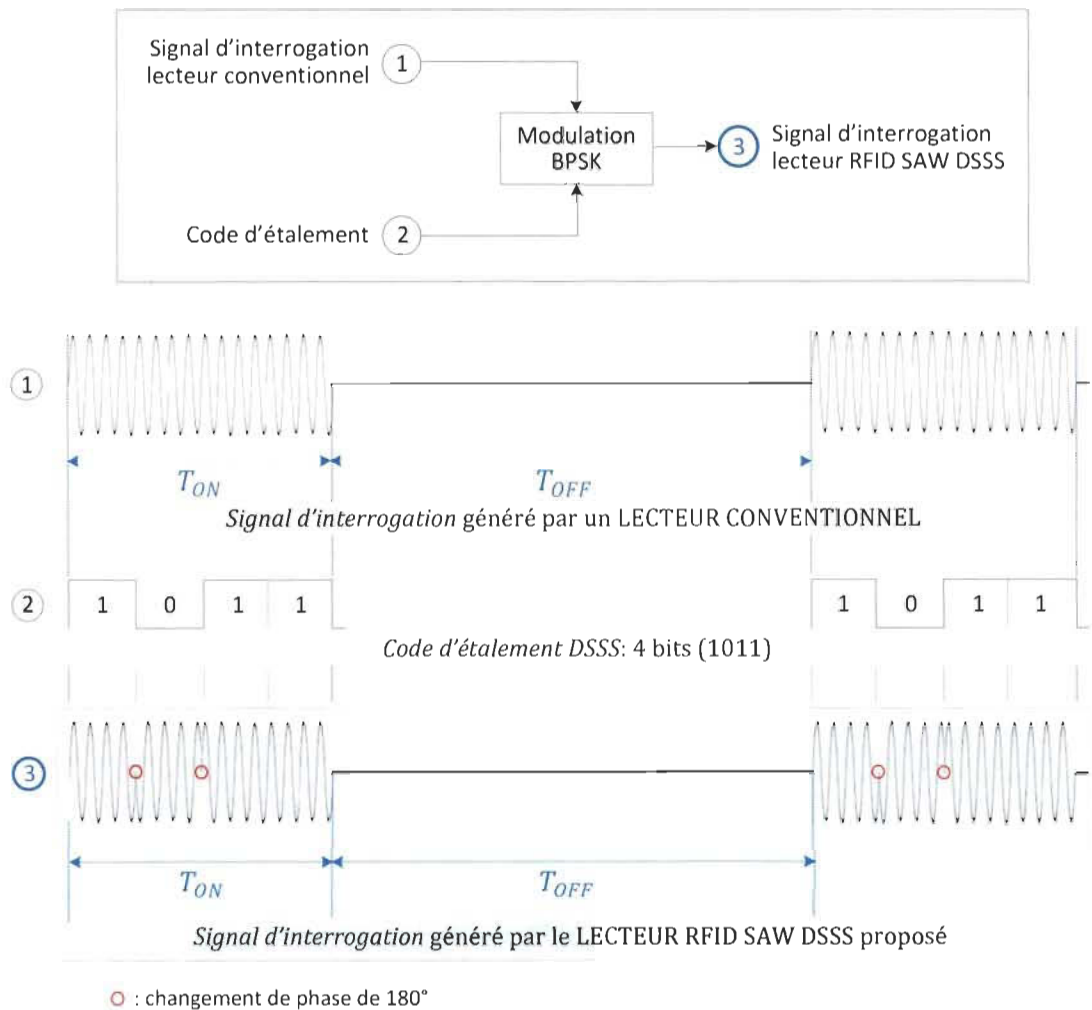


Figure 3.9 Forme d'onde du signal d'interrogation généré par le lecteur proposé

3.4 Avantages du DSSS

Le DSSS modifie le spectre du signal d'information de façon drastique en répartissant l'énergie du signal sur une bande plus large lors de la transmission et ce à l'aide d'un code d'étalement secret connu uniquement des vraies entités communicantes. Ces propriétés permettent aux systèmes qui l'utilisent de bénéficier de nombreux avantages en termes de :

- *Résistance aux interférences co-canal et canaux adjacents*

Les interférences dues à la réutilisation d'une même bande (interférences co-canal) ainsi que celles dues à l'utilisation de bande(s) de fréquence adjacente(s)

(interférences canaux adjacents) sont grandement atténuées le long du processus de désétalement réalisé par le démodulateur DSSS.

- *Intégrité du signal et immunité aux bruits*

L'aspect traitement numérique du signal de l'étalement de spectre garantit aux systèmes utilisant le DSSS une meilleure immunité aux interférences et aux bruits.

Le gain de traitement, de l'anglais *processing gain*, obtenu à travers le désétalement, réduit de façon considérable les effets des bruits de fond (bruits propres et bruits statiques) qui affectent grandement les performances des systèmes analogiques sans fil.

- *Immunité aux atténuations par réflexions multiples*

Le DSSS permet d'étaler la largeur de bande du signal de données sur une bande plus large. La diversité fréquentielle des signaux générés et transmis par les émetteurs DSSS les rend moins vulnérables aux atténuations par réflexions multiples.

- *Faible probabilité de détection et d'interception*

L'application du DSSS permet d'étaler le signal d'interrogation sur une bande de fréquence plus large, diminuant ainsi l'amplitude de sa densité spectrale de puissance (DSP). Avec un code d'étalement suffisamment long, le spectre du signal devient proche de celle d'un bruit aléatoire et son niveau (DSP) se retrouve au-dessous de celui du bruit thermique, le rendant ainsi très difficile à détecter par les récepteurs sans fil classiques. La non-connaissance au préalable du code d'étalement utilisé réduit de beaucoup la probabilité de réussite de toutes tentatives d'interception du signal par une tierce partie.

- *Confidentialité*

La nature pseudo-aléatoire des codes d'étalement donne un caractère aléatoire aux signaux d'interrogation (ou de données). Cette particularité rend les codes d'étalement presque impossible à deviner (cracker, pirater) et les signaux de données difficiles à distinguer des bruits aléatoires. La connaissance du code utilisé pour l'étalement ainsi que la synchronisation d'une copie du code d'étalement avec le signal reçu sont nécessaires pour pouvoir désétalement, démoduler et retrouver l'information utile, l'identifiant du tag interrogé dans le cas d'un système RFID SAW. Ainsi, contrairement aux systèmes analogiques sans fil, les systèmes exploitant le DSSS bénéficient de l'utilisation d'un outil de chiffrement de signal.

- *Coexistence avec d'autres systèmes sans fil*

Les systèmes de communication sans fil basés sur l'étalement de spectre affichent également une meilleure immunité aux interférences. La très faible intercorrélation entre les codes pseudo-aléatoires utilisés pour l'étalement de spectre permet à autant de systèmes DSSS aux codes d'étalement distincts de coexister et d'opérer dans le même environnement sans se créer des interférences significatives entre eux.

- *Meilleure portée*

De par leur nature non interférente, les systèmes DSSS opérant dans la bande ISM sont autorisés à émettre des signaux de puissance supérieure à celles de systèmes de communication sans fil analogiques traditionnels. Par exemple dans la bande UHF 902 MHz - 928 MHz, la *Federal Communications Commission* (FCC) limite

la puissance maximale transmise autorisée des systèmes DSSS à 1 W, soit 30 dBm ou 1.826 V/m @3m, contre 50 mV/m @3m, soit -1.23 dBm pour les systèmes traditionnels [93]. La puissance des signaux émis étant directement proportionnelle à la portée, la puissance maximale transmise autorisée des systèmes DSSS leur permet d'avoir une plus grande portée.

- *Résistance aux brouillages*

Les systèmes DSSS se distinguent également des systèmes de communication sans fil analogiques par leur capacité à combattre les brouillages intentionnels opérés par une tierce partie. Contrairement au signal utile qui se retrouve désétalé après son passage dans le démodulateur DSSS, le signal brouilleur subit l'effet inverse (étalement). D'où une augmentation du rapport signal sur bruit (SNR) du signal à la sortie du démodulateur. L'effet du bruit sur le signal utile se voit ainsi réduit par le processus de démodulation.

La capacité des systèmes DSSS à contrecarrer les brouillages s'applique non seulement aux signaux brouilleurs à bande étroite mais également aux signaux brouilleurs à large bande. Plus la largeur de bande de signal brouilleur est grande, plus son effet sur le signal utile est atténué par le démodulateur DSSS.

Chapitre 4

Modélisation et simulation du système RFID SAW avec DSSS intégré

L'utilisation de la technologie SAW pour la RFID permet, non seulement de répondre aux besoins de réduction de coût, de miniaturisation et de robustesse en milieux difficiles des tags d'identification, mais également de développer et de réaliser des systèmes RFID entièrement passifs [25]. L'application du DSSS aux systèmes RFID SAW proposée dans ce projet vise principalement l'amélioration de la sensibilité des lecteurs et de la portée.

Afin d'évaluer et de prédire les impacts de l'utilisation du DSSS sur les performances des systèmes RFID SAW, un environnement de simulation (Fig. 4.1) spécialement conçu pour les systèmes RFID SAW conventionnels et les systèmes RFID SAW avec DSSS intégré a été développé et mis en place. Le simulateur proposé est constitué de trois blocs de modules qui représentent les trois entités du système RFID étudié, à savoir le tag d'identification, le lecteur et l'espace (canal) entre le tag et le lecteur.

Le simulateur de tags SAW a été développé à l'aide de Matlab. Les modules représentant le lecteur RFID SAW et le canal ont été créés à l'aide de Simulink. Le tout a été assemblé dans un modèle Simulink principal représentant le système RFID SAW au complet.

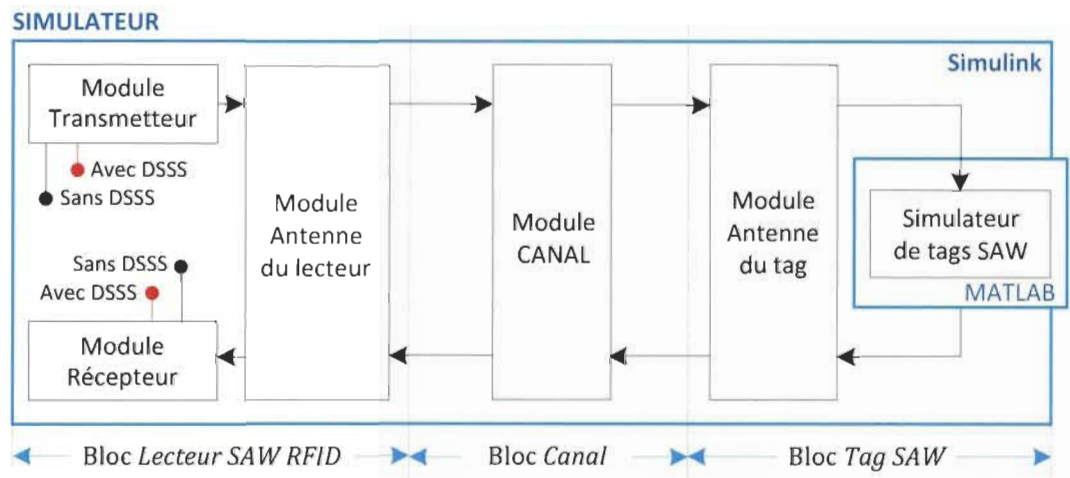
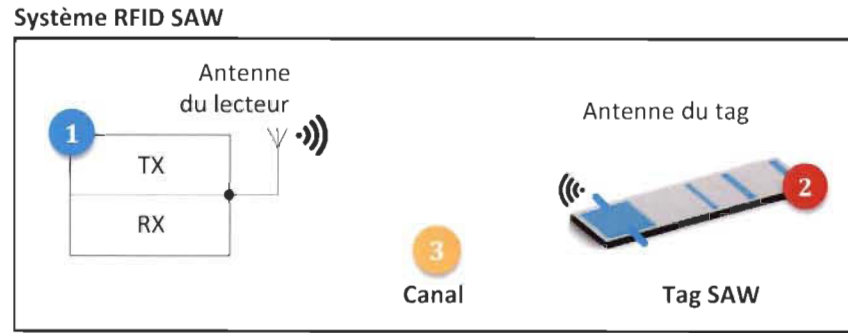


Figure 4.1 Approche adoptée pour la simulation de systèmes RFID SAW conventionnels et avec DSSS intégré

4.1 Simulateur de dispositifs SAW

4.1.1 Choix de modèle

Les tags SAW sont généralement composés de trois éléments principaux, à savoir les IDTs, les réflecteurs et les lignes de propagation. Basé sur une structure répétitive, chaque IDT et réflecteur consiste respectivement en plusieurs paires de doigts IDTs et de doigts réflecteurs.

Le principal atout des modèles à circuit électrique équivalent est qu'ils permettent de modéliser de façon fiable l'interaction entre les parties électriques et non-électriques d'un

microsystème. Le modèle de Mason est réputé dans le domaine des technologies acoustiques pour sa capacité à représenter au mieux les interactions entre les parties électriques et mécaniques des tags RFID SAW [94]. Les circuits électriques équivalents d'une paire de doigts IDT et de doigts réflecteurs du modèle de Mason sont présentés à la figure 4.2 et 4.3. Le circuit électrique équivalent d'une ligne de propagation acoustique proposé par Mason est illustré à la figure 4.4.

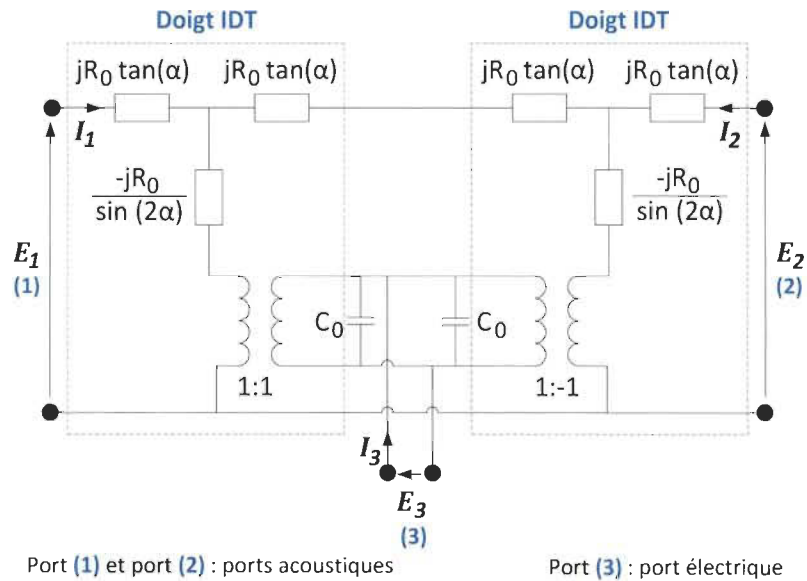


Figure 4.2 Circuit électrique équivalent d'une paire de doigts IDT

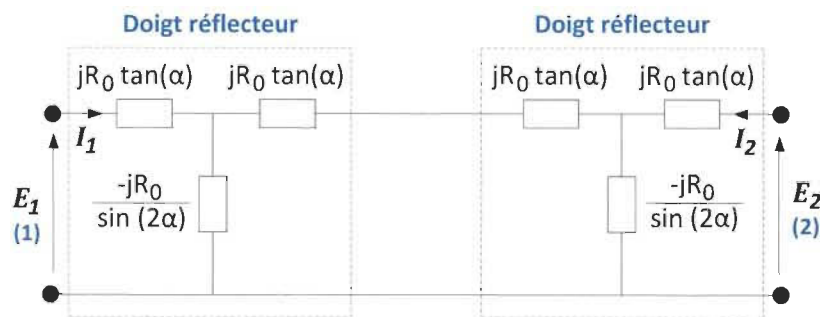


Figure 4.3 Circuit électrique équivalent d'une paire de doigts réflecteurs

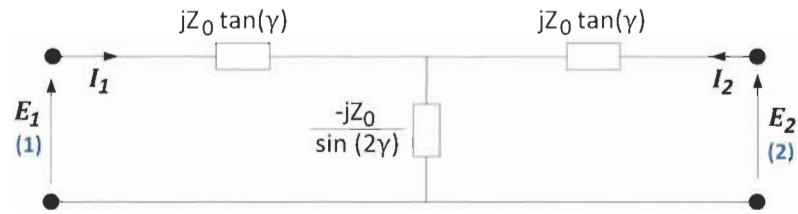


Figure 4.4 Circuit électrique équivalent d'une ligne de propagation acoustique

R_0 est l'équivalent électrique de l'impédance mécanique caractéristique Z_0 du substrat :

$$Z_0 = A \rho v_{SAW} \quad (4.1)$$

où A est la surface de la section transversale du substrat, ρ est la densité et v_{SAW} la vitesse de propagation de l'onde acoustique de surface. C_0 représente la capacité interdigitée par paire de doigts. Les coefficients α et γ sont tels que :

$$\alpha = \frac{\pi f}{2 f_0} \quad (4.1)$$

$$\gamma = \frac{\pi f L}{v_{SAW}} \quad (4.2)$$

où f_0 est la fréquence de résonance du tag SAW et L est la longueur de la ligne de propagation.

Indépendamment de la structure du tag, qu'il s'agisse d'une ligne à délai à deux IDTs ou d'une ligne à délai réfléchive, les terminaisons du modèle électrique équivalent sont représentées par l'impédance mécanique caractéristique Z_0 du substrat.

4.1.2 Méthodologie de simulation d'un tag SAW

Tout tag SAW étant constitué d'une combinaison d'IDTs, de réflecteurs et de lignes de propagation, l'approche adoptée pour la simulation est de type modulaire (Fig. 4.5).

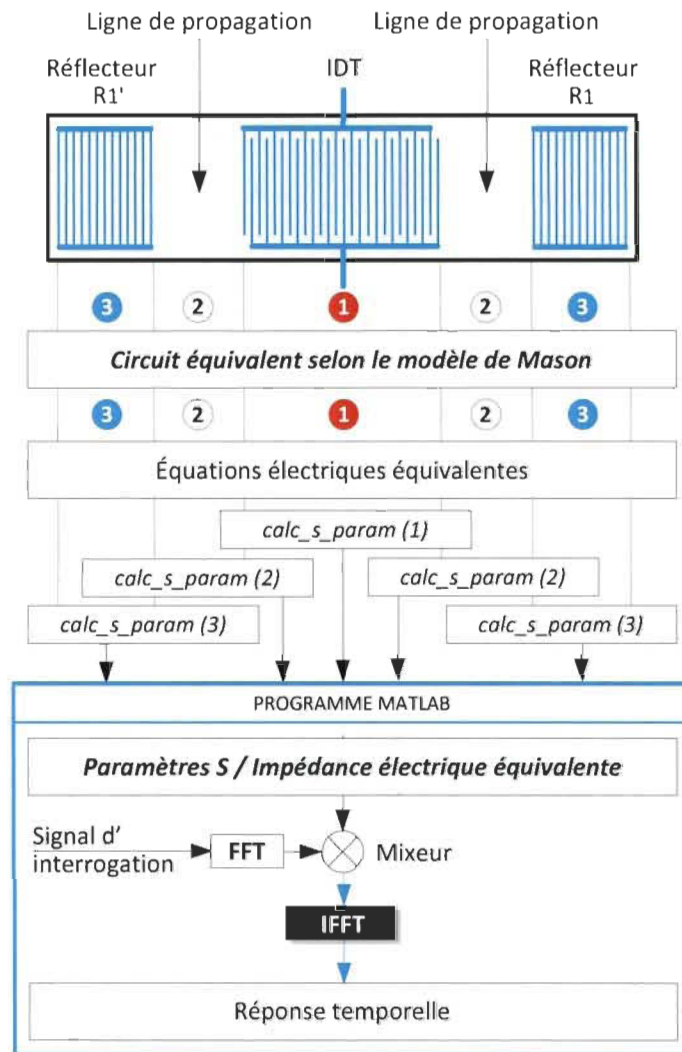


Figure 4.5 Méthodologie de simulation d'un tag SAW à l'aide du simulateur proposé

Chaque élément (IDT, réflecteur, ligne de propagation) du dispositif est tout d'abord représenté par son circuit électrique équivalent du modèle de Mason. Les équations électriques correspondantes sont déduites, puis implémentées dans des fonctions Matlab qui calculent les paramètres S de chaque bloc. Les interconnexions entre blocs sont réalisées à l'aide d'une autre fonction Matlab dédiée.

Les fonctions créées sont exportées vers un programme Matlab qui calcule les paramètres S du tag SAW pour différentes valeurs de la fréquence. La réponse temporelle

du dispositif est obtenue par convolution de la réponse fréquentielle avec le signal d'interrogation à l'aide d'un module FFT/IFFT (Fast Fourier Transform / Inverse Fast Fourier Transform).

4.1.3 Principe de fonctionnement du simulateur

Développé à l'aide la version 7.13.0.564 de Matlab, le simulateur proposé permet de prédire de façon précise le comportement, dont principalement les coefficients de réflexion et la réponse à un signal d'interrogation donné, de tags RFID SAW, sans passer par des simulations par éléments finis qui généralement requièrent beaucoup de temps et de ressources [95]. L'impédance électrique équivalente Z du tag est déduite du coefficient de réflexion S_{11} à l'aide de la relation :

$$Z [\Omega] = 50 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \quad (4.3)$$

Le principe de fonctionnement du simulateur est illustré à la figure 4.6.

Lors d'une simulation, la structure du dispositif est d'abord décrite. Le nombre d'IDTs, de réflecteurs et de lignes de propagation sont introduits par l'utilisateur. Vient ensuite la définition des dimensions de chaque élément (IDT, réflecteur, ligne de propagation) et des paramètres des matériaux constituant le substrat et la couche piézoélectrique. La simulation est effectuée selon la plage de fréquence spécifiée par l'utilisateur. Le simulateur calcule la réponse temporelle du tag en fonction du signal d'interrogation défini comme signal d'entrée.

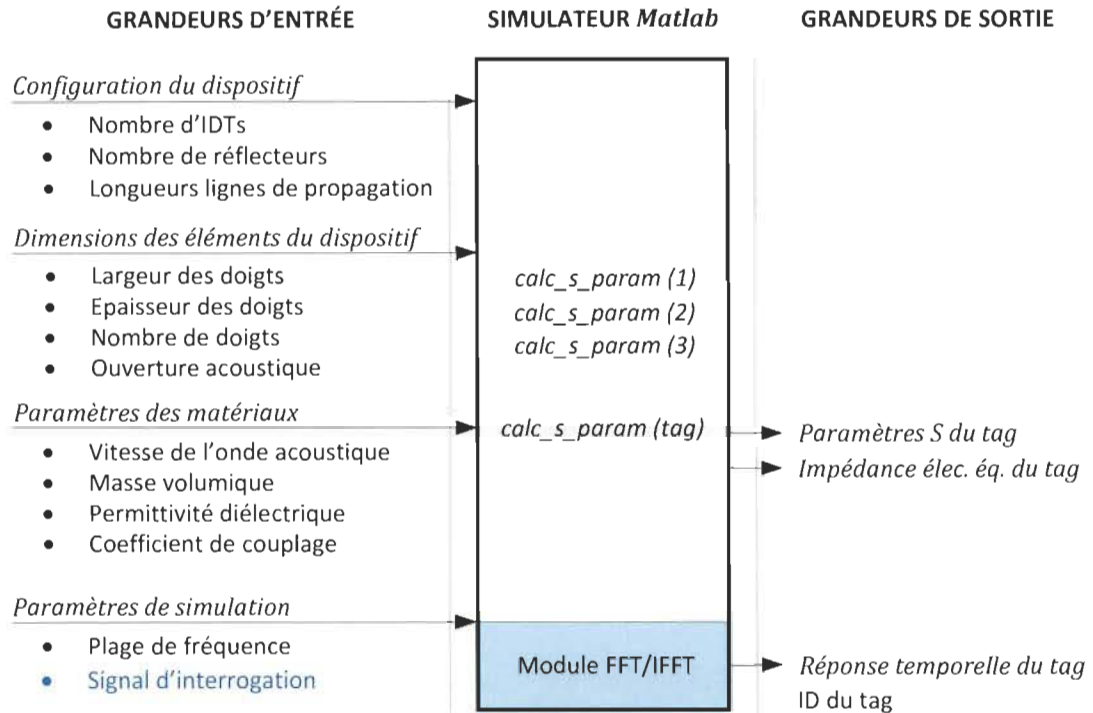


Figure 4.6 Principe de fonctionnement du simulateur de tags SAW

Le simulateur permet de simuler non seulement des tags SAW, appelés également lignes à délai réfléchives, mais aussi des résonateurs SAW ainsi que tout autre dispositif SAW dont la structure est basée sur une combinaison d'IDTs et de réflecteurs séparés par des lignes de propagation.

4.1.4 Résultats

Afin de valider la fiabilité du simulateur, les résultats ont été comparés avec des mesures réelles prises à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel (*Vector Network Analyzer - VNA*) sur les tags SAW qui ont été fabriqués. La validation de la fréquence de résonance fournie par le simulateur a été effectuée sur la base d'une erreur $\leq 0.08\%$ de la fréquence de résonance obtenue par les mesures. A cet effet, un tag SAW à trois (03) réflecteurs (Fig. 4.7) a été simulé puis fabriqué selon le procédé de fabrication décrit dans

le paragraphe 2.3.4 du chapitre 2. Les paramètres des matériaux constituant le tag sont résumés dans le tableau 4-1. Ses dimensions sont décrites dans le tableau 4-2.

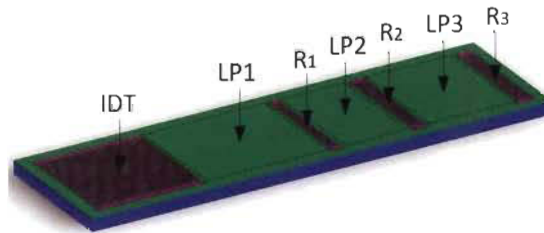


Figure 4.7 Structure du tag SAW de test

Tableau 4-1 Paramètres des matériaux

Paramètre	Valeur
Substrat piézoélectrique	LiNbO ₃
Type de substrat	coupe Y, propagation Z
Permittivité diélectrique	27.9
Métal utilisé pour les doigts	Cu
Vitesse acoustique	3 447.7 m/s

Tableau 4-2 Dimensions du tag SAW simulé et fabriqué

Elément(s)	Paramètre	Valeur
<i>IDT et réflecteurs</i>	Largeur de doigts	5 μm
	Longueur d'onde λ	20 μm
	Épaisseur des doigts	100 nm
	Ouverture acoustique	210 μm
<i>IDT</i>	Nombre de paires de doigts	75
<i>Réflecteurs</i> (R ₁ , R ₂ , R ₃)	Nombre de doigts par réflecteur	12, 20, 20
<i>Lignes de propagation</i> (LP1, LP2, LP3)	Longueur	50 λ , 70 λ , 120 λ

a) Résultats d'analyses fréquentielles

Une comparaison entre l'impédance électrique équivalente fournie par le simulateur et l'impédance électrique équivalente mesurée est présentée à la figure 4.8. Les résultats démontrent la fiabilité du simulateur de tags SAW. En effet, la courbe d'impédance produite par le simulateur permet de facilement identifier les phénomènes de résonance et d'antirésonance du tag.

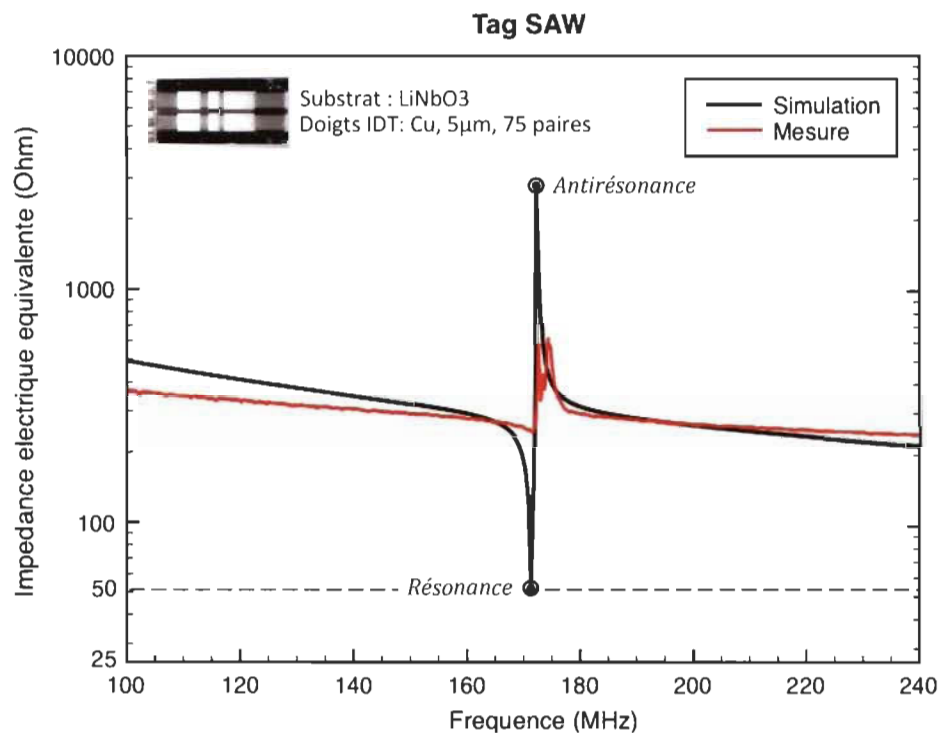


Figure 4.8 Comparaison entre les résultats fournis par le simulateur et les mesures

La valeur de la fréquence de résonance prédite par le simulateur ressemble de très près (à 0.08% près) à celle obtenue par la mesure. Dans le cas du tag SAW de test décrit précédemment, le simulateur prédit une fréquence de résonance de 171.3 MHz contre 171.4 MHz pour la mesure, soit une erreur de 0.05 %. Des tests de répétabilité et de reproductibilité ont été effectués afin de valider la valeur mesurée de la fréquence de

résonance du dispositif. Les résultats confirment la fréquence de résonance mesurée $f_R = 171.4 \text{ MHz}$.

L'écart d'impédance à la résonance entre la simulation et la mesure est dû au fait que le tag test qui a été fabriqué n'a pas été parfaitement adapté à 50Ω . De plus, le procédé de fabrication utilisé pour la réalisation des tags est encore en cours de perfectionnement.

b) Résultats d'analyses temporelles

Une simulation du tag SAW de test (même dispositif) dans le domaine temporel a été effectuée afin de démontrer la capacité du simulateur à prédire de façon précise la réponse temporelle du tag à un signal d'interrogation donné. Le signal d'interrogation injecté à l'entrée du tag (premier signal) est une impulsion RF de largeur $T_{ON} = 100 \text{ ns}$ et de fréquence égale à la fréquence de résonance simulée du tag ($f_P = 171.3 \text{ MHz}$) générée à l'aide de Matlab. Les différents signaux mis en jeu ainsi que les résultats fournis par le simulateur sont présentés à la figure 4.9.

Le signal en rouge (S33) représente le coefficient de réflexion du tag déterminé par le simulateur. Les trois pics correspondent aux réflexions du signal d'interrogation sur les trois réflecteurs du tag. Les différences d'amplitude entre les trois réflexions sont dues à la non-uniformité des nombres de paires de doigts des réflecteurs et à l'atténuation du signal d'interrogation due aux réflexions sur les réflecteurs.

Les résultats de simulation du tag dans le domaine temporel (paramètres de la réponse temporelle) ont été comparés avec la théorie (Tab. 4-3). Les délais T_i causés par réflexion de l'onde SAW sur les différents réflecteurs R_i ($i = 1, 2, 3$) ont été calculés à l'aide de la

relation (2.9). Les résultats de la comparaison confirment la fiabilité et la précision du lecteur en termes de simulation temporelle.

D'autres résultats de simulation ainsi que les résultats d'évaluation de performance du simulateur ont été publiés dans l'article de conférence présenté en Annexe A.

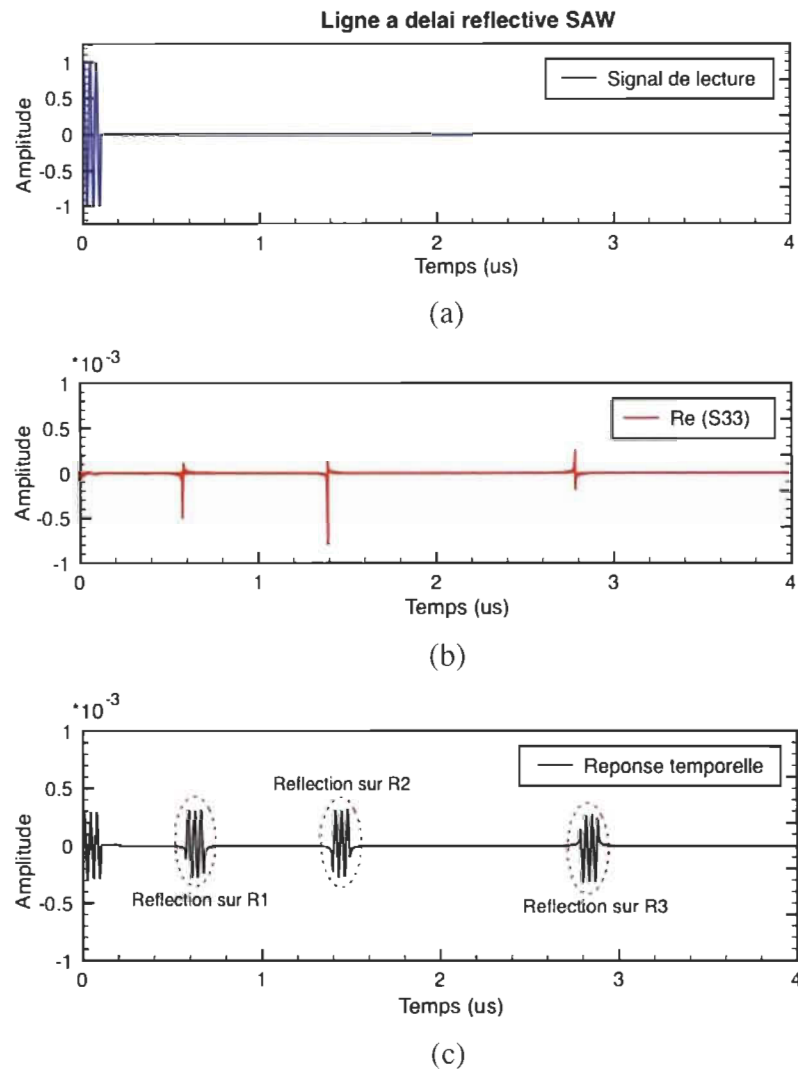


Figure 4.9 Signaux mis en jeu et résultats temporels fournis par le simulateur (a) Signal d'interrogation (b) Coefficient de réflexion du tag (c) Réponse du tag

Tableau 4-3 Comparaison entre la théorie et les résultats temporels fournis par le simulateur

Paramètre	Valeur théorique	Simulateur	Erreur
T_1	0.580 μs	0.580 μs	0 %
T_2	1.461 μs	1.428 μs	2.26 %
T_3	2.970 μs	2.912 μs	1.95 %

4.2 Modèle Simulink du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré

Dans le cadre de la mise en place du simulateur pour la modélisation et l'analyse du comportement du système RFID SAW avec DSSS intégré au complet, un modèle Simulink capable de reproduire les fonctions du lecteur a été conçu, testé puis validé. Le modèle réalisé est composé de deux blocs principaux. Le premier bloc (Fig. 4.10) représente le transmetteur qui génère le signal d'interrogation du tag. Le deuxième bloc (Fig. 4.11) reproduit la fonction de démodulation de la réponse du tag par le récepteur.

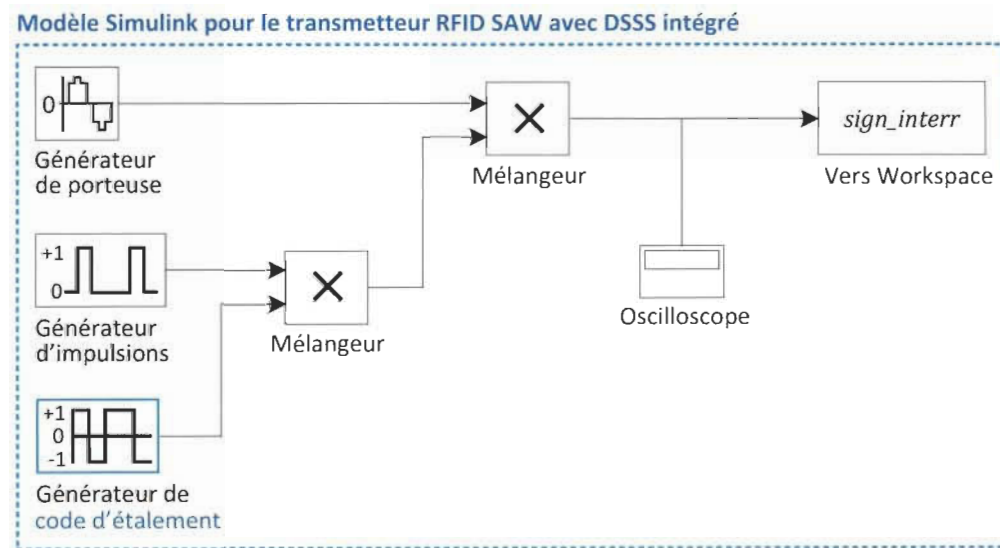


Figure 4.10 Modèle Simulink pour le module transmetteur du lecteur

La porteuse du signal d'interrogation est produite à l'aide d'un générateur de sinusoïde et convertie en un signal pulsé au moyen d'un générateur d'impulsions et d'un mélangeur. L'étalement de spectre est réalisé par un générateur de code d'étalement et un second mélangeur.

Le signal renvoyé par le tag est démodulé à l'aide du bloc récepteur en trois phases. Le premier sous-bloc constitué d'un générateur de porteuse, d'un mélangeur et d'un filtre passe bas, joue le rôle d'abaisseur de fréquence. Le signal reçu et ramené en bande de base est désétaillé à travers le sous-bloc formé par le générateur de code d'étalement et le deuxième mélangeur. La dernière phase de la démodulation est réalisée par l'intégrateur et le détecteur de seuil.

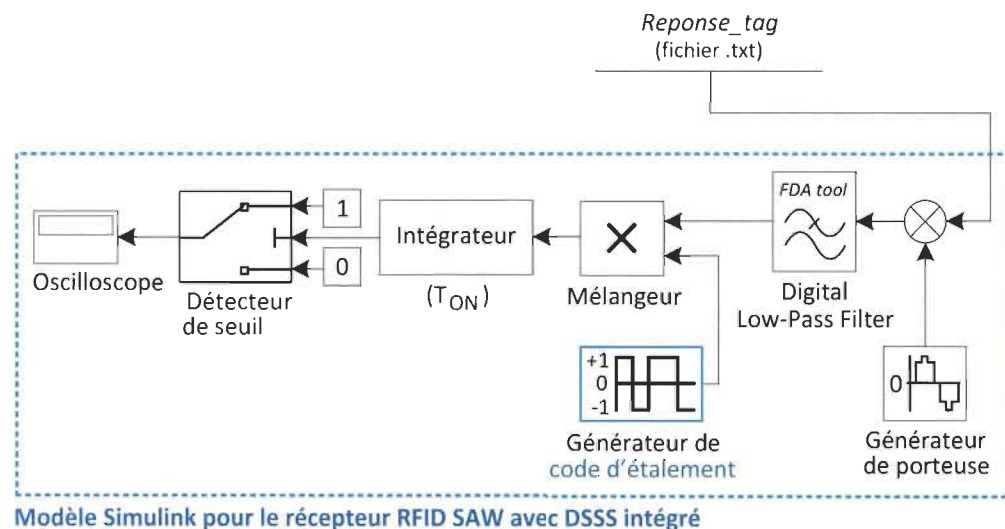


Figure 4.11 Modèle Simulink pour le module récepteur du lecteur

4.3 Modélisation du canal

Trois (03) facteurs, à savoir l'atténuation du signal en fonction de la distance parcourue, le délai que met le signal pour faire l'aller-retour *lecteur - tag SAW - lecteur* ainsi que le bruit présent par le milieu, ont été pris en compte dans la modélisation du canal. Pour tout

tag SAW se trouvant dans le champ lointain de l'antenne du lecteur, l'atténuation du signal en espace libre est régie par l'équation de Friis :

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{c}{4\pi f d} \right)^2 \quad (4.4)$$

où P_R est la puissance reçue par le tag, P_T est la puissance émise par le lecteur, G_T est le gain de l'antenne du lecteur, G_R est le gain de l'antenne du tag, $c = 3.10^8 m/s$, f est la fréquence de travail et d est la distance entre le lecteur et le tag. Le tag est considéré dans le champ lointain lorsque la distance d est supérieure à la distance de Fraunhofer d_F :

$$d_F = 2 \frac{D^2}{\lambda} \quad (4.5)$$

où D est la longueur du plus grand élément de l'antenne du lecteur et λ est la longueur d'onde. Le *Free Space Path Loss* (FSPL) est donnée par la relation :

$$FSPL = \left(\frac{4\pi f d}{c} \right)^2 \quad (4.6)$$

$$FSPL [dB] = 20 \log (d) + 20 \log (f) - 27.55 \quad (4.7)$$

où d est en [m] et f est en [MHz].

Le modèle Simulink proposé pour représenter le canal dans le simulateur de système RFID SAW avec DSSS intégré est illustré à la figure 4.12. L'atténuation du signal due à sa propagation dans l'espace-libre est représentée par le bloc amplificateur de gain A tel que :

$$A = \frac{1}{FSPL} \quad (4.8)$$

L'effet du bruit et des interférences qui viennent se superposer au signal est reproduit dans le simulateur au moyen du générateur de bruit gaussien. Le temps que le signal met pour

parcourir la distance lecteur - tag (et vice-versa) est représenté par le bloc retard à constante de temps $T = d/c$.

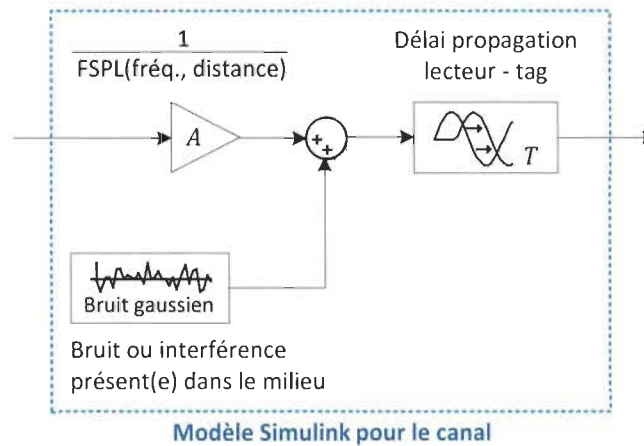


Figure 4.12 Modèle Simulink pour le canal

4.4 Résultats de simulation

4.4.1 Simulateur de système RFID SAW avec DSSS intégré

Le simulateur de tags SAW développé à l'aide de Matlab, le modèle Simulink qui reproduit les fonctions du lecteur ainsi que le modèle qui représente le canal ont été assemblés en un simulateur dédié pour prédire et analyser le comportement du système RFID SAW avec DSSS intégré au complet (Fig. 4.13). Les antennes du tag et du lecteur sont représentés par des blocs amplificateurs Simulink de gains G_R et G_T .

Le simulateur tient compte de toutes les étapes du processus de lecture du tag, à savoir la génération du signal d'interrogation par le bloc transmetteur du lecteur, la propagation du signal jusqu'au tag, la transition du signal dans le tag, la propagation du signal renvoyé par le tag jusqu'au lecteur, ainsi que la démodulation du signal reçu par le bloc récepteur du lecteur.

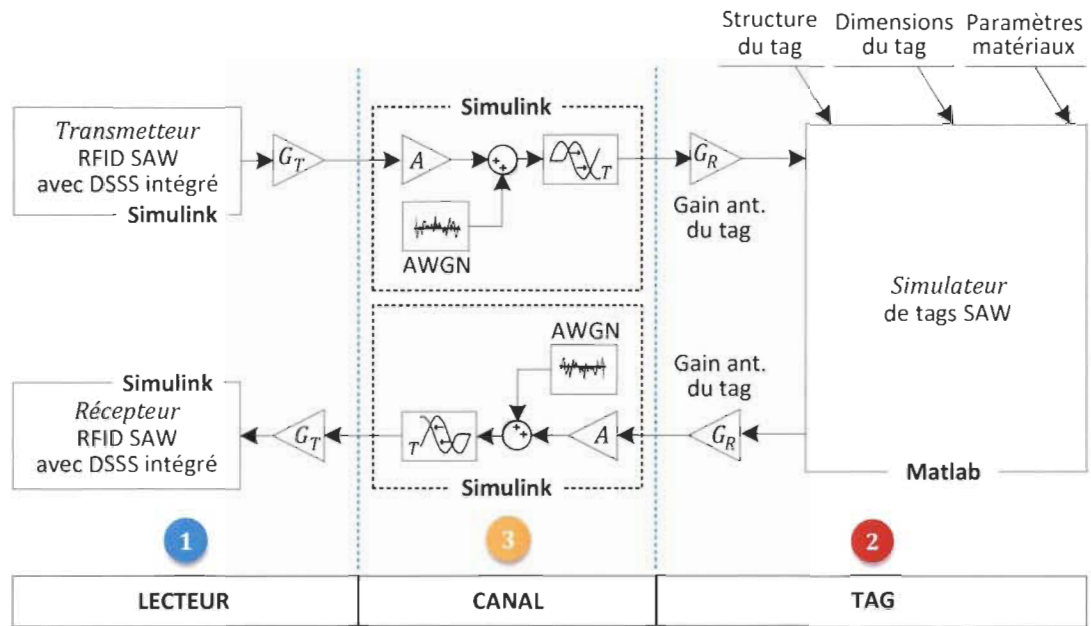


Figure 4.13 Modèle Simulink du système RFID SAW avec DSSS intégré

4.4.2 Résultats de simulation

Des tests de simulation de lecture de tags SAW ont été effectués pour valider la fiabilité du simulateur. Les paramètres de simulation de lecture d'une ligne à délai réflexive (tag) à trois (03) réflecteurs par un lecteur RFID SAW DSSS utilisant un code d'étalement de longueur 4 sont résumés dans le tableau 4-4.

L'IDT et les réflecteurs du tag simulé sont constitués de doigts de $5 \mu\text{m}$ de large. La fréquence centrale théorique du tag est de 171.1 MHz . Dans le but d'alléger la simulation, le gain de l'antenne du lecteur et celui du tag ont été fixés à 0 dB . Le signal d'interrogation utilisé est une porteuse de 171.1 MHz , 0 dBm pulsée avec une largeur d'impulsion $T_{ON} = 0.4 \mu\text{s}$ et un temps de silence $T_{OFF} = 11.6 \mu\text{s}$ et étalée à l'aide d'un code d'étalement de longueur 4 (1011). La lecture du tag est périodique de période $T = T_{ON} + T_{OFF} = 12 \mu\text{s}$.

Tableau 4-4 Paramètres de simulation de lecture d'un tag à trois (03) réflecteurs

Component	Paramètre	Symbole	Valeur
Lecteur	Fréquence de la porteuse	f_c	171.1 MHz
	Largeur d'impulsion	T_{ON}	0.4 μ s
	Période de silence	T_{OFF}	11.6 μ s
	Longueur du code d'étalement	N	4
	Code d'étalement	-	1011
Canal	Distance lecteur tag	d	1 m
	Free-Space Path Loss	$FSPL$	17.115 dB
Tag SAW	Largeur des doigts	w	5 μ m
	Longueur d'onde	λ	20 μ m
	Fréquence centrale	f_0	171.1 MHz
	Nombre de paires de doigts IDT	-	75
	Nombre de réflecteurs	-	3
	Lignes de propagation	-	{80 λ , 30 λ , 60 λ }

Les résultats de simulation présentés à la figure 4.14 démontrent la fiabilité du simulateur de système RFID SAW DSSS proposé. La forme d'onde et les paramètres du signal d'interrogation généré à l'aide du modèle Simulink du lecteur correspondent parfaitement aux données du cahier des charges (cf. Fig. 4.14a).

La réponse du tag à une impulsion du signal d'interrogation est composée d'une série de quatre impulsions. La première impulsion est due à la réflexion directe sur l'IDT. Les trois (03) autres impulsions résultent de la réflexion de l'onde SAW sur les trois (03) réflecteurs du tag. L'analyse des délais entre chaque impulsion confirme davantage la fiabilité du simulateur. En effet, les délais entre impulsions du signal renvoyé par le tag sont en accord avec les délais théoriques attendus (cf. Fig. 4.14b).

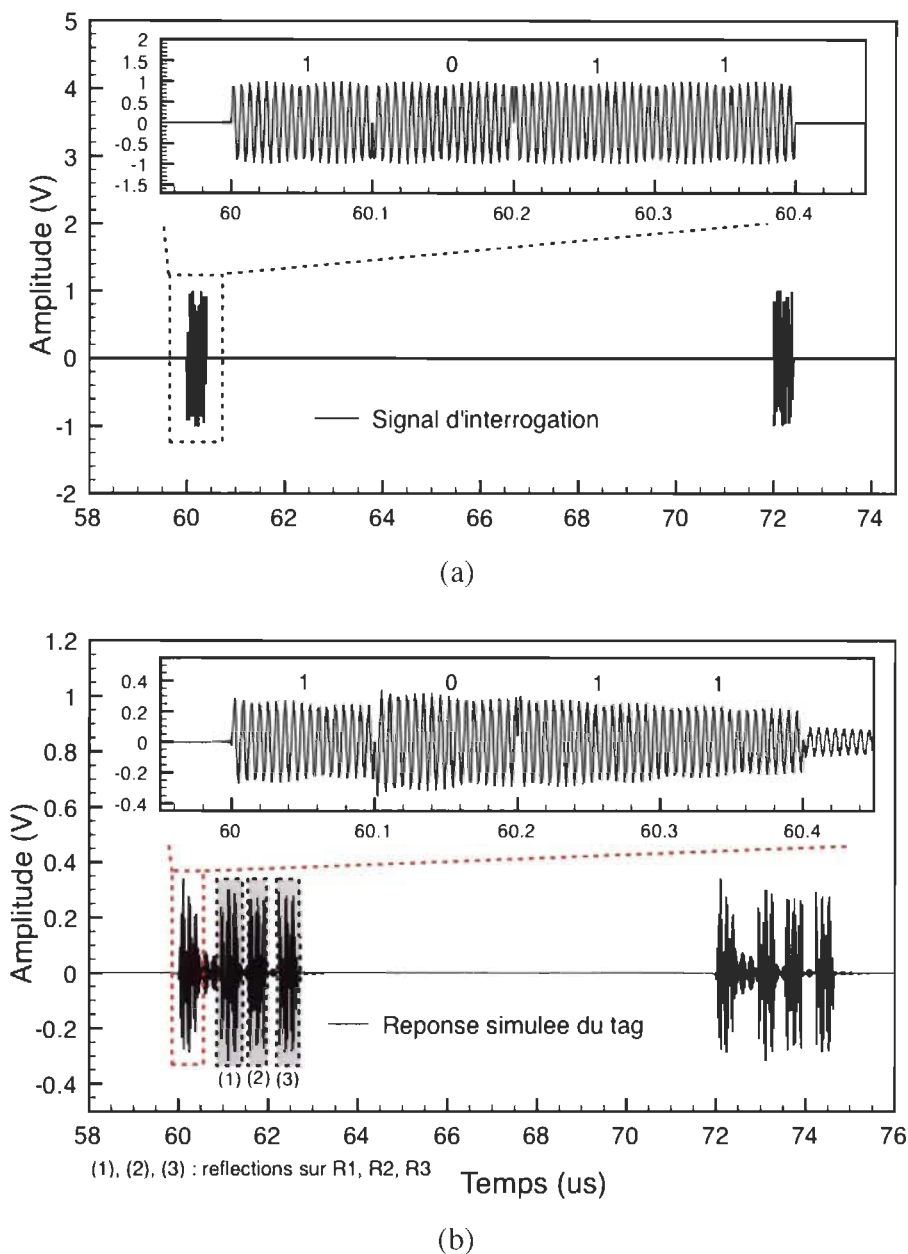


Figure 4.14 Résultat de simulation de lecture d'un tag à trois réflecteurs (a) Signal d'interrogation avec DSSS $N = 4$ (b) Réponse du tag

Les séries de quatre réflexions observées au niveau de la réponse du tag représentent ainsi les réponses du tag aux impulsions du signal d'interrogation. Les mesures effectuées sur le signal *réponse du tag* déterminée par le simulateur confirment une correspondance

parfaite du délai entre groupes d'impulsions de la réponse du tag à la période de lecture $T = 12 \mu s$.

Les détails de la conception et de la réalisation du lecteur à l'aide d'une plateforme PXI sont présentés dans la première partie du chapitre 5. La précision du module émetteur (RX) du lecteur sera évaluée au moyen de tests de génération de signal d'interrogation. La mise en place d'un banc spécial qui permettrait de tester l'ensemble du système RFID sera suivie de plusieurs tests de lectures de tags SAW fabriqués en salle blanche à l'aide du lecteur. Les réponses des différents tags à différents signaux d'interrogation seront analysées à des fins de validation du système proposé.

Chapitre 5

Implémentation du lecteur RFID SAW dans une plateforme PXIe

Bien qu'à l'origine la RFID avait été inventée et développée principalement aux fins d'identification, les avancées dans le domaine des technologies sans fil et des capteurs ont permis d'étendre son utilisation dans une panoplie d'applications de *monitoring* (tracking, localisation en temps réel, ...), d'*authentification* (contrôle d'accès, gestion de ressources, ...) et d'*information* (collecte de données à l'aide de réseaux de capteurs sans fil, ...). Cependant, la mise en œuvre des systèmes RFID ne repose pas que sur les dispositifs d'identification (tags, capteurs ou tags-capteurs) utilisés. En effet, aucun système RFID ne peut fonctionner sans son lecteur.

L'utilisation grandissante des tags et des capteurs RFID va de pair avec le besoin d'avoir des lecteurs de plus en plus évolués et performants. La majorité des lecteurs RFID commerciaux actuels sont des lecteurs monofréquences préconfigurés, non reconfigurables et non agiles. Ils ont été conçus pour fonctionner dans des conditions pré-étudiées et ne sont pas capables de s'adapter à des changements de leurs environnements de travail (surfaces métalliques et liquides à proximité, obstacles, interférences avec d'autres systèmes travaillant dans la même bande de fréquence,...) [96].

Le manque de flexibilité et de reconfigurabilité impose l'utilisation de lecteur RFID dédié pour chaque contexte, d'où les coûts de déploiement et de mise en œuvre des systèmes RFID tests très élevés.

5.1 Motivation

L'addition de fonction de reconfiguration dans les lecteurs RFID permettrait dès la phase de développement de réduire de façon considérable la durée et les coûts associés aux étapes de calibration et de validation de prototypes. La reconfigurabilité permet d'utiliser le même lecteur dans différents environnements et ouvre la voie vers le développement de nouvelles générations de lecteurs RFID intelligents capables de s'adapter de par eux-mêmes (par auto-reconfiguration) à leurs environnements de travail.

Les plateformes matérielles programmables telles que l'*Universal Software Radio Peripheral* (USRP) et le PXI permettent de développer des émetteur/récepteur reconfigurables plus connus sous le nom de radio-logicielles, de l'anglais *Software Defined Radio* (SDR) [97, 98]. Contrairement aux émetteurs / récepteurs classiques où l'émission / réception est assurée par des composants matériels (oscillateurs, convertisseurs de fréquence, filtres, ...) spécifiques non ajustables et adaptés uniquement aux critères prédéfinis dans le cahier de charge du système, les SDR sont entièrement reprogrammables et la modification des paramètres du système à réaliser ne requière pas le changement de l'intégralité des composants matériels déjà utilisés. La reconfigurabilité des SDR permet de réaliser des émetteur / récepteur à fréquence, à puissance et aux formes d'ondes ajustables.

5.2 Présentation de la plateforme PXI [99]

La PXI est une plateforme matérielle programmable dotée d'un ordinateur embarqué qui a été conçue pour des applications de tests, de mesures et d'automatisations à hautes performances. La plateforme PXI est une plateforme ouverte, modulaire, extensible, et entièrement reconfigurable. Sa grande flexibilité fait de la plateforme PXI une alternative

qui offre une solution de déploiement hautes performances et faible coût aux systèmes de test, de mesure, de contrôle et d'automatisation.

Une plateforme PXI (Fig. 5.1) est principalement constituée de quatre (04) parties, à savoir :

- des modules PXI,
- un (01) contrôleur système,
- un (01) châssis,
- des outils logiciels pour la programmation du matériel.

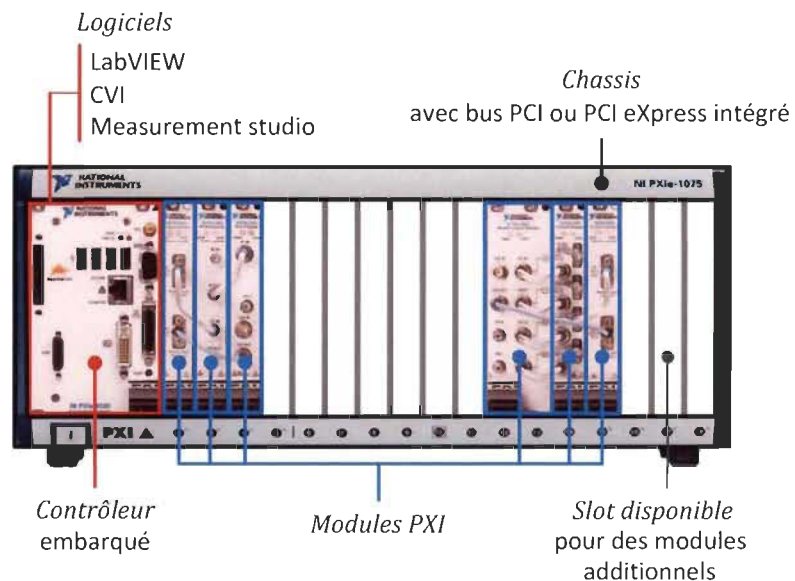


Figure 5.1 Architecture matérielle d'une plateforme PXI

Les modules PXI sont des modules périphériques à fonctions dédiées tels que des générateurs de signaux, des analyseurs de signaux, des modules de conditionnement de signaux, des modules d'acquisition de données et bien d'autres. Support et boîtier qui accueille les différents modules PXI, le châssis permet de réaliser les interconnexions physiques entre les modules selon les besoins de l'application visée. Le contrôleur est un

ordinateur embarqué, ou distant dans certains cas, doté d'une plateforme logicielle permettant à l'opérateur non seulement de contrôler chaque module installé sur le châssis, mais également de réaliser les interactions entre les différents modules au moyen des différents bus de communication intégrés au châssis. Les détails de l'architecture matérielle de chaque bloc constituant la plateforme PXI utilisée pour la réalisation du lecteur RFID SAW sont présentés en Annexe B.

5.3 Réalisation du lecteur RFID SAW reconfigurable à l'aide d'une PXIe

5.3.1 Limitations de l'interrogateur classique

Les lecteurs RFID SAW classiques (Fig. 5.2a) font appel à l'utilisation de commutateurs (*switch*) RF à haute vitesse pour générer le signal d'interrogation. En effet, du point de vue pratique, l'utilisation d'un commutateur permet de réduire la complexité de l'architecture de l'émetteur. Néanmoins, le prix des commutateurs augmente de pair avec la vitesse de commutation nécessaire à la génération du signal d'interrogation. Les formes d'ondes pouvant être générées par les interrogateurs classiques sont très limitées et peu précises.

L'alternative qui consiste à utiliser un générateur de train d'impulsions et d'un mélangeur RF à la place du commutateur (Fig. 5.2b) offre une plus grande flexibilité et permet d'avoir un meilleur contrôle sur la forme d'onde du signal de sortie, et par conséquent de générer une multitude de signaux d'interrogation beaucoup plus personnalisés et plus précis. L'architecture du bloc émetteur du lecteur RFID SAW proposé dans ce travail est basée sur cette approche.

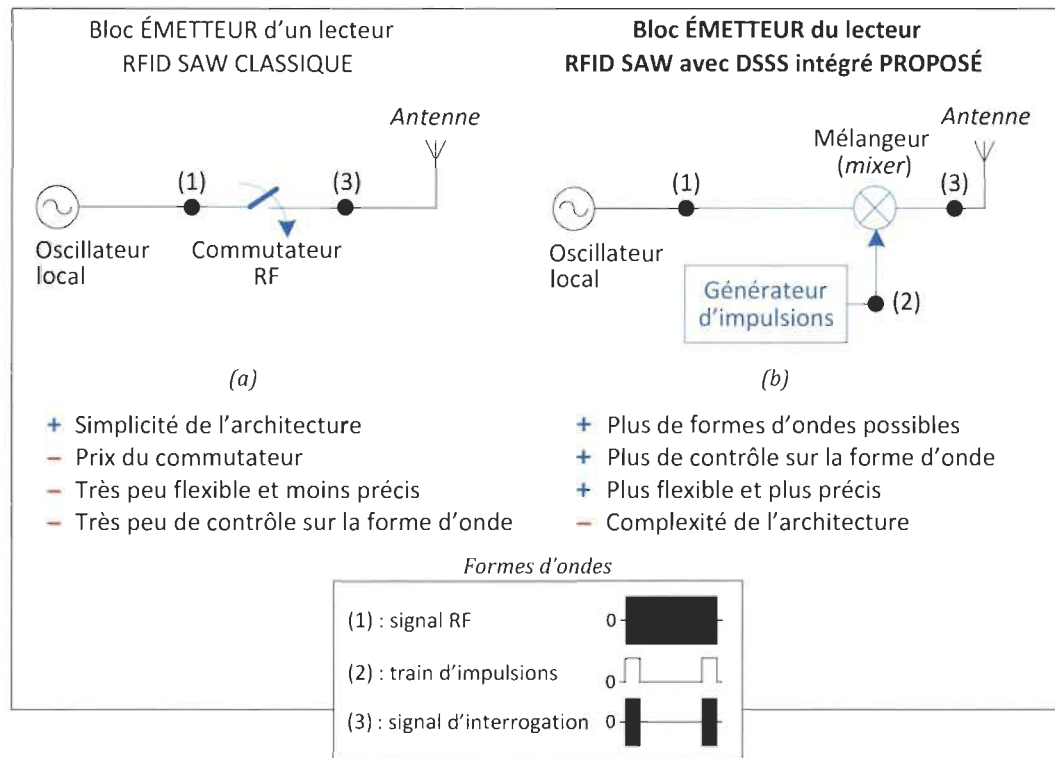


Figure 5.2 Schéma bloc de l'interrogateur RFID SAW (a) classique vs (b) proposé

La majorité des lecteurs RFID SAW classiques qui sont sur le marché sont non-reconfigurables. Leur configuration matérielle ne permet pas à l'utilisateur de modifier les paramètres du système. À l'opposé, un lecteur réalisé à l'aide d'une plateforme PXI offrirait, grâce à la reconfigurabilité de la plateforme, à l'opérateur la possibilité de modifier et / ou contrôler les paramètres systèmes tels que la plage de fréquence de fonctionnement, la forme d'onde et la puissance du signal d'interrogation ainsi que la fréquence de lecture, et ce sans avoir à changer la configuration matérielle.

5.3.2 Réalisation du bloc émetteur du lecteur proposé

a) Implémentation matérielle

Le prototype du bloc émetteur du lecteur RFID SAW a été réalisé à l'aide d'un générateur de signal RF vectoriel, de l'anglais *Vector Signal Generator (VSG)* ou *RF vector Signal Generator (RFSG)*, de la série PXIe-567X, installé sur un châssis PXIe-1075 à 18 emplacements (*slots*). Les RFSG de la série PXIe-567X disposent d'un générateur de signal RF, d'un générateur de signal arbitraire bande de base et d'un mélangeur RF. Le RFSG PXIe-5673 utilisé pour la réalisation de l'émetteur est constitué de trois (03) modules PXIe, à savoir :

- un générateur de signal RF (oscillateur local) PXIe-5652 pouvant générer des signaux RF de 500 kHz à 6.6 GHz,
- un générateur de signal arbitraire PXIe-5451 à deux voies I et Q de résolution 16 bits chaque et une fréquence d'échantillonnage maximale de 400 *Méch./s*,
- un modulateur I/Q (mélangeur RF ou convertisseur élévateur de fréquence) PXIe-5611.

L'emplacement des trois modules PXIe du RFSG sur le châssis est décrit dans le tableau 5-1.

Tableau 5-1 Emplacements des modules PXIe du RFSG sur le châssis PXIe-1075

Module	Fonction	Emplacement(s) occupé(s) par le module	Nom de l'emplacement
PXIe-5451	AWG	Slot n°7 et Slot n°8	PXI1Slot7
PXIe-5611	modulateur I/Q	Slot n°9	PXI1Slot9
PXIe-5652	générateur de signal RF	Slot n°10	PXI1Slot10

Le schéma d'implémentation du bloc émetteur dans le RFSG PXIe-5673 est décrit à la figure 5.3.

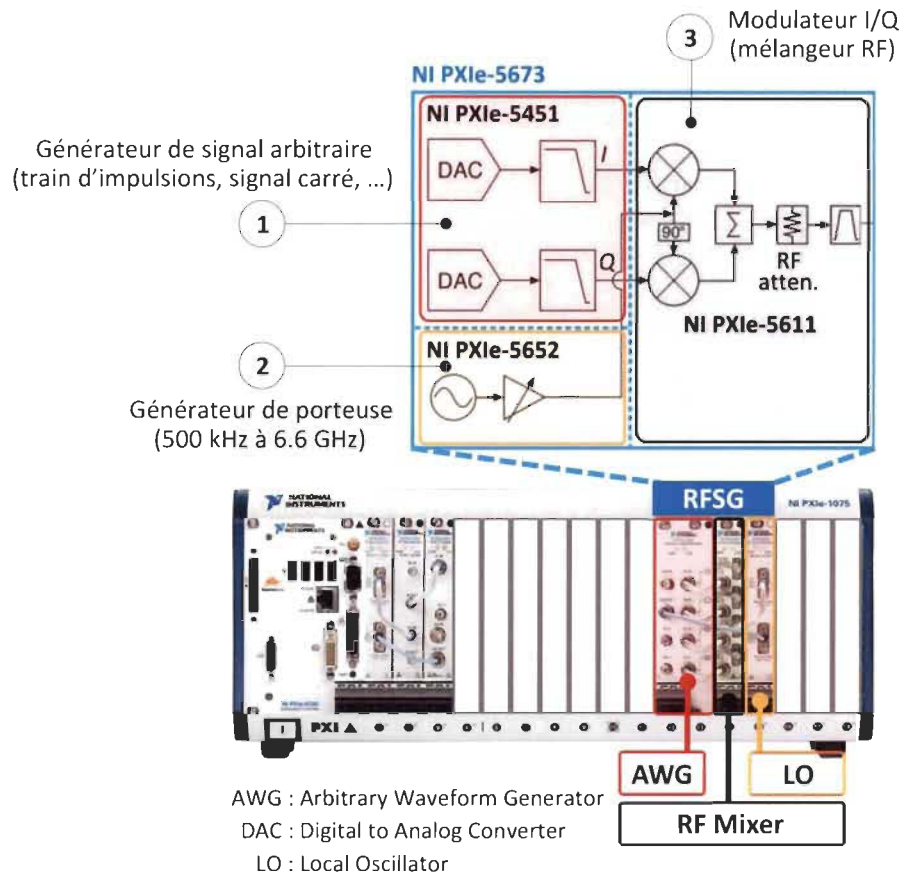


Figure 5.3 Implémentation matérielle du bloc *émetteur* du lecteur proposé

La porteuse du signal d'interrogation est produite au moyen du module PXIe-5652. Le train d'impulsions modulant la porteuse est construit et généré à l'aide du module PXIe-5451. Le signal d'interrogation est obtenu par multiplication des deux signaux de sortie à travers le mélangeur PXIe-5611 qui fait office de modulateur I/Q.

L'équation d'onde du signal d'interrogation $s_c(t)$ généré par le RFSG PXIe-5673 est :

$$s_c(t) = I \sin(2\pi f_p t) + Q \cos(2\pi f_p t) \quad (5)$$

où I et Q sont les composantes du signal modulant et f_p est la fréquence de la porteuse.

Bien que le PXIe-5652 soit capable de générer des signaux RF continus de 500 kHz à 6.6 GHz, la plage de fréquence de fonctionnement du PXIe-5673 est limitée de 85 MHz à 6.6 GHz par la fréquence d'échantillonnage maximale du PXIe-5451 en pratique.

b) Programmation de la plateforme

L'interrogateur RFID SAW proposé a été implémenté dans le PXIe-5673 à l'aide d'un programme LabVIEW personnalisé qui permet à l'opérateur de contrôler le PXIe-5652, le PXIe-5451 et le PXIe-5611 simultanément, de manière à ce que l'ensemble des trois modules génère le signal d'interrogation désiré. Une interface utilisateur graphique a été créée afin de permettre à l'opérateur de définir et de contrôler les paramètres du signal d'interrogation à générer, et ce par l'intermédiaire des paramètres de contrôle clés de l'interrogateur RFID SAW réalisé à l'aide du PXIe-5673. Une liste non exhaustive desdits paramètres de contrôle clés est présentée dans le tableau 5-2.

Tableau 5-2 Paramètres de contrôle clés lecteur RFID SAW

Paramètre	Symbole	Unité
Fréquence de la porteuse	f_p	Hz
Puissance du signal RF de sortie	P	dBm
Largeur d'impulsion	T_{ON}	s
Temps de silence	T_{OFF}	s

Les trois modules PXIe du PXIe-5673 peuvent être contrôlés séparément en utilisant les pilotes (*drivers*) d'instrument qui leur sont propres. Le NI-RFSG de *National Instruments* (NI) est un pilote d'instrument avancé qui permet aux développeurs de contrôler l'ensemble du PXIe-5673 comme un seul bloc, et aux développeurs avancés de

contrôler chacun des trois modules du RFSG comme un bloc à part. Les différents *Virtual Instruments* (VI) NI-RFSG constituant le NI-RFSG sont listés dans le tableau 5-3.

Afin d'avoir un contrôle beaucoup plus spécifique sur le générateur de signal arbitraire (AWG), plus de possibilités et une meilleure précision pour la forme d'onde du signal modulant la porteuse, le PXIe-5451 a été programmé tel un module externe au PXIe-5673. Le code LabVIEW qui contrôle l'AWG a été réalisé à l'aide de VIs NI-FGEN au lieu de VIs NI-RFSG, le NI-FGEN étant le pilote d'instruments dédié au PXIe-5451.

Tableau 5-3 VIs NI-RFSG [100]

vi NI-RFSG	Description
niRFSG Initialize	Démarre une session sur un module PXIe
niRFSG Configure RF	Configure la fréquence f_p de la porteuse et la puissance P du signal RF de sortie du RFSG
niRFSG Initiate	Initialise la génération de signal
niRFSG Check Generation Status	Vérifie l'état du processus de génération de signal
niRFSG Close	Interrompt tous les processus de génération de signal en cours et ferme la session sur le module PXIe
niRFSG Property Node	Lit, configure ou réinitialise les paramètres du NI-RFSG
niRFSG Abort	Termine un processus de génération de signal
Generation configuration Vis	Paramètre un processus de génération de signal
Utility Vis	Permet d'accéder à des fonctions additionnelles du module
Calibration Vis	Calibre les modules PXIe

i) Génération de la porteuse

Le générateur de signal RF PXIe-5652 a été installé sur l'emplacement (*slot*) n°10 du châssis. Le code LabVIEW utilisé pour générer la porteuse du signal d'interrogation à partir du PXIe-5652 et à travers le PXIe-5673 est illustré à la figure 5.4.

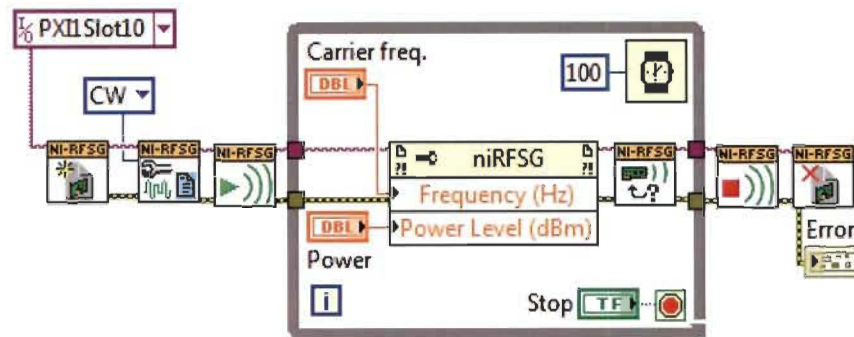









Figure 5.4 Génération de la porteuse du signal d'interrogation

Les noms et les fonctions des différents VIs du code utilisé pour la génération de la porteuse du signal d'interrogation sont décrits dans le tableau 5-4.

Tableau 5-4 VIs pour la génération de la porteuse du signal d'interrogation

VI	Nom	Fonction
	niRFSG Initialize	Démarre une session sur le module PXIe-5652 installé sur le slot n°10
	niRFSG Configure RF	Configure le PXIe-5652 pour générer un signal continu (CW)
	niRFSG Initiate	Initialise la génération du signal
	niRFSG Property Node	Configure la puissance et la fréquence du signal RF généré par le PXIe-5652
	niRFSG Check Generation Status	Vérifie l'état du processus de génération de signal RF par le PXIe-5652
	niRFSG Abort	Termine le processus de génération de signal
	niRFSG Close	Ferme la session sur le module PXIe-5652

L'interface utilisateur qui vient avec le code permet à l'opérateur de définir et de contrôler deux paramètres clés de l'interrogateur RFID SAW, à savoir la fréquence f_p de la porteuse et la puissance P du signal RF de sortie du PXIe-5673. La plage de fréquence de

fonctionnement est de 85 MHz à 6.6 GHz. Le PXIe-5673 peut générer des signaux RF de jusqu'à +10 dBm.

ii) Génération du signal modulant la porteuse

La figure 5.5 présente le code LabVIEW utilisé pour produire et contrôler les paramètres du signal modulant la porteuse générée par le module PXIe-5652. La forme d'onde du train d'impulsion à générer est définie dans le code sous forme vectorielle.

L'interface graphique associée au code fournit à l'opérateur un accès direct, entre autres à la largeur d'impulsion T_{ON} et au temps de silence T_{OFF} . Les fonctions avancées des VIs NI-FGEN permettent non seulement d'associer à chaque valeur du signal désiré un coefficient d'amplification variable, mais également de fixer la puissance du signal de sortie du module. D'où la possibilité de générer d'innombrables formes de signaux arbitraires à l'aide du PXIe-5451. Le résultat de la multiplication de la séquence du signal arbitraire à générer par le vecteur d'amplification constitue, par la suite, les sorties I et Q de l'AWG.

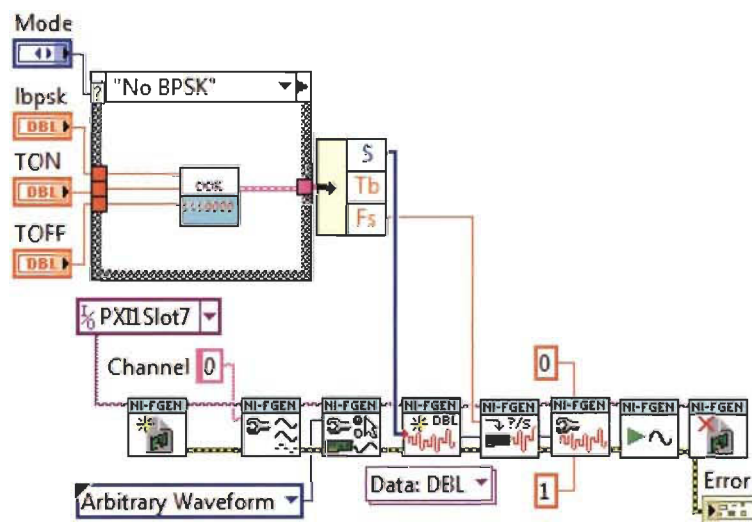











Figure 5.5 Génération du train d'impulsions modulant la porteuse

Les noms ainsi que les fonctions des différents VIs et sous-programme, auxquels le programme qui génère le signal modulant la porteuse du signal d'interrogation fait appel, sont détaillés dans le tableau 5-5.

Tableau 5-5 VIs pour la génération du signal modulant la porteuse

VI	Nom	Fonction
	niFgen Initialize	Ouvre une session sur le module PXIe-5451 AWG installé sur les slots n°7 et 8
	niFgen Configure Channels	Spécifie le canal utilisé comme sortie du module PXIe-5451
	niFgen Configure Output Mode	Configure le type de signal produit à la sortie de l'AWG
	Sous-programme	Génère la séquence qui définit la largeur d'impulsion du signal d'interrogation et effectue l'étalement à partir des paramètres introduits par l'utilisateur
	niFgen Create Waveform	Crée la forme d'onde du signal de sortie du PXIe-5451 à partir de la séquence après étalement
	niFgen Set Sample Rate	Configure la fréquence d'échantillonnage utilisée par le module PXIe-5451 lors de la génération de la forme d'onde
	niFgen Configure Arbitrary Waveform	Définit les paramètres d' <i>offset</i> et de gain à appliquer à la forme d'onde générée par l'AWG
	niFgen Initiate Generation	Démarre le processus de génération de la forme d'onde par l'AWG
	niFgen Close	Ferme la session sur le module PXIe-5451

iii) Modulation de la porteuse

Situé au cœur du PXIe-5673, le modulateur I/Q (PXIe-5611) fait office de module central et d'intermédiaire qui rallie avec lui le générateur de porteuse (PXIe-5652) et l'AWG (PXIe-5451) pour former le RFSG. Le contrôle de l'ensemble du PXIe-5673 se fait

à travers le PXIe-5611. Le signal de sortie du PXIe-5611 constitue le signal final délivré par le PXIe-5673.

Le code LabVIEW réalisé pour contrôler le modulateur I/Q est décrit à la figure 5.6. Les fonctions des différents VIs du code sont détaillées dans le tableau 5-6.

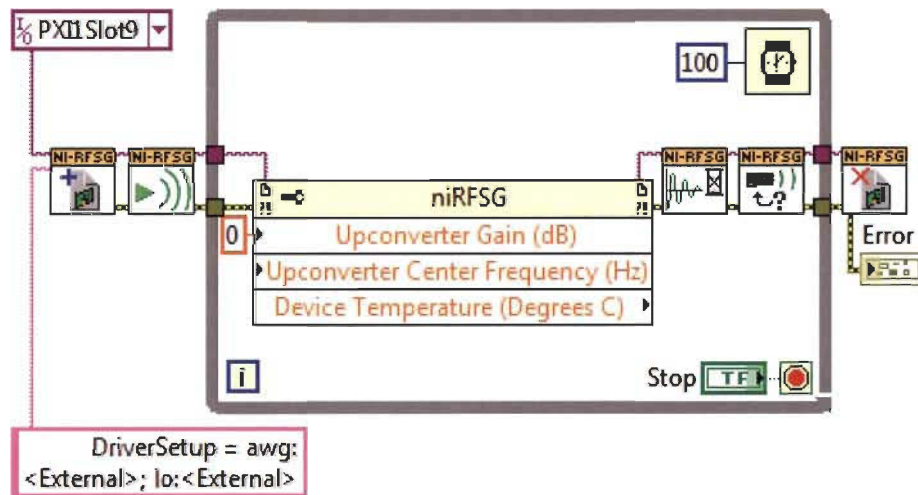








Figure 5.6 Modulation de la porteuse à travers le modulateur I/Q

Le générateur de signal RF et l'AWG ont été déclarés en tant que modules externes au RFSG à travers la commande « *DriverSetup = awg : <external>; lo : <external>* » afin de permettre d'effectuer des contrôles avancés sur chaque module. Le code permet à l'opérateur de définir le gain du modulateur I/Q et d'ajuster la fréquence centrale du signal d'interrogation au besoin.

Tableau 5-6 VIs du code qui réalise la modulation de la porteuse

VI	Nom	Fonction
	niRFSG Initialize With Options	Ouvre une session sur le modulateur I/Q (PXIe-5611) installé sur le slot n° 9 et permet de déclarer l'AWG (PXIe-5451) et le générateur de signal RF (PXIe-5652) comme étant des modules externes au RFSG
	niRFSG Initiate	Démarre le processus de génération du signal
	niRFSG Property Node	Permet de définir la fréquence centrale et le gain appliqué au signal modulé
	niRFSG Wait Until Settled	Cadence la génération du signal de signal de sortie
	niRFSG Check Generation Status	Vérifie si des erreurs se sont produites durant le processus de génération du signal
	niRFSG Close	Ferme la session sur le RFSG (PXIe-5673)

5.3.3 Bloc récepteur du lecteur proposé

La fonction principale du bloc récepteur consiste à démoduler le signal renvoyé par le tag afin d'identifier les réflexions de l'onde SAW sur le jeu de réflecteurs constituant la signature du tag. Pour des raisons pratiques, le premier prototype de récepteur proposé pour le lecteur RFID SAW a été réalisé à l'aide de *Simulink*. La réponse du tag est enregistrée dans un fichier de données pour ensuite être démodulée à l'aide du modèle *Simulink* du récepteur (Fig. 5.7).

Le bloc récepteur réalisé est constitué de deux étages de traitement. Le premier étage du récepteur supprime la porteuse du signal reçu à travers un mélangeur RF et un filtre passe-bas.

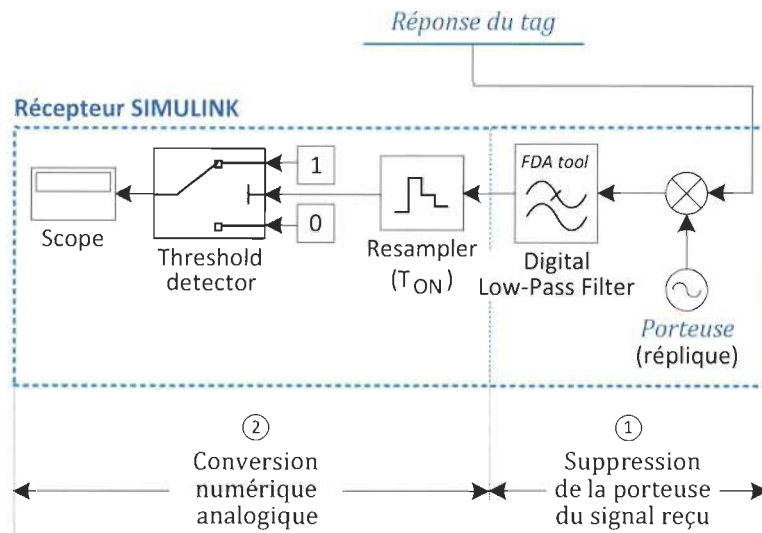


Figure 5.7 Récepteur du lecteur RFID SAW proposé

La fréquence de la réplique de la porteuse générée localement par l'oscillateur du récepteur est ajustée à la fréquence de la porteuse du signal renvoyé par le tag, fréquence qui correspond à la fois à la fréquence de la porteuse du signal d'interrogation, la fréquence de résonance du tag et la fréquence de fonctionnement du système RFID. Le deuxième étage convertit le signal en bande de base en signal numérique.

5.4 Validation du lecteur RFID SAW

5.4.1 Banc de test

Le banc de test utilisé pour la validation du lecteur RFID SAW implémenté dans la plateforme PXIe est décrit à la figure 5.8. Dues à des contraintes matérielles, le système RFID a été testé en mode filaire. Une photo de deux tags SAW identiques utilisés pour les tests est présentée à la figure 5.9.

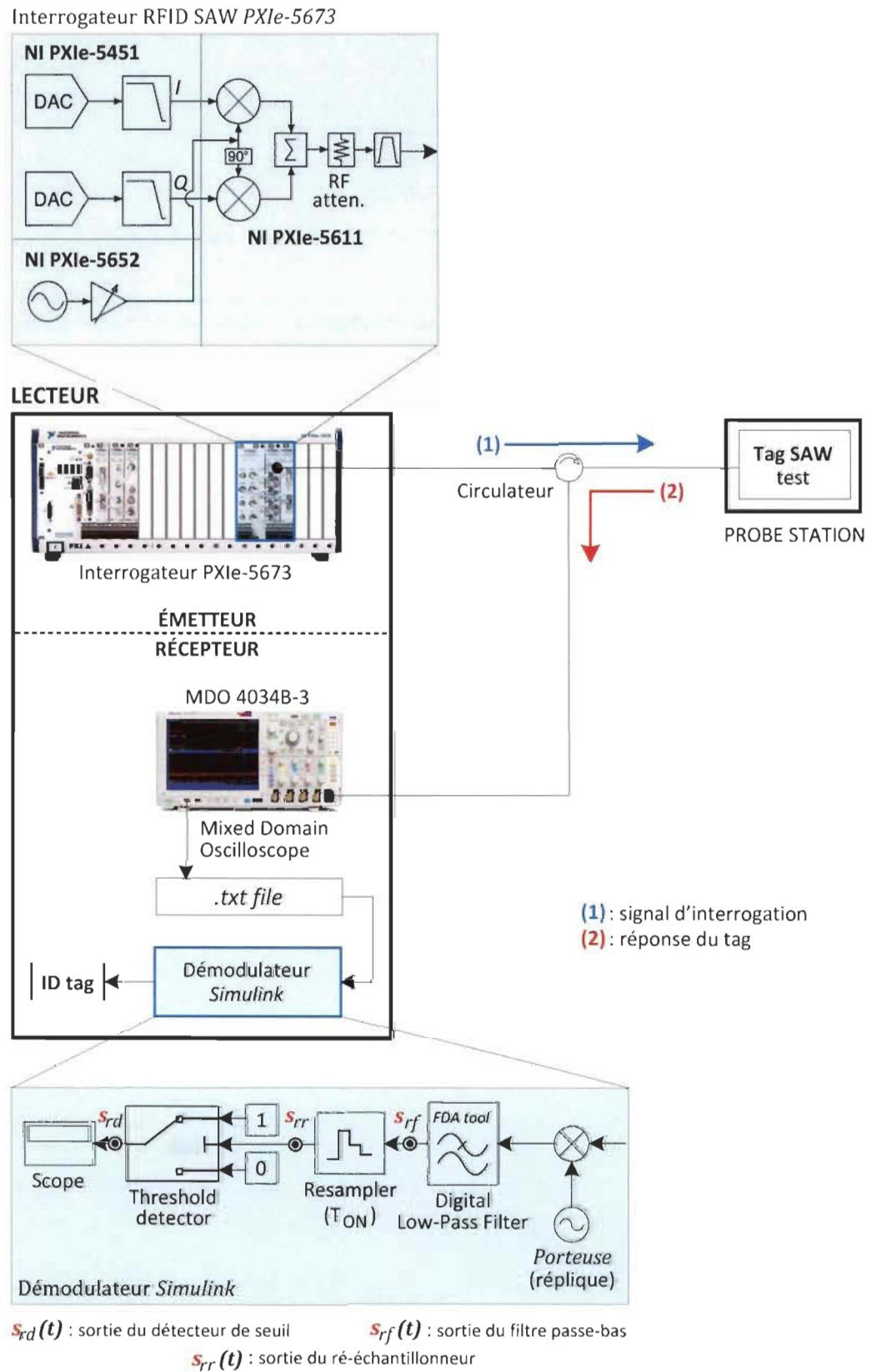


Figure 5.8 Banc de test utilisé pour la validation du lecteur

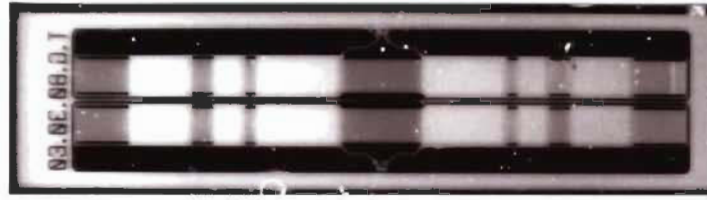


Figure 5.9 Deux tags d'identification SAW identiques fabriqués en salle blanche

Une photo du banc de test est présentée à la figure 5.10.

Le tag SAW test a été fabriqué sur un substrat en niobate de lithium (LiNbO_3) coupe Y, propagation Z. Les doigts sont en cuivre (Cu) de 100 nm d'épaisseur. La largeur des doigts est de 5 μm . L'espacement entre les doigts est de 5 μm . La longueur d'onde λ de l'onde acoustique de surface est de 20 μm . La fréquence centrale (fréquence de résonance) mesurée du tag est de 171.1 MHz. La structure est composée d'un IDT et de trois (03) réflecteurs placés respectivement à $L_1 = 80\lambda$, $L_2 = 110\lambda$ et $L_3 = 170\lambda$. Le tag est installé sur une station de mesures sous pointes (*probe station*) et connecté au lecteur au moyen d'un circulateur RF et de câbles *SubMiniature version A* (SMA).

Le signal d'interrogation généré par le PXIe-5673 passe par le circulateur et est dirigé vers le tag. Arrivé au tag, le signal est converti en onde acoustique de surface (SAW) par l'IDT. L'onde SAW se propage dans le tag. La partie de l'onde SAW réfléchiée par les réflecteurs retourne à l'IDT et est reconvertie en onde électromagnétique, constituant ainsi la réponse du tag (cf. Chap. 2, §2.3).

Le signal renvoyé par le tag passe à travers le circulateur et est dirigé vers le *bloc récepteur* du lecteur. Arrivée au récepteur, la réponse du tag est enregistrée dans un fichier de données (format *.txt*) à l'aide d'un oscilloscope numérique à domaine mixte MDO 4034B-3. Le fichier *.txt* contenant la réponse du tag est ensuite importé dans *Simulink* et démodulé à l'aide du modèle *Simulink* personnalisé du *bloc récepteur* du lecteur.

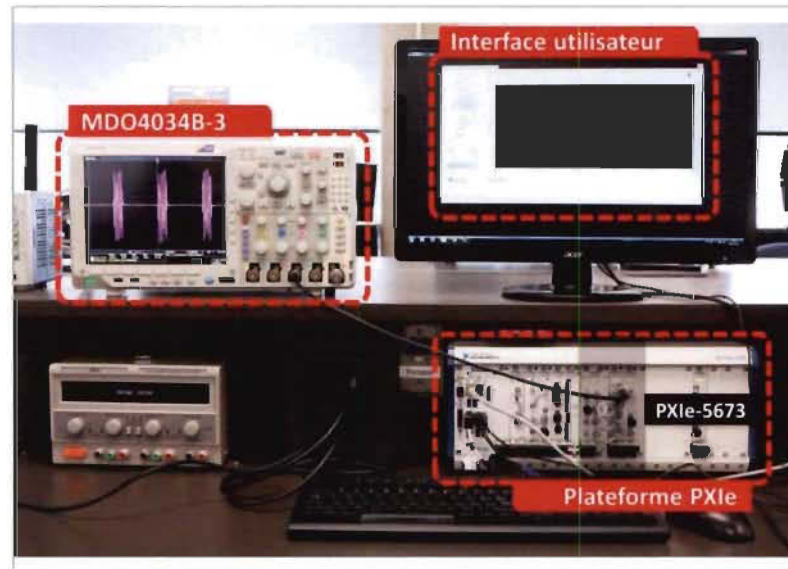


Figure 5.10 Photo du banc de test du lecteur RFID SAW

5.4.2 Résultats de lecture du tag SAW test

Le signal d'interrogation utilisé pour les tests de validation du lecteur est un signal RF pulsé de largeur d'impulsion $T_{ON} = 400 \text{ ns}$ et de période de silence $T_{OFF} = 12 \mu\text{s}$. La fréquence de la porteuse a été fixée à 171.1 MHz, valeur correspondante à la fréquence de résonance du tag test. La puissance du signal a été réglé à -5 dBm.

La figure 5.11 présente les formes d'ondes résultant des étapes de démodulation de la réponse du tag par le récepteur *Simulink* du lecteur. La première forme d'onde (sortie du filtre passe-bas) représente le signal renvoyé par le tag ramené en bande de base par suppression de sa porteuse. La deuxième forme d'onde (sortie de l'échantillonneur) résulte de l'échantillonnage du signal à la sortie du filtre passe-bas avec une période d'échantillonnage $T_e = T_{ON} = 400 \text{ ns}$. Le signal à la sortie du détecteur représente le résultat final de la conversion du signal renvoyé par le tag ramené en bande de base en signal numérique. La sortie du détecteur est à 1 lorsqu'une réflexion de l'onde SAW dans le tag est détectée, et à 0 dans le cas contraire.

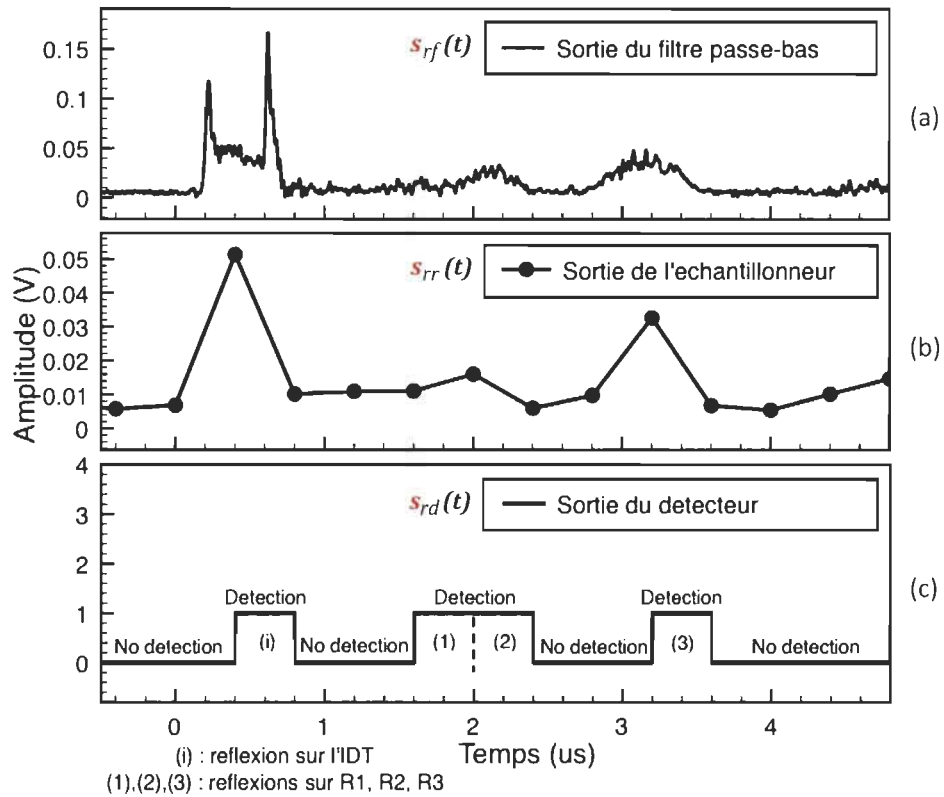


Figure 5.11 Démodulation de la réponse du tag (a) Après suppression de la porteuse (b) Après ré-échantillonnage (c) Résultat final

Les résultats fournis par le démodulateur démontrent la fiabilité du prototype de système RFID SAW testé. En effet, les trois réflexions issues de la réflexion de l'onde SAW sur les trois réflecteurs du tag sont toutes détectées par le récepteur.

Les temps d'arrivée mesurés des impulsions réfléchies par R1, R2 et R3 ont été comparés avec leurs valeurs théoriques calculées à l'aide de l'équation (2.9) (respectivement $1.369 \mu s$, $1.718 \mu s$ et $2.417 \mu s$). Les arrivées des réflexions sur R1 et R2 sont parfaitement synchrones avec les délais théoriques attendus. L'impulsion réfléchie par R3 est détectée par le récepteur une période ($1 \text{ période} = 1 \text{ slot} = T_{ON} = 400 \text{ ns}$) en retard que prévu. En effet, due à la courte distance entre R1 et R2, l'onde SAW qui traverse

R1 met moins de 400 ns (174.71 ns) pour atteindre R2. Ainsi, une interférence partielle entre l'onde réfléchiée par R2 et une partie de l'onde SAW transitant de R1 à R2 prend place, conduisant ainsi à un délai d'une période (*slot*) avant que la réflexion sur R3 soit détectée par le démodulateur. La réflexion sur l'IDT résulte du fait que le tag SAW fabriqué n'ait pas été parfaitement adapté.

Propositions

- Une première alternative qui permettrait de réduire les interférences entre l'onde acoustique incidente et les impulsions réfléchies consisterait à espacer les réflecteurs le plus possible, tout en respectant les contraintes de taille des tags imposées par l'application RFID.
- Une autre alternative consisterait à répartir les réflecteurs sur plusieurs rangées situées à différents niveaux de l'ouverture acoustique (Fig. 5.12).

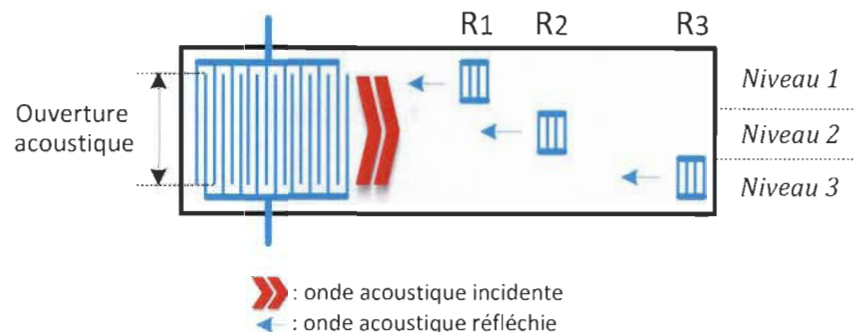


Figure 5.12 Configuration pour la minimisation des interférences acoustiques dans le tag

D'autres résultats obtenus lors de tests de validation du prototype de lecteur RFID SAW réalisé ont été publiés dans l'article de conférence et l'article de journal présentés en Annexe C et Annexe D.

Chapitre 6

Amélioration de la sensibilité et de la portée du système RFID SAW à l'aide du DSSS

6.1 Impact théorique du DSSS sur la sensibilité et la portée

6.1.1 Bilan de puissance d'une liaison lecteur - tag d'un système RFID SAW

Pour une distance r entre le lecteur et le tag, la puissance $P_d(r)$ du signal renvoyé par le tag puis reçu par le bloc récepteur du lecteur est telle que [52] :

$$P_d(r) = P_R \eta G_R^2 G_T^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \quad (6.1)$$

où P_R est la puissance du signal émis par le lecteur pour interroger le tag, η représente les pertes dues à la modulation et à d'autres facteurs tels que l'absorption, G_R est le gain de l'antenne du lecteur, G_T est le gain de l'antenne du tag et λ est la longueur d'onde.

Pour un système RFID SAW, $\eta = G_{SAW}$ où G_{SAW} est le gain du tag SAW. Ainsi, pour une distance r entre le lecteur et le tag, la puissance du signal reçu par le lecteur dans le cas d'un système RFID SAW est :

$$P_d(r) = P_R G_{SAW} G_R^2 G_T^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \quad (6.2)$$

Le bilan de puissance d'une liaison *lecteur - tag* d'un système RFID SAW est décrit à la figure 6.1.

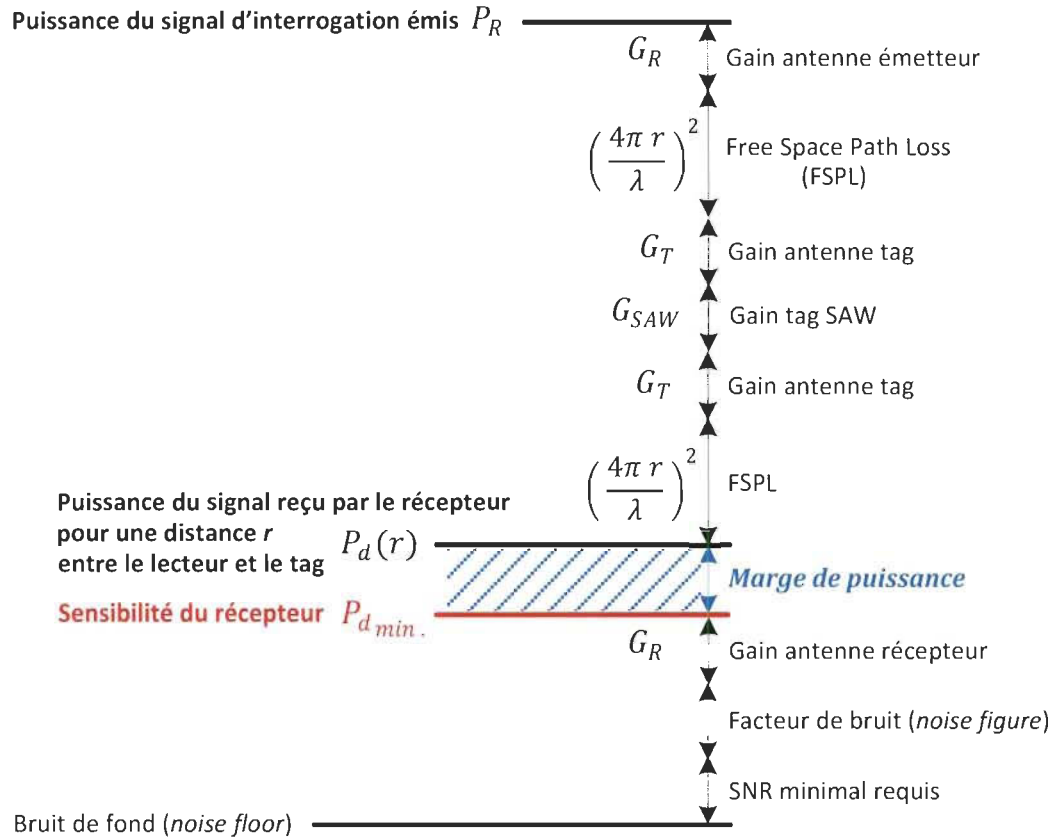


Figure 6.1 Bilan de puissance d'une liaison *lecteur* - tag d'un système RFID SAW [101]

Quantifiant la dégradation relative du SNR entre l'entrée et la sortie du récepteur, le facteur de bruit (noise figure, NF) correspond à la somme des bruits ajoutés par les composants du récepteur lors du traitement du signal par le récepteur. Le bruit de fond (noise floor) regroupe les perturbations provenant de l'extérieur, dont principalement le bruit thermique, captées par le récepteur.

6.1.2 Sensibilité du récepteur d'un lecteur

Influencée par les limitations des composants matériels constituant le récepteur, la sensibilité est définie par un niveau de puissance minimal requis $P_{d_{min}}$ du signal à démoduler. La valeur de $P_{d_{min}}$ est imposée par le récepteur et est fonction du SNR minimal

exigé par le récepteur. Lorsque la puissance $P_d(r)$ du signal reçu est inférieure à $P_{d_{min}}$, le récepteur n'est plus en mesure de le démoduler et de retrouver l'information d'identification contenue dans la réponse du tag. La portée maximale d'un système RFID correspond à la distance opérationnelle maximale r_{max} entre le lecteur et le tag. La sensibilité du récepteur est fonction de la portée maximale du système, et vice-versa :

$$P_{d_{min}} = P_d(r_{max}) \quad (6.3)$$

6.1.3 Impact du DSSS sur la sensibilité du récepteur

Contrairement à d'autres techniques de démodulation classiques, la démodulation DSSS augmente par un facteur N , au moyen de l'intégrateur, la puissance du signal reçu par le récepteur ramené en bande de base puis désétaillé, N étant la longueur du code d'étalement utilisé. Pour une même valeur P_R du signal d'interrogation émis par le lecteur, la puissance minimale requise du signal à démoduler pour un récepteur utilisant le DSSS est N fois plus faible ($\frac{P_{d_{min}}}{N}$) que celle d'un lecteur conventionnel ($P_{d_{min}}$). Ainsi, comme illustrée à la figure 6.2, la mise en œuvre du DSSS permettrait de baisser le niveau du seuil de sensibilité du récepteur d'un facteur N , laissant ainsi une marge de puissance plus grande, et par conséquent la possibilité d'avoir une plus grande portée pour le système.

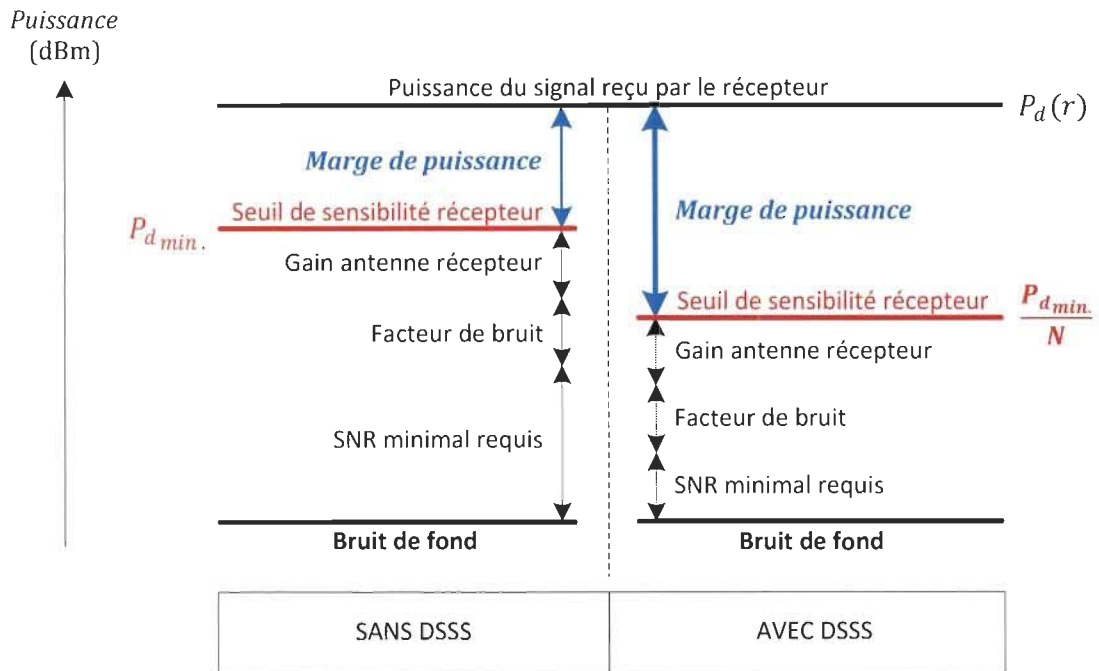


Figure 6.2 Impact de l'utilisation du DSSS sur la sensibilité du récepteur

6.2 Réalisation du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré

Le prototype de lecteur RFID SAW avec DSSS intégré a été réalisé à l'aide de la même plateforme PXIe utilisée pour le prototype de lecteur RFID SAW. Le terme « *émetteur DSSS* » sera utilisé, dans tout ce qui suit, pour désigner le bloc émetteur du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré.

6.2.1 Réalisation de l'émetteur DSSS du lecteur

a) Implémentation de l'émetteur DSSS

L'*émetteur DSSS* a été implémenté dans le RFSG PXIe-5673 installé sur le châssis PXIe-1075 par programmation LabVIEW. Le schéma d'implémentation utilisé est tel que décrit à la figure 6.3. La porteuse du signal d'interrogation est produite à partir du générateur de signal RF PXIe-5652. Le code d'étalement ainsi que le train d'impulsions de

commande qui permet de définir la largeur d'impulsion T_{ON} et la période de silence T_{OFF} sont générés à l'aide de l'AWG PXIe-5451. L'étalement de spectre obtenu par multiplication du train d'impulsions avec le code d'étalement est également réalisé au niveau de l'AWG.

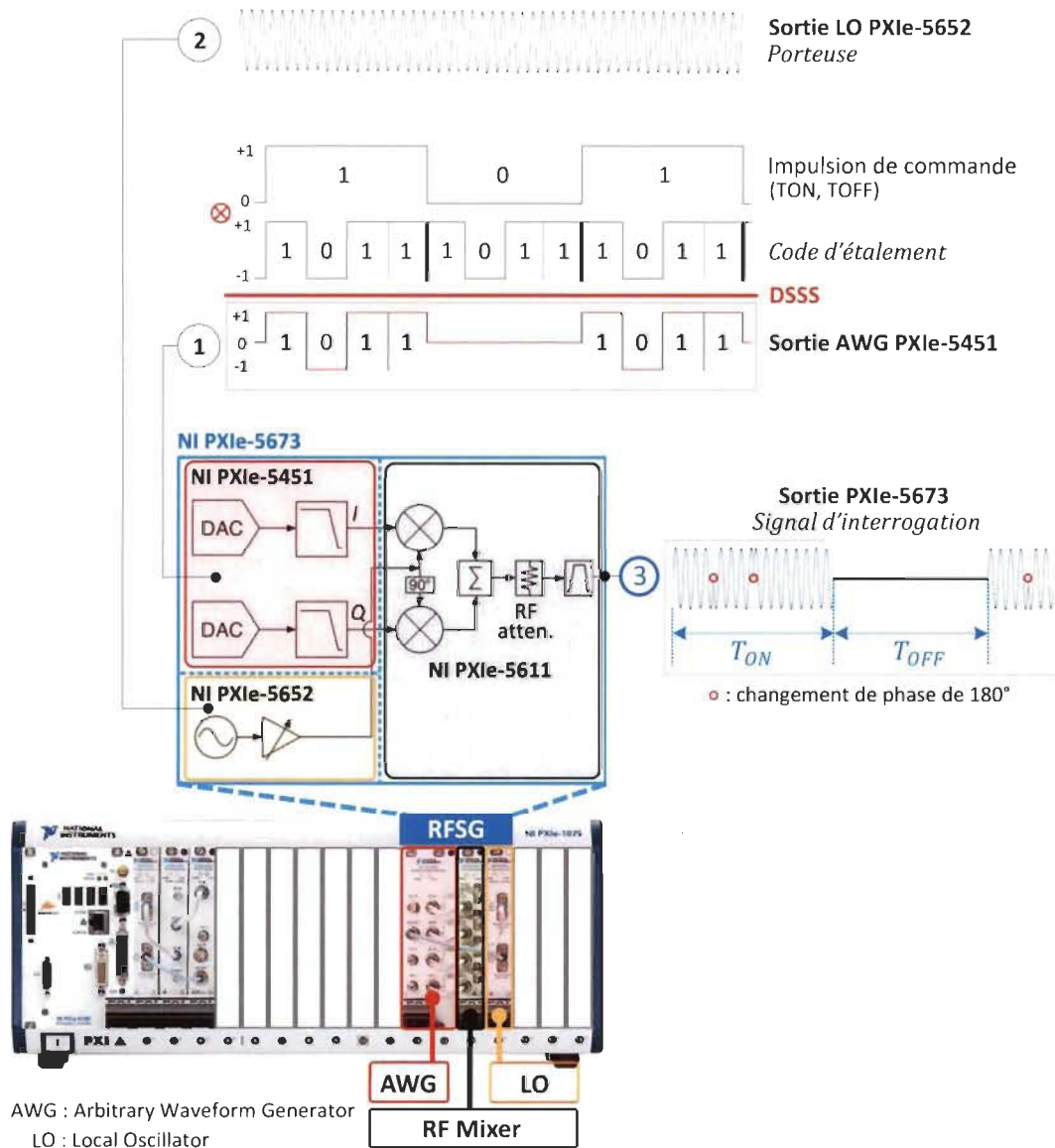


Figure 6.3 Schéma d'implémentation de l'émetteur DSSS dans la plateforme PXIe

La modulation de la porteuse par la version étalée du train d'impulsions de commande (signal de sortie de l'AWG) est effectuée au moyen du modulateur I/Q PXIe-5611. Le

signal d'interrogation du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré est ainsi délivré à la sortie du module PXIe-5611.

b) Programmation de la plateforme PXIe

Le code LabVIEW utilisé pour générer la porteuse du signal d'interrogation à partir du module PXIe-5652 installé sur le slot n°10 du châssis est identique à celui utilisé pour le lecteur RFID SAW (cf. Chap. 5 §5.3.2b Fig. 5.10).

La figure 6.4 présente la partie de code qui génère le train d'impulsions et réalise l'étalement de spectre par application du DSSS au moyen de l'AWG PXIe-5451 installé sur le *slot* n°7 du châssis. La partie du code LabVIEW créée pour produire la séquence étalée modulant la porteuse a été conçue pour permettre à l'opérateur de choisir parmi trois (03) modes, à savoir :

- le mode « *No BPSK* » (sans DSSS) où le signal modulant la porteuse est réduit au train d'impulsions qui contrôle les paramètres T_{ON} et T_{OFF} du signal d'interrogation; ce mode permet ainsi au lecteur RFID SAW avec DSSS intégré de fonctionner comme un lecteur RFID SAW classique;
- le mode « *BPSK +1/-1* » où le signal modulant la porteuse correspond au train d'impulsions étalé à l'aide d'un code d'étalement de longueur fixe N constitué d'une série alternée de 1 et de 0;
- le mode « *BPSK random* » où le train d'impulsions est modulé par un code d'étalement pseudo-aléatoire de longueur N généré à l'aide de l'AWG.

Le mode « *No BPSK* » est identique aux deux autres modes lorsque $N = 1$. L'interface graphique associée au code permet à l'opérateur de définir et de modifier en temps réel le mode, la longueur N du code d'étalement dans le cas échéant, ainsi que les paramètres T_{ON} et T_{OFF} .

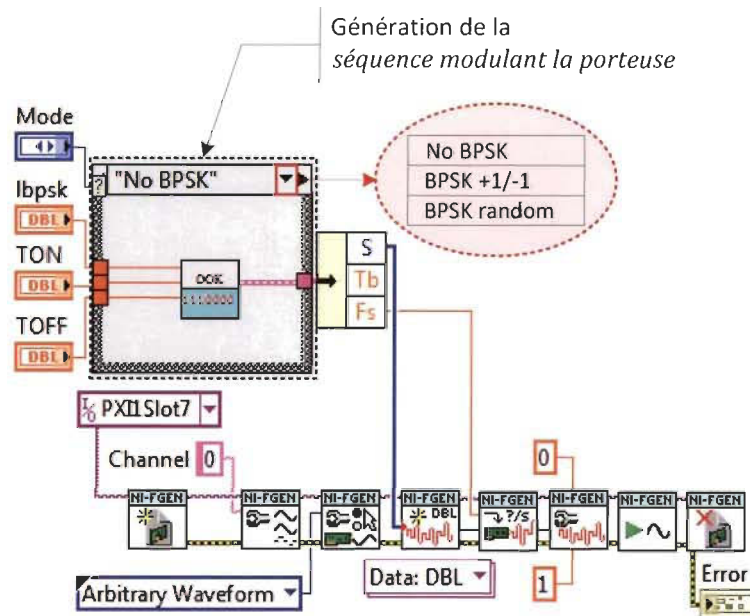


Figure 6.4 Génération du train d'impulsions et étalement

Le code LabVIEW mis en place pour réaliser la modulation de la porteuse par le signal de sortie de l'AWG au moyen du modulateur I/Q PXIe-5611 est identique à celui du lecteur RFID SAW classique (cf. Chap. 5 §5.3.2b, Fig. 5.12), le PXIe-5611 étant installé sur le *slot* n° 9 du châssis PXIe.

6.2.2 Bloc récepteur du lecteur

Le terme « *récepteur DSSS* » sera utilisé, dans tout ce qui suit, pour désigner le bloc récepteur du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré. Pour des raisons pratiques, le premier prototype du récepteur DSSS a également été réalisé à l'aide de *Simulink*. La réponse du tag

au signal d'interrogation envoyé par l'émetteur DSSS est d'abord enregistrée dans un fichier au moyen d'un module d'acquisition de données. Le fichier de données est ensuite importé puis traité par le récepteur DSSS Simulink.

Le modèle Simulink du récepteur DSSS (Fig. 6.5) compte trois (03) étages de traitement de signal. Le premier étage est constitué d'un oscillateur local, d'un mélangeur RF et d'un filtre passe-bas qui ensemble permettent de supprimer la porteuse du signal renvoyé par le tag. Pour ce faire, une réplique de la porteuse du signal à démoduler est générée à l'aide de l'oscillateur. Le signal à démoduler est synchronisée avec la réplique de la porteuse avant de passer par le mélangeur RF et le filtre passe-bas. La synchronisation a été effectuée manuellement, en ajustant graduellement la phase de la réplique de la porteuse jusqu'à ce qu'elle soit en phase avec le signal à démoduler.

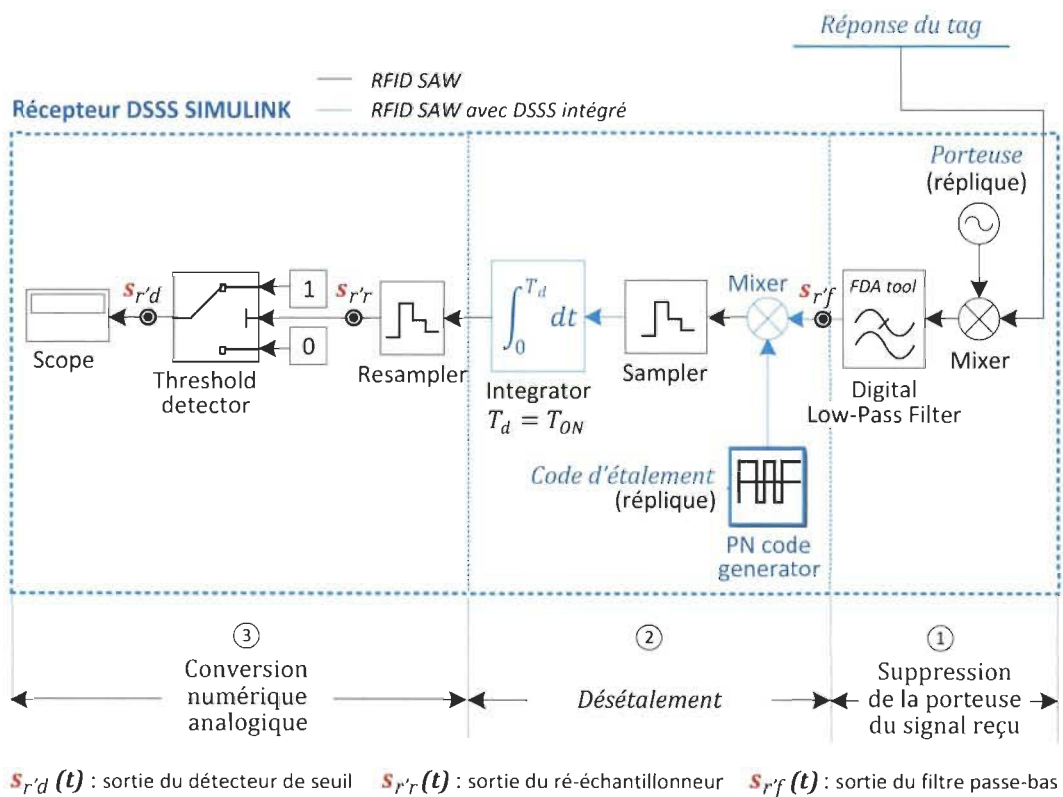


Figure 6.5 Récepteur du lecteur RFID SAW avec DSSS intégré

Étage incontournable du démodulateur DSSS, le deuxième étage fait office de désétaleur. Le désétalement du signal à la sortie du premier étage du récepteur est assuré par le bloc constitué par le générateur de code PN, le mélangeur et l'intégrateur. La réplique du code d'étalement générée à l'aide du générateur de code PN est synchronisée avec le signal renvoyé par le tag avant de passer par le mélangeur. La largeur de plage d'intégration T_d de l'intégrateur est ajustée à la largeur d'impulsion T_{ON} du signal d'interrogation ($T_d = T_{ON}$). Le troisième étage du récepteur DSSS convertit le signal ramené en bande de base, après suppression de la porteuse et désétalement, en signal numérique.

6.3 Validation du système RFID SAW avec DSSS intégré

Les tests de validation du système RFID SAW avec DSSS intégré au complet ont été effectués en trois étapes. La fiabilité du bloc émetteur du lecteur a d'abord été vérifiée afin de s'assurer de la qualité et de la précision des signaux d'interrogation générés à l'aide de la PXIe-5673 pour la lecture des tags. Pour ce faire, des tests de génération de signal d'interrogation types ont été effectués. Les valeurs mesurées des paramètres temporels et fréquentiels des signaux d'interrogation générés à l'aide du RFSG PXIe-5673 ont été comparées aux valeurs introduites à partir de l'interface utilisateur dédiée au lecteur. Les mesures ont été effectuées au moyen d'un oscilloscope numérique à domaine mixte MDO 4034B-3.

Un banc de test a ensuite été mis en place pour réaliser des tests de lectures de tags SAW fabriqués en salle blanche. Le banc établit et maintient la liaison entre le lecteur et tag tout au long du processus de lecture, permettant ainsi au tag de recevoir le signal d'interrogation et au récepteur de recevoir la réponse du tag à démoduler.

La capacité du récepteur à démoduler les réponses des tags aux signaux d'interrogation puis déterminer les identifiants des tags lus a été démontrée pour compléter la validation du système. La signature de chaque tag a été déterminée à partir des réflexions sur les réflecteurs détectées par le récepteur.

6.3.1 Tests de génération de signal d'interrogation

Un signal d'interrogation classique (sans DSSS, $N = 1$) ainsi qu'un signal d'interrogation utilisant un code d'étalement de longueur $N = 4$ (avec DSSS, code d'étalement $\{c_k\} = 1011$) ont été testés. Les deux signaux ont été générés selon le cahier de charges: $P = -5 \text{ dBm}$, $f_p = f_0 = 171.1 \text{ MHz}$, $T_{ON} = 400 \text{ ns}$ et $T_{OFF} = 6.4 \mu\text{s}$. Les formes d'ondes et les spectres des signaux obtenus sont illustrés à la figure 6.6 et 6.7.

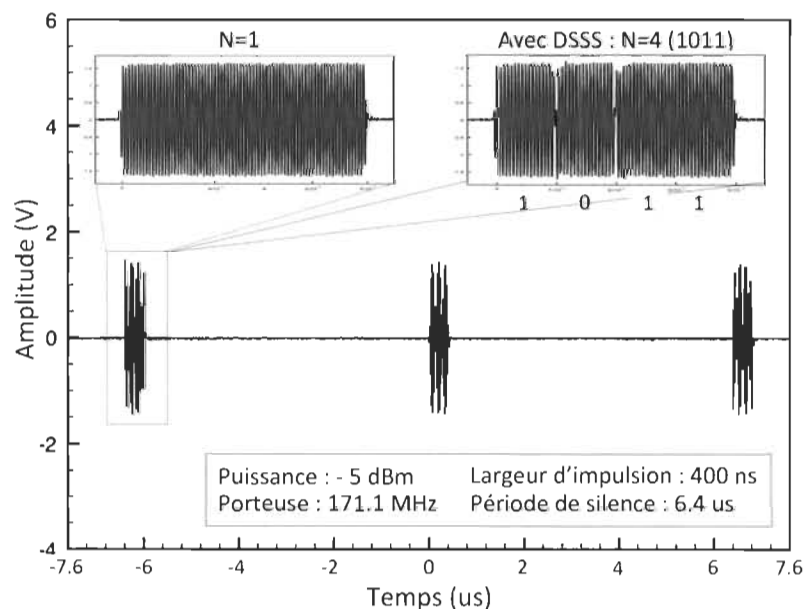


Figure 6.6 Formes d'ondes de deux signaux d'interrogation générés par le lecteur

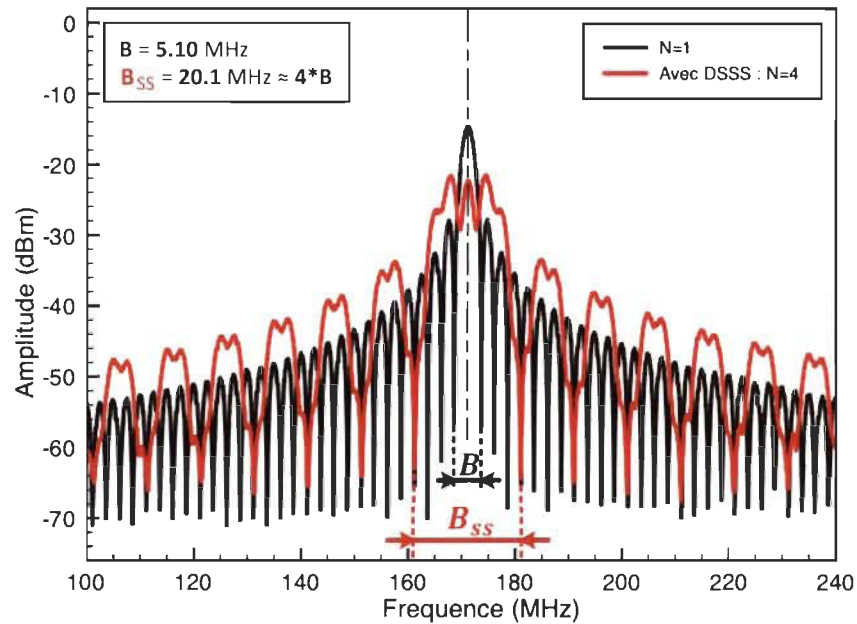


Figure 6.7 Spectres de deux signaux d'interrogation générés par le lecteur

Afin de valider la fiabilité et la précision de l'émetteur DSSS, la période de la porteuse, la largeur d'impulsion, la période de silence et la durée de bit du code d'étalement de chaque signal généré ont été mesurées. Les résultats obtenus concordent avec les valeurs définies dans le cahier de charges et introduites à partir de l'interface utilisateur du lecteur.

Les puissances et les largeurs de bande (largeur du lobe principal du spectre) des deux signaux d'interrogation ont également été mesurées pour confirmer l'effet d'étalement de spectre dû à l'utilisation du DSSS. Les résultats de comparaison entre les mesures et les valeurs théoriques sont résumés dans le tableau 6.

Les résultats démontrent la capacité du lecteur à générer des signaux d'interrogation classiques (sans DSSS) ou avec DSSS, avec une très grande précision. L'émetteur DSSS réalisé à l'aide du PXIe-5673 affiche d'excellentes performances en modulation DSSS, entre autres au niveau de la précision sur les instants de changement de phase.

Tableau 6 Paramètres théoriques vs paramètres mesurées

Paramètre	Valeur théorique		Valeur mesurée	
	Sans DSSS N = 1	Avec DSSS N = 4	Sans DSSS N = 1	Avec DSSS N = 4
Puissance	- 5 dBm	-5 dBm	-5.48 dBm	-6.08 dBm
Largeur de bande	5 MHz	20 MHz	5.1 MHz	20.1 MHz

6.3.2 Banc de test

Le banc de test qui a été mis en place pour la validation du système RFID SAW avec DSSS intégré est présenté à la figure 6.8. Comme pour le cas du lecteur RFID SAW (sans DSSS), le système a été testé en mode filaire.

Le tag test utilisé est un tag SAW à trois (03) réflecteurs identique à celui présenté à la figure 5.14 et décrit dans le paragraphe 5.4.1 (cf. Chap. 5 §5.4.1). La fréquence de résonance mesurée du tag est $f_0 = 171.1$ MHz. Le tag est installé sur une station de mesures sous pointes et est connecté au lecteur RFID SAW avec DSSS intégré au moyen d'un circulateur RF et de câbles SMA.

Le signal d'interrogation généré par l'émetteur DSSS implémenté dans le PXIe-5673 est dirigé vers le tag par le circulateur. Le signal renvoyé par le tag retourne vers le circulateur et est, par la suite, dirigé vers le récepteur DSSS. Arrivée au récepteur, la réponse du tag est enregistrée dans un fichier *.txt* à l'aide d'un oscilloscope numérique à domaine mixte MDO 4034B-3. Le fichier *.txt* est ensuite importé dans *Simulink* et démodulé par le démodulateur DSSS Simulink du récepteur.

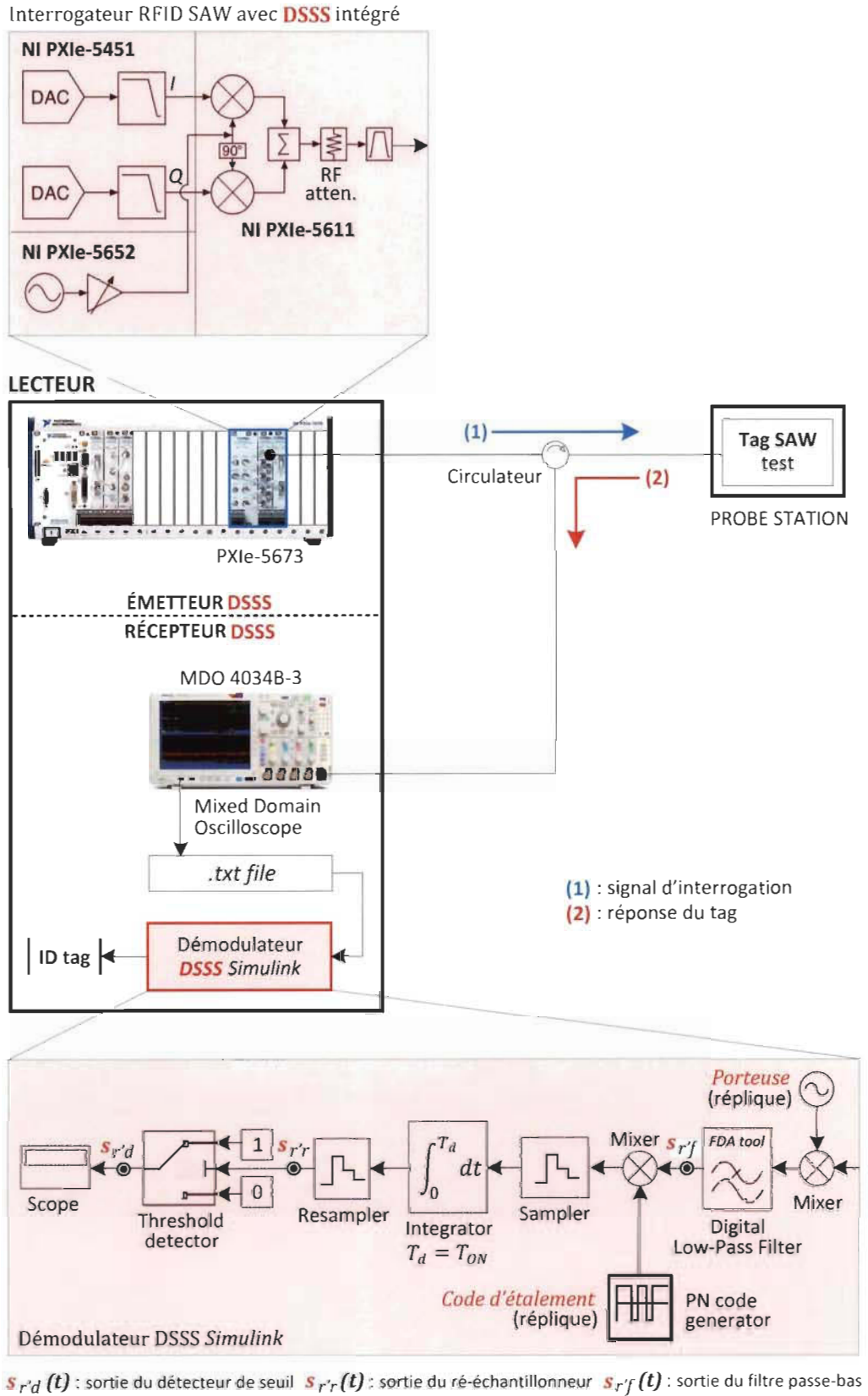


Figure 6.8 Banc de test pour la validation du système RFID SAW avec DSSS intégré

6.3.3 Résultats de lecture du tag SAW test

Le signal d'interrogation utilisé pour la lecture du tag SAW test un signal RF -5 dBm 171.1 MHz pulsé de largeur d'impulsion $T_{ON} = 400\text{ ns}$ et de période de silence $T_{OFF} = 12\text{ }\mu\text{s}$. Chaque impulsion est modulée en DSSS à l'aide d'un code d'étalement (1011) de longueur $N = 4$.

La figure 6.9 décrit les formes d'onde intermédiaires du signal reçu (réponse du tag) à la sortie de chacune des trois (03) étages de traitement du démodulateur DSSS.

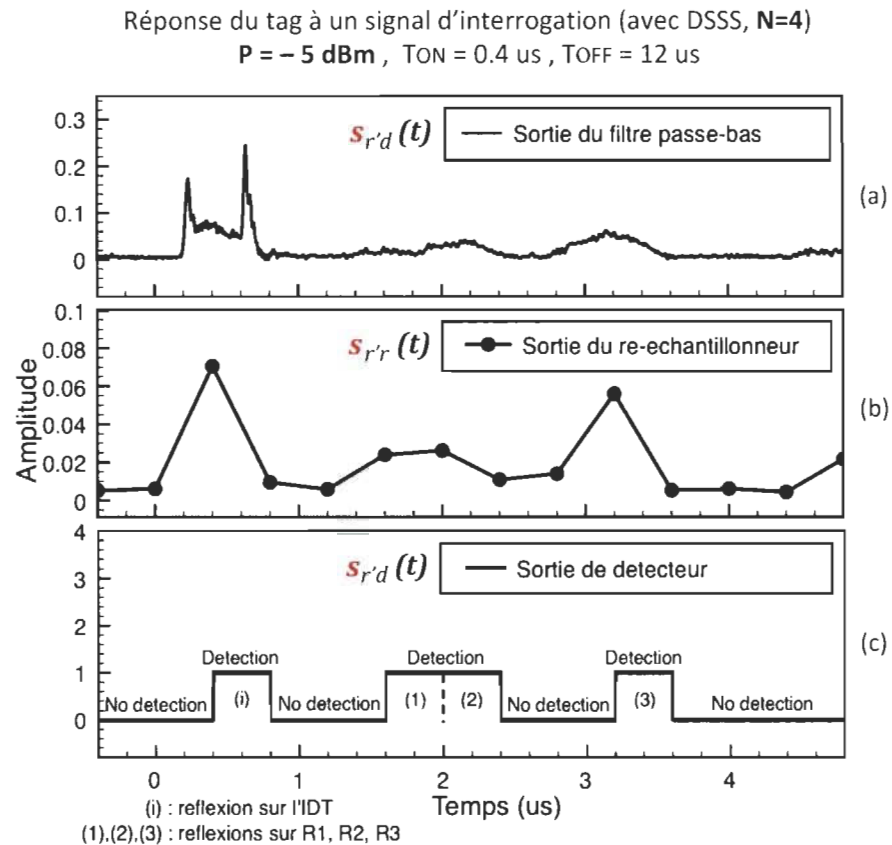


Figure 6.9 Démodulation DSSS de la réponse du tag (a) Après suppression de la porteuse (b) Après ré-échantillonnage (c) Résultat final

Signal de fréquence intermédiaire, la première forme d'onde (sortie du filtre passe-bas) représente le signal renvoyé par le tag après suppression de sa porteuse. La deuxième forme d'onde (sortie du ré-échantillonneur) correspond au signal bande de base obtenu après désétalement du signal de fréquence intermédiaire.

Résultat final de la démodulation DSSS, le signal à la sortie du détecteur représente la réponse du tag ramenée en bande de base puis convertie en signal numérique. La sortie du détecteur est à 1 lorsque le récepteur DSSS détecte une réflexion de l'onde SAW dans le tag, et à 0 dans le cas contraire.

Le résultat de la démodulation DSSS (signal à la sortie du détecteur) confirme la détection des trois (03) réflexions de l'onde SAW sur les trois (03) réflecteurs du tag test par le récepteur DSSS. La réflexion sur l'IDT est due à une désadaptation d'impédance du tag SAW fabriqué. Les intervalles (*slots*, $1 \text{ slot} = T_{ON} = 400 \text{ ns}$) de détection des impulsions issues de la réflexion de l'onde SAW sur R1 et R2 sont parfaitement en accord avec leurs temps d'arrivée théoriques calculés à partir de l'équation (2.9) (respectivement $1.369 \mu\text{s}$ et $1.718 \mu\text{s}$). Le délai théorique que l'onde SAW met pour parcourir la distance entre R1 et R2 est inférieur à 400 ns , d'où la détection des deux réflexions sur deux slots successifs. La détection de la réflexion sur R3 par le récepteur DSSS survient un slot en retard que prévu due à l'interférence partielle qui a lieu entre l'onde réfléchie par R2 et une partie de l'onde transitant de R1 à R2.

6.4 Amélioration de la sensibilité du lecteur grâce à l'utilisation du DSSS

Les termes « RFID SAW DSSS » et « signal d'interrogation DSSS » seront utilisés, dans tout ce qui suit, pour désigner respectivement la RFID SAW avec DSSS intégré et le signal d'interrogation type d'un RFID SAW DSSS.

6.4.1 Banc de test

Le banc utilisé pour les tests de sensibilité du système RFID SAW DSSS est illustré à la figure 6.10. Une photo du banc est présentée à la figure 6.11.

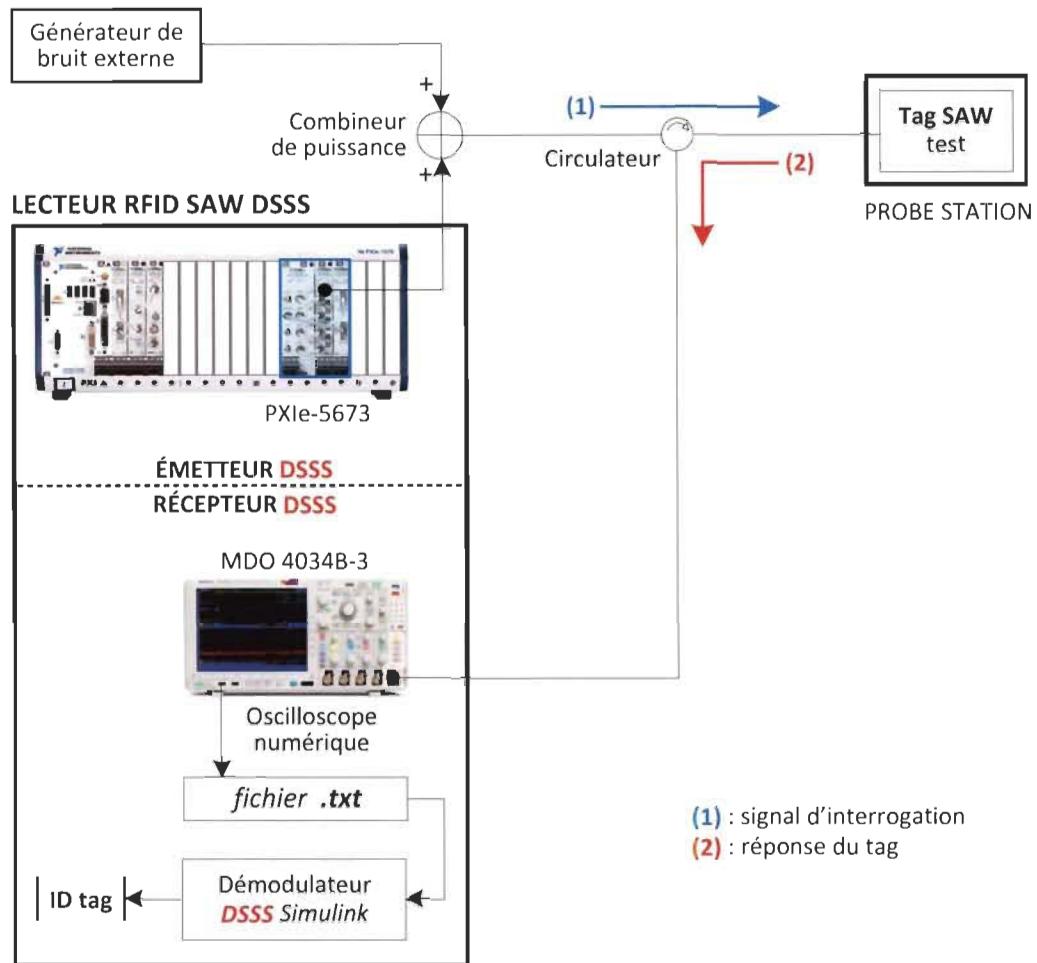


Figure 6.10 Banc pour les tests de sensibilité du système RFID SAW DSSS

Le tag test utilisé est un tag SAW à trois (03) réflecteurs identique à celui présenté à la figure 5.14 et décrit dans les paragraphes §5.4.1 et §6.3.1 (cf. Chap. 5 §5.4.1 & Chap. 6 §6.3.1). La fréquence de résonance du tag est $f_0 = 171.1 \text{ MHz}$. Le gain mesuré du tag est $G_{SAW} = S_{11}(f_0) = -32.39 \text{ dB}$. Le tag est placé sur une station de mesures sous pointes

et est connecté au lecteur RFID SAW DSSS au moyen d'un circulateur RF et de câbles SMA. La perte d'insertion du circulateur RF est de 0.47 dB .

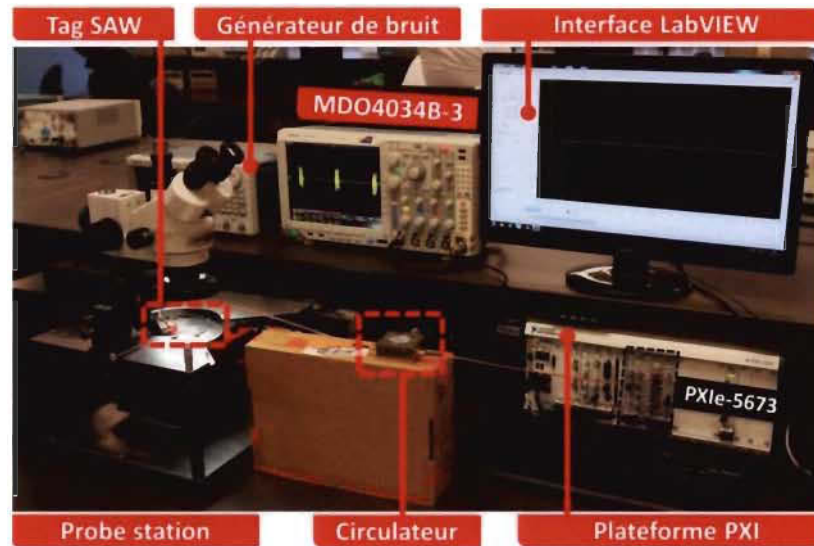


Figure 6.11 Photo du banc pour les tests de sensibilité du système RFID SAW DSSS

Dans le but de tester la résistance du système RFID SAW DSSS aux bruits et de déterminer l'influence du DSSS sur la sensibilité au bruit du système RFID SAW, un bruit blanc gaussien, de l'anglais *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), de -24.01 dBm produit à partir d'un générateur de bruit externe a été superposé au signal d'interrogation généré à l'aide de l'émetteur DSSS. La superposition de l'AWGN au signal d'interrogation a été réalisée au moyen d'un combineur de puissance.

6.4.2 Résultats

Pour l'étude de la sensibilité, le lecteur RFID SAW (sans DSSS) a été testé à sa limite. Pour un signal d'interrogation de -9.36 dBm , le seuil du détecteur a été ajusté de manière à ce que la puissance du signal renvoyé par le tag et reçu au niveau du récepteur soit à la limite du seuil de sensibilité du récepteur. Cette configuration enlève au récepteur toute capacité à démoduler correctement, et donc de détecter les trois (03)

réflexions constituant la signature, la réponse du tag à des signaux d'interrogation dont la puissance est inférieure à -9.36 dBm .

Les performances du système RFID SAW DSSS ont été comparées à celles du système RFID SAW (sans DSSS, $N = 1$) afin de démontrer l'amélioration de la sensibilité du récepteur (cf. §6.1.3) par l'utilisation du DSSS. Le signal d'interrogation du système RFID SAW et celui du système RFID SAW DSSS sont des signaux de 171.1 MHz pulsés de largeur d'impulsion $T_{ON} = 400 \text{ ns}$ et de période de silence $T_{OFF} = 12 \mu\text{s}$.

Selon la théorie décrite dans le paragraphe §6.1.3, l'application du DSSS utilisant un code d'étalement de longueur 4 devrait permettre d'améliorer la sensibilité (baisser le niveau du seuil de sensibilité) du récepteur par un facteur de 4, soit une atténuation de 6.02 dB . La puissance du signal d'interrogation DSSS (avec DSSS, $N = 4$) a été ainsi fixée à -14.98 dBm , soit 5.62 dB ($\cong 6 \text{ dB}$) plus faible que celle du signal d'interrogation du lecteur RFID SAW (sans DSSS, $N = 1$).

Les formes d'ondes issues de la démodulation de la réponse du tag au signal d'interrogation respectif des deux systèmes RFID SAW testés sont illustrées à la figure 6.12.

Les résultats démontrent la capacité du système RFID SAW DSSS utilisant un code d'étalement de longueur $N = 4$ à lire avec succès le tag à l'aide d'un signal d'interrogation $10 \log(N = 4) \text{ dB} \cong 6 \text{ dB}$ plus faible que celui utilisé par le lecteur RFID SAW, à démoduler une réponse de tag de $10 \log(N = 4) \text{ dB} \cong 6 \text{ dB}$ en dessous du seuil de sensibilité du récepteur du lecteur RFID SAW et en déduire l'identifiant du tag. D'où une amélioration de la sensibilité du récepteur de par un facteur égal à la longueur du code d'étalement grâce à l'utilisation du DSSS.

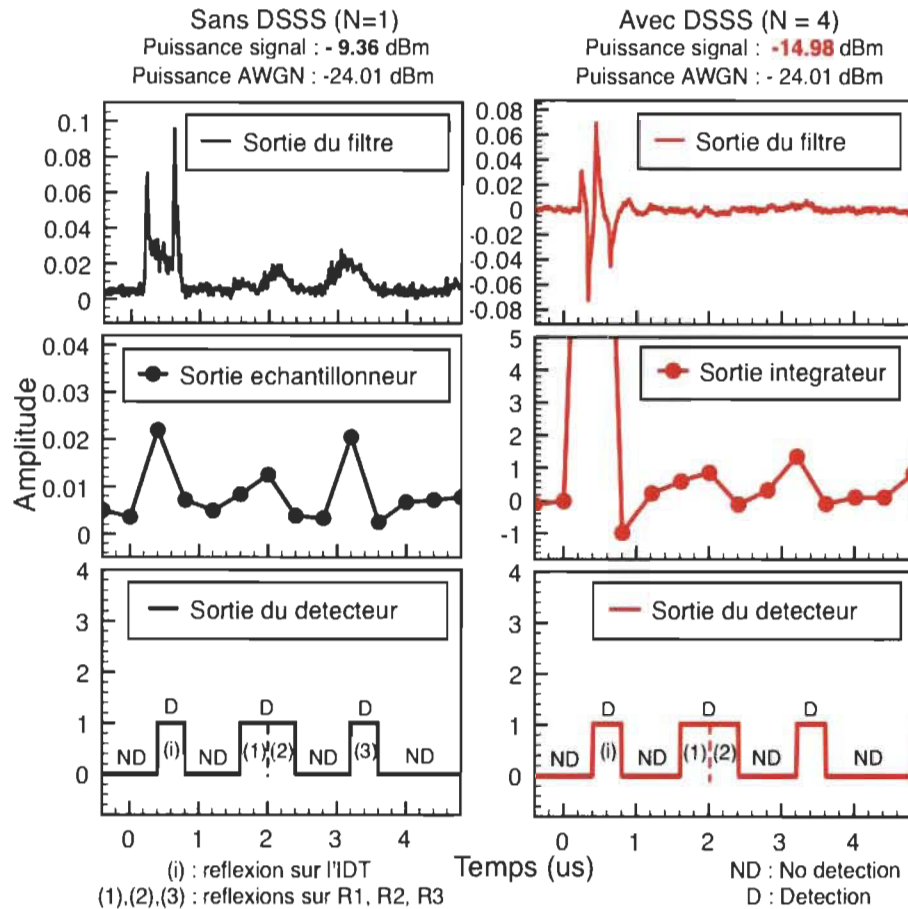


Figure 6.12 Comparaison de sensibilité entre le lecteur RFID SAW et le lecteur RFID SAW DSSS : démodulation réussie d'un signal de 5.62 dB ($\cong 6 \text{ dB}$) en dessous du seuil de sensibilité par le système RFID SAW DSSS utilisant un code d'étalement de longueur $N = 4$.

6.5 Estimation de la portée du système RFID SAW avec DSSS intégré

6.5.1 Définition de la portée

La portée d'un système RFID ou d'un lecteur RFID est la distance *lecteur - tag* maximale jusqu'à laquelle le lecteur est capable de lire le(s) tag(s) avec succès. Deux conditions sont nécessaires au succès de la lecture d'un tag, à savoir la réception du signal d'interrogation par le tag et la réussite de la démodulation de la réponse du tag par le

lecteur. Le FSPL (cf. Chap. 4 §4.3) est pris en compte dans la détermination de la portée d'un système.

La lecture d'un tag RFID SAW est qualifiée de réussie lorsque toutes les réflexions sur les réflecteurs du tag sont reçues et identifiées par le module récepteur du lecteur. La portée $r_{max.SAW}$ d'un système RFID SAW passif est :

$$r_{max.SAW} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{G_{SAW} G_R^2 G_T^2 P_R}{P_{dmin}}} \quad (6.4)$$

où λ est la longueur d'onde, G_{SAW} est le gain du tag SAW, G_R est le gain de l'antenne du lecteur, G_T est le gain de l'antenne du tag, P_R est la puissance du signal d'interrogation émis par le lecteur et P_{dmin} est la sensibilité du récepteur du lecteur. La valeur de P_{dmin} est imposée par le récepteur. La puissance du signal renvoyé par le tag et reçu au niveau du récepteur doit être supérieure ou égale à P_{dmin} pour permettre au récepteur de le démoduler et de déterminer l'identifiant du tag interrogé [52].

Par analogie avec l'équation (6.4), la portée $r_{max.SAW.DSSS}$ d'un système RFID SAW DSSS passif est :

$$r_{max.SAW.DSSS} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{G_{SAW} G_R^2 G_T^2 P_R}{\frac{P_{dmin}}{N}}} \quad (6.5)$$

où N est la longueur du code d'étalement utilisé.

6.5.2 Résultats d'estimation

Pour illustrer l'avantage apporté par l'utilisation du DSSS, la portée du système RFID SAW ainsi que celle du système RFID SAW DSSS, les deux systèmes fonctionnant à 171.1 MHz, ont été évaluées pour la valeur mesurée $G_{SAW} = -32.39 \text{ dB}$ (≈ 0.00057) du gain du tag SAW test, $G_R = 4$ ($\approx 6.02 \text{ dB}$), $G_T = 1$ ($= 0 \text{ dB}$) et $P_R = 1 \text{ W}$. Trois (03) valeurs de la sensibilité $P_{d_{min}}$ du récepteur représentant trois (03) contextes différents ont été testées. La sensibilité des récepteurs proposés dans ce travail correspond à la sensibilité $P_{d_{min.}} = 9.31 \cdot 10^{-11} \text{ W}$ ($\approx -70.31 \text{ dBm}$) de l'oscilloscope numérique MDO 4034B-3 utilisé pour l'acquisition du signal renvoyé par le tag. $P_{d_{min}} = 10^{-11} \text{ W}$ ($\approx -80 \text{ dBm}$) pour la majorité des lecteurs RFID commerciaux [52]. Le démodulateur DSSS du lecteur RFID SAW DSSS est prévu pour être physiquement implémenté dans un analyseur de signaux vectoriels, de l'anglais *Vector Signal Analyzer* (VSA), le PXIe-5663, dont la sensibilité est $P_{d_{min.}} = 3.16 \cdot 10^{-12} \text{ W}$ ($\approx -85 \text{ dBm}$). Les portées potentiellement atteignables ainsi que la largeur de bande occupée par le système RFID SAW pour différentes valeurs de la longueur N du code d'étalement sont présentées à la figure 6.13.

Les résultats d'estimation suggèrent une augmentation de la portée du système RFID SAW DSSS en fonction de la longueur du code d'étalement. Bien que théoriquement il n'y ait pas de restriction sur la longueur du code d'étalement utilisé, la valeur maximale permise de N en pratique est limitée par les bandes de fréquence disponibles, la largeur de bande autorisée pour le type de transmission utilisé, la largeur d'impulsion T_{ON} et les limitations matérielles des modules qui réalisent la modulation et la démodulation DSSS. L'implémentation du récepteur DSSS dans un VSA PXIe-5663 permettrait d'obtenir des

portées de jusqu'à 2.3 fois plus grandes que celles obtenues avec sa version actuelle, et ce grâce à la sensibilité élevée du PXIe-5663.

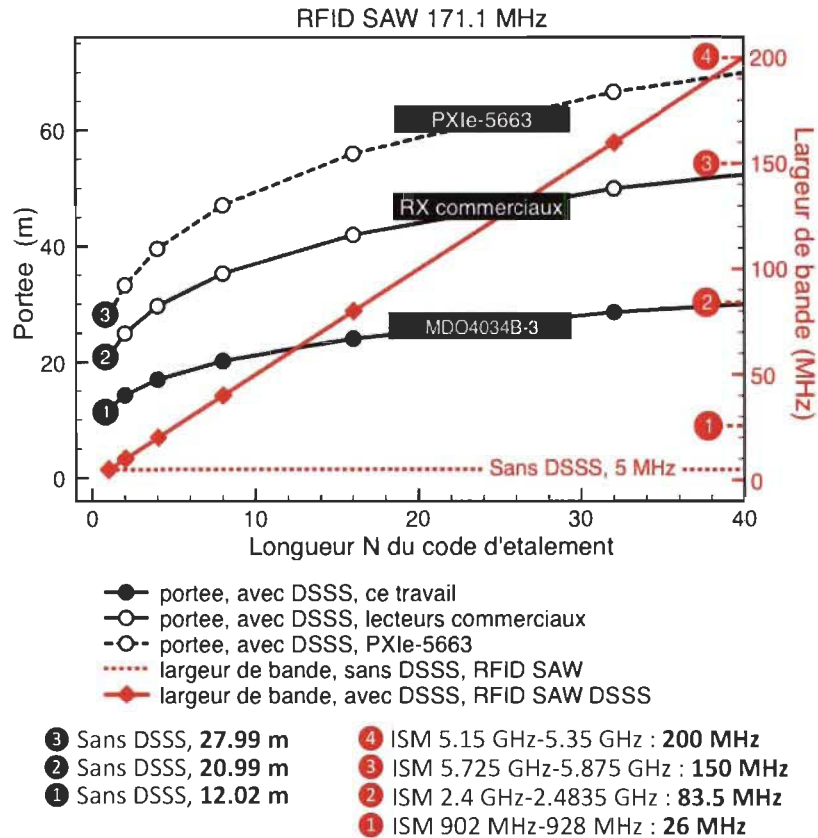


Figure 6.13 Évolution de la portée et de la largeur de bande du système RFID SAW DSSS en fonction de la longueur de code d'étalement

Des détails supplémentaires concernant les bancs de test utilisés ainsi d'autres résultats de tests du système RFID SAW DSSS sont présentés dans l'article de journal en Annexe E.

Chapitre 7 - Conclusion

Le lecteur RFID SAW DSSS réalisé à l'aide de la plateforme PXIe offre une très grande flexibilité et reconfigurabilité en termes de personnalisation du signal d'interrogation. L'émetteur DSSS implémenté dans le PXIe-5673 est capable de générer des signaux d'interrogation conventionnels et des signaux d'interrogation modulés en DSSS, et ce avec une très grande précision. L'interface de contrôle conçu pour le lecteur permet à l'opérateur de basculer entre plusieurs modes de lecture (sans DSSS, avec DSSS) et de modifier les paramètres système (fréquence de fonctionnement, puissance et forme d'onde du signal de lecture, période de lecture) sans avoir à reprogrammer ou à changer la configuration matérielle du lecteur.

Comparativement au lecteur RFID SAW, le lecteur RFID SAW DSSS est capable de lire les tags au moyen de signaux d'interrogation de plus faible puissance, voire de plus faible SNR en milieu bruité, et de démoduler avec succès, grâce au gain de traitement (*processing gain*) issu du désétalement, certaines réponses de tag que le récepteur du lecteur RFID SAW ne saurait traiter à cause de leur niveau inférieur à la sensibilité. L'utilisation du DSSS améliore la sensibilité du récepteur par un facteur égal à la longueur du code d'étalement, augmentant ainsi la portée atteignable par le système.

L'application du DSSS au système RFID SAW permet non seulement de rendre les signaux d'interrogation et les réponses des tags plus difficiles à détecter ou à intercepter, mais aussi de chiffrer les communications entre le lecteur et les tags. En effet, d'une part,

l'étalement diminue l'amplitude de la densité spectrale de puissance du signal, et d'autre part, la nature pseudo-aléatoire des codes d'étalement fait en sorte que la forme d'onde des signaux modulés en DSSS se rapproche de celle d'un bruit aléatoire. Sans la connaissance au préalable du code d'étalement utilisé, la probabilité de réussite de toutes tentatives de détection, d'interception est de démodulation par une tierce partie est très faible. L'utilisation du DSSS garantit ainsi la confidentialité des communications entre le lecteur et les tags et fait bénéficier le système RFID SAW DSSS d'une protection au niveau de la couche physique.

Les codes pseudo-aléatoires utilisés par les systèmes à étalement de spectre sont générés de manière à ce que la probabilité de ressemblance entre deux codes soit très faible. La très faible intercorrélation entre codes d'étalement permettrait à plusieurs systèmes RFID SAW DSSS aux codes d'étalement distincts de coexister, d'opérer dans le même environnement et d'utiliser la même bande de fréquence sans pour autant occasionner des interférences significatives entre eux. Les propriétés du DSSS suggèrent une meilleure immunité aux bruits, aux interférences et aux brouillages du système RFID SAW DSSS, comparativement au système RFID SAW.

Les lecteurs RFID présentés dans ce travail se distinguent des lecteurs RFID commerciaux et des lecteurs RFID décrits dans la littérature par leur implémentation dans une plateforme PXIe. Contrairement aux autres lecteurs qui sont soit à fréquence non réglable, non-reconfigurables ou conçus pour fonctionner uniquement dans des environnements pré-étudiés, les lecteurs RFID SAW et RFID SAW DSSS bénéficient de la flexibilité, de la reconfigurabilité et des performances (précision, vitesse de traitement) de la plateforme PXIe. Cette reconfigurabilité du lecteur ouvre la porte au développement de

lecteurs RFID intelligents capables de s'adapter à leurs environnements. L'idée est de développer des lecteurs qui auto-ajustent leurs paramètres (fréquence de fonctionnement, puissance et forme d'onde du signal d'interrogation, type de modulation utilisé) en fonction des contraintes imposées par leurs milieux afin de garantir la disponibilité et la fiabilité des systèmes RFID en tout temps et indépendamment de où ils sont déployés. Cette capacité d'adaptation ferait des systèmes RFID SAW des systèmes d'identification robustes vis-à-vis à la fois des contraintes physiques (température extrême, humidité élevée) et des contraintes RF (multiples réflexions, présence de surfaces métalliques et liquides aux alentours, présence d'interférence(s) ou de bruits élevés) extrêmes.

Recommandations

- Le comportement fréquentiel d'un tag RFID SAW est similaire à celui d'un filtre passe-bande : il absorbe les composantes fréquentielles qui se trouvent dans sa bande passante et réfléchit (bloque) tout le reste. Il serait intéressant d'évaluer les performances du système avec des tags RFID SAW large bande comme tags tests. En effet, cette éventualité devrait permettre une meilleure absorption du signal d'interrogation par le tag, et par conséquent une meilleure qualité du signal renvoyé par le tag.
- Les pistes d'amélioration des performances des tags consisteraient à revoir la conception des tags afin de s'assurer que les dispositifs soient parfaitement adaptés et à augmenter les espacements entre réflecteurs afin d'éviter toute interférence acoustique durant la propagation de l'onde SAW dans le tag.
- L'implémentation du récepteur DSSS dans le VSA PXIe-5663 (Annexe F) permettrait de compléter la version PXIe du lecteur RFID SAW DSSS et

d'améliorer les performances actuelles du système. En effet, la sensibilité du PXIe-5663 est meilleure que celle du MDO 4034B-3 utilisé pour les tests.

- La portabilité du lecteur est un facteur déterminant qui contribue au succès de l'implémentation de tout système RFID dans une application donnée. Il serait intéressant d'étudier les possibilités de réalisation d'une version compacte (voire miniature) du lecteur.
- Les tests sans fil du système RFID SAW DSSS pourraient être effectués une fois l'assemblage du tag et l'ajout de l'antenne du tag terminés. Il serait intéressant de tester le système dans différents milieux, et par la suite d'analyser les résultats obtenus pour établir des modèles de canal s'appliquant à la RFID SAW.

Références

- [1] A. N. Nambiar, "RFID Technology: A Review of its applications," in *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, vol. 2, ISBN:978-988-18210-2-7, San Francisco, October 2009.
- [2] R. Cronin, "RFID versus Barcode," *Journal of Pharmaceutical Technology*, vol. 32, n° 11, p. 178, Novembre 2008.
- [3] S. D'Hont, "The cutting edge of RFID technology and applications for manufacturing and distribution," *Texas Instrument white paper*, March 2006, [Online] Available: http://www.scanlogix.com/tech%20papers/TI_manuf_dist.pdf, 03 August 2016.
- [4] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Chipless RFID: bar code of the future," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, DOI: 10.1109/MMM.2010.938571, n° 7, pp. 87-97, December 2010.
- [5] X. Zhu, S. K. Muckhopadhyay, and H. Kurata, "A review of RFID technology and its managerial applications in different industries," *Elsevier: Journal of Engineering and Technology Management*, vol. 29, DOI:10.1016/j.jengtecman.2011.09.011, n° 1, pp. 152-167, March 2012.
- [6] J. Jung, C. Park, and K. Yeom, "A novel carrier leakage suppression front-end for UHF RFID reader," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, DOI:10.1109/TMTT.2012.2187675, n° 5, pp. 1468-1477, May 2012.
- [7] L. Ruiz-Garcia, L. Lunadei, P. Barreiro, and J. I. Robla, "A review of wireless sensor technologies and applications in agriculture and food industry: State of the art and current trends," *Sensors: Physical Sensors*, vol. 9, DOI:10.3390/s90604728, n° 6, pp. 4728-4750, June 2009.
- [8] M. Langheinrich, "A survey of RFID privacy approaches," *Personal and Ubiquitous Computing*, vol. 13, DOI:10.1007/s00779-008-0213-4, n° 6, pp. 413 - 421, August 2009.

- [9] S. Piramuthu and W. Zhou, *RFID and sensor network automation in the food industry*, Wiley Blackwell edition, John Wiley & Sons, 2016.
- [10] C. Swedberg, "Beverage metrics serves up drink-management solution," *RFID Journal*, [Online] Available: <http://www.rfidjournal.com/articles/view?8237>, February 2011.
- [11] M. Stoppa and A. Chiolerio, "Wearable electronics and smart textiles: A critical review," in *MDPI: Sensors*, vol. 14, DOI:10.3390/s140711957, pp. 11957-11992, July 2014.
- [12] W. K. Wong and Z. X. Guo, *Fashion supply chain management using radio frequency identification (RFID) technologies*, Woodhead Publishing and The Textile Institute, Woodhead Publishing Series in Textiles, n° 152, 2014.
- [13] M. Schapranow, A. Zeier, and H. Plattner, "A formal model for enabling RFID in pharmaceutical supply chains," in the *44th Hawaii International Conference on System Sciences*, DOI:10.1109/HICSS.2011.10, January 2011, pp. 1-10.
- [14] P. Rosenblum, "How Walmart could solve its inventory problem and improve earnings," *Forbes: Retail*, [Online] Available: <http://www.forbes.com>, 22 May 2014.
- [15] M. L. Songini, "Procter & Gamble: Wal-Mart RFID effort effective computer world," *Computerworld*, [Online] Available: <http://www.computerworld.com>, 26 February 2007.
- [16] S. B. Miles, S. E. Sarma and J. R. Williams, *RFID technology and applications*, Cambridge University Press, April 2011.
- [17] B. Yen and B. Shiu, "Making RFID work: The world's largest university library RFID implementation," *Harvard Business Review*, Prod. #: HKU866-PDF-ENG, September 2009.
- [18] H. Li, H. Wang, Z. Shang, Q. Li, and W. Xiao, "Application of RFID in agricultural seed quality tracking system," in *Proceedings of the 8th World Congress on Intelligent Control and Automation*, July 2010, pp. 3073-3077.
- [19] C. Swedberg, "Nextbike uses RFID to simplify bicycle rentals," *RFID Journal*, [Online] Available: <http://www.rfidjournal.com/articles/view?14766>, 22 July 2016.

- [20] D. Wu, W. W. Y. Ng, P. P. K. Chan, H. Ding, B. Jing, and D. S. Yeung, "Access control by RFID and face recognition based on neural network," in *International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, vol. 2, DOI:10.1109/ICMLC.2010.5580558, July 2010, pp. 675-680.
- [21] S. Y. Rojahn, "Are your doctor's hands clean? This wristband knows," *MIT Technology Review*, [Online] Available: <https://www.technologyreview.com>, 25 March 2013.
- [22] S. Shih, C. Chao, and C. Hsu, "RFID based physical fitness condition measurement system," in the *7th International Conference on Networked Computing and Advanced Information Management*, June 2011, pp. 284 - 288.
- [23] E. Ilie-Zudor, Z. Kemény, F. van Blommestein, L. Monostori, and A. van der Meulen, "A survey of applications and requirements of unique identification systems and RFID techniques," *Elsevier : Computers in Industry*, vol. 62, DOI:10.1016/j.compind.2010.10.004, n° 3, pp. 227-252, April 2011.
- [24] D. Paret, *RFID en ultra et super hautes fréquences : Théorie et mise en œuvre*, Dunod, édition L'usine nouvelle, série EEA, Mars 2008.
- [25] V. P. Plessky and L. M. Reindl, "Review on SAW RFID tags," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, vol. 57, DOI:10.1109/TUFFC.2010.1462, n° 3, pp. 654-668, March 2010.
- [26] Y. Huang, Y. Chen, and T. Wu, "A passive wireless hydrogen surface acoustic wave sensor based on Pt-coated ZnO nanorods," *IOP Publishing: Nanotechnology*, vol. 21, DOI:10.1088/0957-4484/21/9/095503, pp. 1-6, February 2010.
- [27] A. J. Mercer, R. K. James, G. Bennett, P. Patel, C. Johnston, and J. Cai, "RFID testing and evaluation for an RF-harsh environment," in *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, DOI:10.1109/RFID-TA.2011.6068622, September 2011, pp. 95-102.
- [28] K. Remley et al., *NIST tests of the wireless environment in automobile manufacturing facilities*, NIST Technical Note 1550, October 2008
- [29] A. A. Babar, A. Z. Elsherbeni, L. Sydänheimo, and L. Ukkonen, "RFID tags for challenging environments: Flexible high-dielectric materials and ink-jet printing technology for compact platform tolerant RFID tags," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, DOI:10.1109/MMM.2013.2259391 n° 5, pp. 26-35, July 2013.

- [30] D. Kim, and J. Yeo, "A passive RFID tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, DOI:10.1109/TAP.2010.2078438, n° 12, pp. 3814-3820, December 2010.
- [31] A. Bekkali, S. Zou, A. Kadri, M. Crisp, and R. V. Penty, "Performance analysis of passive UHF RFID systems under cascaded fading channels and interference effects," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, DOI: 10.1109/TWC.2014.2366142, n° 3, pp. 1421-1433, March 2015.
- [32] N. C. Karmakar, *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*, 1st edition, John Wiley & Sons, Inc., February 2011.
- [33] P. Solic, J. Radic, and N. Rozic, "Software defined radio based implementation of RFID tag in next generation mobiles," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 58, DOI: 10.1109/TCE.2012.6311355, n° 3, pp. 1051-1055, August 2012.
- [34] G. Zamora, F. Paredes, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martin, and J. Bonache, "Bandwidth limitations of Ultra High Frequency-Radio Frequency Identification tags," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, DOI: 10.1049/iet-map.2013.0158, n° 10, pp. 788-794, July 2013.
- [35] W. Che et al., "Analysis, design and implementation of semi-passive Gen2 tag," in *2009 IEEE International Conference on RFID*, DOI:10.1109/RFID.2009.4911208, April 2009, pp. 15-19.
- [36] H. Cho, J. Kim, and Y. Baek, "Large-scale active RFID system utilizing ZigBee networks," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 57, DOI: 10.1109/TCE.2011.5955170, n° 2, pp. 379 - 385, May 2011.
- [37] K. Lin, S. Chen, and R. Mittra, "A looped-bowtie RFID tag antenna design for metallic objects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, DOI: 10.1109/TAP.2012.2224082, n° 2, pp. 499 - 505, February 2013.
- [38] J. Jung, C. Park, and K. Yeom, "A novel carrier leakage suppression front-end for UHF RFID reader," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, DOI: 10.1109/TMTT.2012.2187675, n° 5, pp. 1468 - 1477, May 2012.
- [39] J. Park et al., "Extending the interrogation range of Passive UHF RFID system with an external continuous wave transmitter," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, DOI: 10.1109/TIM.2009.2032868, n° 8, pp. 2191 - 2197, August 2010.

- [40] M. S. Trotter and G. D. Durgin, "Survey of range improvement of commercial RFID tags with power optimized waveforms", in *IEEE Internal Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2010.5467265, April 2010, pp. 195 – 202.
- [41] J. Garcia-Alfaro, M. Barbeau, and E. Kranakis, "Security threat mitigation trends in low-cost RFID systems," in *Proceedings of the 4th International Workshop and Second International Conference on Data Privacy Management and Autonomous Spontaneous Security*", DOI:10.1007/978-3-642-11207-2_15, 2010, pp. 193-207.
- [42] M. Roberti, "How much does an RFID tag cost today," *RFID Journal*, [Online] Available: <https://www.rfidjournal.com>, August 2016.
- [43] C. Occhiuzzi, G. Contri, and G. Marrocco, "Design of implanted RFID tags for passive sensing of human body: The STEN tag," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, DOI: 10.1109/TAP.2012.2198189, n° 7, pp. 3146 - 3154, July 2012.
- [44] L. Lizzi, P. Perrissol, F. Ferrero, P. Le Thuc, and R. Staraj, "Experimental validation of a miniature implantable RFID tag antenna for small animals monitoring," in *2014 IEEE Conference on Antenna Measurements and Applications*, DOI: 10.1109/CAMA.2014.7003352, November 2014, pp. 1-3.
- [45] S. Lahokallio, J. Kiilunen, and L. Frisk, "Performance of passive RFID tags in a high temperature cycling test," in *Electronics System-Integration Technology Conference*, DOI: 10.1109/ESTC.2014.6962848, September 2014, pp. 1-5.
- [46] M. R. Werner and W. R. Fahrner, "Review on materials, microsensors, systems, and devices for high-temperature and harsh-environment applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, DOI:10.1109/41.915402, n° 02, pp. 249-257, April 2001.
- [47] A. J. Mercer, R. K. James, G. Bennett, P. Patel, C. Johnston, and J. Cai, "RFID testing and evaluation for an RF-harsh environment," in *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, DOI:10.1109/RFID-TA.2011.6068622, September 2011, pp. 95-102.
- [48] D. Hellstrom and M. Wiberg, "Exploring an open-loop RFID implementation in the automotive industry," in *Proceedings of the 14th IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation*, DOI:10.1109/ETFA.2009.5347254, September 2009, pp. 1-4.

- [49] J. Griffin, et al., "RF tag antenna performance on various materials using radio link budgets," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, DOI:10.1109/LAWP.2006.874072, n° 01, pp. 247-250, December 2006.
- [50] D. Hellström, "The cost and process of implementing RFID technology to manage and control returnable transport items," *International Journal of Logistics: Research and Applications*, vol. 12, DOI: 10.1080/13675560802168526, n° 01, pp. 1-21, 2009.
- [51] R. Derakhshan, M. Orłowska, and X. Li, "RFID data management: Challenges and opportunities," in *Proceedings of the IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2007.346166, March 2007, pp. 175-182.
- [52] K. Finkenzeller, *RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communication*, Chapter 4, § 4.2.6.7, John Wiley & Sons, Ltd., 3rd edition, 2010.
- [53] M. M. Khan, F. A. Tahir, and M. F. Farooqui, "3.56-bits/cm² compact Inkjet printed and application specific chipless RFID tag," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, DOI: 10.1109/LAWP.2015.2494864, pp. 1109 - 1112, October 2015.
- [54] E. Md. Amin, Md. S. B. Nemai, C. Karmakar, and B. Winther-Jensen, "Development of a low cost printable chipless RFID humidity sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, DOI: 10.1109/JSEN.2013.2278560, n° 1, pp. 140 - 149, January 2014.
- [55] J. Havlicek, M. Svanda, M. Polivka, J. Machac, and J. Kracek, "Chipless RFID tag based on electrically small spiral capacitively loaded dipole," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, DOI:10.1109/LAWP.2015.2494864, pp. 1109 - 1112, October 2015.
- [56] A. Vena, E. Perret, and S. Tedjini, "Design of compact and auto-compensated single-layer chipless RFID tag," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, DOI: 10.1109/TMTT.2012.2203927, n° 9, pp. 2913 - 2924, September 2012.
- [57] C. Occhiuzzi, S. Caizzone, and G. Marrocco, "Passive UHF RFID antennas for sensing applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, DOI: 10.1109/MAP.2013.6781700, n° 6, pp. 14 - 34, December 2013

- [58] S. Dey, J. K. Saha, and N. C. Karmakar, "Smart sensing," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 16, DOI: 10.1109/MMM.2015.2465711, n° 10, pp. 26–39, November 2015.
- [59] M. Pöpperl, J. Adametz, and M. Vossiek, "Polarimetric radar barcode: A novel chipless RFID concept with high data capacity and ultimate tag robustness," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, DOI: 10.1109/TMTT.2016.2601920, n° 11, pp. 3686 - 3694, November 2016.
- [60] A. Dubok and A. B. Smolders, "Miniaturization of robust UHF RFID antennas for use on perishable goods and human bodies," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, DOI: 10.1109/LAWP.2014.2337051, pp. 1321 - 1324, July 2014.
- [61] I. Mayordomo, R. Berenguer, A. García-Alonso, I. Fernández, and Í. Gutiérrez, "Design and implementation of a long-Range RFID reader for passive transponders," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, DOI: 10.1109/TMTT.2009.2017291, n° 5, pp. 1283 - 1290, May 2009.
- [62] T. Umeda, H. Yoshida, S. Sekine, Y. Fujita, T. Suzuki, and S. Otaka, "A 950 MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10 m distance," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, DOI: 10.1109/JSSC.2005.858620, n° 1, pp. 35 - 41, January 2006.
- [63] G. De Vita and G. Iannaccone, "Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, DOI: 10.1109/TMTT.2005.854229, n° 9, pp. 2978 - 2990, September 2005.
- [64] J.-P. Curty, N. Joehl, C. Dehollain, and M. J. Declercq, "Remotely powered addressable UHF RFID integrated system," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, DOI: 10.1109/JSSC.2005.857352, n° 11, pp. 2193–2202, November 2005.
- [65] G. Zamora, S. Zuffanelli, P. Aguila, F. Paredes, F. Martín, and Jordi Bonache, "Broadband UHF-RFID passive tag based on Split-Ring Resonator (SRR) and T-Match Network," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 17, DOI: 10.1109/LAWP.2018.2800166, n° 3, pp. 517 - 520 March 2018.
- [66] H. Arthaber, T. Faseth, and F. Galler, "Spread-Spectrum based ranging of passive UHF EPC RFID tags," *IEEE Communications Letters*, vol. 19, DOI: 10.1109/LCOMM.2015.2469664, n° 10, pp. 1734 - 1737, October 2015.

- [67] F. Galler et al., "Performance evaluation and verification of Spread-Spectrum based UHF RFID ranging," in *2017 IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2017.7945597, May 2017.
- [68] A. Loeffler and H. Gerhaeuser, "A novel approach for UHF-RFID-based positioning through Spread- Spectrum techniques," in *2010 European Workshop on Smart Objects: Systems, Technologies and Applications*, ISBN: 978-3-8007-3282-1, June 2010, pp. 1-10.
- [69] Y. Park, J. W. Lee, and S. W. Kim, "Improving position estimation on RFID tag floor localization using RFID reader transmission power control," in *2008 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics*, DOI: 10.1109/ROBIO.2009.4913260, February 2009, pp. 1716 - 1721.
- [70] K. Deepika and J. Usha, "Design and development of location identification using RFID with WiFi positioning systems," in *The Ninth International Conference on Ubiquitous and Future Networks*, DOI: 10.1109/ICUFN.2017.7993832, July 2017, pp. 488 - 493.
- [71] J. Su, Z. Sheng, and L. Xie "A collision-tolerant-based anti-collision algorithm for large scale RFID system," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, DOI: 10.1109/LCOMM.2017.2685590, n° 7, pp. 1517 - 1520, July 2017.
- [72] A. Rohatgi and G. D. Durgin, "Implementation of an anti-collision differential-offset Spread Spectrum RFID system," in *2006 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, DOI: 10.1109/APS.2006.1711372, October 2006, pp. 3501 - 3504.
- [73] C. Mutti and C. Floerkemeier, "CDMA-based RFID systems in dense scenarios: Concepts and challenges," in *2008 IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2008.4519373, May 2008, pp. 215 - 222.
- [74] G. Mazurek, "Design of RFID system with DS-CDMA transmission," in *2008 IEEE International Conference on Automation Science and Engineering*, DOI: 10.1109/COASE.2008.4626425, August 2008, pp. 703 - 708.
- [75] J. M. Pavlina, N. Kozlovski, B. Santos, and D. C. Malocha, "SAW RFID spread spectrum OFC and TDM technology," in *2009 IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2009.4911213, May 2009, pp. 110 - 116.

- [76] S. Yoshimoto, Y. Yamamoto, Y. Takahashi, and E. Otsuka, "Multi-band RF SAW filter for mobile phone using surface mount plastic package," in *Proceedings of the 2002 IEEE Ultrasonics Symposium*, DOI:10.1109/ULTSYM.2002.1193365, October 2002, pp. 113-118.
- [77] J. M. Pavlina and D. C. Malocha, "Chipless RFID SAW sensor system-level simulator," in *The International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2010.5467237, April 2010, pp. 252 - 259.
- [78] R. J. Barton, "Achievable performance and effective interrogator design for SAW RFID sensor tags," in *The International Conference on Aerospace Conference*, DOI: 10.1109/AERO.2012.6187216, March 2012, pp. 1-16.
- [79] C.S. Hartmann, "Future high volume application of SAW Devices," in *Proceedings of the 1985 IEEE Ultrasonics Symposium*, DOI:10.1109/ULTSYM.1985.198479, October 1985, pp. 64-73.
- [80] S. Härmä, W. G. Arthur, C. S. Hartmann, R. G. Maev, and V. P. Plessky, "Inline SAW RFID tag using time position and phase encoding," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency*, vol. 55, DOI: 10.1109/TUFFC.2008.867, n° 8, 1840 - 1846, August 2008.
- [81] D. W. Greve et al, "Surface acoustic wave devices for harsh environment wireless sensing," *Sensors (Basel) 2013*, vol. 13, DOI: 10.3390/s130606910, n° 6, pp. 6910 - 6935, Mai 2013.
- [82] N. C. Karmakar, R. V. Koswatta, P. Kalansuriya, and R. E-Azim, "Chipless RFID: Reader architecture," §3.3.1, *Artech House*, ISBN-13:978-1-60807-561-4, August 2013.
- [83] H. Kim, D. E. Leaird, and A. M. Weiner, "Rapidly tunable dual-comb RF photonic filter for ultrabroadband RF spread spectrum applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, DOI:10.1109/TMTT.2016.2599162, n°10, pp. 3351-3362, Oct. 2016.
- [84] K. Moshksar and A. K. Khandani, "Decentralized wireless networks: Spread spectrum communications revisited," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 60, DOI: 10.1109/TIT.2014.2310391, n° 5, pp. 2576-2593, May 2014.
- [85] R. E. Ziemer, "Fundamentals of Spread Spectrum Modulation", *Morgan & Claypool Publishers*, 2007.

- [86] S. Sedaghatnejad and M. Farhang, "Detectability of chaotic direct sequence spread spectrum signals," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, DOI: 10.1109/LWC.2015.2469776, n° 6, pp. 589-592, December 2015.
- [87] V. Le Nir and B. Scheers, "Robust blind carrier frequency synchronisation for direct sequence spread spectrum systems," *Electronic Letters*, vol. 51, DOI: 10.1049/el.2014.3776, n° 5, pp. 425-4257, May 2015.
- [88] F. Liu, M. W. Marcellin, N. A. Goodman, and A. Bilgin, "Compressive sampling of frequency-hopping spread spectrum signals," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 64, DOI: 10.1109/TSP.2016.2597122, n° 21, pp. 5513 - 5524, November 2016.
- [89] A. Dezfooliyan and A. M. Weiner, "Evaluation of time domain propagation measurements of UWB systems using spread spectrum channel sounding," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, DOI: 10.1109/TAP.2012.2207358, n°10, pp. 4855-4865, July 2012.
- [90] H. G. Zhang, L. Gan, H. S. Liao, P. Wei, and L. P. Li, "Estimating spreading waveform of long-code direct sequence spread spectrum signals at a low signal-to-noise ratio," *IET Signal Processing*, vol. 6, DOI: 10.1049/iet-spr.2011.0173, n°4, pp. 358-363, June 2012.
- [91] X. Gu, Z. Zhao, and L. Shen, "Blind estimation of pseudo-random codes in periodic long code direct sequence spread spectrum signals," *IET Communications*, vol. 10, DOI: 10.1049/iet-com.2015.0374, n° 11, pp. 1273-1281, July 2016.
- [92] S. Tomasin and D. Veronisi, "Generalized self spread-spectrum communications with turbo soft despreading and decoding," *Journal of Communications and Networks*, vol. 8, DOI:10.1109/JCN.2006.6182765, n° 3, pp. 267-274, September 2006.
- [93] "Electronic code of federal regulations," [Online] Available: <http://www.ecfr.gov>.
- [94] T. Hoang, "SAW parameters analysis and equivalent circuit of SAW device," *Acoustic waves: from Microdevices to Helioseismology*, InTech, DOI: 10.5772/19910, [Online] Available: <http://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/23421.pdf>.
- [95] A. H. Rasolomboahanginjatovo, F. Domingue, and A. O. Dahmane, "A new SAW device simulator based on Mason's equivalent circuit model," in *IARIA SENSORSDEVICES2013: The Fourth International Conference on Sensor Device Technologies and Applications*, ISBN: 978-1-61208-297-4, August 2013, pp. 59-63.

- [96] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "RFID Readers: A review", in *4th International Conference on Electrical and Computer Engineering*, Dhaka, Bangladesh, December 2006, pp. 100-103.
- [97] A. L. G. Reis, A. F. Barros, K. G. Lenzi, L. G. P. Meloni, and S. E. Barbin, "Introduction to the software-defined radio approach," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 10, DOI:10.1109/TLA.2012.6142453, n° 1, pp. 1156-1161, February 2012.
- [98] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "LabVIEW-based UHF RFID tag test and measurement system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, DOI: 10.1109/TIE.2009.2018434, n° 7, pp. 2374-2381, April 2009.
- [99] "PXI Platform," [Online] Available: <http://www.ni.com/pxi/>.
- [100] "NI-RFSG VI Reference," [Online] Available: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371025N-01/lvrfsg/ni-rfsg_pal/.
- [101] C. S. Hartmann and L. T. Claiborne "Fundamental limitations on reading range of passive IC-based RFID and SAW-based RFID," in *2007 IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2007.346148, March 2010, pp. 41 - 48.

Annexe A – Article de conférence 1

Référence

A. H. Rasolomboahanginjatovo, F. Domingue, A. O. Dahmane, “A new SAW device simulator based on Mason’s equivalent circuit,” in *IARIA Sensordevices 2013*, ISBN: 978-1-61208-297-4, August 2013, pp. 59-63.

A New SAW Device Simulator Based on Mason's Equivalent Circuit Model

Aina Heritiana Rasolomboahanginatovo, Frédéric Domingue, Adel-Omar Dahmane

Département de Génie Electrique et Génie Informatique

Université du Québec à Trois-Rivières

3351, Boul. des Forges, Trois-Rivières, Québec, Canada

rasolomb@uqtr.ca, frederic.domingue@uqtr.ca, adel-omar.dahmane@uqtr.ca

Abstract—This paper presents a new simulator capable of frequency and time domain simulations for surface acoustic wave devices such as surface acoustic wave resonators and reflective delay lines. Developed within Matlab and based on the equations of Mason's equivalent circuit model, the proposed simulator allows considerable reduction in simulation durations and does not require high computational resources as existing finite element model tools. It is flexible and reliable. Made up of only six files totalizing 40 kilobytes in size, the simulator can be launched on any computer running Matlab.

Keywords—surface acoustic wave; resonator; delay line; frequency domain; time domain.

I. INTRODUCTION

Surface Acoustic Wave (SAW) devices have revolutionized the domain of telecommunications by the possibility to design compact and low cost filters [1]. They are widely used as electronic filters, resonators, delay lines, correlators, convolvers or wireless identification systems integrated into modern communication systems. The evolution of telecommunications standards and requirements, especially for low-loss Radio Frequency (RF) filters used in mobile phones, led to the development of high performance SAW devices, which require flexible, precise and efficient models and simulation tools [2].

Several models including the impulse model, the Equivalent Circuit Models (ECM) [3], the Coupling of Modes (COM) model [4], and the matrix models [5] have been proposed for SAW devices. However, only the ECM, the COM approach and the P-matrix model have been developed to maturity [6]. For its part, the impulse model is not reliable. Indeed, it does not take into account second order effects such as propagation losses, reflections and dispersions.

On the other hand, some Finite Element Model (FEM) tools; e.g., COMSOL [7], Coventor [8], ANSYS HFSS [9]; provide 3D view and 3D simulation for SAW devices. However, the higher the number of fingers is, the longer the simulation duration is, and the higher the required computational resources are. Designers are then faced with a challenge to find a compromise allowing them to reduce the computational complexity of the desired FEM simulation. An alternative consists of implementing the ECM into computer tools such as Ansoft, Spice or ADS. But, again, the same problem can occur when the number of fingers is high.

Despite that, the ECMs are particularly efficient for modeling the interaction between the electrical and non-

electrical components of SAW devices. The analogies between the electrical and mechanical elements are described by W.P. Mason in [10]. The ECM for one pair of fingers he proposed is presented in [11]. As SAW devices are generally composed of several periodic sections; each section consists of a pair of fingers; Mason's ECM can be easily applied.

From Mason's ECM equations, it is possible to build, with Matlab, functions that compute the S-parameters of each section, set up the links between sections, and then compute the S-parameters of the entire simulated device. Since most of the computations can be modeled by matrix operations, using Matlab should reduce simulation duration. Therefore, this paper presents a new SAW device simulator based on this approach. The simulator has been implemented into a Matlab program to reduce the required computational power.

The paper is organized as follows: Sections II and III describe the operating principle and the design of the proposed simulator. The reliability of the simulation results is demonstrated in Section IV. Section V highlights the main advantages provided by the simulator.

II. MASON'S ECM AND PROPOSED SIMULATOR

A. Mason's ECM

SAW resonators and delay lines are composed of three main components, to wit IDTs (InterDigital Transducers), reflectors, and propagation paths. Each IDT and reflector consists of several pairs of fingers. Mason's ECMs for one pair of IDT fingers and reflector fingers are illustrated in Fig. 1 and Fig. 2. The ECM Mason proposed for acoustic propagation paths is depicted in Fig. 3 [12].

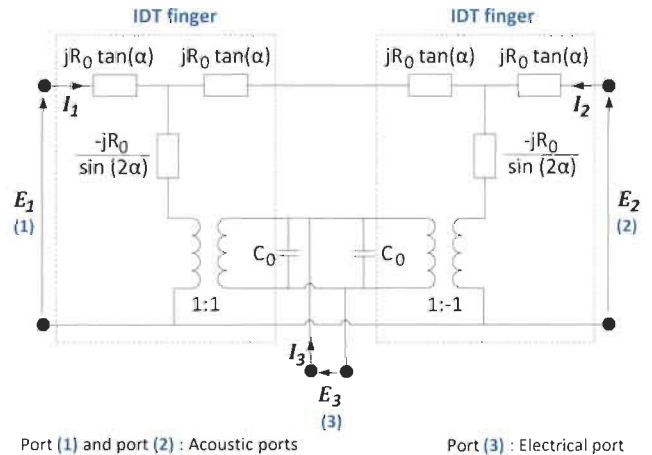


Figure 1. Mason's ECM for one pair of IDT fingers

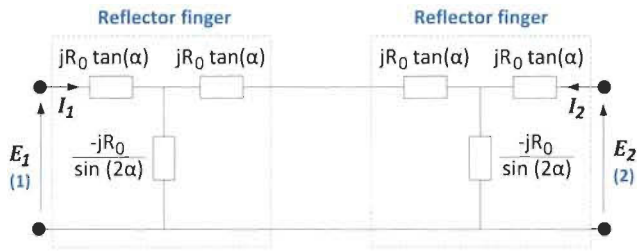


Figure 2. Mason's ECM for one pair of reflector fingers

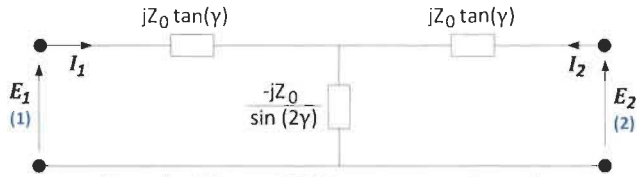


Figure 3. Mason's ECM for one propagation path

R_0 is the electrical equivalent of the mechanical impedance Z_0 . C_0 represents the electrode capacitance per pair of fingers. α and γ are given by :

$$\alpha = \frac{\pi f}{2 f_0} \quad (1)$$

$$\gamma = \frac{\pi f L}{v_{SAW}} \quad (2)$$

where f_0 is the center frequency of the SAW device, L is the length of the propagation, and v_{SAW} is the SAW velocity.

B. Proposed simulator

The simulator was developed with Matlab Version 7.13.0.564 (R2011b), and is dedicated to the simulation of SAW resonators and delay lines. The operating principle of the proposed simulator is shown in Fig. 4.

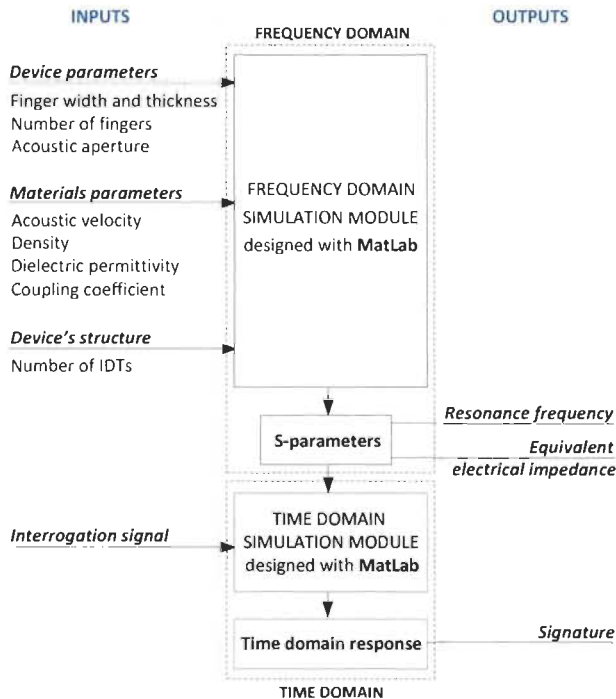


Figure 4. Operating principle of the proposed simulator

The major dimensions and parameters of the device to be simulated are first defined by the user. The simulator offers the possibility to run frequency domain simulations and time domain simulations.

Frequency response, impedance parameters and transfer characteristics are provided by the frequency domain simulation module. These include reflection coefficient S_{33} at the electrical port for SAW resonators, S_{21} for SAW delay lines, acoustic impedance and equivalent electrical impedance. The impulse response, which can be considered as a signature for SAW identification tags, is calculated by the time domain simulation module.

III. DESIGN OF THE SIMULATOR

The design method (see Fig. 5) is based on a modular approach. Each element of the simulated device is first represented by its Mason's equivalent circuit. This concerns IDTs, reflectors and propagation paths. Electrical circuit equations are deducted, and then implemented into Matlab functions that extract the S-parameters of each block. Interconnects between blocks are realized by another Matlab function created for this purpose.

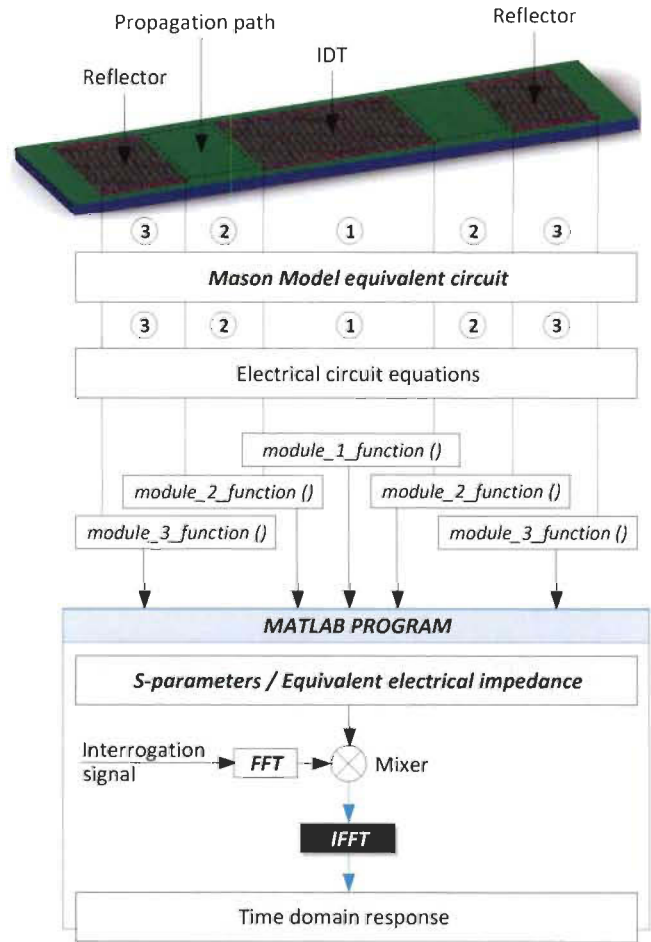


Figure 5. Used approach to simulate a SAW device

The created functions are exported into a Matlab program that computes the S-parameters of the entire simulated device and the equivalent electrical impedance. The results are plotted according to the frequency range set by the user. The time domain simulation capability of the simulator lies in a configurable FFT/IFFT module that predicts the response of the device to a user-defined interrogation signal.

IV. RESULTS

The materials parameters used in the simulations are summarized in Table I. They can be modified by the user, at any time, depending on the properties of the piezoelectric substrate and the metallic layer of the simulated SAW device. The dielectric permittivity of LiNbO_3 is given in [12] and the acoustic velocity was extracted from COMSOL simulation.

A. Frequency domain

The first simulated device is a one port SAW resonator. It has the same configuration as the SAW device shown in Fig. 5. The dimensions of each element are presented in Table II. The SAW device was simulated with the proposed simulator and then fabricated. Fig. 6 depicts a comparison between simulation and measurement results.

The results demonstrate the reliability of the simulator. The resonance behavior predicted by the simulator matches well with the measurement results (see Fig. 6). For example, the simulator predicts a resonance frequency of 171.3 MHz when the measured resonance frequency is about 171.4 MHz.

TABLE I
MATERIALS PARAMETERS

Parameter	Value
Piezoelectric substrate	LiNbO_3
Substrate Type	Y-cut, Z-propagating
Dielectric permittivity	27.9
Metallic layer	Cu
Acoustic velocity	3 447.7 m/s

TABLE II
DIMENSIONS OF THE SIMULATED ONE PORT RESONATOR

Quantity	Value
<i>IDT and Reflectors</i>	
Number of IDT	1
Number of reflectors	2
Finger width	5 μm
Finger thickness	100 nm
Number of fingers	150
Acoustic aperture	210 μm
<i>Propagation paths</i>	
Length	55 μm

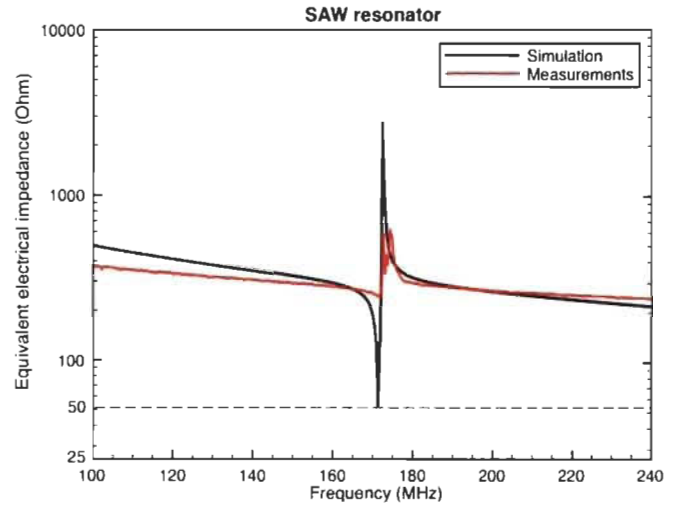


Figure 6. Comparison between simulation results and measurement results

The SAW resonator from which the measurements were taken is not perfectly adapted to 50 Ω . The fabrication process is being improved yet.

B. Time domain

To demonstrate the time domain simulation capability of the simulator, a one port SAW reflective delay line has been simulated. The delay line consists of three reflectors R_1 , R_2 , and R_3 , separated by three propagation paths PP1, PP2 and PP3 (see Fig. 7). The dimensions are summarized in Table III. A short pulse of sinusoidal signal is used as interrogation signal.

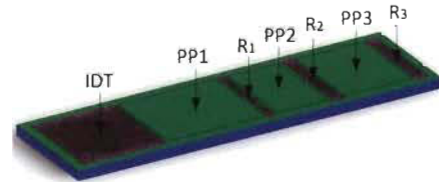


Figure 7. One port SAW reflective delay line

TABLE III
DIMENSIONS OF THE SIMULATED ONE PORT REFLECTIVE DELAY LINE

Parameter	Value
<i>IDT and Reflectors</i>	
Finger width	5 μm
Wavelength λ	20 μm
Finger thickness	100 nm
Acoustic aperture	210 μm
<i>IDT</i>	
Number of fingers	150
<i>Reflectors</i>	
Number of fingers	R_1, R_2, R_3 12, 20, 20
<i>Propagation paths</i>	
Length	PP1, PP2, PP3 50 λ , 70 λ , 120 λ

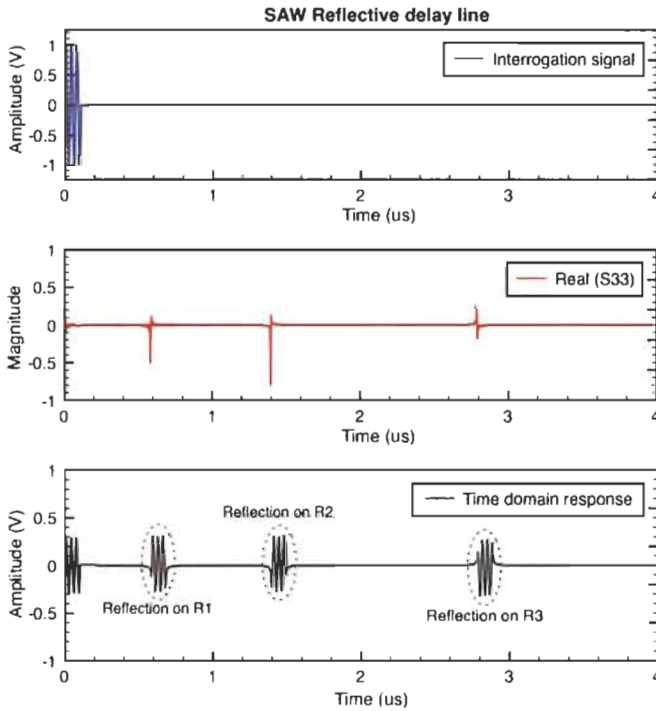


Figure 8. Time domain simulation capability of the simulator

TABLE IV
COMPARISON BETWEEN
EXPECTED RESULTS AND TIME DOMAIN SIMULATION RESULTS

Parameter	Expected result	Simulation result
T_1	0.580 μs	0.580 μs
T_2	1.461 μs	1.428 μs
T_3	2.970 μs	2.912 μs

The time domain response predicted by the simulator is illustrated in Fig. 8. The output signal is composed of four successive short pulses resulting from reflections at the electrical port and on the three reflectors.

The simulation results are compared with the expected results (see Table IV). The expected time delay of the reflection on R_i ($i=1, 2, 3$) is given by $T_i = 2L_i / v$, where L_i is the one-way path length to R_i and v is the acoustic velocity. Good agreement between expected results and simulation results are observed.

V. ADVANTAGES OF THE SIMULATOR

Several one port resonators have been simulated in order to observe the variation of the simulation duration with the number of fingers in each IDT and reflector (see Fig. 9). The same experiment has been carried out on some one port SAW reflective delay lines by varying the number of reflectors (see Fig. 10). The materials parameters and dimensions of the simulated devices are the same as those presented in Table I, Table II, and Table III. The simulation durations were evaluated with the Matlab instruction *tic... toc*.

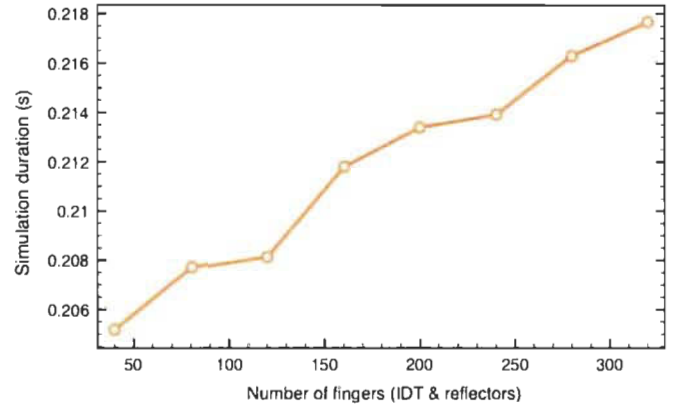


Figure 9. Frequency domain simulation duration

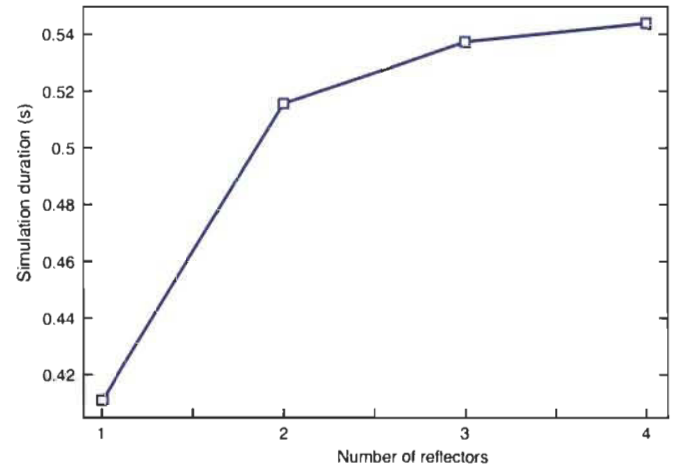


Figure 10. Time domain simulation duration

All simulations were performed using an Intel Core i5-2500 Central Processing Unit @3.30 GHz and 16 gigabytes of RAM. The simulation duration increases with the number of fingers and the number of reflectors. Even for a one port SAW reflective delay line composed of an IDT with 150 fingers and four reflectors with 20 fingers each, the simulation duration is less than one second.

VI. CONCLUSIONS

The proposed new SAW device simulator provides a considerable reduction of the required computational resource and simulation duration. While FEM simulations with COMSOL, or Coventor, or ANSYS HFSS generally last from about ten minutes to several days [13], depending on the complexity of the structure of the simulated device, this simulator allows users to get frequency and time domain simulation results in less than one second.

SAW resonators and SAW reflective delay lines have been simulated. The reliability of the simulator has been demonstrated by comparing simulation results with measurement results. Given that the simulation parameters can be easily modified and a modular approach is used, the new simulator should be able to simulate any SAW device based on the same modules.

ACKNOWLEDGMENTS

The authors would like to thank all the members of the LMST team. We especially thank Assane Ndieguene and Issam Kerroum for insightful discussions on acoustic technologies, and Hatem El Matbouly for providing comments on earlier versions of this paper.

REFERENCES

- [1] D. C. Malocha, "SAW/BAW Acoustoelectronic Technology for Filters and Communication Systems", IEEE Wireless and Microwave Technology Conference, 2010, pp.1-7.
- [2] K. Hashimoto, S. Sato, A. Teshigahara, T. Nakamura, and K. Kano, "High-Performance Surface Acoustic Wave Resonators in the 1 to 3 GHz Range Using a ScAlN/6H-SiC Structure", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 60, no. 3, March 2013, pp. 1-3.
- [3] M. Urbanczyk, Z. Waltar, and W. Jakubik, "Interdigital Transducer Analysis Using Equivalent PSpice Model", Elsevier Science B.V. Ultrasonics, vol. 39, 2002, pp. 595 - 599.
- [4] K. Hashimoto, T. Omori, and M. Yamaguchi, "Design Considerations on Wideband Longitudinally-Coupled Double-Mode SAW Filters", IEEE Ultrasonics Symposium, 2002, pp. 153 - 157.
- [5] G. Kovacs, "A Generalised P-matrix Model for SAW Filters", IEEE Ultrasonics Symposium, 2003, pp. 707 - 710.
- [6] J. Munshi and S. Tuli, "A Circuit Simulation Compatible Surface Acoustic Wave Interdigital Transducer Macromodel", IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 51, no. 7, July 2004, pp. 783-785.
- [7] M. Sadeghi, R. Ghayour, H. Abiri, and M. Karimi, "Design and Simulation of a SAW Filter and a New Approach for Bandwidth's Tuning", 8th IEEE Int. ASICON, 2009, pp. 642-645.
- [8] M. Ghahremani et al., "Surface Acoustic Wave Devices for Ocular Drug Delivery", IEEE International Ultrasonics Symposium Proceedings, 2010, pp. 872 - 875.
- [9] M. Z. Atashbar, B. J. Bazuin, M. Simpeh, and S. Krishnamurthy, "3-D Finite-Element Simulation Model of SAW palladium thin film hydrogen sensor", in Proc. 2004 IEEE Int. Ultrasonics, Ferroelectrics, Frequency Control 50th Anniversary Conf., pp. 549-553.
- [10] W. P. Mason, "Physical Acoustics", vol. 1A, Academic Press, New York, 1964.
- [11] W. P. Mason, "Electromechanical Transducer and Wave Filters", Second edition, D.Van Nostrand Company Inc, 1948.
- [12] B. A. Auld, "Acoustic Waves and Fields in Solids", vol. I, Wiley, New York, 1973.
- [13] A. Stefanescu et al., "Analysis of GaN Based SAW Resonators Including FEM Modeling", Romanian Journal of Information Science and Technology, vol. 14, no. 4, 2011, pp. 334-345.

Annexe B – Architecture matérielle de la plateforme PXI

B.1 Modules PXI

Les modules PXI sont des modules périphériques à fonctions dédiées. La PXI étant un standard industriel ouvert, la majorité des plateformes PXI disponibles sur le marché sont compatibles avec des milliers de modules périphériques incluant des :

- unités de sources et mesures (Source Measure Unit - SMU),
- générateurs de signaux RF,
- modules de conditionnement de signaux,
- analyseurs de signaux,
- modules d'entrée/sortie (E/S) numériques,
- cartes d'acquisition de données,
- modules Field Programmable Gate Array (FPGA) FlexRIO,
- convertisseurs analogique numérique (CAN),
- modules de commande d'axes,

et bien d'autres.

B.2 Contrôleur PXI

L'emplacement le plus à gauche (cf. Fig. 5.1) du châssis est généralement réservé au contrôleur système. Le contrôleur système est dit « distant » ou « déporté » lorsque la plateforme est pilotée par un ordinateur externe. L'utilisation d'un contrôleur embarqué, et donc intégré au châssis (Fig. B.1b) permet de s'affranchir du besoin d'utiliser un ordinateur externe (Fig. B.1a). La figure B.2 présente un contrôleur PXIe-8135 embarqué. Les différents connecteurs et ports situés sur la face avant du PXIe-8135 sont détaillés à la figure B.3.

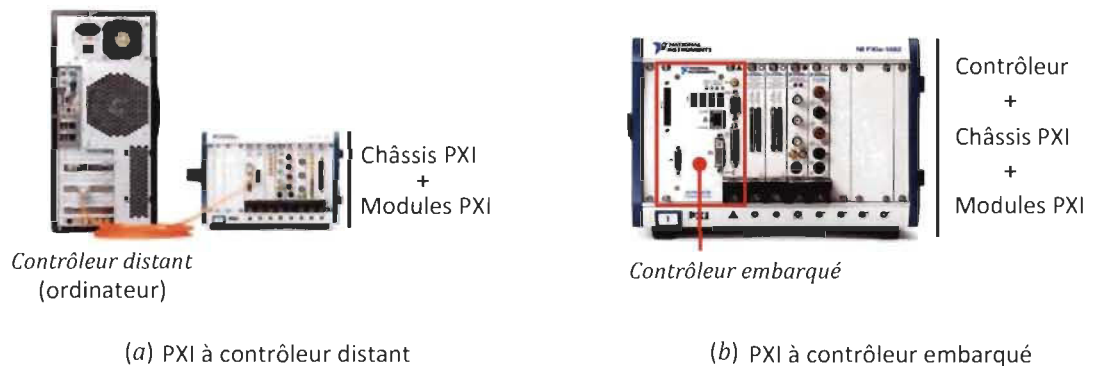
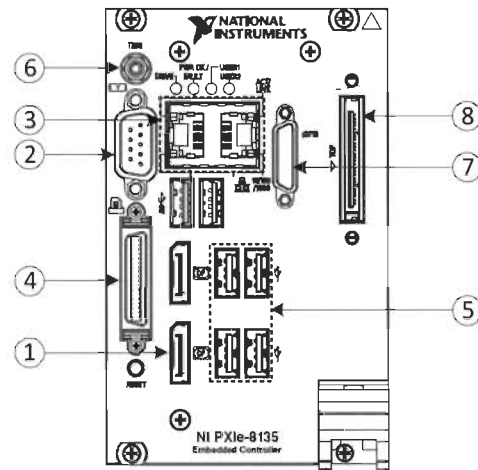


Figure B.1 PXI à contrôleur distant vs PXI à contrôleur embarqué



Figure B.2 Contrôleur PXIe-8135 embarqué



- | | |
|--------------------------------------|--|
| ① Sortie carte graphique (affichage) | ⑥ Entrée/Sortie Trigger |
| ② Port COM1 (série) | ⑦ Entrées/Sorties numériques |
| ③ Ports Ethernet | ⑧ Connecteur pour ExpressCard/34
(E/S additionnelles et disque dur externe) |
| ④ Port parallèle | |
| ⑤ Ports USB | |

Figure B.3 Connecteurs et ports sur la face avant du contrôleur PXIe-8135

Les contrôleurs embarqués PXI sont dotés de processeurs intégrés, de disques durs, de mémoires vives (*Synchronous Dynamic Random Access Memory - SDRAM*), de cartes *Ethernet*, de cartes graphiques, de ports d'entrée pour périphériques USB (claviers, souris), de ports séries (*COMmunication port - COM1*) et parallèles (*Enhanced Parallel Port / Enhanced Capability Port - EPP/ECP*), de ports d'entrée pour des cartes d'extension pour ordinateur portable (*ExpressCard*), ainsi que de ports d'E/S numériques (trigger, commandes externes, ...). Le contrôleur vient avec un système d'exploitation et des pilotes préinstallés.

La figure B.4 présente le schéma bloc d'un contrôleur PXIe-8135 à configuration standard.

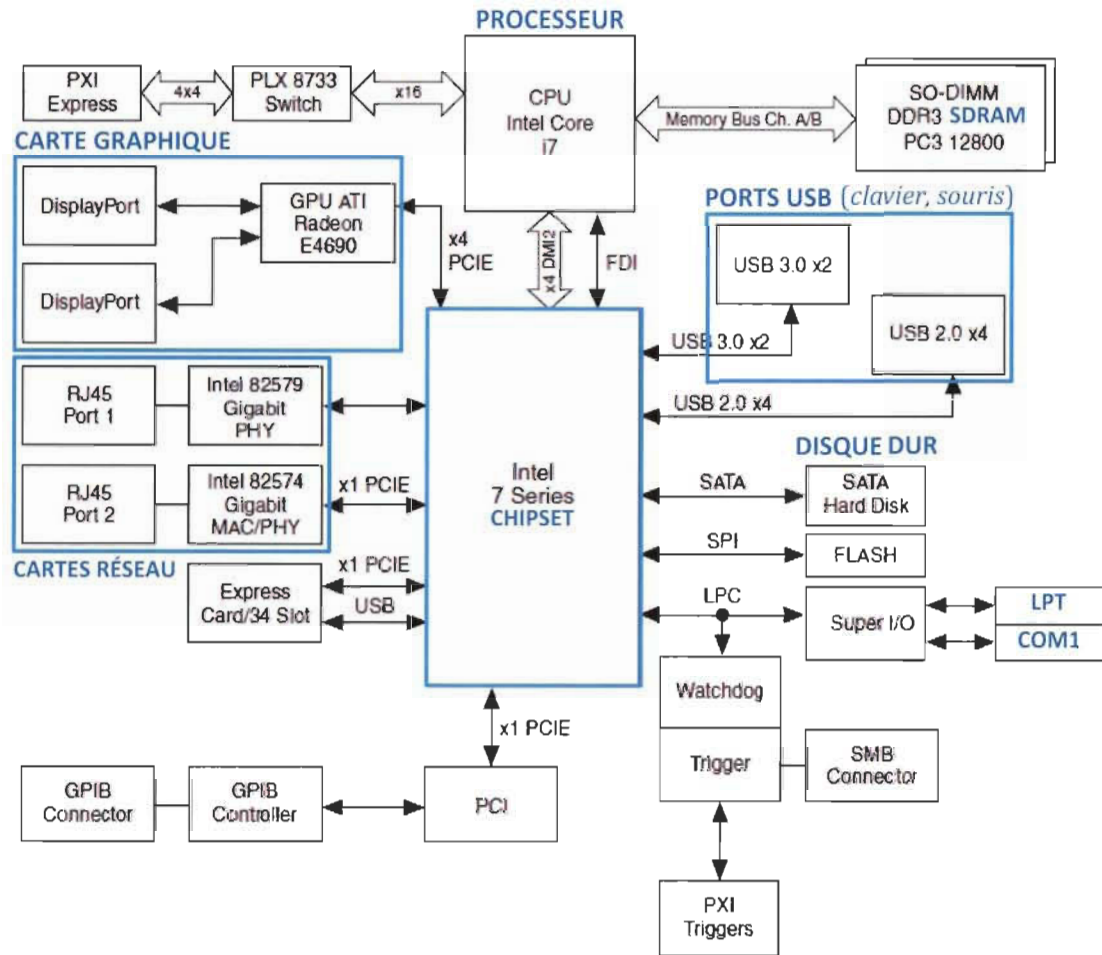


Figure B.4 Schéma bloc d'un contrôleur PXIe-8135

Un contrôleur PXIe-8135 embarqué à configuration standard est constitué, entre autres :

- d'un processeur quadruple cœur *Intel Core i7-3610QE* 2.3 GHz,
- de 4 Go de RAM DDR3 extensible jusqu'à 16 Go,
- d'un disque dur de 250 Go extensible,
- de bus de communication garantissant une bande passante système de 8 Go/s et 4 Go/s par emplacement,
- d'une carte graphique *ATI Radeon E4690* intégrée,
- de deux (02) cartes *Ethernet Intel 82579 Gigabit* et *Intel 82574 Gigabit*,

- de six (06) ports USB,
- d'un port série RS232 et d'un port parallèle ECP/EPP.

B.3 Châssis PXI

Servant de boîtier et de support, le châssis est doté de plusieurs emplacements permettant d'accueillir le contrôleur système et les modules PXI utilisés. Les châssis PXI sont disponibles en format 4, 6, 8, 14 ou 18 emplacements. La figure B.5 présente un châssis PXIe-1075 à 18 emplacements. Une vue de la face avant illustrant les différents éléments du PXIe-1075 est décrite à la figure B.6.

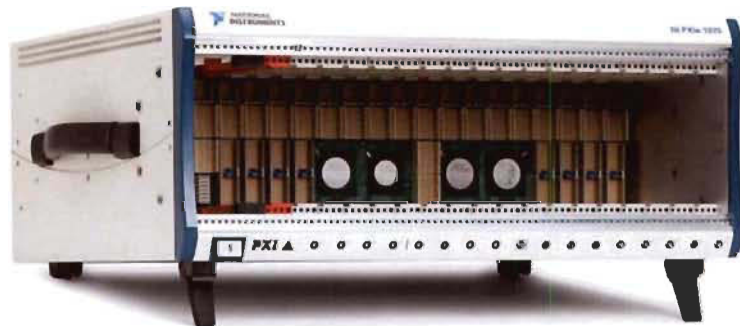
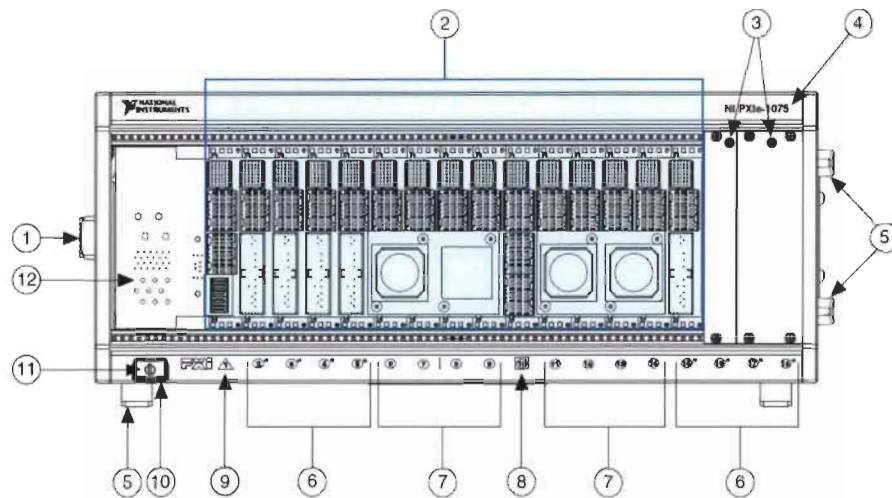


Figure B.5 Châssis PXIe-1075 à 18 emplacements

Le châssis inclut un fond de panier (*backplane*) hautes performances avec un bus de communication PCI 132 MB/s, des bus de cadencement et des bus de déclenchement intégrés, une horloge de référence système 10 MHz dédiée, un bus de déclenchement PXI, un bus de déclenchement en étoile, un bus local de communication avec les emplacements voisins. Des fonctions de cadencement et de synchronisation additionnelles par une horloge système différentielle de 100 MHz, de signalisations différentielles et de déclenchements en étoile différentiels sont disponibles sur les PXI Express (PXIe). L'alimentation et le refroidissement du contrôleur embarqué et des modules PXI sont assurés par le châssis.



- | | |
|--|---|
| ① Poignée de transport | ⑥ ⑦ Emplacements pour modules PXI |
| ② Connecteurs du fond de panier (backplane) | ⑧ Emplacement pour horloge système externe |
| ③ Emplacements pour modules PXI additionnels | ⑨ Emplacement pour contrôleur système |
| ④ Numéro de modèle du châssis | ⑩ Bouton d'alimentation |
| ⑤ Appuis détachables | ⑪ Témoin du bouton d'alimentation |
| | ⑫ Emplacement additionnel pour contrôleur système |

Figure B.6 Éléments d'un châssis PXIe-1075 à 16 emplacements

B.3 Outils logiciels

Les plateformes PXI et PXIe sont accompagnées de suites logicielles optimisées pour les environnements de développement d'applications courants tels que LabVIEW, *LabWindows/CVI*, *Visual Studio* et *Measurement Studio*. Les drivers hautes performances fournis sont dotés d'interfaces utilisateurs, de logiciels de configuration et d'API (*Application Programming Interface*) souples et intuitives de haut niveau visant respectivement à faciliter l'installation et le contrôle interactif des modules PXI et à simplifier le développement du système PXI par l'utilisateur selon l'application visée.

Annexe C – Article de conférence 2

Référence

A. H. Rasolomboahanginatovo, F. Domingue, and A. O. Dahmane, “Custom PXIe-567X software defined interrogation signal generator for surface acoustic wave based passive RFID,” in *IEEE Sensors 2015*, DOI:10.1109/ICSENS.2015.7370474, November 2015.

Custom PXIe-567X Software Defined Interrogation Signal generator for Surface Acoustic Wave Based Passive RFID

Aina Heritiana Rasolomboahanginatovo, Yamoussa Sanogo, Frederic Domingue, Adel Omar Dahmane

Laboratoire de Microsystemes et Telecommunications

Department of Electrical and Computer Engineering, Universite du Quebec a Trois-Rivieres

Trois-Rivieres, Quebec, Canada

{rasolomb, yamoussa.sanogo, frederic.domingue, adel-omar.dahmane}@uqtr.ca

Abstract— This paper presents a fully reconfigurable and reliable NI-PXIe based RFID interrogation signal generator for passive wireless SAW sensors. Contrary to most commercial SAW RFID readers that operate only at a unique predefined frequency, the proposed Vector Signal Generator is aimed to operate at any frequency defined by the user, from 85 MHz to 6.6 GHz, including the 2.45 GHz ISM band. A custom LabVIEW user interface has been designed to control the PXIe-567X based system; allowing to set the carrier frequency, the power and the waveform of the interrogation signal. The user can switch between custom waveforms without resetting and reprogramming the whole system. The proposed software defined RFID interrogation signal generator has been validated using a complete measurement setup. Measurements have been conducted for OOK and wideband pulsed BPSK signals modulated at 340 MHz and 2.45 GHz. Accurate results have been obtained for different periodic pulse signals at different frequencies.

Keywords—SAW RFID; interrogation signal generator; software defined radio; PXI; OOK; wideband pulsed BPSK.

I. INTRODUCTION

Radar systems, which are considered by many as the ancestors of Radio Frequency IDentification (RFID), use electromagnetic waves to identify the range, altitude, speed, and direction of both moving and fixed objects. The first RFID systems appeared in military aviation during World War II. The Germans and the British used RFID to distinguish and identify friendly aircrafts and enemy aircrafts by analyzing the backscattered signals from the planes detected by their radars [1].

RFID has not only become prevalent in a plethora of applications in various areas such as manufacturing, tracking, transportation, clothing, healthcare and human identification, but also found its way into unconventional applications such as real-time location services and ubiquitous sensor networks [2, 3]. It plays a key role in the growth of Internet of things and Wireless Sensor Networks. These demanding applications have pushed the limits of current RFID systems, bringing new challenges and unlocking new areas for research and development.

Any RFID system is basically composed of a reader and tags that carry the identification information. Depending on how the tags are powered, RFID can be active or passive. Active RFID tags have their own battery and transmitter onboard. Passive tags use the interrogation signal from the reader to power themselves and then send back a response. They are battery less, small and low cost. Compared with IC-based RFID, Surface Acoustic Wave (SAW) RFID is totally passive and uses pulsed carrier instead of continuous wave as interrogation signal. SAW tags can be read with about 100 times lower power interrogations signals and are 100000 times smaller in size. They are more robust in high level interference and harsh environments [4].

While efforts were first focused on tag optimization to work out the read range of passive RFID systems, some upgrades have been also achieved by improving the gain of the tag antenna [5], by boosting the RF front end of the reader [6, 7], or by using power-optimized interrogation signals [8]. Noise sensitivity could be also improved through signal processing at the reader level. However, actual commercial SAW RFID readers are mono frequency, preconfigured and are designed to operate only under predetermined conditions [1]. This lack of flexibility and reconfigurability acts as a brake on the development, measurement and performance testing of RFID systems.

The modularity and the flexibility of the PCI eXtensions for Instrumentation Express (PXIe) platform ensure high flexibility to transcend these limitations of conventional RF equipment; thanks to its high-speed PCI bus, integrated triggering and synchronization features [9], and reconfigurability through LabVIEW programming. This paper demonstrates the concept and the prototyping of a custom PXIe-567X software defined SAW RFID interrogation signal generator. The proposed reader is fully reconfigurable and can generate completely user defined signals.

II. SAW RFID OPERATION PRINCIPLE

Fig. 1 shows the operating principle of passive SAW RFID. The reader transmits a low power pulsed carrier signal.

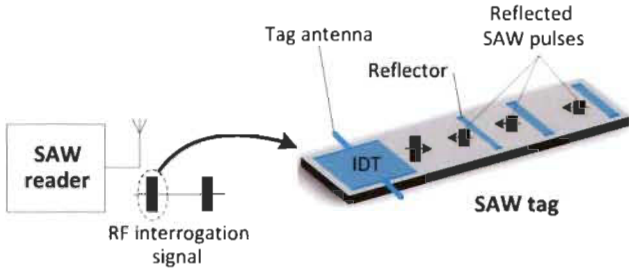


Fig. 1. Operating principle of passive SAW RFID.

The frequency of the carrier is set to the operating frequency of the tag. The RF interrogation signal is received by the tag antenna and converted into a surface acoustic wave by the IDT, before being partially reflected by each reflector of the tag. The reflected SAW pulses are reconverted into an electrical signal which is radiated back to the reader by the tag antenna.

Each tag is assigned a unique set of reflectors called code reflectors. Each reflector of the tag is placed at a precisely determined position on the chip. Thus, each response signal from a SAW tag carries a unique identification code based on the positions of its reflectors. The backscattered RF signal is detected and decoded by the reader. The time delay between two interrogation pulses, also called silence period, is set long enough to avoid collision between the response signal from the tag and the next interrogation pulse.

III. ARCHITECTURE OF THE PROPOSED SAW RFID INTERROGATION SIGNAL GENERATOR

The prototype of the proposed SAW RFID interrogation signal generator has been realized using a PXIe-567X Vector Signal Generator (VSG) installed on a PXIe-1075 chassis. The PXIe-567X VSG is composed of one RF Signal generator, one baseband Arbitrary Waveform Generator (AWG) and one RF upconverter. The PXIe-5673 consists of the PXIe-5652 RF signal generator, the PXIe-5451 AWG and the PXIe-5611 upconverter. Fig. 2 shows a simplified block diagram of the hardware implementation of the proposed interrogation signal generator. The measurement setup for the validation tests of the system is shown in Fig. 3

The carrier of the interrogation signal is generated through the PXIe-5652 module.

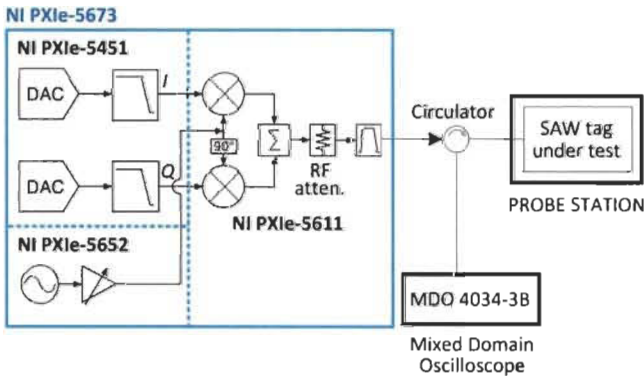


Fig. 2. Hardware implementation of the PXIe-567x based SAW RFID interrogation signal generator.

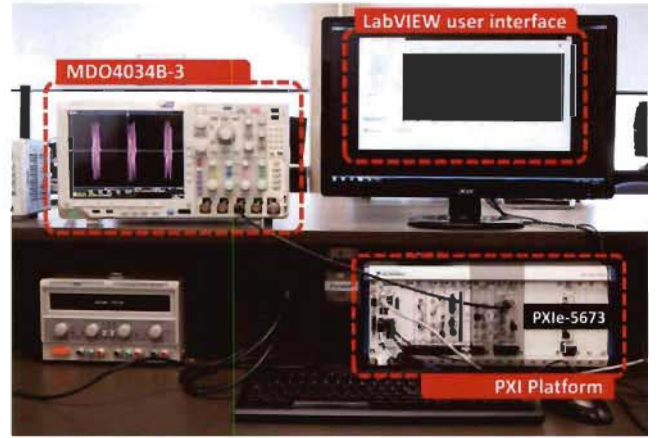


Fig. 3. Measurement setup for the validation tests of the SAW RFID interrogation signal generator.

I and Q components of the modulating signal are configured through the PXIe-5451 AWG module. The carrier and the modulating signal are mixed into the PXIe-5611 upconverter. The equation of the output signal $s(t)$ is given by:

$$s(t) = I \sin(2\pi f_c t) + Q \cos(2\pi f_c t) \quad (1)$$

where f_c is the frequency of the carrier.

The interrogation signal generator is controlled through a graphical user interface developed with LabVIEW. The program allows the operator to define the carrier frequency, the pulse duration, the silence period, the IQ data and the power of the output interrogation signal. The user can also easily switch between custom waveforms without resetting and reprogramming the entire PXIe-5673 VSG.

IV. RESULTS

To evaluate the performance of the proposed interrogation signal generator, the parameters of the generated signals have been measured. The measurements were conducted using a Tektronix MDO4034B-3 Mixed Domain Oscilloscope (Fig. 3). The PXI modules are set on a common PXI Onboard Reference Clock Source.

A. Time domain

The time domain tests (Fig. 4 and Fig. 5) consist in generating an On-Off Keying (OOK) modulated and a pulsed Binary Phase-Shift Keying (BPSK) modulated signals respectively. The equations of the generated interrogation signals are summarized in Table I.

TABLE I
GENERATED INTERROGATION SIGNALS

Modulation	Condition	I	Q	$s(t)$
OOK	Pulse emitted	1	0	$\sin(2\pi f_c t)$
	Silence period	0	0	0
Wideband Pulsed BPSK	BPSK data = 1	1	0	$\sin(2\pi f_c t)$
	BPSK data = 0	-1	0	$-\sin(2\pi f_c t)$
	Silence period	0	0	0

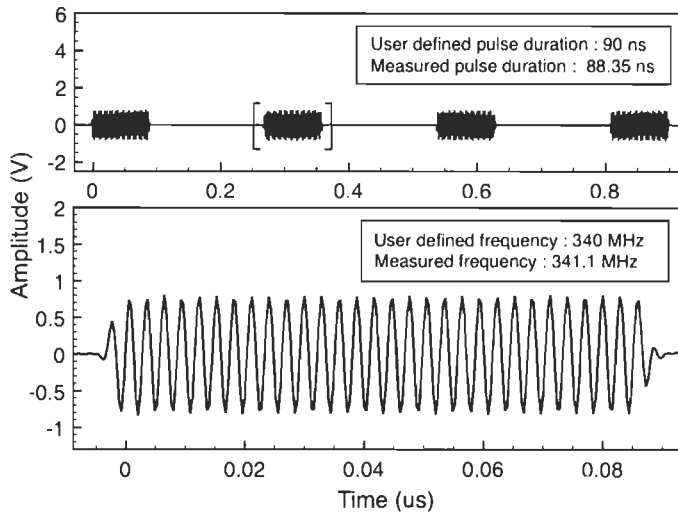


Fig. 4. OOK modulation: Test in time domain at 340 MHz.

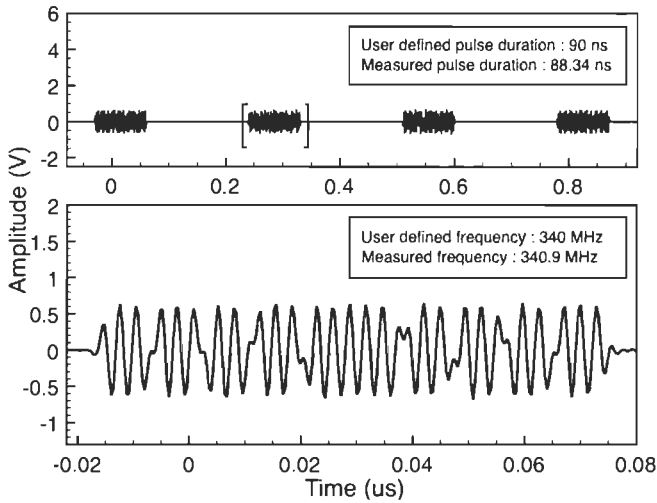


Fig. 5. Pulsed BPSK modulation: Test in time domain with a 30 bit Galois PN sequence at 340 MHz.

Both signals were generated using a 340 MHz carrier, a pulse width T_{on} of 90 ns and a silence period T_{off} of 180 ns. The BPSK modulating signal used for the tests is a 30 bit Galois PN sequence sampled at 0.11 GS/s.

The parameters of the generated signal have been verified. The pulse width, the silence period, the period of the carrier, the BPSK data bit duration and the phase changes have been measured. Accurate results have been obtained when compared to theoretical values.

B. Frequency domain

Frequency domain tests have been conducted to demonstrate the reliability of the proposed SAW RFID interrogation signal generator at 2.45 GHz, and to validate the spreading and the attenuation of the interrogation signal when BPSK modulation is used. Two different 2.45 GHz OOK modulated and pulsed BPSK signals (Fig. 6 and Fig. 7) were generated using the same temporal parameters as described in the time domain tests.

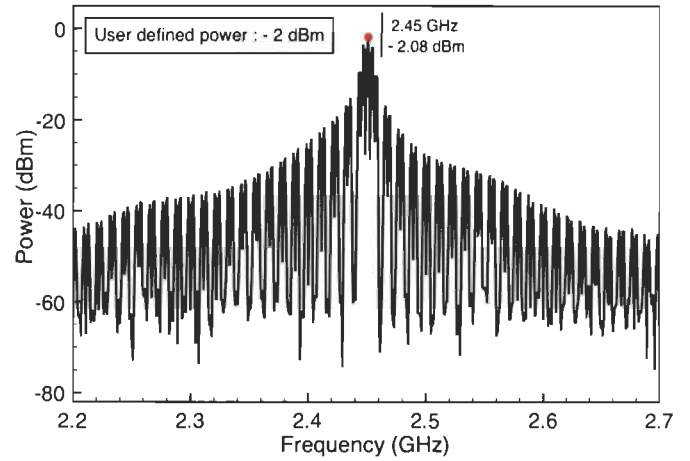


Fig. 6. OOK modulation: Spectral domain test at 2.45 GHz.

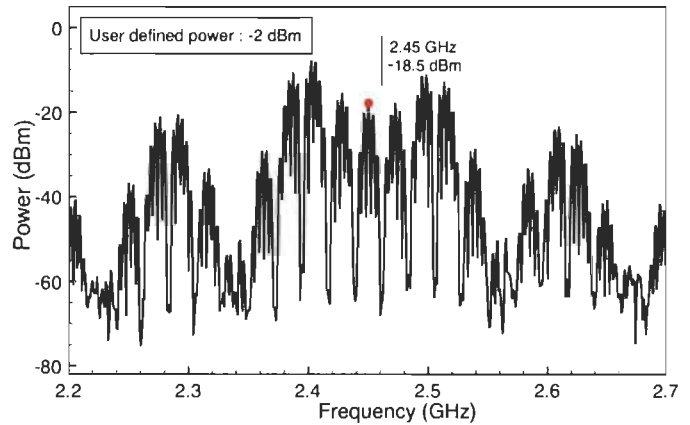


Fig. 7. Pulsed BPSK modulation: Spectral domain test with a 30 bit Galois PN sequence at 2.45 GHz.

The measured 16.42 dB difference at the center frequency when comparing the two signals matches well with the theoretical attenuation due to the use of the 30 bit long spreading code.

The total power over bandwidth and the center frequency of the generated signals have been also measured. The power measurement results are shown in Table II and Table III. The measured powers agree with the user defined powers very well. In addition to that, the measured center frequencies match well the predicted center frequencies, thereby proving the accuracy and the reliability of the proposed SAW RFID interrogation signal generator.

TABLE II
OOK MODULATED SIGNAL POWER MEASUREMENTS
 $T_{on} = 90\text{ns}$, $T_{off} = 180\text{ns}$

User defined power (dBm)	Measured power (dBm)
-5	-5.74
-10	-10.99
-20	-21.00
-30	-31.10
-40	-41.03

TABLE III
PULSED BPSK MODULATED SIGNAL POWER MEASUREMENTS
 $T_{on} = 80ns, T_{off} = 160 ns, Sequence\ length = 8$

User defined power (dBm)	Measured power (dBm)
-5	-5.80
-10	-11.79
-20	-21.78
-30	-31.81
-40	-41.39

V. CONCLUSION

In this work, a fully reconfigurable software defined interrogation signal generator for SAW based passive RFID has been demonstrated. The prototype has been developed through LabVIEW programming of a PXIe-567X VSG. The system can operate at any frequency defined by the user, from 85 MHz to 6.6 GHz. The reader can generate both conventional and custom SAW RFID interrogation signals as well, and allows the user to easily switch between custom waveforms. The interrogation signal generator has the advantages of being very flexible, fully reprogrammable and accurate. The flexibility of the PXIe platform would be very useful and is already paving the way to the design of smart RFID readers that could adapt their interrogation signals to their surrounding environment. This capability would help RFID systems withstand harsh conditions such as multiple reflections, metallic surfaces, high interference, high radiation or high noise levels.

REFERENCES

- [1] N. C. Karmakar, Handbook of Smart Antennas for RFID Systems, John Wiley & Sons, l. A247, pp. 529–551, February 2011.
- [2] X. Zhu, S. K. Mukhopadhyay, and H. Kurata, "A Review of RFID technology and its managerial applications in different industries," Journal of Engineering and Technology Management", vol. 29, issue 1, January-March 2012, pp. 152-167.
- [3] E. Ilie-Zudor, Z. Kemény, F. van Blommestein, L. Monostori, and A. van der Meulen, "A Survey of Applications and Requirements of Unique Identification Systems and RFID techniques," Computers in Industry, vol. 62, issue 3, April 2011, pp. 227-252.
- [4] V. P. Plessky and L. M., "Review on SAW RFID tags," IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 57, n° 3, March 2010.
- [5] K. Lin, S. Chen, and R. Mitra, "A looped-bowtie RFID tag antenna design for metallic objects," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 61, n°2, February 2013.
- [6] J. Jung, C. Park, and K. Yeom, "A novel carrier leakage suppression front-End for UHF RFID reader," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, n°5, May 2012.
- [7] J. Park et al., "Extending the interrogation range of Passive UHF RFID system with an external continuous wave transmitter," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, n° 8, August 2010.
- [8] M. S. Trotter and G. D. Durgin, "Survey of range improvement of commercial RFID tags with power optimized waveforms", IEEE Internal Conference on RFID, 2010, pp. 195 – 202
- [9] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "LabVIEW-Based UHF RFID tag test and measurement system," IEEE Transactions on Industrial Electrons., vol. 56, n°7, 2009.

Annexe D – Article de journal 1

Référence

A. H. Rasolomboahanginatovo, Y. Sanogo, F. Domingue, and A. O. Dahmane, “Custom PXIe-567X-based SAW RFID interrogation signal generator,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, DOI:10.1109/JSEN.2016.2581170, n° 24, pp. 8798-8806, June 2016.

Custom PXIe-567X-Based SAW RFID Interrogation Signal Generator

Aina Heritiana Rasolomboahanginatovo, Yamoussa Sanogo,
Frédéric Domingue, and Adel Omar Dahmane

Abstract—This paper presents a fully reconfigurable and reliable PXIe-567X software-defined interrogation signal generator for surface acoustic wave (SAW)-based passive radio frequency identification (RFID). Contrary to most commercial SAW RFID readers that operate only at a unique pre-defined frequency, the proposed vector signal generator is aimed to operate at any frequency defined by the user, from 85 MHz to 6.6 GHz, including the 902–928 MHz and 2.45-GHz industrial scientific and medical bands. The PXIe-567X-based signal generator can accurately generate not only conventional ON-OFF keying (OOK)-modulated or pulsed binary phase shift keying (BPSK)-modulated SAW RFID interrogation signals, but also completely user-defined interrogation signals. A custom LabVIEW user interface that allows to control the carrier frequency, the power, and the waveform of the interrogation signal has been designed. The operator can switch between custom waveforms without resetting and reprogramming the whole system. The proposed RFID request signal generator has been validated using a complete measurement setup. Time-domain and frequency-domain validation tests of OOK modulated and wideband pulsed BPSK-modulated signal generation have been conducted at 170, 340, 915 MHz and 2.45 GHz. Very accurate results have been obtained. The PXIe-567X-based RFID interrogator has been tested with a fabricated 3-b SAW RFID tag. The operability of the entire SAW RFID system has been demonstrated.

Index Terms—SAW RFID, interrogation signal generator, software defined radio, PXI, OOK, wideband pulsed BPSK.

I. INTRODUCTION

RADAR systems, which are considered by many as the ancestors of Radio Frequency IDentification (RFID), use electromagnetic waves to identify the range, altitude, speed, and direction of both moving and fixed objects. The first RFID systems appeared in military aviation during World War II. The Germans and the British used RFID to distinguish and identify friendly aircrafts and enemy aircrafts by analyzing the backscattered signals from the planes detected by their radars [1].

RFID has not only become prevalent in a plethora of applications in various areas such as manufacturing, tracking, transportation, clothing, healthcare and human identification, but also found its way into unconventional applications such

as real-time location services and ubiquitous sensor networks [2], [3]. It plays a key role in the growth of Internet of things and Wireless Sensor Networks. These demanding applications have pushed the limits of current RFID systems, bringing new challenges and unlocking new areas for research and development.

Any RFID system is basically composed of a reader and tags that carry the identification information. Depending on how the tags are powered, RFID can be active or passive. Active RFID tags have their own battery and transmitter onboard. Passive tags use the interrogation signal from the reader to power themselves and then send back a response. They are battery less, small and low cost. Compared with Integrated Circuit-based (IC-based) RFID, Surface Acoustic Wave (SAW) RFID is totally passive and uses pulsed carrier instead of continuous wave as interrogation signal. SAW tags can be read with about 100 times lower power interrogations signals and are 100000 times smaller in size. They are more robust in high level interference and harsh environments [4].

While efforts were first focused on tag optimization to work out the read range of passive RFID systems, some upgrades have been also achieved by improving the gain of the tag antenna [5], [6], by boosting the RF front end of the reader [7], [8], or by using power-optimized interrogation signals [9]. Noise sensitivity could be also improved through signal processing at the reader level. However, actual commercial SAW RFID readers are mono frequency, preconfigured and are designed to operate only under predetermined conditions [1]. This lack of flexibility and reconfigurability acts as a brake on the development, measurement and performance testing of RFID systems.

The modularity and the flexibility of the PCI eXtensions for Instrumentation Express (PXIe) platform ensure high flexibility to transcend these limitations of conventional RF equipment; thanks to its high-speed PCI bus, integrated triggering and synchronization features [10], [11], and reconfigurability through LabVIEW programming. This paper demonstrates the concept and the prototyping of a custom PXIe-567X software defined SAW RFID interrogation signal generator. The proposed reader is fully reconfigurable and can generate completely user defined signals.

II. SAW RFID OPERATING PRINCIPLE

SAW RFID differs from other RFID technology not only in tags' structure but also in the form of the interrogation signal. Contrary to an IC-based tag, a SAW-based RFID tag uses time

Manuscript received March 1, 2016; revised May 27, 2016; accepted May 31, 2016. Date of publication June 15, 2016; date of current version November 17, 2016. This paper was presented at the IEEE SENSORS 2015 Conference. The associate editor coordinating the review of this paper and approving it for publication was Dr. Ryutarō Maeda.

The authors are with the Laboratoire de Microsystemes et Telecommunications, Department of Electrical and Computer Engineering, Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A 5H7, Canada (e-mail: rasolomb@uqtr.ca; yamoussa.sanogo@uqtr.ca; frederic.domingue@uqtr.ca; adel-omar.dahmane@uqtr.ca).

Digital Object Identifier 10.1109/JSEN.2016.2581170

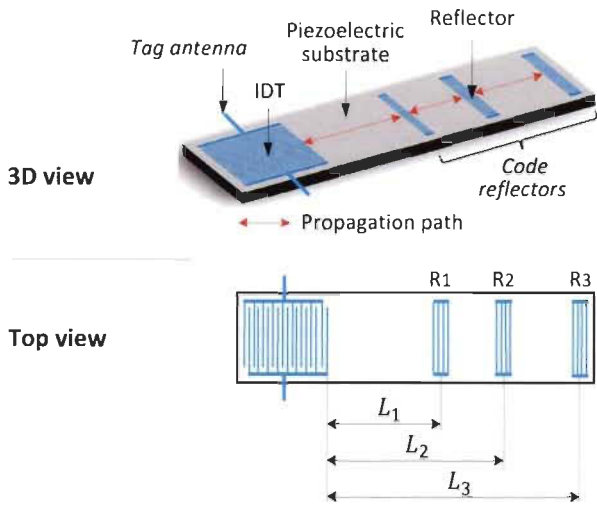


Fig. 1. Structure of a SAW RFID tag.

modulation by simply reflecting the interrogation signal from the reader in a coded waveform that carries the identification information.

The manufacturing process of SAW tags is based on the deposit of a metallic layer on a piezoelectric substrate, and requires only one photolithographic or e-beam lithography step. Compared with IC-based tags, SAW tags have a simpler structure based on delay lines. A SAW tag is basically composed of an antenna, an InterDigital Transducer (IDT) and a set of reflectors. Each tag is assigned a unique set of reflectors called code reflectors. Both IDT and reflectors are periodic-structure-based and consist of several metallic finger pairs (Fig. 1).

The center frequency f_0 , also called resonance frequency, of a SAW-based RFID tag is given by:

$$f_0 = \frac{v_{SAW}}{\lambda} \tag{1}$$

where v_{SAW} is the SAW velocity and λ is the SAW wavelength which is determined by the periodicity of the IDT. For tag structures with uniform finger width w and finger spacing b , the wavelength is:

$$\lambda = 2(w + b) \tag{2}$$

$$\lambda = 4w \quad \text{if } w = b \tag{3}$$

On the RFID reader side, SAW RFID is among the most interesting RFID systems in terms of energy consumption and power efficiency. In fact, SAW RFID readers use low-power RF pulses as interrogation signals, while other RFID technology, such as IC-based RFID and Substrate Integrated Waveguide (SIW) cavity resonator-based RFID, require higher power and continuous request signals.

The architecture of a SAW RFID reader is shown in Fig. 2. The interrogation signal is generated by the transmitter and then sent to the tag by the reader antenna.

The transmitter is basically composed of a local oscillator and a fast RF switch that converts the continuous RF sine wave produced by the local oscillator to a pulsed RF signal. The carrier frequency of the interrogation signal is defined

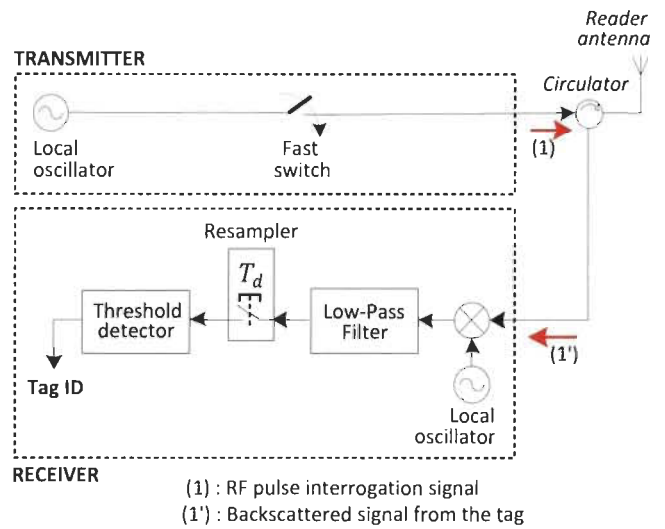


Fig. 2. Architecture of a SAW RFID reader.

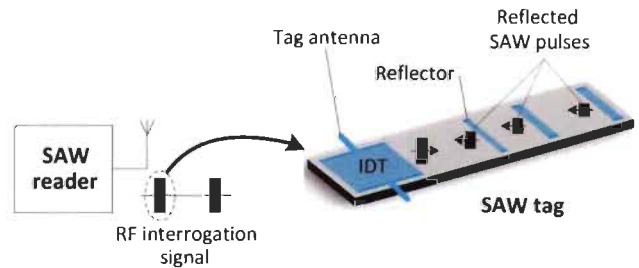


Fig. 3. Operating principle of passive SAW RFID.

by the frequency of the oscillator and is set to the operating frequency f_0 of the tag.

The operating principle of passive SAW RFID is illustrated in Fig. 3. First, the reader transmits a low power pulsed carrier signal. The RF interrogation signal is received by the tag antenna and converted by the IDT into a surface acoustic wave that propagates along the piezoelectric substrate, before being partially reflected by each reflector of the tag. The expected time delay of the reflection from the i^{th} reflector R_i ($i = 1, 2, 3$ for example) is given by:

$$T_i = \frac{2L_i}{v_{SAW}} \tag{4}$$

where L_i is the one-way path length to R_i .

The reflected SAW pulses return to the IDT and are reconverted into an electrical signal radiated back to the reader by the tag antenna.

Each reflector of the tag is placed at a precisely determined position on the chip, thus, each response signal from a SAW tag carries a unique identification code based on the positions of its reflectors. The backscattered RF signal from the tag is first received, then downconverted and filtered by the receiver of the reader before passing through an envelope detector.

The demodulated signal is then decoded by the reader.

The time delay between two interrogation pulses, also called silence period, is set long enough to avoid collision between the response signal from the tag and the next

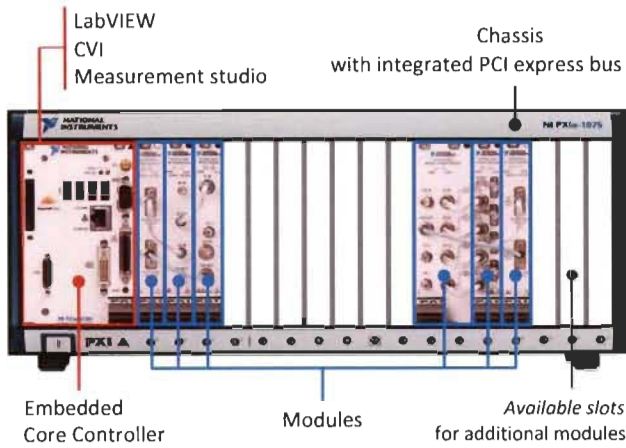


Fig. 4. Hardware architecture of a PXIe platform.

interrogation pulse. A minimum distance of about 2 mm between the IDT and the code reflector, which corresponds to an initial delay of $1\mu s$, is also required to let the environmental echoes such as reflections from nearby objects or obstacles, die away before receiving the SAW reflected pulse from the first reflector [4].

III. ARCHITECTURE OF THE PROPOSED SAW RFID INTERROGATION SIGNAL GENERATOR

A. PXI Platform

PXI is a Personal Computer-based (PC-based) platform that has been designed for test, measurement and automation applications that require high-performance. The PXI platform has the advantage of being open, modular, scalable, fully reconfigurable, extremely flexible, and an interesting low-cost deployment solution for test, measurement and control.

A PXI platform consists of three main components, to wit a rugged chassis with integrated timing and synchronization, peripheral modules with mix-and-match Input/Output (I/O) capability, and a system controller (Fig. 4). Basically, chassis are available in 4-, 6-, 8-, 14-, and 18-slot sizes. The chassis includes not only a high-performance backplane with integrated 132 MB/s PCI bus, timing and triggering buses, but also a dedicated 10 MHz system reference clock, PXI trigger bus, star trigger bus, slot-to-slot local bus. Additional timing and synchronization features of a 100 MHz differential system clock, differential signaling, and differential star triggers are available on the PXIe chassis. The power and cooling for the controller and modules are provided by the chassis as well. Most of the available PXI and PXIe chassis are compatible with thousands of peripheral modules including Source Measure Units (SMUs) signal generators, signal conditioning modules, signal analyzers, digital I/O modules, data acquisition cards, FlexRIO Field Programmable Gate Array (FPGA) modules, digitizers and motion control units. The chassis can be controlled through an external PC or by using an in-chassis embedded computer.

The PXIe platform offers the possibility to develop user interfaces using application development environments such as LabVIEW, LabWindows/C for Virtual Instrumentation (CVI) and Measurement Studio. The setup and interactive control of

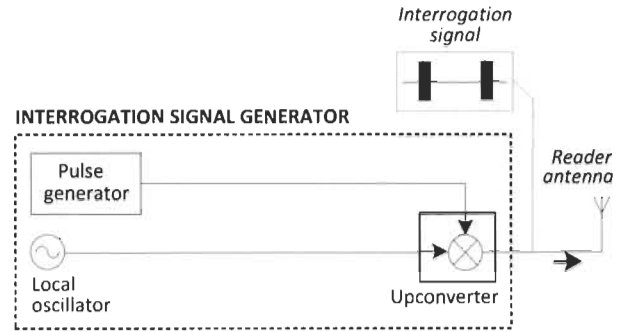


Fig. 5. Block diagram of the proposed SAW RFID interrogation signal generator.

the PXI modules can be easily performed through flexible and optimized high-level APIs.

B. Proposed SAW RFID Interrogation Signal Generator

Classic SAW RFID emitters use high-speed RF switch to convert the continuous RF from the oscillator to a pulsed RF signal. The higher the required sampling rate is, the more expensive the RF switch is. In addition to that, most of the SAW RFID readers available on the market do not offer much flexibility and reconfigurability in terms of operating frequency range, control of the power of the interrogation signal as well as the read rate.

The block diagram of the proposed interrogation signal generator is shown in Fig. 5. In order to get more control over the form of the output signal, the fast switch has been replaced by a pulse generator and an upconverter.

The prototype of the proposed SAW RFID interrogation signal generator has been realized using a PXIe-567X Vector Signal Generator (VSG) installed on a PXIe-1075 chassis. The PXIe-567X VSG is composed of one RF Signal generator, one baseband Arbitrary Waveform Generator (AWG) and one RF upconverter. The PXIe-5673 consists of the PXIe-5652 RF signal generator, the PXIe-5451 AWG and the PXIe-5611 upconverter.

The hardware implementation of the proposed interrogation signal generator is depicted in Fig. 6. The carrier of the request signal is generated through the 500 kHz to 6.6 GHz frequency range PXIe-5652 module. The modulating pulse signal is produced using the PXIe-5451, a 400 MS/s, 16-Bit, dual-channel arbitrary I/Q signal generator. The interrogation signal is obtained by mixing the two output signal through the PXIe-5611 I/Q modulator. Despite the fact that the PXIe-5652 is capable of generating continuous RF signals from 500 kHz to 6.6 GHz, due to some limitations of the PXIe-5451 module, the operating frequency range of the PXIe-5673 is limited to 85 MHz to 6.6 GHz.

A block diagram and a photo of the measurement setup for the validation tests of the proposed SAW RFID interrogation signal generator are depicted in Fig. 7 and Fig. 8. The SAW tag has been placed on a probe station and connected to the PXIe-5673-based interrogator through an RF circulator.

The backscattered signal from the tag has been visualized and saved using a Mixed Domain Oscilloscope (MDO) 4034B-3.

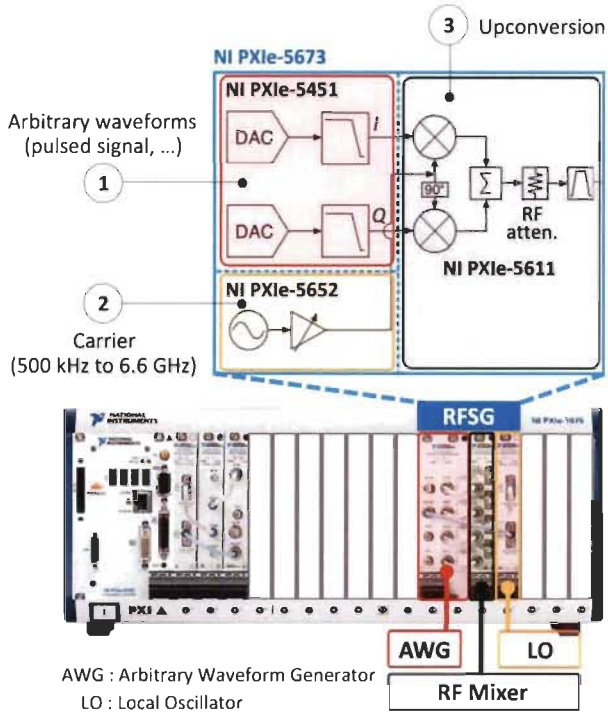


Fig. 6. Hardware implementation of the proposed SAW RFID interrogation signal generator.

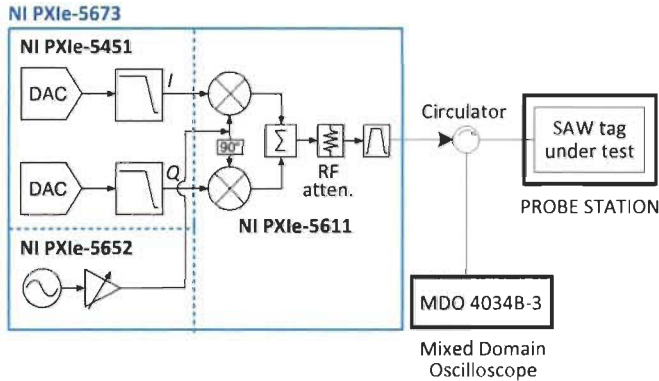


Fig. 7. Block diagram of the measurement setup for the validation tests of the PXIe-567X-based SAW RFID interrogation signal generator.

The equation of the interrogation signal $s(t)$ is given by:

$$s(t) = I \sin(2\pi f_c t) + Q \cos(2\pi f_c t) \quad (5)$$

where I and Q are the components of the modulating signal configured through the PXIe-5451 AWG module and f_c is the frequency of the carrier.

The proposed PXI-5673-based interrogation signal generator is controlled through a graphical user interface developed with LabVIEW. The program allows the operator to define the carrier frequency, the pulse duration, the silence period, the IQ data and the power of the output interrogation signal. The user can also easily switch between custom waveforms without resetting and reprogramming the entire PXIe-5673 VSG.

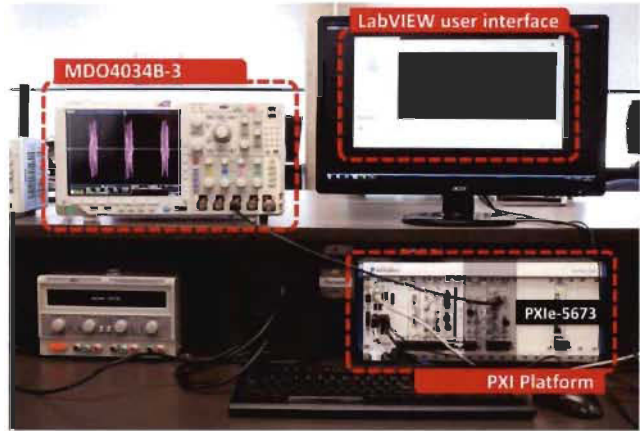


Fig. 8. Photo of the measurement setup.

TABLE I
KEY CONTROL PARAMETERS OF THE PXIe-567X-BASED INTERROGATION SIGNAL GENERATOR

Parameter	Symbol	Unit
Carrier frequency	f_c	Hz
Power level of the RF output signal	P	dBm
Modulation	<i>OOK, Pulsed BPSK</i>	-
Length of the PN code	N	-
Pulse width	T_{ON}	s
Silence period	T_{OFF}	s

IV. LabVIEW PROGRAMMING OF THE PXIe-567X-BASED SAW RFID INTERROGATION SIGNAL GENERATOR

The proposed interrogation signal generator has been implemented into the PXIe-5673 platform through a custom LabVIEW program that has been developed to allow the user to control the PXIe-5652 module, the PXIe-5451 module and the PXIe-5611 simultaneously, in a way that the three modules combined would generate the desired interrogation signal. A graphical user interface has been created to provide a direct access to and to control the key parameters of the interrogation signal generator. A summary of these key parameters is presented in Table I.

Each of the three modules combined in the PXIe-5673 can be controlled separately by using the instrument drivers that are specific to each of them. The NI-RFSG is an advanced instrument driver that not only operates the entire PXIe-5673, but also allows designers to control each module separately. The NI-RFSG Virtual Instruments (VIs) that constitute the NI-RFSG are listed in Table II [12].

In order to get more specific control of the AWG and more flexibility on the modulating signal, the interrogation signal generator has been set up with considering the PXIe-5451 as an external module to the PXIe-5673. Thus, the LabVIEW code that controls the AWG has been written using NI-FGEN VIs instead of NI-RFSG VIs.

TABLE II
NI-RFSG VIs

NI-RFSG vi	Description
niRFSG Initialize	Opens a session to a device
niRFSG Configure RF	Configures the frequency and the power level of the RF output signal
niRFSG Initiate	Initiates signal generation
niRFSG Check Generation Status	Checks the status of the generation
niRFSG Close	Aborts any signal generation in progress
niRFSG Property Node	Gets, sets or resets NI-RFSG properties
niRFSG Abort	Stops signal generation
Generation configuration VIs	Configures the signal generation using the Configuration VIs
Utility VIs	Uses the Utility VIs to access additional features
Calibration VIs	Use the Calibration VIs to calibrate a device

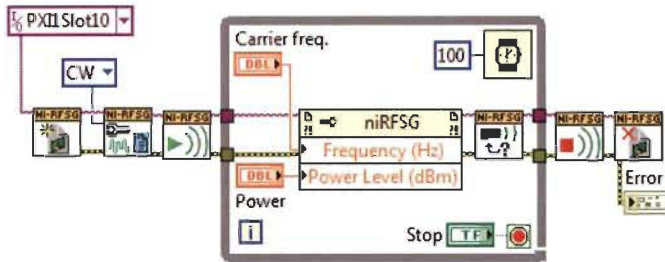


Fig. 9. Generation of the carrier signal.

A. Generation of the Carrier Signal

The LabVIEW code that controls the continuous RF signal generator (PXIe-5652 module) is shown in Fig. 9.

The user interface that comes with the code allows the operator to define two key control parameters of the interrogation signal generator, to wit: the carrier frequency and the power level of the carrier signal. The frequency range is from 85 MHz to 6.6 GHz, while the power level can be set up to +10 dBm.

B. Generation of the Modulating Pulse Signal

Figure 10 shows the LabVIEW code that has been used to produce and to control the parameters of the pulse signal that modulates the carrier signal generated by the PXIe-5652 module. The code provides direct access to the pulse width T_{ON} , the silence period T_{OFF} , the type of modulation to perform selected from $\{OOK, pulsedBPSK\}$, the length N of the Pseudo Noise (PN) code in case of pulsed Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulation, as well as the amplitude of the pulse signal. The pulsed BPSK modulation is when the carrier signal is first BPSK modulated by a N bit PN code before being pulsed by On-Off Keying (OOK) modulation.

C. Upconversion

The LabVIEW code that controls the I/Q modulator module (PXIe-5611) is shown in Fig. 11. As a bridge that

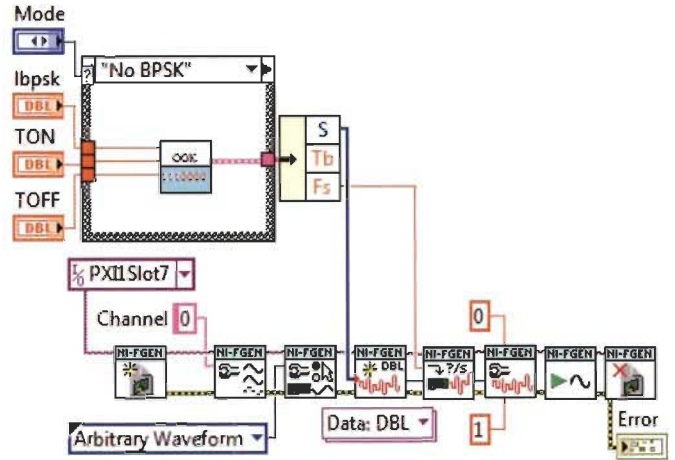


Fig. 10. Generation of the modulating pulse signal.

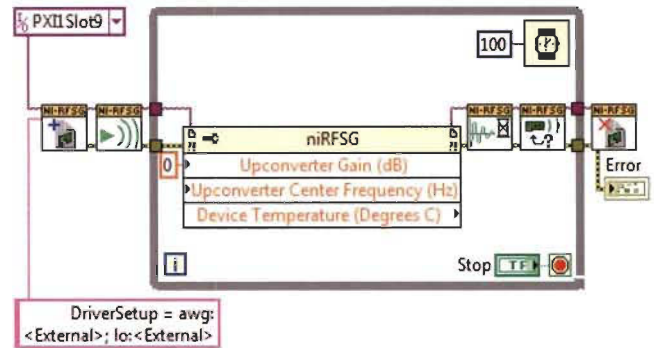


Fig. 11. Upconversion.

connects the two other modules, namely the RF signal generator (PXIe-5652 module) and the arbitrary wave generator (PXIe-5451), the PXIe-5611 module is the control centre of the entire PXIe-5673.

As explained previously, the AWG has been declared as an external module to the PXIe-5673. This LabVIEW code allows the operator to define the gain and the center frequency of the upconverter.

V. RESULTS

To evaluate the performance of the proposed interrogation signal generator, the parameters of the generated signals have been measured. The measurements were conducted using a Tektronix MDO4034B-3 mixed domain oscilloscope (Fig. 3). The PXI modules are set on a common PXI Onboard Reference Clock Source.

A. Time Domain

The time domain tests (Fig. 12 and Fig. 13) consist in generating an OOK modulated and a pulsed BPSK modulated signals respectively. The equations of the generated interrogation signals are summarized in Table III.

Both signals were generated using a 340 MHz carrier, a pulse width T_{on} of 90 ns and a silence period T_{off} of 180 ns. The BPSK modulating signal used for the tests is a 30 bit Galois PN sequence sampled at 0.11 GS/s.

The parameters of the generated signal have been verified. The pulse width, the silence period, the period of the carrier,

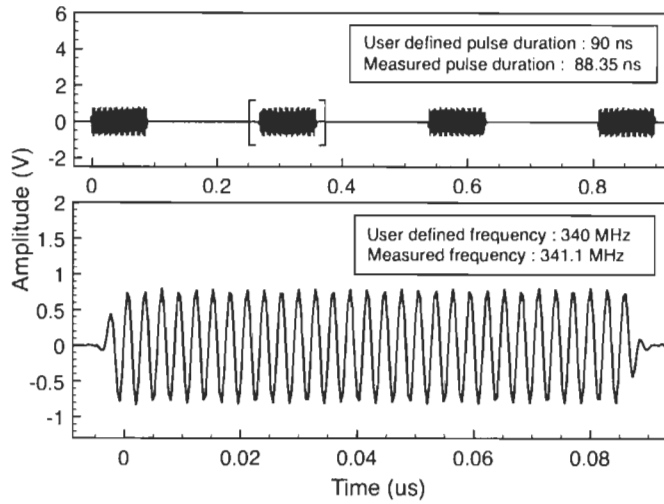


Fig. 12. OOK modulation: Test in time domain at 340 MHz.

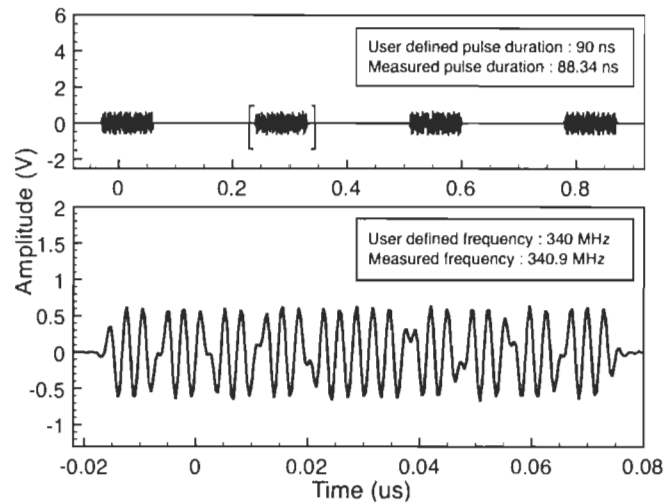


Fig. 13. Pulsed BPSK modulation: Test in time domain with a 30 bit Galois PN sequence at 340 MHz.

TABLE III
GENERATED INTERROGATION SIGNALS

Modulation	Condition	I	Q	$s(t)$
OOK	Pulse emitted	1	0	$\sin(2\pi f_c t)$
	Silence period	0	0	0
Wideband Pulsed BPSK	BPSK data = 1	1	0	$\sin(2\pi f_c t)$
	BPSK data = 0	-1	0	$-\sin(2\pi f_c t)$
	Silence period	0	0	0

the BPSK data bit duration and the phase changes have been measured. Accurate results have been obtained when compared to theoretical values.

B. Frequency Domain

Frequency domain tests have been conducted to demonstrate the reliability of the proposed SAW RFID interrogation signal generator at 2.45 GHz, and to validate the spreading and the

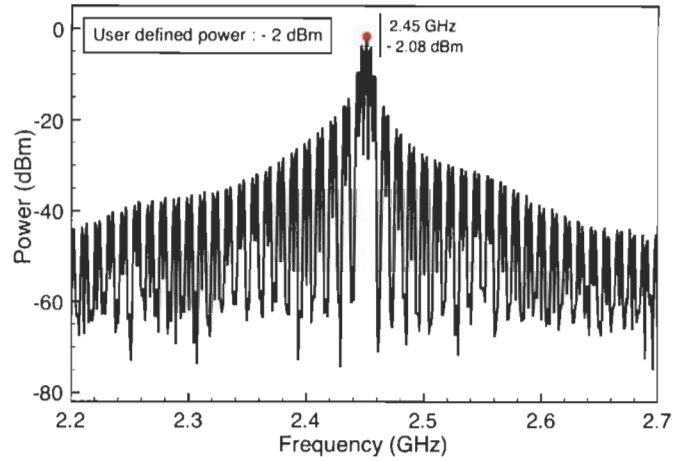


Fig. 14. OOK modulation: Spectral domain test at 2.45 GHz.

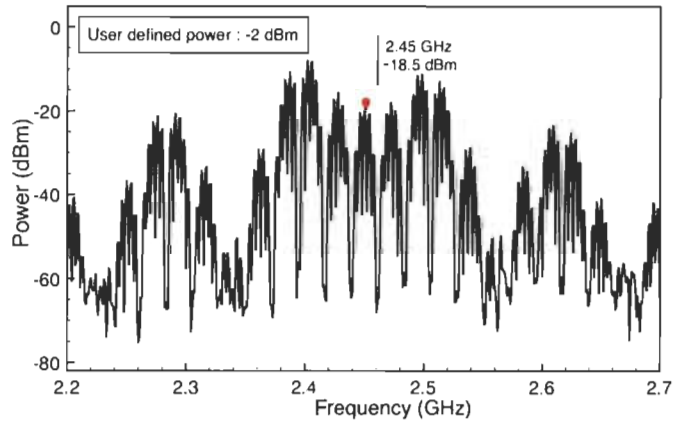


Fig. 15. Pulsed BPSK modulation: Spectral domain test with a 30 bit Galois PN sequence at 2.45 GHz.

TABLE IV
OOK MODULATED SIGNAL POWER MEASUREMENTS
 $T_{ON} = 90ns, T_{OFF} = 180ns$

User defined power (dBm)	Measured power (dBm)
-5	-5.74
-10	-10.99
-20	-21.00
-30	-31.10
-40	-41.03

attenuation of the interrogation signal when BPSK modulation is used. Two different 2.45 GHz OOK modulated and pulsed BPSK signals (Fig. 14 and Fig. 15) were generated using the same temporal parameters as described in the time domain tests.

The measured 16.42 dB difference at the center frequency when comparing the two signals matches well with the theoretical attenuation due to the use of the 30 bit long spreading code.

The total power over bandwidth and the center frequency of the generated signals have been also measured. The power measurement results are shown in Table IV and Table V.

TABLE V
PULSED BPSK MODULATED SIGNAL POWER MEASUREMENTS
 $T_{ON} = 80ns$, $T_{OFF} = 160ns$, SEQUENCE LENGTH = 8

User defined power (dBm)	Measured power (dBm)
-5	-5.80
-10	-11.79
-20	-21.78
-30	-31.81
-40	-41.39

TABLE VI
SPECTRAL COMPARISONS IN THE UHF-ISM BAND 902 MHz-928 MHz

Interrogation signal	Theoretical bandwidth	Measured bandwidth
OOK modulated	5 MHz	5.10 MHz
Pulsed BPSK N=2	10 MHz	10 MHz
Pulsed BPSK N=4	20 MHz	20.1 MHz

The measured powers agree with the user defined powers very well. In addition to that, the measured center frequencies match well the predicted center frequencies, thereby proving the accuracy and the reliability of the proposed SAW RFID interrogation signal generator.

Spectral comparisons of three interrogation signals from the PXIe-5673-based interrogation signal generator have been also carried out in the Ultra High Frequency-Industrial Scientific and Medical (UHF-ISM) band from 902 MHz to 928 MHz, in order to analyze and to validate expected spreading effect that should appear when performing pulsed BPSK modulation. The first signal is OOK modulated, while the two others are “pulsed BPSK” modulated by a 2-bit PN code and a 4-bit PN code, respectively (Fig. 16). Both the three signals have been centered at 915 MHz and have been generated using $T_{ON} = 400ns$ and $T_{OFF} = 6\mu s$.

Theoretically, the bandwidth B_{OOK} and $B_{pBPSK-N}$ of OOK modulated signals and “pulsed BPSK” modulated signals, respectively, are given by:

$$B_{OOK} = \frac{2}{T_{ON}} \quad B_{pBPSK-N} = N \cdot B_{OOK} \quad (6)$$

The bandwidth of the three signals have been measured and compared to their theoretical expected values. The results are summarized in Table VI.

The results demonstrate the reliability of the interrogation signal generator. The measured bandwidth match well the theoretical expected bandwidth.

C. Validation Test With a SAW RFID Tag

The measurement setup for the validation test of the PXIe-5673-based interrogation signal generator with a SAW RFID tag is illustrated in Fig. 17.

The tag under test was fabricated on a Y-cut, Z-propagating LiNbO₃ substrate. The fingers are made of copper. The finger

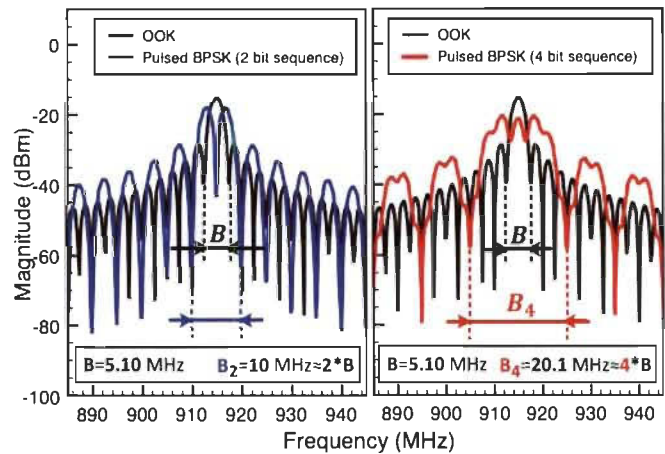


Fig. 16. Spectral comparisons between an OOK signal and two “pulsed BPSK” modulated signals generated by the interrogation signal generator.

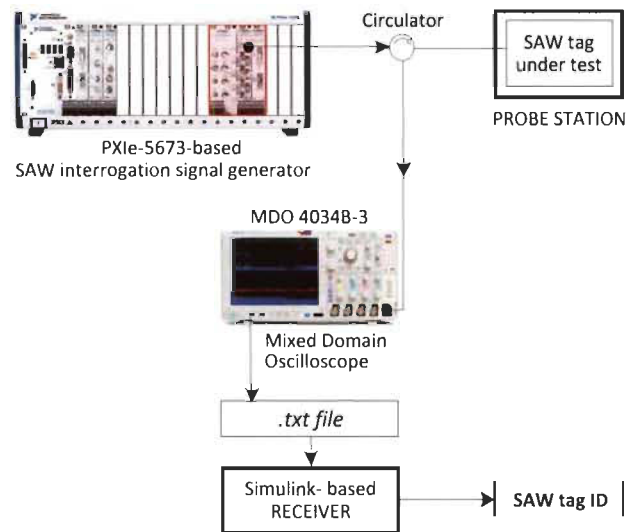


Fig. 17. Setup for the validation test of the interrogation signal generator with a SAW RFID tag.

width is $5\mu m$. The SAW wavelength is $20\mu m$. The center frequency of the tag is $170.32MHz$. The structure is composed of one IDT and three reflectors placed at 80λ , 110λ and 170λ , respectively. The SAW tag was set on a probe station and connected to the output of the interrogator through an RF circulator. The backscattered signal from the tag has been saved into a *.txt* file using a MDO 4034B-3 mixed domain oscilloscope. The *.txt* file of signal from the tag has been imported into Simulink and demodulated using a custom model (Fig. 18).

The interrogation signal used for the validation test is an OOK modulated signal with $T_{ON} = 400ns$ and $T_{OFF} = 12\mu s$. The carrier frequency was set to $170.32MHz$ and the power level was $-5dBm$.

The waveforms of the signals involved in the demodulation process are illustrated in Fig. 19.

The waveform of the output signal of the demodulator demonstrates the operability of the SAW RFID. The three reflected pulses from the three reflectors of the tag have been all detected by the demodulator.

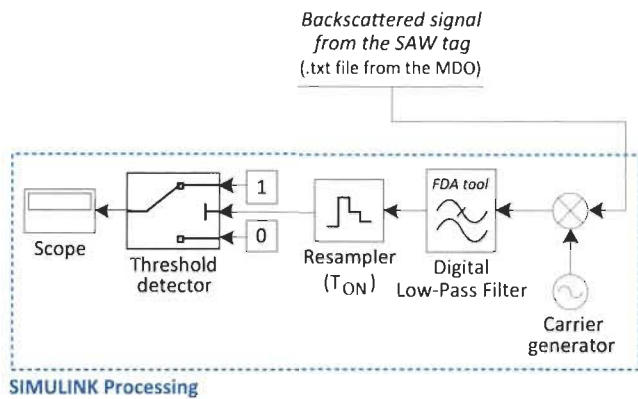


Fig. 18. Simulink demodulation of the backscattered signal from the tag.

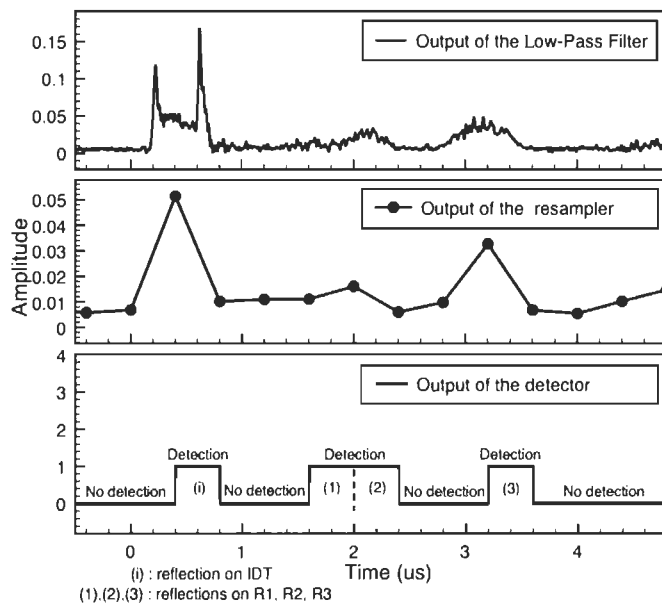


Fig. 19. Waveforms from the demodulation process.

The measured time of arrival of the reflections from R1, R2 and R3 have been compared to the theoretical values calculated from (4) ($1.365\mu\text{s}$, $1.713\mu\text{s}$ and $2.40\mu\text{s}$, respectively). The reflections from R1 and R2 are perfectly synchronous with the expected delays. The reflected pulse from R3 is one slot ($1 \text{ slot} = T_{ON} = 400 \text{ ns}$) late than expected. In fact, it takes ($0.348\mu\text{s}$) less than 400 ns for the SAW pulse propagating from R1 and R2 to get to R2, due to the short distance between them. Thus, a partial interference between the main reflection from R2 and the late SAW propagating from R1 to R2 occurs, which leads to a one slot delay on the reflected pulse from R3. The reflection from the IDT results from the fact that the fabricated SAW tag is not perfectly adapted.

VI. CONCLUSION AND FUTURE WORK

In this work, a fully reconfigurable software defined interrogation signal generator for SAW-based passive RFID has been demonstrated. The prototype has been developed through LabVIEW programming of a PXIe-567X VSG. The system can operate at any frequency defined by the user,

from 85 MHz to 6.6 GHz. The reader can accurately generate both conventional and custom SAW RFID interrogation signals as well, and allows the user to easily switch between custom waveforms. The proposed RFID interrogation signal generator has been tested with a fabricated 3-bit SAW RFID tag. Its capability to correctly read the tag ID has been demonstrated.

In order to build a complete and fully reconfigurable PXIe-based SAW RFID reader, we are currently implementing the demodulator into a PXIe-5663 Vector Signal Analyzer on the same PXIe-1075 chassis. In fact, the flexibility of the PXIe platform would be very useful to the design of smart RFID readers that could adapt their interrogation signals to their surrounding environment. This capability would help RFID systems withstand harsh conditions such as multiple reflections, metallic surfaces, high interference or high noise levels.

REFERENCES

- [1] N. C. Karmakar, *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*. New York, NY, USA: Wiley, Feb. 2011, pp. 529–551.
- [2] X. Zhu, S. K. Mukhopadhyay, and H. Kurata, "A review of RFID technology and its managerial applications in different industries," *J. Eng. Technol. Manage.*, vol. 29, no. 1, pp. 152–167, Jan./Mar. 2012.
- [3] E. Ilie-Zudor, Z. Kemény, F. van Blonmestein, L. Monostori, and A. van der Meulen, "A survey of applications and requirements of unique identification systems and RFID techniques," *Comput. Ind.*, vol. 62, no. 3, pp. 227–252, Apr. 2011.
- [4] V. P. Plessky and L. M. Reindl, "Review on SAW RFID tags," *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelectr., Freq. Control*, vol. 57, no. 3, pp. 654–668, Mar. 2010.
- [5] K. Lin, S. Chen, and R. Mittra, "A looped-bowtie RFID tag antenna design for metallic objects," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 2, pp. 499–505, Feb. 2013.
- [6] D. Kim and J. Yeo, "Dual-band long-range passive RFID tag antenna using an AMC ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 6, pp. 2620–2626, Jun. 2012.
- [7] J. Jung, C. Park, and K. Yeom, "A novel carrier leakage suppression front-end for UHF RFID reader," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 60, no. 5, pp. 1468–1477, May 2012.
- [8] J. Park *et al.*, "Extending the interrogation range of passive UHF RFID system with an external continuous wave transmitter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 8, pp. 2191–2197, Aug. 2010.
- [9] M. S. Trotter and G. D. Durgin, "Survey of range improvement of commercial RFID tags with power optimized waveforms," in *Proc. IEEE Internal Conf. RFID*, Apr. 2010, pp. 195–202.
- [10] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "LabVIEW-based UHF RFID tag test and measurement system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2374–2381, Jul. 2009.
- [11] K. P. S. Rana, R. Singh, and K. S. Sayann, "A novel technique for acquisition and presentation of complex vibration waveforms," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 6, pp. 1652–1662, Jun. 2010.
- [12] *NI-RFSG VI Reference*, accessed on Feb. 19, 2016. [Online]. Available: http://zone.ni.com/reference/en-XX/help/371025N-01/vrfsq/ni-rfsg_pal/



Aina Heritiana Rasolomboahanginjatovo received the B.Eng. and M.Sc. degrees in electronics engineering and the M.Sc. degree in telecommunications from Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, Antananarivo, Madagascar, in 2005, 2008, and 2010, respectively. He is currently pursuing the Ph.D. degree in electrical engineering with the Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières, QC, Canada. He has been a Research Assistant with the Laboratoire de MicroSystèmes et Télécommunications, UQTR Department of Electrical and Computer Engineering, since 2012. His research interests include SAW RFID, embedded systems, wireless communications, and signal processing. His current work focuses on the design and implementation of smart software-defined RFID readers into reconfigurable PXIe-based platforms.



Yamoussa Sanogo was born in Fana, Mali, in 1986. He received the B.Sc. degree in applied physics from the University of Bamako, Mali, in 2008, and the B.Eng. (Hons.) degree in energy engineering from the National School of Engineers (ENI-ABT), Bamako, in 2012.

He is currently pursuing the M.Sc. degree in electrical engineering with the Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), QC, Canada. He has developed his embedded systems and Web development programming skills when working at Energie du Mali, ALS-Mincerals, and recently at Grey Eagle Casino, respectively, in Mali and in Canada. He is currently a Research Assistant in embedded systems programming (PXI Express platform) at UQTR.



Frédéric Domingue received the B.Eng. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Ecole de Technologie Supérieure, Montreal, QC, Canada, in 2004 and 2008, respectively.

From 2007 to 2008, he was a Visiting Scholar with the Centre for Integrated Radio Frequency Engineering, University of Waterloo, Waterloo, ON, Canada. In 2009, he joined the Radio Frequency Devices Laboratory, Department for Heterogeneous Integration on Silicon, CEA-LETI, Grenoble, France, as a Post-Doctoral Fellow. He is currently a Professor with the Electrical and Computer Engineering Department, Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières, QC, Canada. He manages a research laboratory working on RF sensors design, characterization, and fabrication at UQTR. His current research interests include RF technologies and components for sensing applications. He holds the Canada Research Chair in Radio Frequency Technologies for Gas Detection.

Prof. Domingue was a recipient of postgraduate scholarships (2004-2008) from the Natural Sciences and Engineering Research Council of Canada and several distinctions and scholarships from the Quebec government and institutional programs.



Adel Omar Dahmane received the B.Eng. degree from the Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, Algiers, Algeria, and the M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières, QC, Canada, in 1997, 2000, and 2004, respectively.

From 2004 to 2016, he was a Professor with the Electrical and Computer Engineering Department, UQTR. His research interests include wireless communications, signal processing, and efficient hardware implementations. Since 2009, he has been the St-Maurice Chapter Chair of the IEEE Communications Society. He was the IEEE St-Maurice Section Chair from 2009 to 2010.

Since 2016, he has been the Dean of undergraduate and graduate studies at UQTR.

Annexe E – Article de journal 2

Référence

A. H. Rasolomboahanginjatovo, F. Domingue, and A. O. Dahmane, “Application of direct sequence spread spectrum to passive SAW RFID based on reconfigurable software defined reader,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, submitted in July 2016.

Application of Direct Sequence Spread Spectrum to Passive SAW RFID Based on Reconfigurable Software Defined Reader

Abstract—This paper discusses the application of direct sequence spread spectrum (DSSS) to surface acoustic wave (SAW) RFID. The implementation of the DSSS modulator and demodulator into a fully reconfigurable PXIe-5673-based transmitter and a Simulink-based receiver, respectively, is presented. A fully operational DSSS-based SAW RFID is demonstrated. The test setup includes an external noise generator producing an additive white Gaussian noise (AWGN) representing the channel. The newly proposed DSSS-based SAW RFID withstands well noisy conditions and remains fully operational with low signal-to-noise ratio (SNR) interrogation signals below the limit of conventional SAW RFID. Using DSSS allows the reader to successfully demodulate weak tag's response signals below the sensitivity of conventional SAW RFID receivers. The proposed SAW RFID shows a - 6 dB sensitivity improvement when using a (N= 4) bit spreading code. The read range modeling of the DSSS-based SAW RFID predicts a read range improvement of 41.43%, 68.20% and 100% for N=4, N=8 and N=16, respectively.

Index Terms— DSSS, passive RFID, PCI eXtensions for Instrumentation Express (PXIe), read range, SAW tags, sensitivity, SNR.

I. INTRODUCTION

Radio Frequency Identification (RFID) has known a tremendous growth in recent years. As an automated identification technology, it can be used in a plethora of applications [1-4]. Some applications of the RFID technology impose its functioning in environments which are not ideal for the smooth running of the RFID tags and for the RF communication. The performance and reliability of RFID systems are affected by some external physical factors or phenomena such as temperature, humidity, pressure, multiple reflection, interferences, RF noise, radiations, and the metallic, liquid, or concrete nature of the surrounding environment [5-9]. Additional limitations apply regarding the maximum allowed Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) and the available bandwidth dictated by official regulations for wireless communication facilities.

RFID technology can be active or passive. Active RFID

tags encompass an on-board battery while passive tags use the reader signal to power their circuitry. Passive RFID systems, although attractive for their low costs, are more limited in terms of read range and more sensitive to external factors when compared with active RFID systems [10]. So far, the maximum read range that can be achieved with passive RFID systems is about 10 m [11-12]. Plus, the reading performance of most of the commercial RFID readers degrades on metal or liquid surfaces. They were designed to operate only under predetermined conditions [13].

In order to work out the read range of passive RFID systems, efforts were first focused on tag optimization [11]. SAW technology makes the difference in that area. Based on piezoelectric substrate instead of semiconductors, SAW RFID tags are smaller size, lighter, and can be read with low-power RF pulses. They withstand well challenging and harsh environments such as extreme temperatures, high radiation levels and excessive vibrations, and are more resistant to interference thanks to their low radiated power [12]. Unfortunately, most of the actual commercial SAW RFID readers are mono frequency and non-reconfigurable [14].

Some upgrades of RFID systems have been also achieved by improving the gain of the tag antenna [15], by boosting the RF front end of the reader [16-17], or by using power-optimized request signals [18]. However, these hardware solutions do not allow RFID systems to deal with situations where the backscattered signal from the tag is drowned out by noise and its level is below the sensitivity of the reader.

Channel coding becomes relevant when the power of the received baseband signal needs to be increased to overcome the limitations of the tag-to-reader link [19]. This paper demonstrates the concept and the implementation of DSSS into a SAW RFID reader to improve the sensitivity of the reader and the noise immunity of SAW RFID. To overcome the lack of flexibility and reconfigurability, the proposed DSSS-based SAW RFID reader is software defined and has been built using a modular, flexible and fully reprogrammable PXIe platform.

II. CONVENTIONAL SAW RFID

A. SAW RFID tag design

One of the most attractive features of SAW RFID tags is their simple structure. In fact, SAW tags are fabricated

through deposit of a metallic layer on a piezoelectric substrate. Their manufacturing process requires only one photolithographic or e-beam lithography step.

Passive SAW RFID tags are based on delay-line structures. Basically, each SAW tag is composed of an InterDigital Transducer (IDT), an antenna directly connected to the IDT, and a set of reflectors, commonly called code reflectors. Both IDT and reflectors are based on periodic structures made up of several uniform metallic finger pairs. Each tag is assigned a unique set of code reflectors and each reflector of the set is placed at a precisely determined position on the piezoelectric substrate (Fig. 1).

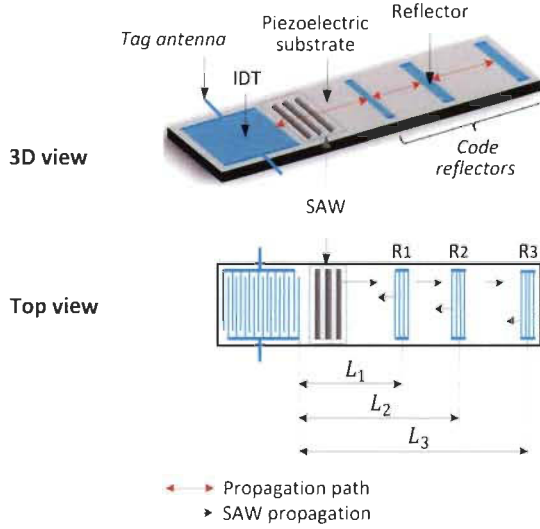


Fig. 1. Structure of a SAW RFID tag.

The interrogation signal from the reader is first received by the tag antenna. The received signal is then converted into a surface acoustic wave by the IDT. The SAW wavelength λ is given by:

$$\lambda = 2(w + b) \quad (1)$$

$$\lambda = 4w \quad \text{when } w = b \quad (2)$$

where w is the finger width and b is the finger spacing. The center frequency f_0 , also called resonance frequency, of the SAW tag is calculated using:

$$f_0 = \frac{v_{SAW}}{\lambda} \quad (3)$$

where v_{SAW} is the SAW velocity.

The surface acoustic wave propagates along the substrate and is partially reflected by each reflector of the delay line, resulting in a coded waveform that carries the identification information. The expected time delay of the reflection from the i^{th} reflector R_i ($i = 1, 2, 3 \dots$) is given by:

$$T_i = \frac{2L_i}{v_{SAW}} \quad (4)$$

where L_i is the one-way propagation path length to R_i and v_{SAW} is the SAW acoustic velocity. The reflected surface acoustic wave returns to the IDT, is reconverted to a RF signal, and then backscattered to the reader by the tag antenna.

B. Conventional SAW RFID reader

In a conventional SAW RFID system, the reader sends RF pulses to interrogate the tags. The tags are read during the “ON” times of the interrogation signal. The “OFF” time between two interrogation pulses is set long enough to avoid collision between the backscattered signals from the tags and the next interrogation pulse. The architecture of conventional SAW RFID readers is presented in Fig. 2.

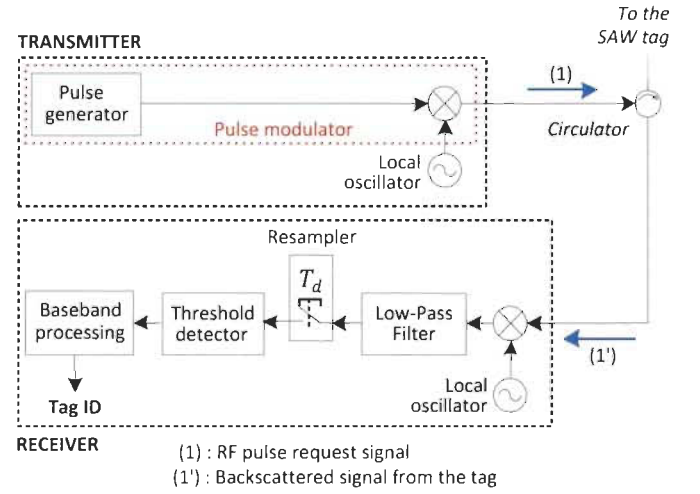


Fig. 2. Block diagram of a conventional SAW RFID reader.

Basically, the transmitter is composed of a local oscillator and a pulse modulator that converts the carrier signal from the oscillator into a pulse RF signal.

The backscattered signal from the tag is received by the reader antenna and then downconverted through a carrier suppression block made up of a synchronized oscillator, a mixer and a Low-Pass Filter (LPF). The tag ID is calculated by digital processing of the resulting baseband signal.

III. PROPOSED DSSS-BASED SAW RFID READER

Spread spectrum techniques have revolutionized wireless communications by providing low probability of detection and interception of signals, privacy of transmission, increased immunity against interference and fading, as well as improved multiple access scheme. In DSSS systems, the energy of the information signal is spread over a wide bandwidth by applying a Pseudo Noise (PN) code. In most cases, the power spectral density of the DSSS output signal is below the noise floor, and the transmitted signal is hidden under the noise. The architecture of the proposed DSSS-based SAW RFID reader is detailed in Fig. 3.

The DSSS modulator that realizes the spreading function is based on a PN code generator and an RF mixer that modulates the pulse signal with the Binary Phase Shift Keying (BPSK) modulated PN code. The despreading operation is carried out by demodulating the carrier suppressed backscattered signal from the tag with a synchronized BPSK modulated copy of the same PN code. To recover the original sampling rate of the baseband pulse signal, the despreading signal is resampled at $1/T_d$ where T_d is the pulse duration.

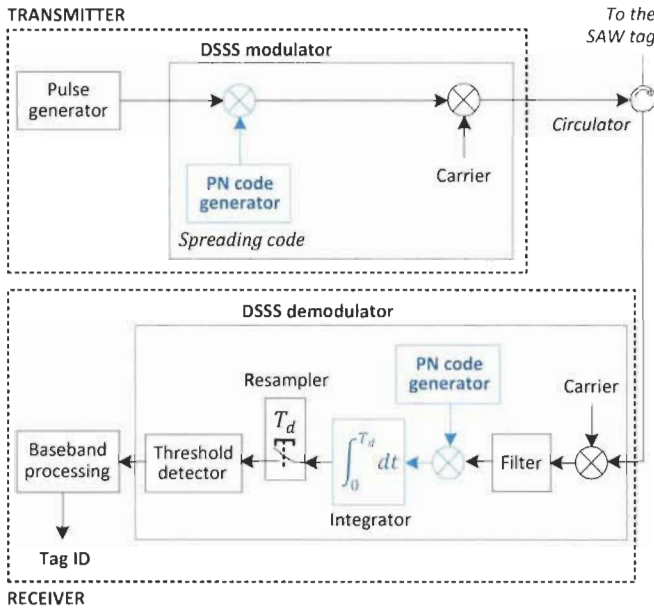


Fig. 3. Architecture of the proposed DSSS SAW RFID reader.

A. Power budget

For a distance r between the reader and the tag, the power $P_d(r)$ of the received backscattered signal from the tag is [20]:

$$P_d(r) = P_R \eta G_R^2 G_T^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \quad (5)$$

where P_R is the power transmitted by the reader, η represents the power loss from modulation and other factors such as absorption, G_R is the reader antenna gain, G_T is the tag antenna gain, and λ is the wavelength.

For a SAW RFID system, $\eta = G_{SAW}$, where G_{SAW} is the gain of the SAW tag. Thus, the power of the received signal of a SAW RFID system is:

$$P_d(r) = P_R G_{SAW} G_R^2 G_T^2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^4 \quad (6)$$

The power budget of SAW RFID is as described in Fig. 4. A minimum power $P_{d_{min}}$ of the incoming backscattered signal, also known as the sensitivity of the receiver, is required. When the power $P_d(r)$ of the received signal is below that threshold, the receiver is no longer able to recover the baseband information. The maximum read range of the RFID system, which corresponds to the longest operational distance r_{max} between the reader and the tag, is function of the receiver's sensitivity. Vice versa:

$$P_{d_{min}} = P_d(r_{max}) \quad (7)$$

Contrary to classic demodulations, the DSSS demodulation process rises the power of the baseband signal by N times, where N is the length of the PN code. For a same value P_R of the transmitted power, the required minimum power for a DSSS-based receiver is N times lower ($\frac{P_{d_{min}}}{N}$) than the conventional reader's ($P_{d_{min}}$). Thus, as illustrated in Fig. 5, by using DSSS the sensitivity of the receiver is reduced by a factor of N .

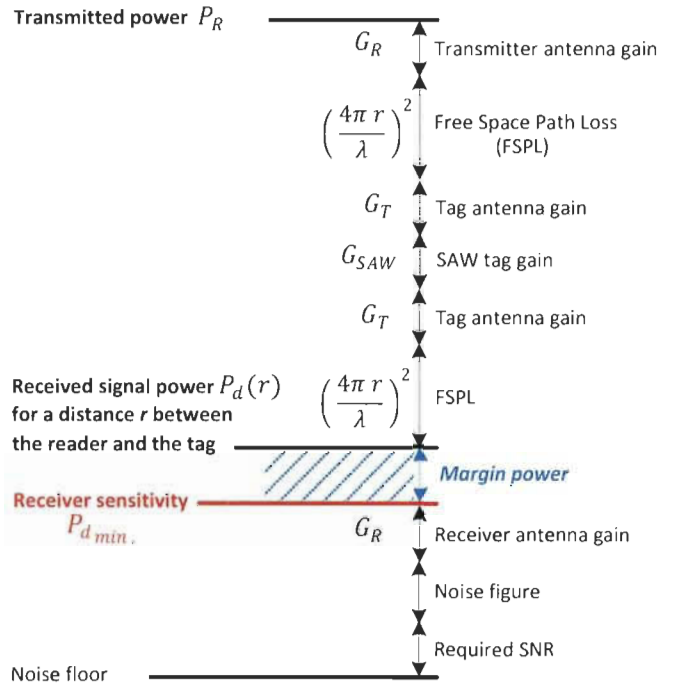


Fig. 4. Power budget of SAW RFID systems.

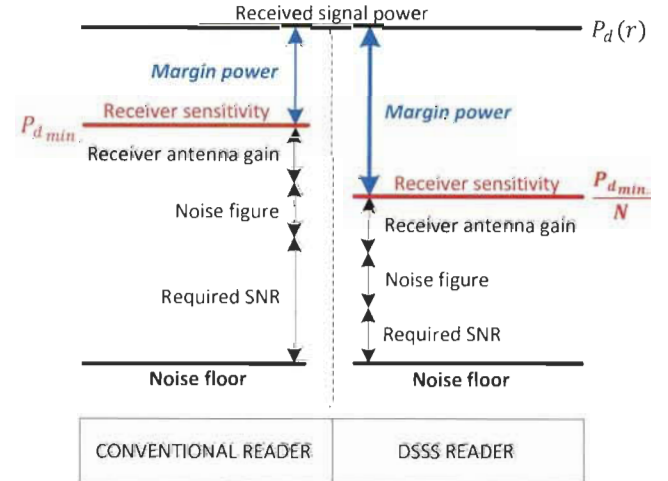


Fig. 5. Receiver's sensitivity comparison.

B. Interrogation signals

Conventional passive SAW RFID use On-Off-Keying (OOK) modulated carriers with a pulse duration T_{ON} and a silence period T_{OFF} as interrogation signals. T_{OFF} is a multiple of T_{ON} . Conventional interrogation signals can be expressed as:

$$s_{r-c}(t) = \begin{cases} A \sin(2\pi f_c t + \phi) & (1) \\ 0 & (2) \end{cases} \quad (8)$$

$$(1) \text{ if } (n-1)T_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + (n-1)T_{OFF}$$

$$(2) \text{ if } nT_{ON} + (n-1)T_{OFF} \leq t < nT_{ON} + nT_{OFF}$$

$$n = 1, 2, 3, 4, \dots$$

where A is the amplitude, f_c is the frequency and ϕ is the initial phase of the carrier. The frequency of the carrier is set to the resonance frequency of the SAW tag under test.

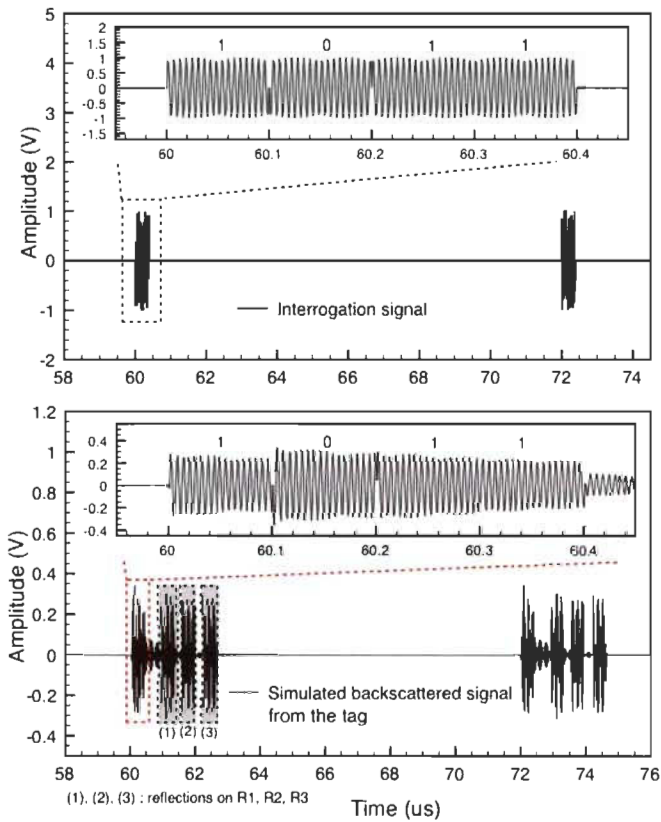


Fig. 7. Simulation results: interrogation signal and tag's response waveforms.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

The SAW tags used for the experimental tests were fabricated on a Y-cut, Z-propagating LiNbO₃ substrate. The 100 nm thick metallic fingers are made of copper. A photo of two identical fabricated SAW tags used for the tests is shown in Figure 7.

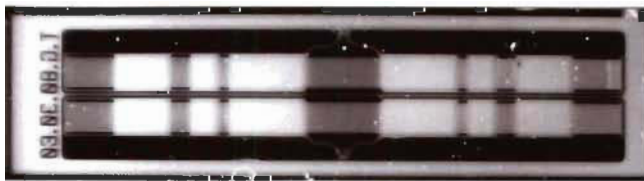


Fig. 8. Two identical fabricated SAW RFID tags.

Each tag is composed of one 75 finger pair bidirectional IDT and three reflectors on both sides of the IDT. The IDT and the reflectors are both composed of 5 μm width fingers and 5 μm finger gaps. The three reflectors R₁, R₂ and R₃ were placed at $L_1 = 80\lambda$, $L_2 = 110\lambda$ and $L_3 = 170\lambda$, respectively. The two SAW tags both operate at 171.1 MHz.

A. Test setup

The block diagram of the test setup for the DSSS-based SAW RFID is shown in Fig. 9. As described in Figure 10, the interrogation signal was generated using a software-defined DSSS transmitter implemented into a PXIe 5673 Vector Signal Generator (VSG). The carrier is produced by the integrated PXI-5652 RF signal generator. The pulse signal and the spreading code are both generated by the PXIe-5421 Arbitrary Waveform Generator (AWG). The pulse signal is

first spreaded. Then, the AWG output signal is upconverted by the PXIe-5611 module. The power, the frequency, the pulse duration and the silence period of the interrogation signal, as well as the PN code length are controlled through a custom LabVIEW program. The LabVIEW-based controller is fully reconfigurable and offers the possibility to choose between random and user-defined spreading code. To investigate the influence of DSSS on the noise immunity of the SAW RFID, a -24.01 dBm AWGN produced by an external noise generator was superimposed on the interrogation signal.

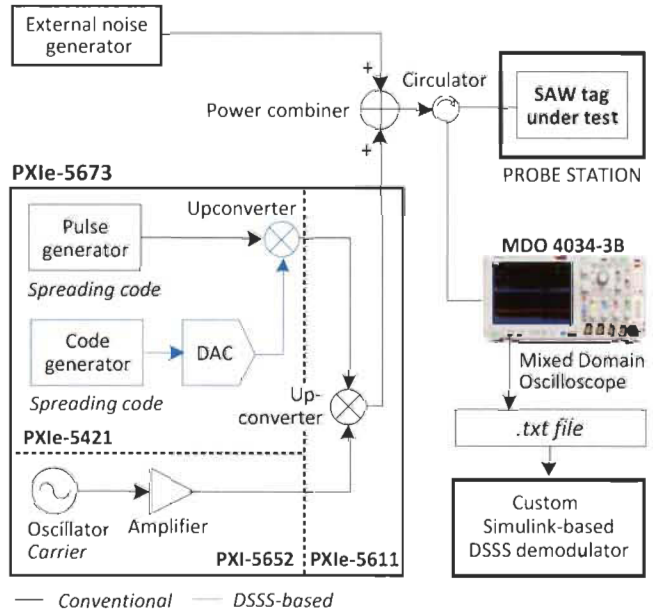


Fig. 9. Block diagram of the setup for the DSSS-based SAW RFID.

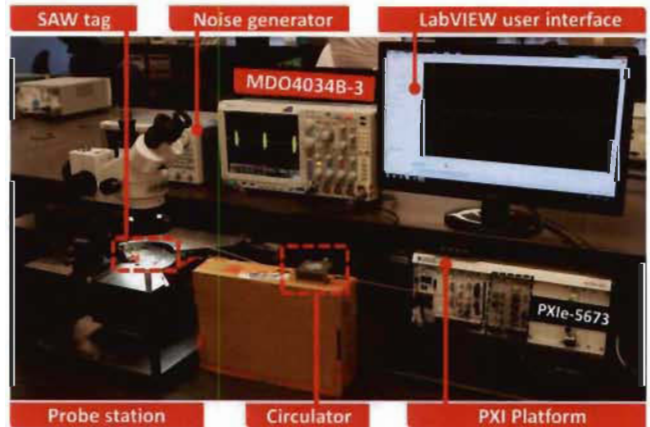


Fig. 10. Photo of the experimental test bench.

The on-wafer embedded SAW tags were placed on a probe station. For practical reasons, the reader was directly connected to the tags under test through wire. Thus, the reader antenna and the tag antenna were not integrated into the setup. The measured value of the insertion loss of the RF circulator is 0.47 dB. The measured gain of the SAW tag used for the tests is -32.39 dB. The backscattered signal from the tag was acquired using a MDO4034B-3 mixed domain oscilloscope and demodulated with a custom Simulink-based DSSS demodulator.

In order to compare the performance of the DSSS-based reader to conventional readers, the response of the tag to their respective interrogation signals were analyzed. The two interrogation signals are both On-Off-Keying (OOK) modulated. The silence period T_{OFF} is set long enough to avoid any collision between the backscattered signal from the tag and the next interrogation pulse. The reader remains silent until the reflected signal from the tag is completely received. The frequency of the carrier is set to the resonance frequency of the SAW tag under test.

B. Generation of the interrogation signals

-5 dBm conventional and DSSS-based interrogation signals were tested. Both signals were generated using a carrier frequency of 171.1 MHz, a T_{ON} of 400 ns and a T_{OFF} of 12 μ s. The DSSS-based interrogation signal was assigned a spreading code 1011 ($N = 4$). The waveforms and the spectrums of the generated signals are illustrated in Fig. 11 and Fig. 12.

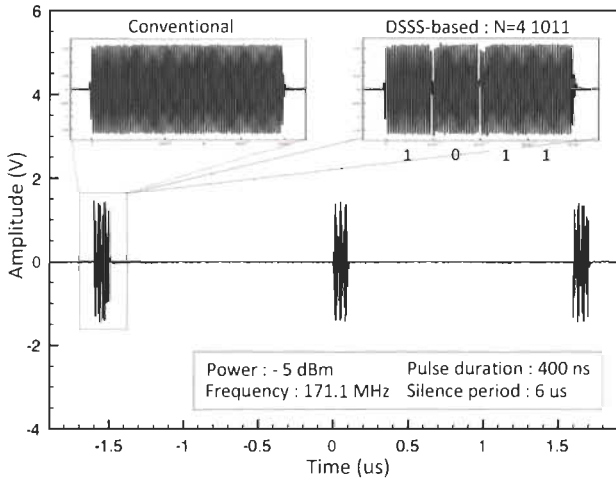


Fig. 11. Waveforms of the conventional and the DSSS-based interrogation signals.

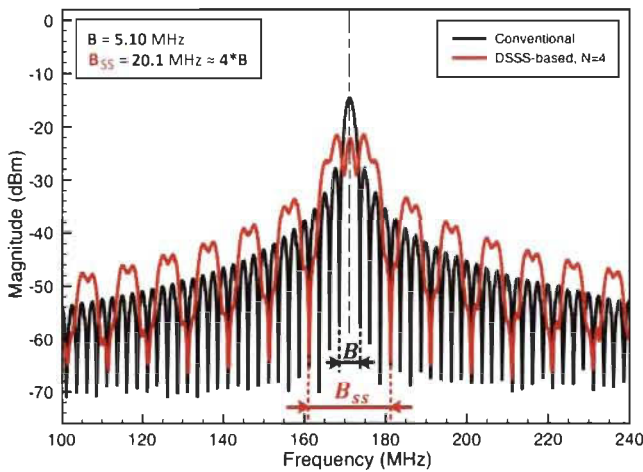


Fig. 12. Measured spectrums of the conventional request signal and the DSSS-based request signal.

To validate the reliability and the accuracy of the interrogation signal generator, the power, the period of the carrier, the pulse width, the silence period and the BPSK data bit duration of the generated signals have been measured. The obtained results match well the user-defined values.

Frequency-domain measurements on the interrogation signals have been conducted to confirm the expected spreading effect when using DSSS. The measured power and bandwidth of the two signals have been compared to their theoretical expected values, as summarized in Table II. The results demonstrate the high-accuracy capability of the PXIe-5673-based interrogation signal generator when performing OOK and DSSS modulations.

TABLE II
USER DEFINED VALUES VS. MEASURED VALUES

Parameter	User defined value		Measured value	
	No DSSS	DSSS N=4	No DSSS	DSSS N=4
Power	-5 dBm	-5 dBm	-5.48 dBm	-6.08 dBm
Bandwidth	5 MHz	20 MHz	5.1 MHz	20.1 MHz

C. Processing of the backscattered signal from the tag

A custom Simulink model of the receiver of the DSSS-based SAW RFID reader has been built and set up to process the backscattered signal from the tag. The next stage of this work is to implement the physical receiver into a PXIe-5663 Vector Signal Analyzer (VSA) installed in the same PXIe chassis as the PXIe-5673-based transmitter. The block diagram of the custom Simulink-based DSSS demodulator is detailed in Fig. 13. The parameter T_d of the integrator is assigned the same value as the pulse duration T_{ON} ($T_d = 400$ ns).

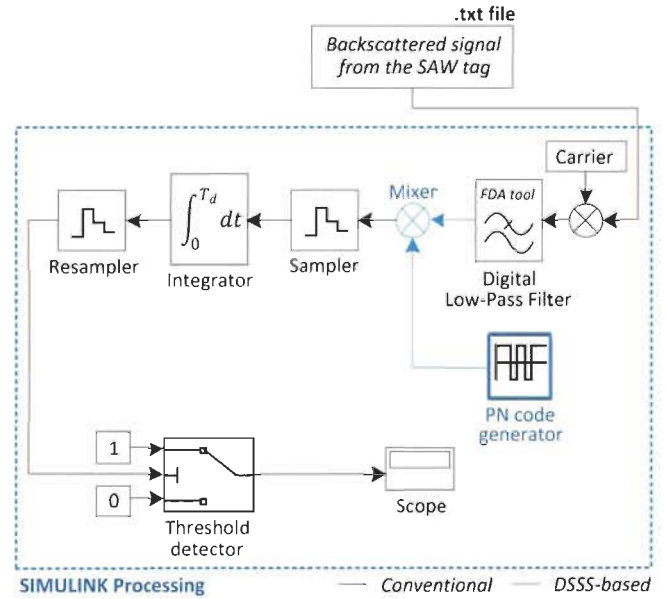


Fig. 13. Processing of the backscattered signal from the SAW tag.

The received signal is first carrier suppressed using a synchronized carrier, a mixer and a Low-Pass Filter (LPF). The downconverted signal is despread with a local copy of the spreading code, and resampled to recover the baseband information which contains the signature of the tag. To keep the Simulink model user-friendly, the spreading code was simply set to 1111 when demodulating tag's responses to conventional interrogation signals. Figure 14 shows the waveforms from the demodulation of the tag's response to the conventional interrogation signal described in paragraph B.

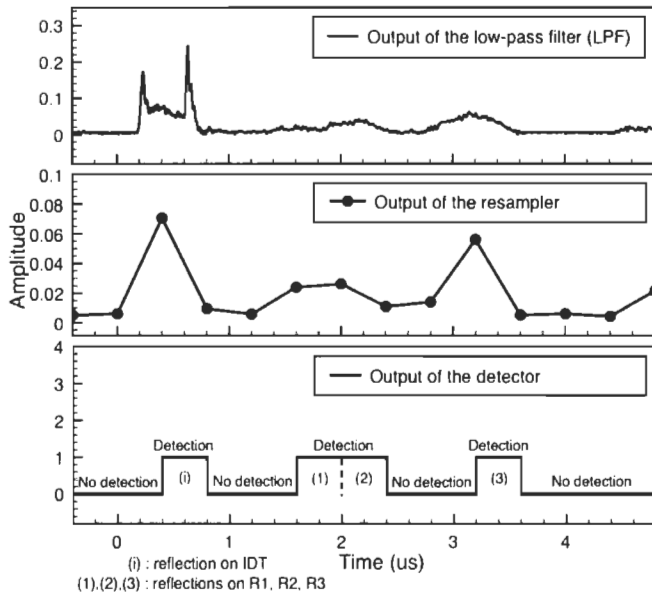


Fig. 14. Waveforms from the processing of the SAW tag's response to conventional interrogation signal

The results demonstrate the operability of the DSSS-based SAW RFID. The three backscattered pulses from the reflection of the interrogation signal on the three reflectors of the tag were all successfully detected by the Simulink-based demodulator of the DSSS SAW RFID reader. Their time of arrival were measured and compared to their theoretical values calculated from (4) ($1.373 \mu\text{s}$, $1.724 \mu\text{s}$ and $2.425 \mu\text{s}$ for the reflected pulses from R1, R2 and R3, respectively). A good agreement between the measured delays and the expected delays were observed for the reflections from R1 and R2. The reflected pulse from R3 was detected by the demodulator one slot ($1 \text{ slot} = T_{ON} = 400 \text{ ns}$) late than expected due to the short distance between R1 and R2 causing a partial interference between the immediate reflection from R2 and the remaining part of the SAW propagating from R1 to R2. The reflection from the IDT results from the impedance mismatch between the fabricated SAW tag under test and the PXIe-5673-based interrogation signal generator.

D. DSSS-based sensitivity improvement

The performance of the conventional SAW RFID has been compared to the DSSS SAW RFID to demonstrate the sensitivity improvement when using DSSS. To this end, the conventional reader was tested to its limit by setting the threshold level of the detector inside the DSSS demodulator to its minimum value. The power of the conventional interrogation signal was set to -9.36 dBm . A -24.01 dBm AWGN was added to the interrogation signal.

According to the theory described in Fig. 5, the application of DSSS with a 4 bit spreading code would allow to lower the receiver's sensitivity by a factor of 4 which is equivalent to a 6.02 dB attenuation. A -14.98 dBm DSSS-based interrogation signal, approximately 6 dB lower than the conventional interrogation signal, was then tested. The same -24.01 dBm AWGN was applied. The backscattered signal from the SAW tag was demodulated with the Simulink-based receiver of the DSSS SAW RFID reader.

The demodulated signals from the conventional SAW RFID and the DSSS-based SAW RFID are presented and compared in Fig. 15.

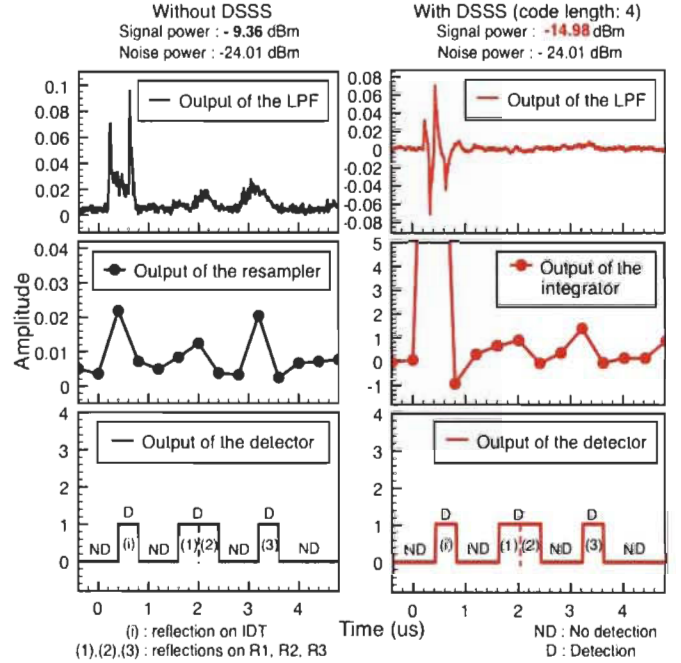


Fig. 15. Sensitivity comparison between conventional SAW RFID and DSSS-based SAW RFID: successful demodulation of a 6 dB below sensitivity signal by a ($N=4$) bit DSSS-based SAW RFID.

The results confirm that using DSSS allows the SAW RFID to successfully demodulate weak tag's response signals below the sensitivity of the conventional SAW RFID and recover the ID of the tag. The sensitivity improvement by a factor equivalent to the length $N = 4$ of the spreading code has been validated.

VI. READ RANGE MODELING

Read range is the maximum distance a reader can be placed away from a tag in order to reliably receive the backscattered information. The Free Space Path Loss (FSPL) is taken into account in the calculation of the read range of the system.

A SAW tag is correctly read when the reflections from the reflectors are all received and identified by the reader. The maximum read range is limited by the power of the weakest reflection, from which the gain of the SAW tag is also derived. The maximum read range $r_{\text{max.SAW}}$ of a passive SAW RFID is:

$$r_{\text{max.SAW}} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{G_{\text{SAW}} G_R^2 G_T^2 P_R}{P_{d_{\text{min}}}}} \quad (13)$$

where λ is the wavelength, G_{SAW} is the gain of the SAW tag, G_R is the reader antenna gain, G_T is the tag antenna gain, P_R is the power transmitted by the reader, and $P_{d_{\text{min}}}$ is the reader receiver sensitivity which is also the minimum power of the backscattered signal required by the receiver to recover the SAW tag ID [20].

When DSSS is used, the maximum read range $r_{max.SAW.DSSS}$ becomes:

$$r_{max.SAW.DSSS} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{G_{SAW} G_R^2 G_T^2 P_R}{\frac{P_{dmin.}}{N}}} \quad (14)$$

where N is the length of the spreading code.

To illustrate the advantage of using DSSS, estimates of the read range of the two SAW RFID operating at 171.1 MHz were calculated for the measured gain $G_{SAW} = 0.00057$ (≈ -32.39 dB) of the fabricated SAW tag, $G_R = 4$ (≈ 6.02 dB), $G_T = 1$ ($= 0$ dB) and $P_R = 1$ W. Three values of $P_{dmin.}$ representing three different contexts of the receiver were tested. $P_{dmin.} = 9.31 \cdot 10^{-11}$ W (≈ -70.31 dBm) for the test setup presented in this study. $P_{dmin.} = 10^{-11}$ W (≈ -80 dB) for most of the actual commercial RFID readers [20]. The physical receiver of the DSSS-based SAW RFID is intended to be implemented into a PXIe-5663 VSA whose sensitivity is $P_{dmin.} = 3.16 \cdot 10^{-12}$ W (≈ -85 dBm). The read ranges that could be achieved are illustrated in Fig. 16.

The estimation results show that the read range of the DSSS-based SAW RFID increases as the spreading code gets longer. While theoretically, there is no restriction on the length N of the spreading code, in practice the allowed maximum value is subject to the available bandwidth, the pulse duration and the limitations of the physical reader performing the DSSS modulation and demodulation. Longer read ranges up to 2.3 times higher than those obtained from the test setup could be achieved with the PXIe-5663-based receiver thanks to its higher sensitivity.

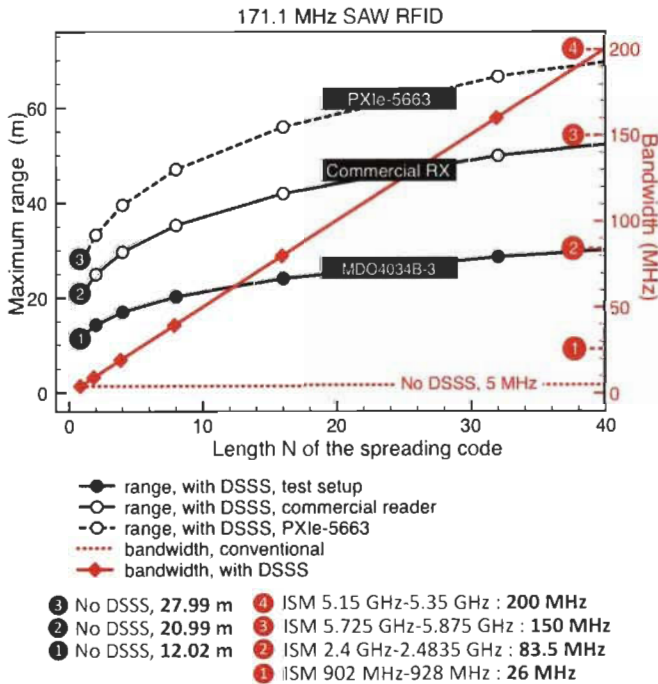


Fig. 16. Read range evolution with the length of the spreading code.

VII. CONCLUSION AND FUTURE WORK

The DSSS SAW RFID reader offers high flexibility and reconfigurability in terms of customization of the interrogation signal. It can generate fully customized conventional and DSSS-based SAW RFID interrogation signals with high accuracy. The DSSS SAW RFID reader is capable of interrogating SAW tags using low SNR request signals and successfully demodulating very weak tags' response signals that conventional SAW RFID reader are not capable of. It has been demonstrated that thanks to the processing gain, using DSSS lowers the sensitivity of the receiver by a factor equivalent to the length of the spreading code. The read range modeling that has been conducted revealed that the application of DSSS to SAW RFID would immensely improve the read range.

The DSSS-based SAW RFID is anticipated to be more secure than conventional SAW RFID. In fact, the knowledge of the private spreading code is necessary to successfully demodulate the backscattered signals from the tag. The very low cross correlation between spreading codes would allow multiple SAW RFID to operate in the same frequency band without creating destructive interference to other systems.

REFERENCES

- [1] X. Zhu, S. K. Mukhopadhyay, and H. Kurata, "A review of RFID technology and its managerial applications in different industries," *Journal of Engineering and Technology Management*, vol. 29, DOI:10.1016/j.jengtecman.2011.09.011, n° 1, pp. 152-167, January 2012.
- [2] E. Ilie-Zudor, Z. Kemény, F. van Blommestein, L. Monostori, and A. van der Meulen, "A survey of applications and requirements of unique identification systems and RFID techniques," *Computers in Industry*, vol. 62, DOI :10.1016/j.compind.2010.10.004, n° 3, April 2011, pp. 227-252.
- [3] S. Jung, M. Kim, and Y. Yang, "Baseband noise reduction method using captured TX signal for UHF reader Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, DOI:10.1109/TIE.2011.2138673, n° 1, pp. 592-598, January 2012.
- [4] J. Hu, F. L. Lewis, O. P. Gan, G. H. Phua, and L. L. Aw, "Discrete-event shop-floor monitoring system in RFID-enabled manufacturing," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, DOI: 10.1109/TIE.2014.2314068, n° 12, pp. 7083-7091, December 2014.
- [5] A. J. Mercer, R. K. James, G. Bennett, P. Patel, C. Johnston, and J. Cai, "RFID testing and evaluation for an RF-harsh environment," in *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications*, DOI:10.1109/RFID-TA.2011.6068622, September 2011, pp. 95-102.
- [6] K. Remley et al., *NIST tests of the wireless environment in automobile manufacturing facilities*, NIST Technical Note 1550, October 2008.
- [7] A. A. Babar, A. Z. Elsherbeni, L. Sydänheimo, and L. Ukkonen, "RFID tags for challenging environments : Flexible high-dielectric materials and ink-jet printing technology for compact platform tolerant RFID tags," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, DOI:10.1109/MMM.2013.2259391 n° 5, pp. 26-35, July 2013.
- [8] D. Kim, and J. Yeo, "A passive RFID tag antenna installed in a recessed cavity in a metallic platform," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, DOI:10.1109/TAP.2010.2078438, n° 12, pp. 3814-3820, December 2010.
- [9] A. Bekkali, S. Zou, A. Kadri, M. Crisp, and R. V. Penty, "Performance analysis of passive UHF RFID systems under cascaded fading channels and interference effects," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, DOI: 10.1109/TWC.2014.2366142, n° 3, pp. 1421-1433, March 2015.

- [10] P. Solic, J. Radic, and N. Rozic, "Software defined radio based implementation of RFID tag in next generation mobiles," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 58, DOI: 10.1109/TCE.2012.6311355, n° 3, pp. 1051-1055, August 2012.
- [11] G. Zamora, F. Paredes, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martin, and J. Bonache, "Bandwidth limitations of Ultra High Frequency-Radio Frequency Identification tags," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, DOI: 10.1049/iet-map.2013.0158, n° 10, pp. 788-794, July 2013.
- [12] V. P. Plessky and L. M. Reindl, "Review on SAW RFID tags," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 57, DOI:10.1109/TUFFC.2010.1462, n° 3, pp. 654-668, March 2010.
- [13] A. Dubok and A. B. Smolders, "Miniaturization of robust UHF RFID antennas for use on perishable goods and human bodies," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, DOI:10.1109/LAWP.2014.2337051, pp. 1321-1324, July 2014.
- [14] N. C. Karmakar, *Handbook of Smart Antennas for RFID Systems*, 1st edition, John Wiley & Sons, Inc., February 2011.
- [15] K. Lin, S. Chen, and R. Mittra, "A looped-bowtie RFID tag antenna design for metallic objects," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, DOI: 10.1109/TAP.2012.2224082, n° 2, pp. 499-505, February 2013.
- [16] J. Jung, C. Park, and K. Yeom, "A novel carrier leakage suppression front-end for UHF RFID reader," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, DOI: 10.1109/TMTT.2012.2187675, n° 5, pp. 1468-1477, May 2012.
- [17] J. S. Park et al., "Extending the interrogation range of passive UHF RFID system with an external continuous wave transmitter," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, DOI: 10.1109/TIM.2009.2032868, n° 8, pp. 2191-2197, August 2010.
- [18] M. S. Trotter and G. D. Durgin, "Survey of range improvement of commercial RFID tags with Power Optimized Waveforms," in *IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2010.5467265, April 2010, pp. 195 - 202.
- [19] G. Smietanka, and J. Goetze, "Improving the performance of UHF RFID in a small scale fading channel," in *IEEE International Conference on RFID*, DOI: 10.1109/RFID.2014.6810720, April 2014, pp. 110-117.
- [20] K. Finkenzeller, *RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification and Near-Field Communication*, 3rd edition, John Wiley & Sons, 2010.
- [21] A. H. Rasolomboahanginatovo, F. Domingue, and A. O. Dahmane, "A new SAW device simulator based on Mason's equivalent circuit model," in *SENSORDEVICES 2013 : The Fourth International Conference on Sensor Devices Technologies and Applications*, September 2013, pp. 59-63.

Annexe F – PXIe-5663

Le PXIe-5663 est un analyseur de signaux vectoriels RF doté d'une large bande passante instantanée et optimisé pour le test automatisé. Allié aux contrôleurs PXI hautes performances et au bus de données PCI Express haute vitesse, cet analyseur de signaux vectoriels permet d'effectuer des mesures automatisées courantes plus rapidement de manière significative qu'avec l'instrumentation traditionnelle.

Basé sur une architecture modulaire, le PXIe-5663 est constitué de deux (02) modules PXIe et un (01) module PXI (Fig. E.1), à savoir :

- un convertisseur abaisseur de fréquence PXIe-5601 capable de traiter des signaux RF de 10 MHz à 6.6 GHz,
- un convertisseur analogique numérique PXIe-5622 de résolution 16 bits et pouvant échantillonner jusqu'à 150 *M échant./s*
- un générateur de signal RF PXI-5652 capable de générer des signaux continus de 100 kHz à 6.6 GHz.

Le schéma bloc du PXIe-5663 est présenté à la figure E.2. Le signal à analyser ou à démoduler est envoyé à l'entrée du convertisseur abaisseur de fréquence PXIe-5601. La fréquence de la porteuse du signal entrant est d'abord mesurée par le PXIe-5652. Le générateur de signal RF génère ensuite une copie de la porteuse. La suppression de la porteuse du signal à démoduler est réalisée au moyen du mélangeur RF et du filtre passe-bas du PXIe-5601.

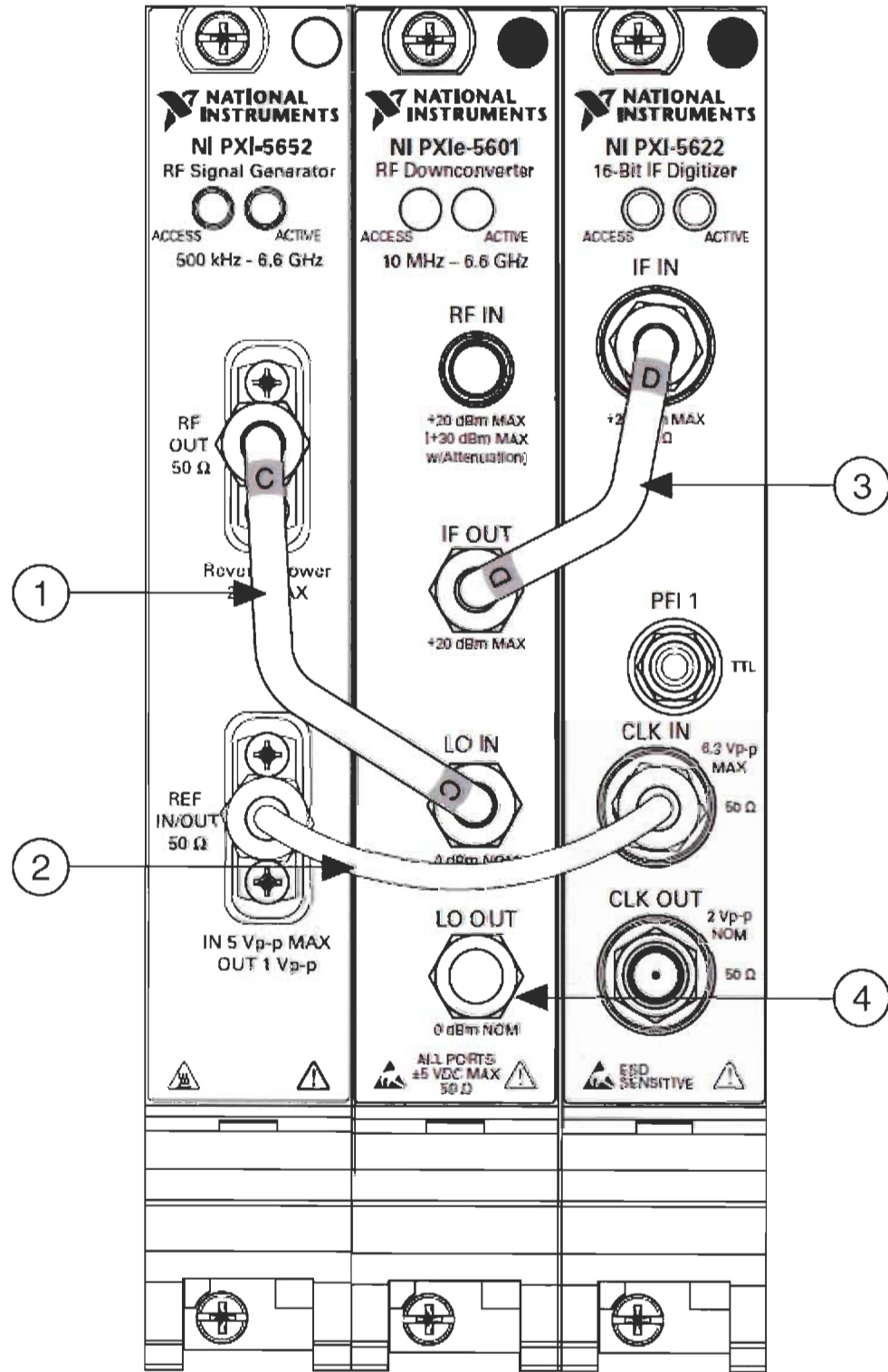


Figure E.1 Connecteurs et ports sur la face avant du PXIe-5663

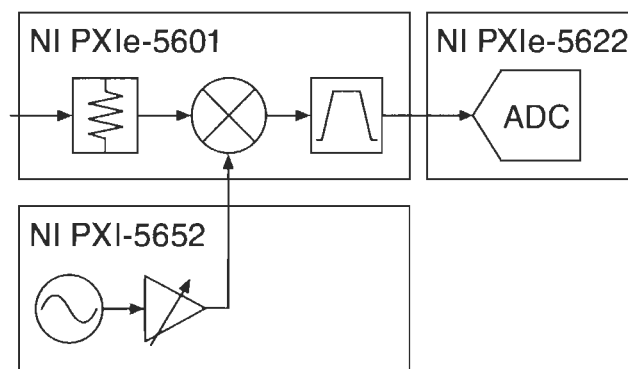


Figure E.2 Schéma bloc d'un analyseur de signaux vectoriels PXIe-5663

Le signal analogique ramené en bande de base est converti en signal numérique par le PXIe-5622.