

# THÈSE

présentée à

L'UFR DES SCIENCES ET TECHNIQUES  
DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ

pour obtenir le

**GRADE DE DOCTEUR  
DE L'UNIVERSITÉ DE FRANCHE-COMTÉ  
spécialité Sciences Pour l'Ingénieur**

## **SYSTÈME D'INTERROGATION À DISTANCE DE GRANDEURS PHYSIQUES À BASE DE CAPTEURS À ONDES ÉLASTIQUES DE SURFACE POUR MESURES PARAMÉTRIQUES SUR UNE GAMME DE TEMPÉRATURE ÉTENDUE**

par

**Christophe DROIT**

**Soutenue le 10 septembre 2013 devant la commission d'examen :**

**Directeur de thèse  
Co-directeur de thèse**

**Rapporteurs**

**Examineurs**

JM. FRIEDT  
S. BALLANDRAS

H. AUBERT  
JY. DAUVIGNAC

V. P. PLESSKY  
B. DULMET

Ingénieur système, SENSEOR, Besançon  
DR2 CNRS, Besançon

Professeur des Universités, ENSEEIHT, Toulouse  
Professeur des Universités, LEAT, Nice-Sophia Antipolis

Professeur, GVR Trade SA  
Professeur des Universités, FEMTO-ST, Besançon

## Résumé

Ce mémoire présente l'étude et la conception d'électroniques d'interrogation de capteurs passifs de grandeurs physiques à base d'ondes élastiques se propageant à la surface de matériaux (SAW) piézoélectriques mono-cristallins. L'objectif consiste à réaliser une électronique d'interrogation capable de sonder la réponse d'un résonateur SAW au travers d'une liaison radiofréquence (RF) sans fils pour en extraire une information de température. Les résonateurs dans la bande ISM centrée en 433,92 MHz sont développés dans le cadre du projet SAWHOT pour de la mesure haute température (650 °C). Les résonateurs à onde élastique emmagasinent de l'énergie sous forme d'onde élastique lorsqu'ils sont stimulés par un signal radio-fréquence à la fréquence de résonance. Celle-ci est restituée à la fin de son excitation. Les électroniques présentées dans ce manuscrit fonctionnent sur l'analyse de la puissance rétro-diffusée par le capteur en s'inspirant de l'architecture d'un analyseur de réseau à balayage de fréquence. Deux électroniques d'interrogation sont présentées. La première utilise une synthèse de fréquence directe. La souplesse de générer un signal RF pour exciter le résonateur a donné naissance à divers algorithmes pour optimiser les performances de la mesure. La vitesse à laquelle le lecteur est capable de sonder le capteur permet l'interrogation de capteurs placés sur un support mobile (axe de moteur). La résolution de mesure obtenue atteint le dixième de degré Celsius. La seconde électronique vise à réaliser une électronique compacte dans le but de réduire le nombre et la consommation des composants en intégrant les chaînes d'émission et de réception. Cette électronique est construite autour d'un radio-modem : ce composant combinant fonctionnalités RF et numériques est détourné de sa fonction principale de communication numérique dans le but d'interroger un résonateur SAW. Les contraintes associées aux constantes de temps, à l'isolation nécessaire et à l'accès à l'étage de réception d'un radio-modem nécessitent une étude préalable approfondie. L'algorithme développé pour ce composant a nécessité l'utilisation de techniques de traitement RADAR pour obtenir la température résultante d'un capteur différentiel bi-résonateurs. Cette électronique a permis de mesurer une température à  $\pm 1$  °C et de communiquer le résultat au travers d'une liaison numérique sans fil.

**Mot-clés :** Capteurs de température, Résonateurs, Ondes élastiques de surface, RADAR, Système d'interrogation, Radiomodem, Système embarqué, Réseau de capteur.

---

## Abstract

This report deals with the study and design of interrogation electronics for probing surface acoustic wave (SAW) transducers used as passive wireless sensors of physical quantities. The basic principle is to develop hardware aimed at probing the response of SAW resonators through a radiofrequency wireless link in order to extract a temperature information. Resonators whose operating frequency is centered on the 433.92 MHz ISM band are developed as part of the SAWHOT project aimed at measuring high (650 °C) temperatures. SAW resonators load energy when stimulated at resonance frequency. Upon stopping emission, this power is returned as a radiofrequency signal. The presented electronic systems operate on the analysis of the power returned by the sensor, based on a frequency-sweep network analyzer architecture. Two interrogation units are presented. The former is based on a Direct Digital Synthesis frequency source : the flexibility of this digital approach allows for probing resonating sensors following several algorithms meeting various constraints including measurement speed and resolution. Sub-millisecond interrogation resonance frequency identification is compatible with probing the response of sensors located on mobile targets such as a rotating motor axis. The achieved resolution lies in the 0.1 °C range. The latter approach aims at designing a compact reader with a reduced number of components, including all the elements of the interrogation chain, and hence a lower power consumption. This approach is based around integrated, single chip, radiomodems : this components combines radiofrequency and digital functionalities and is diverted from its original digital communication purpose for probing SAW sensors. Timing and isolation constraints as well as accessing the analog receiver stage require a dedicated analysis of the functionalities of the various available chips. The algorithm developed for using such a component require the use of the signal processing techniques well known in the field of RADAR target detection in order to measure the temperature following the probing of a dual resonator for a differential measurement. The resulting temperature accuracy is  $\pm 1$  °C and the recorded data are transmitted through a digital wireless link.

**Key words :** Temperature sensors, Resonators, Surface acoustic wave, RADAR, Interrogation unit, Transceiver, Embedded systems, Sensor network.

## Remerciements

Ce manuscrit met fin à mes travaux de doctorat menés au département temps-fréquence au sein de l'équipe COSYMA.

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Gerhard HEIDER, le président de SENSEOR sans qui, cette thèse n'aurait pas été possible. Je remercie mes directeurs de thèse Jean-Michel FRIEDT et Sylvain BALLANDRAS qui m'ont intégrés dans l'équipe depuis mon premier stage de master et m'ont initié au travail en laboratoire, ce qui m'a permis de continuer sur une thèse. Je remercie Jean-Michel pour m'avoir encadrés durant ces 4 années et d'avoir fait preuve de patience pour la relecture de ce manuscrit. Je remercie Sylvain pour toutes les expéditions dans des pays étranger que l'on a réalisées au sein du projet SAWHOT, ainsi que les diverses conférences auxquelles j'ai participées.

Je remercie également les membres du jury :

- Messieurs Hervé AUBERT et Jean-Yves DAUVIGNAC, rapporteurs de ce manuscrit, qui se sont déplacés à Besançon
- Monsieur Victor Petrovitch Plessky, examinateur de ce manuscrit qui a également émis un rapport
- Monsieur Bernard DULMET, directeur de l'équipe et examinateur de ce manuscrit.

J'adresse ensuite mes plus sincères remerciements à toutes les personnes qui ont permis l'accomplissement de cette thèse. J'ai eu le privilège de travailler au sein d'une équipe, unique à l'ENS2M, notamment par la diversité du travail et l'ouverture d'esprit, mais aussi par la cohésion du groupe.

Je remercie les membres de l'équipe, Émile CARRY pour son aide apportée durant ma thèse, Gilles MARTIN pour résoudre les problèmes de Radio-Fréquence, Thomas BARON, Thierry LAROCHE, Sébastien ALZUAGA, Virginie BLONDEAU-PATISSIER, William DANIAU, Julien GARCIA, Philippe ABBE, Yannick GRUSON ainsi que l'équipe OHMS. Je remercie également Jérémy MASSON, François GEGOT et l'équipe SENSEOR MOUGINS.

Je remercie les thésards, les anciens thésards et les stagiaires qui ont trouvés un refuge dans notre bureau, François BRUNO « Panda », qui a été mon colocataire pendant plus de 5 années d'étude, David RABUS « Chiton » pour son soutien durant ces dernières années, Nicolas CHRETIEN « Le musicien manouche », Marc LAMOTHE, Alexandre CLAIRET, Fabien HENROT, Meddy VANOTTI, Florent BASSIGNOT, Loïc BRAUN, Gwenhaël GOAVEC-MEROU, Thibaut RÉTORNAZ et Karla BRESCHI pour la contribution à TINYOS.

Je souhaiterais également exprimer ma gratitude à toutes les personnes qui m'ont soutenues et aidées tout au long de ma thèse. Merci à Mariette JOBARD ainsi qu'aux secrétaires du département qui ont facilités le coté administratif.

Merci enfin à ma famille, mes parents, ma compagne pour leurs soutiens à tous les niveaux.







# Table des matières

<b>Liste des acronymes</b>	<b>1</b>
<b>Liste des symboles</b>	<b>3</b>
<b>Introduction</b>	<b>5</b>
<b>1 Les capteurs : du filaire vers le sans fils</b>	<b>7</b>
1.1 Les capteurs . . . . .	8
1.1.1 Capteurs filaires . . . . .	8
1.1.2 Mesure à distance . . . . .	11
1.1.3 Les étiquettes RFID . . . . .	13
1.1.3.1 Les RFID à couplage inductif . . . . .	18
1.1.3.2 Les RFID UHF et Micro-onde . . . . .	18
1.1.3.3 Les RFIDs intégrant un capteur . . . . .	19
1.1.3.4 Les capteurs à base de technologie SAW . . . . .	20
1.2 Dispositifs à ondes élastiques de surface . . . . .	21
1.2.1 Introduction à la technologie SAW . . . . .	21
1.2.2 Fonctionnement . . . . .	23
1.2.3 Ligne à retard (Delay line) (LAR) . . . . .	30
1.2.4 Résonateur . . . . .	33
1.2.5 Les capteurs hybrides . . . . .	35
1.3 Calibrage de résonateur . . . . .	35
1.3.1 Caractérisation des dispositifs SAW . . . . .	37
1.4 Interrogation de capteurs SAW . . . . .	39
1.4.1 Interrogation par un signal à bande étroite . . . . .	42
1.4.2 Choix du capteur SAW et de la méthode d'interrogation . . . . .	43
1.4.3 Respect de la norme ISM à 434 MHz . . . . .	44
1.4.4 Séparation partie émission / partie réception . . . . .	46
1.4.5 Synthèse de fréquence . . . . .	47
1.4.6 Synthèse numérique . . . . .	51
1.4.7 Élévation de fréquence . . . . .	53
1.4.8 Distance d'interrogation . . . . .	53
1.4.9 Détection du signal . . . . .	55
1.4.10 Lecteurs existant sur le marché . . . . .	59

1.5	Conclusion : utilisation de capteur sans fils pour la mesure de température . . . . .	60
<b>2</b>	<b>Électronique d'interrogation de capteurs à ondes élastiques par balayage de fréquence</b>	<b>63</b>
2.1	Introduction . . . . .	63
2.2	Caractérisation d'un résonateur à ondes élastiques . . . . .	64
2.3	Développement de l'architecture du lecteur . . . . .	65
2.3.1	Organe de commande . . . . .	67
2.3.2	Principe d'interrogation . . . . .	67
2.3.3	Description des blocs . . . . .	70
2.3.3.1	Synthèse de fréquence et chaîne d'émission . . . . .	70
2.3.3.2	Chaîne de réception et conditionnement du signal . . . . .	73
2.3.4	Visibilité du capteur . . . . .	73
2.4	Méthode d'interrogation mise en œuvre . . . . .	74
2.4.1	Recherche des fréquences de résonance . . . . .	74
2.4.2	Le mode 3 points (M3P) . . . . .	75
2.4.3	Test des modes d'interrogation sur un moteur en rotation . . . . .	78
2.5	Interrogation par modulation de fréquence (FM) . . . . .	79
2.5.1	Génération d'un signal modulé en fréquence (FM) . . . . .	80
2.5.2	Conversion d'un signal FM en un signal modulé en amplitude (AM) . . . . .	80
2.5.3	Validation expérimentale d'interrogation par modulation de fréquence . . . . .	81
2.5.4	Synthèse d'un signal FM en utilisant l'AD9954 . . . . .	82
2.5.5	Implémentation sur l'interrogateur WRC01 . . . . .	83
2.5.6	Résultat avec le filtrage numérique . . . . .	86
2.5.7	Étude sur le signal modulant . . . . .	86
2.5.8	Asservissement sur la phase . . . . .	86
2.5.9	La latence de l'interrogation par modulation FM . . . . .	88
2.5.10	Évolution de la méthode FM vers la méthode 2 points . . . . .	88
2.6	Précision des mesures . . . . .	88
2.7	Application de la méthode FM sur un capteur en rotation . . . . .	89
2.8	Mesure de vibration par la méthode 2 points . . . . .	90
2.9	Test de l'électronique aux abords d'une source de température . . . . .	91
2.10	Conclusion : utilisation du lecteur pour des applications industrielles . . . . .	93
<b>3</b>	<b>Prototypage d'un interrogateur compact à base de radio-modem</b>	<b>95</b>
3.1	Introduction : pourquoi une électronique d'interrogation compacte? . . . . .	95
3.2	La richesse du signal IQ . . . . .	98
3.3	Radio-modems retenus . . . . .	100
3.3.1	Validation du composant XE1203F . . . . .	102
3.3.2	Validation du composant MAX7032 . . . . .	105
3.4	Conception d'un interrogateur . . . . .	106
3.4.1	Méthode de recherche des résonances par annulation des oscillations . . . . .	107
3.4.2	Méthode de recherche de la différence fréquentielle entre deux résonateurs par exploitation des oscillations . . . . .	109

3.4.3	Architecture de l'interrogateur . . . . .	112
3.5	Mise en œuvre expérimentale . . . . .	114
3.5.1	Asservissement de la puissance . . . . .	114
3.5.2	Biais de fréquence . . . . .	116
3.5.3	Intercorrelation sur les signaux complexes . . . . .	118
3.5.4	Tests de répétabilité sur divers interrogateurs : mesure du biais . . . . .	124
3.5.5	Recherches complémentaires sur le biais de fréquence . . . . .	128
3.5.6	Interrogation de capteur de température dans une cavité . . . . .	130
3.5.7	Interrogateur utilisant une fréquence intermédiaire (FI) . . . . .	131
3.6	Résultats et mesures . . . . .	137
3.6.1	Mesure du temps d'interrogation . . . . .	137
3.6.2	Vérification de l'exactitude de la mesure différentielle . . . . .	139
3.6.3	Résistance de l'électronique à la température . . . . .	140
3.7	Conclusion : utilisation du lecteur pour des applications industrielles . . . . .	140
<b>4</b>	<b>Au-delà de l'interrogation de capteur SAW : réseau de capteurs communiquant</b>	
	<b>143</b>	
4.1	Réseau de capteurs à base de radiomodem . . . . .	143
4.1.1	Introduction aux réseaux mobiles . . . . .	144
4.1.2	Mise en place d'une communication maître/esclave <i>point à point</i> . . . . .	145
4.1.2.1	Communication maître esclave . . . . .	145
4.1.3	Création d'un réseau Ad Hoc . . . . .	147
4.2	Lecteur compact sur batterie . . . . .	150
4.3	Démonstration de réseau de capteur au salon Micronora Besançon 2012 . . . . .	152
4.3.1	Interrogation large bande . . . . .	152
4.3.2	Exposition du système . . . . .	153
	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>155</b>
	<b>Table des figures</b>	<b>159</b>
	<b>Liste des tableaux</b>	<b>179</b>
	<b>Bibliographie</b>	<b>181</b>



# Liste des acronymes

<b>ADuC7026</b>	Analog-Devices Microcontroller 7026.....	67
<b>ADC</b>	Analog-to-Digital Converter (convertisseur analogique numérique).....	20
<b>AM</b>	Modulation d'amplitude.....	80
<b>ARM7TDMI</b>	ARM7 Thumb Debug Multiplier ICE.....	67
<b>ASIC</b>	Application-Specific Integrated Circuit.....	96
<b>BB</b>	Bande de Base.....	101
<b>BF</b>	Basse Fréquence (>300 kHz).....	55
<b>CAN</b>	Convertisseur Analogique Numérique.....	10
<b>CTP</b>	Collection Tree Protocol.....	148
<b>CTR</b>	Carinthian Tech Research.....	31
<b>DAC</b>	Digital to Analog Converter (convertisseur numérique analogique).....	51
<b>DDS</b>	Synthétiseur de fréquence numérique directe (Direct digital synthesizer)	51
<b>DMA</b>	Direct Memory Access.....	112
<b>DST</b>	Dispositif Sous Test.....	38
<b>EM</b>	Onde électromagnétique.....	66
<b>ETX</b>	Expected Transmission Count.....	148
<b>FFT</b>	Fast Fourier Transform.....	43
<b>FI</b>	Fréquence Intermédiaire.....	38
<b>FM</b>	Modulation de fréquence.....	79
<b>FMCW</b>	Frequency-modulated continuous-wave.....	42
<b>FSCW</b>	Frequency-stepped continuous-wave.....	42
<b>HF</b>	Haute Fréquence (>300 kHz et <30 MHz).....	13
<b>IDT</b>	Interdigitated Transducer (transducteur à peignes inter-digités).....	21
<b>IL</b>	Pertes d'insertion.....	55
<b>ISM</b>	Industrielle, Scientifique et Médical.....	13
<b>ISM434</b>	La bande ISM [433,05 – 434,79] MHz centrée en 433,92 MHz.....	39

<b>LAR</b>	Ligne à retard (Delay line).....	30
<b>LGS</b>	Langasite $La_3Ga_5SiO_{14}$ .....	30
<b>M3P</b>	Mode 3 points.....	75
<b>Mconti</b>	Le mode balayage continu.....	75
<b>MCF</b>	Le mot de contrôle programmé à synthétiser.....	51
<b>OL</b>	Oscillateur Local.....	101
<b>PC</b>	Personal Computer.....	60
<b>PIFA</b>	Antenne quart d'onde court-circuitée (Planar Inverted-F Antenna).....	19
<b>PLL</b>	Phase-Locked Loop (boucle à verrouillage de phase).....	49
<b>RADAR</b>	RAdio Dectection And Ranging.....	13
<b>RAM</b>	Random-access memory.....	67
<b>RF</b>	Radio-Fréquence.....	12
<b>RFID</b>	Radio Frequency IDentification.....	13
<b>RSSI</b>	Received Signal Strength Indication.....	96
<b>R,S,B</b>	Types de thermocouples, correspondant chacun à une gamme de température.....	9
<b>SAW</b>	Surface Acoustique Wave, pour ondes élastiques de surface.....	13
<b>SAWHOT</b>	Surface Acoustique Wave wireless sensors for High Operating Temperature environments.....	5
<b>SONAR</b>	SOund Navigation And Ranging.....	21
<b>SPI</b>	Serial Peripheral Interface.....	67
<b>TF</b>	Transformée de Fourier.....	39
<b>TFR</b>	Transformée de Fourier Rapide (Fast Fourier Transform FFT).....	42
<b>UHF</b>	Ultra Haute Fréquence (>30 MHz et <3 GHz).....	13
<b>UIT</b>	Union Internationale des Télécommunications.....	13
<b>VCO</b>	oscillateurs commandés en tension (Voltage Controlled Oscillator).....	48
<b>WRC01</b>	Lecteur utilisant une architecture à base de DDS.....	66



# Liste des symboles

$A$	Amplitude d'un signal . . . . .	12
$A_w$	La surface apparente de l'antenne [ $m^2$ ] . . . . .	55
$BF$	La bande passante et la figure de bruit du système (le produit) . . . . .	55
$C$	Capacité . . . . .	18
$err_\phi$	L'erreur de phase associée au déséquilibre IQ . . . . .	120
$f_0$	Fréquence de résonance . . . . .	33
$f_{rep}^{-1}$	L'enveloppe inverse de la réponse d'un résonateur . . . . .	35
$F_{clk}$	Fréquence d'horloge . . . . .	51
$F_{DDS}$	Fréquence en sortie d'un DDS . . . . .	52
$F_{FI}$	Fréquence intermédiaire . . . . .	132
$F_P$	Fréquence du signal en sortie de l'oscillateur local . . . . .	53
$F_{REF}$	Fréquence de référence . . . . .	49
$F_{res}$	Fréquence délivrée par l'interrogateur . . . . .	123
$F_S$	Fréquence de sortie . . . . .	48
$K^2$	Le couplage électromécanique . . . . .	28
$k_b$	La constante de Boltzmann . . . . .	55
$k\varphi$	Le coefficient de correspondance $\varphi_S$ /fréquence . . . . .	122
$NB_{pas}$	Nombre de pas de fréquence . . . . .	70
$L$	Inductance . . . . .	18
$P_{EL}$	Puissance du signal reçu en entrée du lecteur [W] . . . . .	55
$P_R$	Puissance réfléchi du capteur vers le lecteur [W] . . . . .	55
$P_{SL}$	Puissance du signal en sortie de lecteur [W] . . . . .	55
$Q$	Facteur de qualité . . . . .	33
$R$	La distance entre le lecteur et l'étiquette . . . . .	17
$\frac{S}{R}$	Le rapport signal sur bruit . . . . .	55
$T$	Température . . . . .	55

$T_{Ch}$	Temps de charge.....	69
$T_{Dch}$	Temps d'acquisition, numérisation et traitement.....	70
$V_{pp}$	Volt Peak-to-Peak.....	91
$\delta$	La profondeur de pénétration.....	16
$\delta F$	Largeur de bande à mi hauteur.....	33
$\delta F_{Fit}$	Fréquence de correction.....	75
$\delta f$	Différence de fréquence entre deux résonateurs.....	36
$\Omega$	La pulsation du signal modulant.....	80
$\omega_0$	La pulsation du signal porteur.....	80
$\Delta F$	Pas de fréquence.....	75
$\epsilon$	La permittivité diélectrique.....	16
$\epsilon''$	Perte d'amplitude dans le matériau (perte diélectrique).....	16
$\lambda$	Longueur d'onde.....	12
$\mu$	La perméabilité magnétique.....	16
$\mu C$	Microcontrôleur.....	67
$\phi$	Phase d'une onde électromagnétique.....	12
$\phi_d$	Phase du déphaseur.....	119
$\phi_R$	Phase associée au résonateur.....	120
$\sigma_R$	Surface équivalente RADAR [ $m^2$ ].....	55
$\sigma$	la conductivité électrique.....	16
$\tau$	Constante de temps d'un résonateur.....	42
$v$	La vitesse d'une onde.....	12
$\varphi_S$	Phase de l'intercorrelation.....	122

# Introduction

Le développement des dispositifs à ondes élastiques de surface, ou composants « SAW » d'après leur acronymes anglais « Surface Acoustique Wave » est un domaine de recherche dans lequel un grand intérêt a été porté depuis les années 1970. Cette technologie est utilisée dans de nombreux domaines : pour réaliser des filtres radio-fréquences (RF), des sources RF, des étiquettes RFID, ou des capteurs. Pour cette dernière utilisation, contrairement aux autres applications où l'insensibilité aux paramètres environnementaux est primordiale, la conception de dispositifs est orientée pour accentuer la sensibilité à un paramètre physique ou chimique. Parmi les capteurs SAW, les résonateurs occupent une place importante due à leur particularité d'emmagasiner de l'énergie lorsqu'ils sont excités électriquement par un signal RF. L'analyse de la puissance RF restituée suite à l'excitation du transducteur SAW permet de mesurer des paramètres tels que la température ou la pression. Les capteurs SAW ont l'avantage d'être de petite taille, ils ont la possibilité d'être interrogés à distance par l'écoute de la réponse RF, ils ont de bonnes propriétés de résistance en milieu extrême avec une grande sensibilité aux paramètres physiques à mesurer. Ces points forts ont donné naissance au projet *Surface Acoustique Wave wireless sensors for High Operating Temperature environments* (SAWHOT) pour la création d'un système de mesure de haute température ( $> 650^{\circ}C$ ). Le système se compose d'un capteur et d'une électronique d'interrogation. Ce système doit permettre une mesure sans fils dans une gamme de température étendue. Le présent rapport expose la recherche et les résultats des travaux réalisés pendant trois ans au sein de la société SENSEOR et de l'équipe COSYMA du département temps-fréquence de FEMTO-ST. Ces travaux s'inscrivent dans le cadre d'un projet de conception, réalisation et test d'un système d'interrogation de capteur SAW pour la mesure de hautes températures. Les développements réalisés dans ce manuscrit ont été obtenus grâce à la collaboration entre l'équipe de recherche du département temps-fréquence (FEMTO-ST) dans le cadre d'un contrat CIFRE permettant mon hébergement au sein de l'équipe.

Cette thèse se constitue de quatre chapitres. L'objectif du premier est d'apporter

les connaissances de base nécessaires au lecteur non-spécialisé dans la technologie SAW pour qu'il soit en mesure de comprendre ce qu'est un système d'interrogation de capteur SAW. Après un état de l'art présentant quelques principaux capteurs de température existant, qu'il s'agisse de capteurs filaires ou de capteurs sans fil, nous introduirons les différents types de capteur SAW ainsi que leurs fonctionnements. Nous verrons également comment remonter à la température depuis l'information ré-émise par un résonateur SAW. Ce chapitre nous permet aussi de présenter les différentes manières d'interroger un capteurs SAW et d'introduire la partie conception d'électronique constituée d'une synthèse de fréquence pour exciter le capteur et d'une détection du signal ré-émis par le capteur. Après lecture de ce chapitre, le lecteur possèdera les bases du fonctionnement d'un capteur SAW, ce qui lui permettra de comprendre les problèmes et les contraintes associés à la conception d'une électronique dédiée à l'interrogation d'un type de capteur.

Le deuxième chapitre présente la conception et la réalisation d'une électronique d'interrogation dédiée au sondage de résonateur acoustique où les signaux radio-fréquence acquis permettent de remonter aux paramètres physiques recherchés. L'orientation de la conception de l'électronique présentée dans le deuxième chapitre s'intègre dans les exigences du projet SAWHOT pour lequel il est question d'interroger des capteurs SAW de température créés en parallèle par les collaborateurs du projet. Après une explication de l'architecture du lecteur réalisé, différents algorithmes seront présentés dans le but d'améliorer la précision ou la rapidité de mesure.

Le troisième chapitre vise à développer une électronique utilisant des composants intégrés pour remplacer une partie de l'étage de synthèse et de réception de l'électronique en utilisant une approche sur le détournement de radiomodem pour l'interrogation de résonateurs SAW. L'objectif est de permettre une réduction du nombre de composants limitant ainsi le risque de panne lors d'une exposition du lecteur à proximité d'une source de haute température. L'architecture de cette carte est nouvelle, ce qui nécessite le développement de nouveaux algorithmes d'interrogation.

Le dernier chapitre, quant à lui, est consacré à l'utilisation de l'électronique à base de composants intégrés dans une approche réseau de capteurs communiquant. Le but est de permettre la communication entre plusieurs électroniques situées à des endroits différents.

Enfin, nous concluons ces travaux de thèse et nous donnerons quelques perspectives.

# Chapitre 1

## Les capteurs : du filaire vers le sans fils

Les capteurs sont des éléments qui font partie de notre quotidien, ils sont dissimulés dans les appareils qui nous entourent où leur rôle est de recueillir et convertir une information d'entrée, qu'elle soit physique ou chimique (pression, détection de gaz) en une grandeur interprétable (électrique, pneumatique, optique) via le transducteur. Les capteurs se retrouvent dans toutes sortes d'applications, spatiales et aéronautiques, surveillance environnementale (température, hygrométrie, luminosité, niveau sonore...) [1], des applications dans le domaine médical qui servent à acquérir les signaux physiologiques « généraux » (poids, tension artérielle, fréquence cardiaque, taux de glycémie...), des applications de maintenance préventive industrielle (détecter des défaillances pour éviter une dégradation du système). La fonction d'un capteur est d'adapter un signal d'entrée en un signal compréhensible et exploitable pour l'utilisateur. Les progrès de la micro-électronique tendent à rendre les capteurs de plus en plus petits facilitant l'implantation. L'intégration d'organes de commande tels que des microcontrôleurs permet de les doter d'intelligence pour réaliser des systèmes autonomes. En utilisant une approche sur la consommation énergétique, les

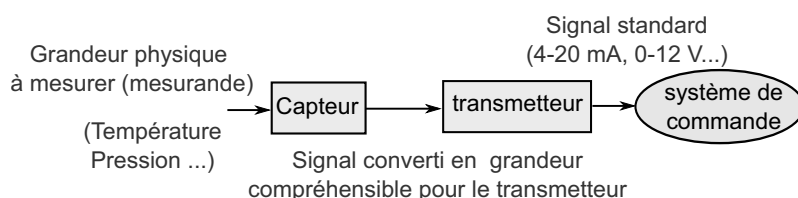


FIGURE 1.1 – Fonction de transfert d'un capteur

capteurs peuvent être différenciés en deux catégories : les capteurs constitués d'un

transducteur passif lié à un circuit de conditionnement du signal actif et les capteurs constitués d'un transducteur déporté du circuit de mise en forme.

La première catégorie est constituée de transducteurs passifs ne délivrant pas une information directement exploitable. Ce transducteur est perçu par le circuit de mise en forme (montage potentiométrique, pont de Wheatstone, circuits oscillants...) comme une impédance dont l'un des paramètres est sensible à la mesurande. Le circuit de mise en forme (circuit actif) conditionne l'information acquise par le transducteur pour délivrer une grandeur électrique en sortie. La seconde catégorie utilise un transducteur actif, c'est-à-dire capable de délivrer une différence de potentiel, un courant, une charge directement liée à la forme d'énergie propre à la grandeur physique à prélever de la mesurande (énergie thermique, électromagnétique, mécanique [2]). Le transducteur peut posséder une source d'alimentation qui lui permet de réaliser des fonctions complexes avant de transmettre l'information vers le circuit de mise en forme.

La liaison entre le transducteur et le circuit de mise en forme peut être une liaison filaire ou une liaison sans fils. Un transducteur communiquant sans fils (applications embarquées) peut avoir une alimentation sur batterie ou alors recevoir de l'énergie pour fonctionner. L'utilisation d'une batterie donne une ressource énergétique suffisante pour l'utilisation de circuits d'amplification intégrés permettant une communication sans fils entre le transducteur et transmetteur localisé dans des endroits différents. Toutefois, l'alimentation d'un transducteur par une batterie crée des contraintes, notamment le temps de vie de celle-ci : le système sera fonctionnel jusqu'à son épuisement. Pour palier cette limitation d'autonomie, le capteur peut être télé-alimenté, le transmetteur (circuit de mise en forme) fournissant alors de l'énergie à distance pour alimenter le transducteur. Les approches les plus courantes utilisent une bobine magnétique couplée à un redresseur pour collecter la puissance électromagnétique envoyée par le transmetteur. Une accumulation suffisante d'énergie permet l'activation du transducteur. Cette télé-alimentation sans fils permet d'effectuer des fonctions complexes en s'affranchissant des problèmes d'autonomie et d'encombrement liés à la batterie.

## 1.1 Les capteurs

### 1.1.1 Capteurs filaires

Compte tenu des objectifs du projet au sein duquel cette thèse s'inscrit, nos recherches se sont orientées sur les capteurs de température. Plusieurs critères entrent en compte dans le choix d'un tel capteur : la plage de température utile, le temps

de réponse, la précision, la stabilité, la robustesse, la sensibilité, la durée de vie et le prix d'achat. Deux grandes familles sont présentés :

**Les thermocouples :**

Ces composants sont constitués de deux matériaux conducteurs de natures différentes reliés par deux jonctions à leurs extrémités. Soumis à une variation de température, le thermocouple génère par effet Seebeck une différence de potentiel qui dépend de la différence de température entre ces jonctions. Ainsi, un thermocouple permet de mesurer une différence de température par mesure de la différence de potentiel qu'il est possible d'obtenir avec un voltmètre [3]. Les points forts industriels visés sont : la conception simple, la robustesse, le faible encombrement, des plages de température étendues et le faible temps de réponse. Par ces points forts, les thermocouples présentent un avantage manifeste par rapport aux sondes à résistance (présentées au paragraphe suivant), notamment une haute température allant jusqu'à plusieurs milliers de degrés Celsius, mais leur stabilité à long terme et leur précision de mesure sont plus faibles que les sondes à résistance [4].

Ces qualités font du thermocouple un capteur utilisé pour des mesures ponctuelles comme le contrôle de sites de production. Les thermocouples n'ont pas que des avantages : le fait que le thermocouple mesure une différence de température nécessite, pour accéder à la température absolue, le contrôle en température de la jonction de référence (« compensation de soudure froide externe »). Il est possible de déporter cette jonction en utilisant des câbles d'extension ou de compensation. Les câbles d'extension sont constitués du même matériau que le couple lui-même, les câbles de compensation possèdent les mêmes propriétés thermoélectriques que le matériau constituant le thermocouple. Leurs natures permet de les introduire sur le circuit sans perturber la mesure. Les solutions pour compenser la tension thermoélectrique supplémentaire sont soit d'utiliser un point de référence à une température connue, soit avoir une correction des thermocouples présents à la connexion de l'instrument de mesure. La force électromotrice (f.e.m) développée est très faible (quelques mV) et elle dépend du couple de matériaux qui constituent ses deux branches. Le comportement thermoélectrique de ce système est non linéaire, nécessitant l'utilisation de circuit de linéarisation, d'amplification et de transmission du signal. Le choix d'un thermocouple dépend de la température d'utilisation voulue. Il existe différents types de thermocouples, chaque type dépend du couple de matériaux qui le compose avec un température maximale d'utilisation. Les thermocouples en métaux précieux types « R,S,B » ont une durée de vie limitée par le grossissement des grains dans les fils thermoélectriques. Les températures maximales mesurables par ces types de

capteurs sont présentées sur le tableau 1.1. Un thermocouple ne peut avoir une précision meilleure que  $0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$  dûe aux erreurs de compensation de soudure froide, de mesure du multimètre.

### Les sondes résistives

Contrairement au thermocouple, le principe de fonctionnement des sondes résistives est fondé sur la variation ( $\frac{dR}{dT}(t)$ ) de la résistivité ( $R$ ) des métaux avec la température ( $T$ ). Les sondes à résistance sont plus précises et plus stables que les thermocouples, leur domaine de température de fonctionnement dépend du matériau utilisé (tab. 1.2), habituellement :  $-200$  à  $600\text{ }^{\circ}\text{C}$  [5]. Les légères non-linéarités essentiellement paraboliques de la courbe résistance/température (coefficient de température) sont plus simples à compenser que celles d'un thermocouple. Un exemple de sonde de température résistive est la sonde Pt100, caractérisée par une loi résistance/température du second degré, sa valeur nominale à  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  est de 100 ohms. Pour mesurer la résistance de la sonde, la chute de tension doit être mesurée. Pour éviter l'auto-échauffement du capteur par son courant de mesure, il faut que ce dernier soit le plus faible possible. Exemple : nous prenons le cas d'une sonde Pt100 de platine possédant un coefficient d'auto-échauffement ( $K < 0,5\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{mW}$ ) avec un courant nominal de 1 mA, l'échauffement thermique que la sonde subit vaut  $K \times R \times I^2$  soit de  $0,05\text{ }^{\circ}\text{C}$ . En utilisant un Convertisseur Analogique Numérique (CAN) de 12 bits où 10 bits sont significatifs dans une gamme de mesure  $\Delta T = [0 - 100\text{ }^{\circ}\text{C}]$ , la résolution de mesure est de  $0,097\text{ }^{\circ}\text{C}$ . L'échauffement que subit la sonde correspond au onzième bit du CAN.

Les inconvénients sont : un élément sensible qui reste plus volumineux que celui des thermocouples (dimensions minimales de 5 à 2,5 mm de longueur pour les résistances à couche mince [4]), l'impossibilité de réaliser des mesures ponctuelles, l'auto-échauffement et l'alimentation qu'elles nécessitent. Les principales différences entre les thermocouples et les sondes résistives sont résumées dans le tableau 1.3.

### La limite d'une méthode filaire

Pour des applications spécifiques nécessitant la mesure de température sur un objet mobile (rotation ou mouvement linéaire), la présence de fils peut être déranger voire même incompatible. Les mesures par sondes résistives ou thermocouples sont des méthodes utilisant une mesure de courant directe (DC), elles sont incompatibles avec une mesure sans fils. Il faut alors se tourner vers une solution de capteur avec mesure à distance.



Type de thermo-couple	Diamètre 0,5 mm	
	Continu	Court terme
N	1150 °C	1700 °C
S	1550 °C	1700 °C
R	1600 °C	1700 °C
B	1600 °C	1800 °C

TABLE 1.1 – Températures maximales d'utilisation pour les thermocouples [6]

Élément sensible	Température (T) d'utilisation continue		T Court terme
	min	max	max
Métal	°C	°C	°C
Cuivre	-100	+100	+150
Nickel	-60	+180	+350
Platine	-200	+600	+850
Semiconducteur			
Oxydes métalliques	-100	+200	+600
Silicium	-160	+160	+200

TABLE 1.2 – Domaines de températures de différents thermomètres à résistance

Critère	Thermocouple	Sonde à résistance (platine)
Précision	Moins bonne	Meilleure
Domaine de température	Vaste -200 à + 1600 °	Étroit -200 à +600 °
Coût	Moins onéreux	2 à 3 fois plus onéreux
Zone sensibilité	Ponctuelle	Plusieurs mm
Temps de réponse	Court : 0,05 à 5 s	Long : 1 à 50 s
Taille	Petite dimension	Dimensions plus importantes
Alimentation	Aucune	Nécessaire
Stabilité à long terme	Moins satisfaisante	Excellente
Robustesse	Meilleure	Moins bonne

TABLE 1.3 – Comparaison entre un thermocouple et une sonde à résistance [7]

### 1.1.2 Mesure à distance

Il existe deux types de mesures à distance, la mesure avec et sans contact entre la cible et le capteur.

#### La mesure sans contact

La pyrométrie optique est une méthode de mesure de la température fondée sur la relation entre la température d'un corps et le rayonnement électromagnétique (infrarouge ou visible) que ce corps émet. La thermométrie optique utilise un pyromètre

monochromatique (une seule longueur d'onde) qui détermine la température à partir du rayonnement émis par l'objet à mesurer sans contact direct avec celui-ci. La détermination de la température est fondée sur la mesure de l'énergie radiative à la longueur d'onde du rayonnement de l'objet émis pour une température supérieure au zéro absolu. L'énergie émise dépend fortement de l'émissivité du matériau [8] (rapport entre l'énergie rayonnée et celle que le corps noir émettrait à la même température). Or l'émissivité d'un élément dépend de la direction selon laquelle il est observé par rapport à la surface émettrice et de l'état de surface (poli, oxydé...) du matériau. Une manière de s'affranchir en partie de ces inconvénients est de mesurer la température simultanément à 2 longueurs d'ondes et d'en extraire le rapport d'intensité en utilisant un pyromètre bi-chromatique. Pour une mesure fiable, le trajet optique entre le capteur et l'objet à mesurer doit être dégagé : les poussières ou la fumée peuvent interférer avec la mesure. L'objet doit être en vision directe du capteur pour effectuer la mesure. Grâce à la thermométrie infrarouge, la température d'un objet peut être mesurée sans contact à des hautes températures ( $>1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) [9].

### La mesure avec contact

Le principe de la mesure à distance par contact entre la cible et le capteur consiste à remplacer la liaison filaire entre le transducteur et le circuit de mise en forme par un faisceau hertzien pour réaliser une communication Radio-Fréquence (RF), où la taille des antennes est définie par la longueur d'onde ( $\lambda$ ). Les éléments constitutifs d'un système de mesure à distance RF se composent d'une électronique d'interrogation (circuit de mise de forme) chargée de recueillir l'information de la cible (le capteur) et réaliser le traitement du signal. Tout au long de cette thèse, cette électronique d'interrogation est appelée « lecteur » ou « interrogateur ». La liaison radio-fréquence est assurée au travers de l'antenne. Le capteur (actif ou passif) est implanté sur la cible (contact direct) où il est soumis au paramètre physique qui doit être extrait et retransmis vers le lecteur pour analyse et conversion vers une grandeur compréhensible par l'utilisateur.

La communication RF utilise les ondes électromagnétiques pour véhiculer une information. Ces ondes ont été mises en évidence par le physicien allemand Heinrich Hertz. Elles sont décrites par la relation  $A \times \sin(\omega t + \phi)$  où  $A$  représente l'amplitude et  $\phi$  la phase, elles sont caractérisées par des paramètres physiques tels que la fréquence  $f$  et la longueur d'onde  $\lambda$  ou  $\omega = 2\pi f = 2 \times \pi \times \frac{v}{\lambda}$  avec  $v$  la vitesse de l'onde. Pour différencier les ondes en fonction de leur utilisation, le spectre hertzien est distribué selon les applications. Les fréquences les plus basses sont dédiées aux portées les plus longues où la longueur de l'antenne n'est pas le critère limitant et les fréquences

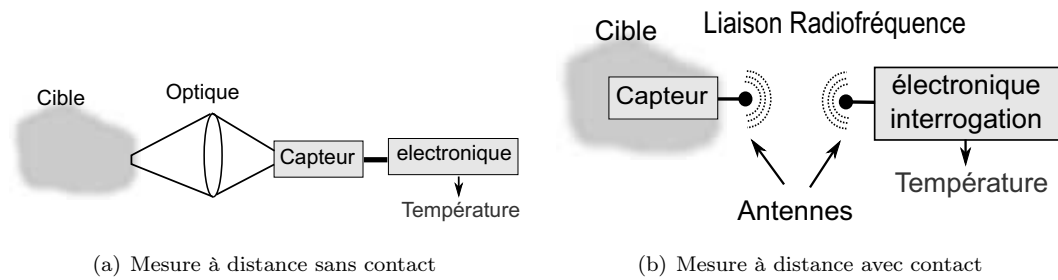


FIGURE 1.2 – La mesure sans contact permet la mesure de température (de l’ambiante à des températures  $>1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) mais nécessite que le capteur ait une vision directe de la cible. La mesure par contact peut réaliser une mesure sans vision directe de la cible en utilisant un capteur implanté sur l’objet à instrumenter communiquant par transmission RF

les plus hautes dédiées aux applications haut débit avec une portée réduite. Grâce à cette distribution du spectre RF, des systèmes de radiocommunication peuvent cohabiter et émettre simultanément dans des bandes de fréquence disjointes sans risque de brouillage mutuel. Ces bandes sont aujourd’hui définies par la nature et la finalité des services envisagés, services de communications civiles, gouvernementales, scientifiques ou applications militaires, réglementées par l’Union Internationale des Télécommunications (UIT). Seules quelques bandes de fréquences, très restreintes, sont utilisables sans demande d’autorisation d’exploitation.

Ces bandes sont nommées bande Industrielle, Scientifique et Médical (ISM) et elles sont réglementées. En effet, un système RF émet un signal de fréquence centrale prédéterminée, présentant un encombrement spectral et une capacité de pollution du spectre RF qui croît avec la puissance émise. Le domaine de communication des capteurs sans fil passifs se situe majoritairement dans les bandes Haute Fréquence ( $>300\text{ kHz}$  et  $<30\text{ MHz}$ ) (HF) à Ultra Haute Fréquence ( $>30\text{ MHz}$  et  $<3\text{ GHz}$ ) (UHF) (Fig. 1.3). Deux différentes technologies peuvent être identifiées pour la transmission de données sans fils : la transmission inductive et la transmission RF fondée sur la rétro-diffusion. Cette différence de technologie participe à l’élargissement du cheptel de capteurs sans fils, en passant par les capteurs identifiables par RF (RFID), les capteurs inductifs et les capteurs SAW (Surface Acoustique Wave, pour ondes élastiques de surface).

### 1.1.3 Les étiquettes RFID

La technologie Radio Frequency Identification (RFID) [10] est connue depuis les années 1940 [11], issue des développements RAdio Dectection And Ranging (RADAR) durant la seconde guerre mondiale. De nos jours, elle est majoritairement

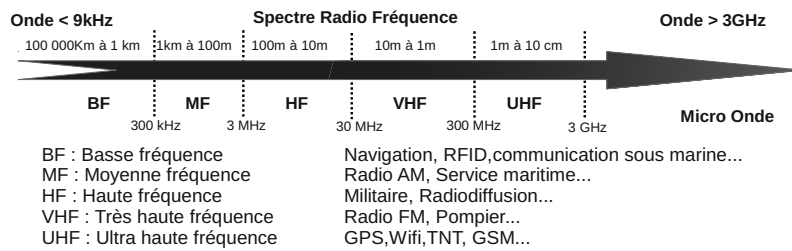


FIGURE 1.3 – Spectre de radio-fréquence

utilisée pour de l'identification d'objets [12] mais peut être également exploitée pour des applications de mesure [13]. Le système est composé d'un émetteur (lecteur) et de récepteurs aussi nommés étiquettes, tags ou transpondeurs. Le récepteur est constitué d'un système d'émission-réception radio-fréquence, d'un microprocesseur pour le traitement de données, d'un espace de stockage plus ou moins grand, le tout connecté à une antenne pouvant être alimenté à distance. Un grand nombre de systèmes RFID existe : il est possible d'établir une classification des systèmes en fonction de leurs caractéristiques physiques (fréquence d'émission), la portée d'interrogation et l'alimentation (récepteur alimenté par une batterie ou alimenté à distance par un signal RF). Le tableau 1.4 différencie deux grandes classes de systèmes RFID : les systèmes fonctionnant en utilisant le couplage de nature inductive ou magnétique (champ proche basse fréquence *BF* et haute fréquence *HF*) et les systèmes utilisant le couplage de nature radiative ou champ électrique propagatif (champs lointain, *UHF*, système actif ou passif selon la distance de communication) (Fig. 1.4).

Désignation	Fréquence d'utilisation	Bande ISM	Lecture max. tags passifs [14]	Application
BF	3-300 kHz	<135 kHz	10 - 20 cm	Identification dans l'eau, vétérinaire
HF	<30 MHz	6,78 (6,765-6,795) MHz, 13,56 (13,553-13,567) MHz, 27,12 (26,957-27,283) MHz, 40,68 (40,66-40,7) MHz	< 1 m	Carte accès bâtiment
UHF	30 MHz-3 GHz	40,68 (40,66-40,7) MHz, 433,92 (433,05-434,79) MHz, 869 (868-870) MHz et 915 MHz 2450 (2400-2500) MHz	3 m	Caisses et palettes
Micro onde	>3 GHz	5.8 GHz 24.125 GHz	10 m	Véhicule identification

TABLE 1.4 – Bandes ISM et applications

Un certain nombre d'éléments influent sur le choix technologique utilisé lors de la conception d'un RFID :

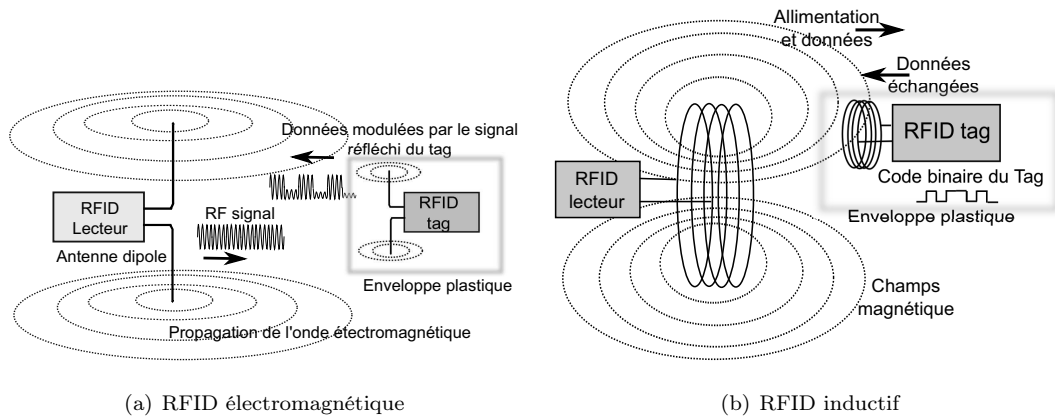


FIGURE 1.4 – Le système utilisant un champ proche s'appuie sur le champ magnétique créé au travers du couplage inductif de l'antenne de l'étiquette. En utilisant le principe de l'induction de Faraday, le courant circulant au travers de la bobine du lecteur provoque un champ magnétique autour d'elle, capté par la bobine de l'étiquette. La communication entre le lecteur et l'étiquette se fait grâce à une modulation de charge : l'étiquette fait varier le courant par modification de la charge, toute variation du courant dans la bobine de l'étiquette provoque une variation de courant dans la bobine du lecteur détectée par celui-ci. Le système utilisant le champ lointain utilise le champ électromagnétique : l'antenne de étiquette capte l'énergie RF émise par le lecteur, la modification de charge de l'antenne permet de renvoyer une partie de cette énergie incidente en raison d'une différence d'impédance entre l'antenne et le circuit de charge. Cette technique est appelée rétro-diffusion.

- Les données géométriques : la distance d'interrogation, le nombre de d'étiquettes, la mobilité de celles-ci et la contrainte de miniaturisation du système.
- Les conditions de propagation : risque de perturbation du système, problèmes d'obstacles, de réflexion et d'absorption des ondes par les objets.
- Les données fonctionnelles : données à transmettre ou à relever ainsi que le débit de l'information
- Les contraintes RF : choix des fréquences et réglementation de la puissance maximale autorisée.

#### La fréquence de fonctionnement :

Le choix de la fréquence de fonctionnement d'une étiquette dépend de l'usage de celle-ci. Pour une lecture de l'étiquette à travers un objet, les fréquences basses sont privilégiées car elles bénéficient d'une meilleure pénétration dans la matière. La profondeur de pénétration des ondes électromagnétiques dans un conducteur s'accompagne d'une diminution exponentielle de la densité de courant à partir de la surface (appelée aussi profondeur de peau où pratiquement 2/3 de l'énergie est

dissipée [15]). La dépendance fréquentielle de la profondeur de pénétration  $\delta$  est inversement proportionnelle à la racine carrée de la pulsation  $\omega$  (eq. 1.1) [16] avec  $\mu$  la perméabilité magnétique et  $\sigma$  la conductivité. Cette profondeur de pénétration sera d'autant plus faible que la conductivité, la fréquence où les pertes  $\epsilon''$  du matériau sont élevées (l'équation 1.2 présente les pertes par longueur d'onde  $\lambda$  associées à la fréquence et la permittivité diélectrique  $\epsilon$  dans le cas d'utilisation de haute fréquence, approximation de l'angle de pertes à  $\tan(\delta) = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$ ). Pour des applications RADAR de sol, l'atténuation en fonction de la fréquence d'interrogation dans un sol de pertes moyennes conduit à la figure 1.5 extraite du livre [17].

$$\delta = \frac{1}{\alpha} \cong \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (1.1)$$

$$\alpha = \omega \sqrt{\left(\frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \tan^2\delta} - 1\right)} \approx \omega \sqrt{\left(\frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)^2} - 1\right)} \quad (1.2)$$

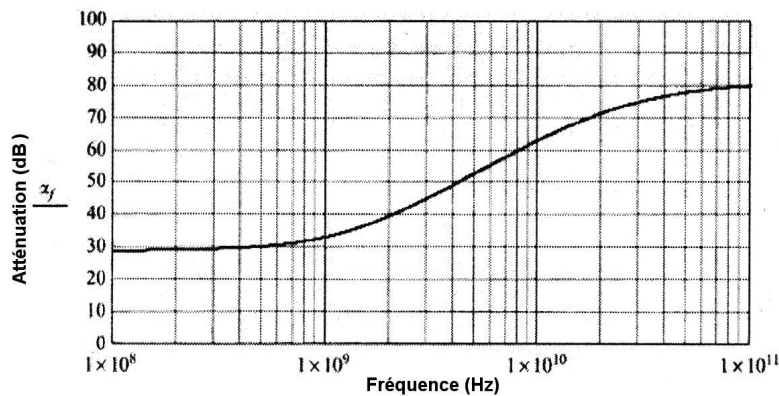


FIGURE 1.5 – Atténuation en fonction de la fréquence d'interrogation dans un sol avec des pertes moyennes.

En revanche, les hautes fréquences sont privilégiées en termes de bande passante lorsque le débit d'information doit être important.

#### La distance d'interrogation :

Elle peut être un autre critère de choix du type de RFID en fonction de l'utilisation. Pour une interrogation de proximité, les étiquettes RFID à couplage magnétique sont utilisées. Elles exploitent les phénomènes d'induction créés par le champ magnétique émis par le lecteur. La distance d'interrogation est diminuée par la nature de l'émission du champ magnétique qui se trouve en ligne proche du lecteur. La limite entre le champ proche et le champ lointain se situe approximativement à une distance de

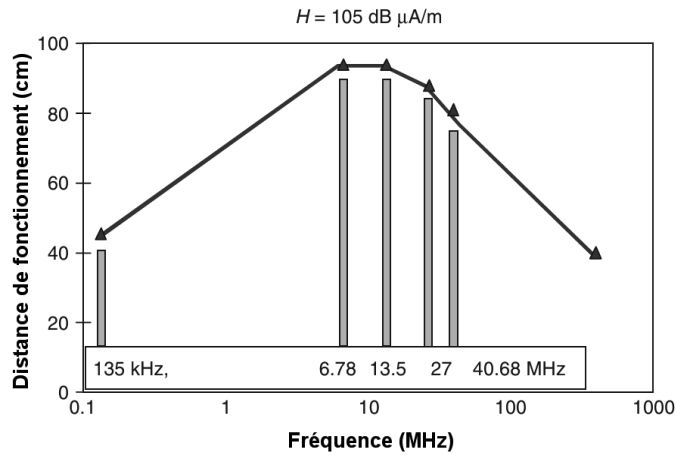


FIGURE 1.6 – Cette figure est extraite du livre [20]. Elle permet de comparer la distance d’interrogation d’étiquettes par des lecteurs RFIDs qui utilisent différentes fréquences de fonctionnement avec une intensité de champ magnétique et une aire d’antenne qui sont maintenues constantes.

$c/2\pi f = \frac{\lambda}{2\pi}$  où  $c$  est la vitesse de la lumière et  $f$  la fréquence d’utilisation [18]. La limite de champ proche de l’étiquette magnétique se situe à 373 m pour 128 kHz et 3,5 m pour 13,56 MHz, mais cela ne veut pas dire qu’il est possible d’interroger une étiquette à de telles distances. Le champ magnétique décroît en fonction de  $1/R^3$  et l’énergie captée en fonction de  $1/R^6$  où  $R$  représente la distance entre l’antenne de l’étiquette et le lecteur [19]. L’utilisation de faibles fréquences contraint à utiliser une bobine avec des larges spires ainsi qu’une vitesse de communication faible (0-10 kbit/s). La figure (1.6) présente la portée d’un système à couplage inductif avec la même intensité de champ magnétique  $H$  à des fréquences de fonctionnement différentes. La portée est optimisée pour une plage de fréquence autour de 10 MHz. À cette fréquence l’efficacité de la transmission de puissance est plus grande que pour les fréquences inférieures à 135 kHz. Cependant, l’intensité du champ admissible à 135 kHz est plus grande, ce qui en pratique donne des distances d’interrogation pour des systèmes RFID à 135 kHz et 6,68 MHz à peu près identiques. À des fréquences supérieures à 10 MHz, la relation L/C du circuit résonnant de l’étiquette devient de plus en plus défavorable, ce qui conduit à une diminution de la distance d’interrogation [20].

Contrairement au champ inductif, le champ électromagnétique diminue en fonction de  $\frac{1}{R}$ , la densité d’énergie du signal rayonné décroît en fonction de l’inverse du carré de la distance séparant la source de l’étiquette. Cette distance diminue lorsque la fréquence augmente, elle vaut environ 10 mètres pour une fréquence de 433 MHz et moins d’un mètre pour une fréquence de 2,5 GHz. Pour une fréquence d’utilisation plus élevée, l’étiquette doit posséder une alimentation.

### Nature du composant RFID

Une étiquette peut être passive ou active. Il existe une certaine correspondance

entre le mode de couplage et le type d'étiquette. La recherche de la simplicité de fabrication et le moindre coût tendent à privilégier l'utilisation d'étiquettes passives. La majeure partie des étiquettes à couplage inductif se trouve dans ce cas. Par souci de volume d'occupation, de la contrainte de temps de vie et du coût des dispositifs associés à l'ajout de batterie, les étiquettes passives peuvent être privilégiées [21]. Pour la bande UHF, l'étiquette utilise le couplage radiatif mais elle peut rester passive pour des distances inférieures à quelques mètres. Pour des applications où la distance d'interrogation doit être supérieure à la dizaine de mètres, les étiquettes actives seront requises. Les étiquettes passives sont d'une conception simple : la complexité est renvoyée au niveau du lecteur qui doit être en mesure de traiter à la réception des puissances extrêmement faibles. À des fréquences élevées (à partir de 2,45 GHz), l'étiquette n'est plus en mesure de recueillir suffisamment d'énergie pour son activation, la batterie embarquée devient indispensable.

#### 1.1.3.1 Les RFID à couplage inductif

Le couplage inductif entre le lecteur et le capteur permet la communication et l'alimentation de la puce RFID. La première démonstration de transmission d'énergie électrique sans fils date des années 1836, exposée par le prototype de Nicholas Joseph Callan [22]. En utilisant ce phénomène de couplage inductif, la puce RFID peut être alimentée et communiquer à des fréquences *BF* et *HF* en utilisant un circuit de couplage magnétique. Les RFIDs passifs sont constitués d'une bobine inductive d'inductance  $L$  réalisant le rôle d'antenne, d'une puce pour l'identification et la communication, et d'une capacité  $C$  permettant au circuit  $LC$  de résonner à la fréquence de fonctionnement. La donnée est recueillie par le lecteur en analysant les phénomènes d'induction créés. La bande de fréquence des systèmes *HF* offre une bonne pénétration du signal aux travers des obstacles, ce caractère pénétrant de l'onde permet la mesure au travers de tissus humains. Bien que le signal reçu soit atténué, cette mesure reste possible et convient à des applications médicales [23, 24, 25].

#### 1.1.3.2 Les RFID UHF et Micro-onde

Ce type d'étiquette utilise le couplage électromagnétique pour s'alimenter et communiquer. Une partie de l'onde électromagnétique reçue aux bornes du RFID est réfléchiée vers l'interrogateur. L'amplitude de l'onde est modulée en fonction des variations de l'impédance d'entrée du capteur. Les hautes fréquences utilisées permettent la réduction de la taille de l'antenne [26, 27, 28, 29]. Les bandes de fréquence UHF et micro-ondes offrent une moins bonne pénétration du signal aux travers des



obstacles que la bande HF mais la distance d'interrogation est plus élevée avec un débit d'information plus élevé.

### 1.1.3.3 Les RFIDs intégrant un capteur

La technologie RFID à base de puce de silicium est surtout utilisée pour des fonctions d'identification, mais récemment la réduction de consommation des circuits électroniques a permis l'intégration de capteurs sur des étiquettes RFIDs. Les étiquettes RFIDs avec capteurs intégrés concernent les applications environnementales (capteurs magnétiques [30], de température [31], d'humidité [32], de chocs et vibrations [33], de lumière [34]) et les applications de contrôles médicales (contrôle périodique d'un patient) où le chirurgien peut suivre l'état des paramètres d'un organe sans accès direct [35]. Pour des applications médicales, la conception d'antennes est un défi pour la réalisation de mesures passives : celles-ci doivent être de faibles dimensions (quelques cm au maximum), légère et fonctionnelle dans un environnement organique, qui dégrade le diagramme de rayonnement de l'antenne. L'article [36] présente l'utilisation d'étiquettes passives portées par des patients permettant une identification et une détection de mouvement. Ces étiquettes fonctionnent dans la bande UHF (860-960 MHz). En utilisant des antennes PIFA avec une puissance d'émission de 0.5 W (hors norme ISM) coté lecteur et un patch de taille 6x6 cm pour l'étiquette, une distances d'interrogation de 1,5 m a été atteinte. En augmentant la puissance d'émission du lecteur à 3,2 W, la distance d'interrogation a atteint 4 m pour ce patch de 6x6 cm. De telles puissances ne sont cependant pas admissibles aujourd'hui au sens de la norme ISM, même si elles correspondent au régime d'émission de certains téléphones portables.

#### Mesure de température

Pour la mesure de température, une première méthode peut être de placer un élément sensible à la température entre l'antenne et la puce RFID et analyser la rétrodiffusion de l'étiquette. Un exemple est l'ajout d'un capteur composé d'eau distillée entre l'antenne et le circuit de l'étiquette RFID. L'effet d'une variation de la température change la permittivité de l'eau ce qui modifie le diagramme de rayonnement de l'antenne. Par analyse de la puissance rétrodiffusée de l'étiquette en fonction de la fréquence sur deux puces différentes (une puce soumise aux effets du capteur et une puce de référence), il est possible de remonter à la température par post-traitement. L'auteur de l'article [37] annonce une distance d'interrogation allant jusqu'à 7 mètres dans une gamme de 0 à 74°C avec une incertitude de  $\pm 0,5^\circ\text{C}$  en utilisant une bande de fréquence large (860 à 960 MHz).

D'autres solutions consistent à intégrer directement le capteur dans la conception de la puce RFID. Cela permet une minimisation de la taille de l'étiquette et une optimisation de la consommation due aux capteurs intégrés. Nous allons citer quelques exemples d'étiquettes RFIDs équipées de capteurs intégrés.

- Dans la conception de cette première puce [38], les auteurs ont intégré un capteur de température et un capteur de lumière. Le capteur de température est composé d'un circuit délivrant une tension qui décroît avec la température et une tension compensée en température chargeant un condensateur. La comparaison entre ces deux signaux entraîne un temps de charge du condensateur dépendant de la température. Un compteur 10 bits permet d'obtenir la valeur de la température dans une gamme de 0 à 90°C. La clé de la réussite réside dans la diminution de la consommation énergétique. Les puces présente une taille de 0,4 mm<sup>2</sup> (technologie CMOS à 0,25 μm pour une consommation de 5,14 μW).
- Le capteur de température dans l'article [39] atteint une erreur de ±2,0 °C en utilisant un  $\Sigma$  delta ADC (Convertisseur Analogique Numérique 1 bit) avec une consommation de 9,2 μW (80% de la puissance du tag).
- Dans l'article [40], l'étiquette est composée d'un capteur de température embarqué dont la précision de mesure atteint ± 1,1°C pour une consommation de 104 nW avec une résolution de mesure de 0,35°C.
- L'article [41] montre une étiquette RFID avec capteur de température intégré d'une résolution de ±2°C dans une gamme de -10 à 120°C avec une consommation de courant de l'ordre de 15,4 μA.

La forte diminution de la consommation énergétique des puces RFID équipées de capteur a permis l'apparition des premiers systèmes de mesure à distance commercialisés d'étiquettes RFID avec capteurs intégrés. Ils permettent une identification de la puce associée à une mesure de température (Fig. 1.7). La distance d'interrogation d'une étiquette RFID reste encore modeste aujourd'hui due à la nécessité de recevoir suffisamment d'énergie pour activer la puce de l'étiquette et à la limitation de l'énergie que le lecteur est autorisé à émettre.

#### 1.1.3.4 Les capteurs à base de technologie SAW

Les capteurs à ondes élastiques de surface sont constitués d'étiquettes qui convertissent une onde RF en une onde élastique. Ces étiquettes ont l'avantage d'avoir une réponse linéaire, elles n'ont pas besoin d'atteindre une tension de seuil minimale pour fonctionner. Le système se compose d'un lecteur et d'une étiquette. Les paramètres environnementaux modifient la célérité de cette onde élastique avant une



(a) Système de mesure de température KSW Microtec TempSens



(b) Application agroalimentaire

FIGURE 1.7 – Application industrielle existante extraite de [42] : l'étiquette KSW Microtec TempSens permet la mesure de température de  $-15^{\circ}\text{C}/50^{\circ}\text{C}$  à une distance supérieure à 50 cm pour une taille de capteur type carte de crédit. Elle permet le contrôle de la chaîne de température dans de nombreux domaines (agroalimentaire, pharmaceutique...)

reconversion en onde RF par l'effet piézoélectrique direct. Le lecteur capte l'onde RF ré-émise pour analyse et mesure la célérité de l'onde. Au paragraphe suivant, cette technologie est expliquée plus en détails.

## 1.2 Dispositifs à ondes élastiques de surface

### 1.2.1 Introduction à la technologie SAW

Le phénomène de la piézoélectricité a été découvert en 1880 [43, 44, 45] par Pierre et Jacques Curie. Cette découverte a servi de pilier de base pour de nombreux développements réalisés durant le siècle dernier. Ils ont établi les conditions de symétrie nécessaires des cristaux et déterminé les caractéristiques de ce phénomène électromécanique. Celui-ci se traduit par l'apparition d'une polarisation électrique lorsqu'un cristal de nature piézoélectrique (ex : quartz) est soumis à une contrainte mécanique, ainsi que son effet inverse se traduisant par une déformation de la structure lorsque le cristal est soumis à un champ électrique. Une polarisation électrique périodique à la surface du matériau entraîne une déformation périodique de celui-ci créant ainsi des ondes élastiques. Historiquement, les premiers composants à ondes élastiques ont été élaborés durant la première guerre mondiale pour la fabrication des transducteurs électro-acoustiques des premiers SONAR (SOund Navigation And Ranging). L'apparition des premiers dispositifs SAW se situe fin des années 1960 avec la mise au point du Interdigitated Transducer (transducteur à peignes inter-digités) (IDT) pour l'excitation d'ondes de surface par White et Voltmer en 1965 [46]. Avant cette inven-

tion, les ondes de surface étaient générées à l'aide des ondes de volume grâce entre autres à l'invention de JH Rowen [47]. Cette invention est composée d'électrodes déposées sur un prisme incliné plaqué sur un substrat, elle utilise une conversion de mode des ondes de volume créées dans le prisme en ondes de surface. L'acoustique dans les solides utilise les propriétés acousto-électriques des substrats piézo-électriques [48]; plusieurs types d'ondes peuvent être générés avec un déplacement dépendant de l'orientation du champ électrique imposé sur le substrat piézoélectrique, sachant que lui même est dépendant de la position des électrodes déposées à la surface du matériau [49]. Deux types d'ondes élastiques peuvent se déplacer dans un espace libre, la première est l'onde longitudinale où le déplacement est parallèle à la direction de propagation, la seconde est l'onde transversale où le déplacement est normal à la direction de propagation. Les principaux types d'ondes utilisées sont les ondes de volume se propageant dans le matériau et les ondes de surface. Les ondes élastiques de surface concentrent la majeure partie de leur énergie sur la surface du matériau, généralement dans une épaisseur de quelques longueurs d'onde. Cette particularité rend ce type d'ondes intéressante pour le développement de capteurs car il est sensible aux perturbations de surface. L'implantation maîtrisée d'électrodes sur un matériau piézoélectrique est à l'origine d'un grand nombre de dispositifs tels que des lignes à retard, résonateurs, corrélateurs et autres filtres à ondes de surface dont les premiers dispositifs ont été développés dans les années 70 [50, 51, 52]. Il existe plusieurs types d'ondes pouvant être générées par des IDTs, parmi les ondes de surface, on trouve les ondes de Rayleigh et les ondes de Love.

### Ondes de Rayleigh

L'existence de ce type d'ondes élastiques de surface est démontrée en 1885 par Lord Rayleigh [53]. Les ondes de Rayleigh possèdent à la fois une composante longitudinale et une composante transverse verticale. Cette particularité entraîne un couplage important entre le déplacement mécanique et le milieu directement en contact avec la surface.

### Ondes de Love

Les ondes de Love sont guidées au sein d'une couche déposée sur un substrat piézoélectrique. Si la vitesse de propagation de l'onde de volume transverse horizontale dans cette couche mince est inférieure à celle dans le substrat, une onde transverse horizontale dispersive appelée onde de Love peut se propager tel qu'illustré en Fig. 1.8. La polarisation transverse de cette onde permet de l'utiliser en milieux liquides [54].

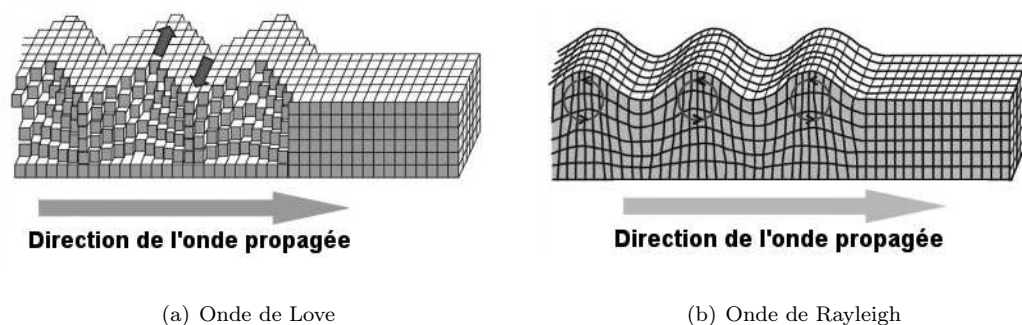


FIGURE 1.8 – Déplacement mécanique de l'onde de Rayleigh et de l'onde de Love [55]

Les progrès de simulation et de techniques de fabrication permettent de diversifier les applications SAW. À partir de 1969, Hartmann et Dieulesaint utilisent les capteurs SAW pour des applications de filtrage et d'apodisation (fenêtre d'observation, de pondération). Dans les années suivantes, les convoluteurs SAW permettent la convolution de deux signaux [56, 57]. La première cavité résonante est créée en 1970 par Ash, donnant naissance au premier résonateur. Pour ce type de réalisation, l'orientation de la coupe cristallographique pour la conception de filtre SAW est choisie pour minimiser la fluctuation des propriétés physiques du substrat sur lequel se propage l'onde de manière à atténuer les effets des paramètres environnementaux (température, pression, contrainte) [58]. Dans le cas de conception de capteurs, l'orientation de la coupe cristallographique est choisie pour maximiser l'effet de la grandeur à mesurer sur la célérité de l'onde. Les fluctuations des propriétés physiques se traduisent par une variation des conditions de synchronisme ou de résonance des dispositifs donnant lieu à des dérives de fréquences et des pertes d'insertion (IL). Les principales dates de découverte sont résumées en Fig. 1.9.

De nos jours, les applications des capteurs à ondes de surface se sont multipliées dans un premier temps pour la mesure des grandeurs physiques telles que la température, la pression ou les contraintes et leur utilisation est étendue aux milieux liquides et gazeux pour la détection de grandeurs chimiques ou biologiques [59, 60].

### 1.2.2 Fonctionnement

Les dispositifs à ondes élastiques de surface sont fabriqués par dépôt de métal (électrode) à travers un masque sur un substrat piézoélectrique. Les motifs réalisés sont répétés de manière périodique permettant la réalisation des peignes interdigités, des réflecteurs ou des réseaux de coupleurs. Compte tenu de la nature piézoélectrique du substrat, l'application d'un champ électrique sur un transducteur de peignes interdigités déposés sur un matériau piézoélectrique crée des déforma-

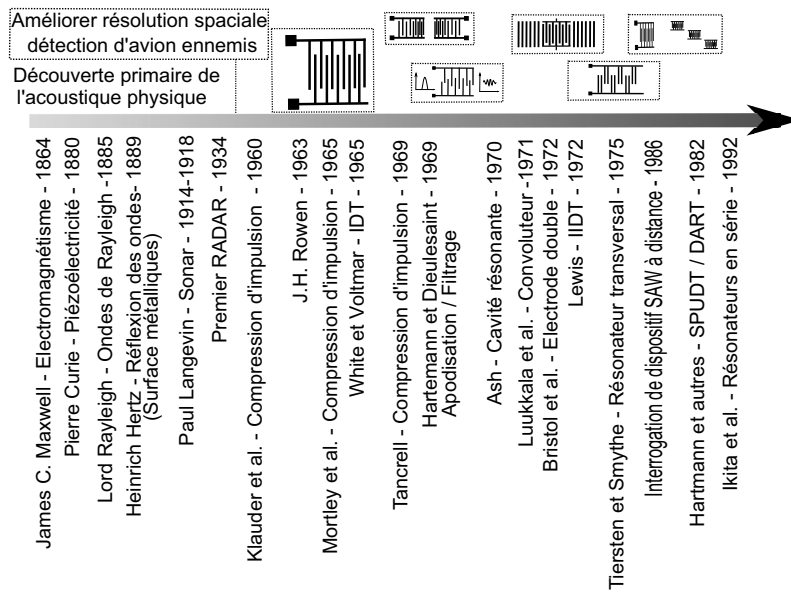


FIGURE 1.9 – Les principales dates des découvertes conduisant à l'apparition des dispositifs SAW [61]

tions mécaniques périodiques (compressions et dilatations) à la surface du substrat. Lorsque la fréquence  $f$  d'excitation correspond à la longueur d'onde  $\lambda$  élastique du dispositif ( $\lambda = \frac{v}{f}$ ), une onde élastique de surface de vitesse  $v$  est engendrée. Cette onde progressive est un phénomène vibratoire présentant une fréquence dépendant du pas des électrodes et des propriétés élastiques du substrat. L'espacement entre les peignes détermine la fréquence centrale. L'exemple simple d'utilisation d'un substrat constitué d'un matériau piézoélectrique tel que le quartz et l'utilisation des ondes de Rayleigh d'une vitesse de l'ordre de 3158 m/s, indique qu'un IDT avec une périodicité mécanique de 100  $\mu\text{m}$  génère une onde acoustique de surface à une fréquence de 31,58 MHz. Pour dimensionner un transducteur les paramètres à prendre en compte sont :

- le nombre de doigts du transducteur
- la demi-période électrique  $p = \frac{\lambda}{2}$
- le rapport de métallisation  $\frac{a}{p}$
- la hauteur de métallisation  $h$
- l'ouverture acoustique  $w$

Tous ces paramètres permettent d'ajuster l'allure de la réponse électrique du transducteur (fréquence de résonance,

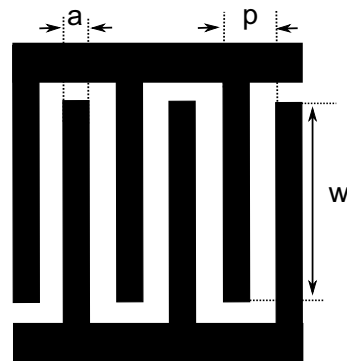


FIGURE 1.10 – Paramètre d'un IDT

couplage électro-mécanique, coefficient de qualité, l'admittance à la résonance...)

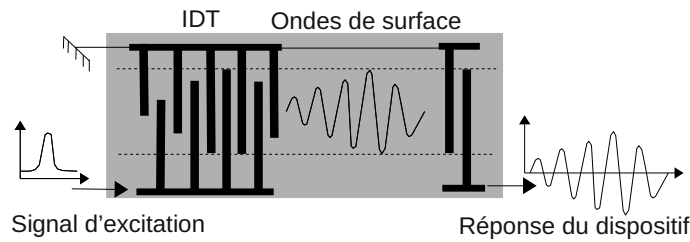


FIGURE 1.11 – Transducteur interdigité à pondération d’ouverture. La réponse d’un tel dispositif peut être utilisée pour réaliser des filtres RF

Lorsque les IDT sont soumis à un signal électrique de fréquence  $f_0$  (fréquence centrale du transducteur), l’interaction électroacoustique maximale est obtenue. À cette fréquence, la longueur d’onde  $\lambda$  de l’onde élastique de surface correspond à la période électrique  $q = 2 \times p$  (la distance entre deux doigts de la même polarité) du transducteur interdigité (Fig. 1.11), de sorte que tous les trains d’ondes se superposent en phase, maximisant la transmission.

Le couplage électromécanique du dispositif permet de créer une onde élastique dont l’information spectrale est modulée par le dessin de recouvrement des électrodes, permettant de réaliser des fonctions de convolution spectrale (utilisé pour la réalisation de filtres transverses à réponse impulsionnelle finie FIR [62]). Des absorbeurs d’ondes peuvent être déposés pour éliminer les réflexions provenant de chaque coté de l’extrémité du substrat (ils ne sont pas représentés (figure 1.11)).

Les ondes élastiques de surface sont caractérisées par une faible profondeur de pénétration dans le substrat, l’interface substrat/vide (ou air) agit comme un guide d’ondes. Ce fort confinement d’énergie près de la surface justifie la sensibilité de ces ondes aux phénomènes de surface (effet de masse par exemple). Ces dispositifs à ondes élastiques sont sensibles à toutes les perturbations susceptibles d’affecter la vitesse, la distance de parcours ou encore le mode de propagation des ondes. Les paramètres physiques extérieurs (la variation de température, la contrainte et le dépôt d’espèces gazeuses, liquide ou solide en surface) influent sur la vitesse de propagation de l’onde modifiant le temps de propagation et l’amplitude de l’onde. Ces perturbations se traduisent par une modification de la réponse électrique du dispositif (modification de la fréquence, de l’amplitude, retard, phase...). Le dispositif SAW apparaît du point de vue du transducteur comme un dipole ou un quadripole électrique : l’analyse du signal électrique sortant permet de remonter au paramètre physique recherché.

### Fabrication d’IDT

Un point important qu'il faut souligner est que les IDTs bénéficient d'une facilité de fabrication par rapport à un dispositif RFID à base de silicium. En effet, très peu d'étapes technologiques sont nécessaires pour les réaliser. Les techniques de fabrication développées pour la réalisation de circuits intégrés comme la photolithographie permettent de réaliser des IDTs avec une résolution de 300 nm. On retrouve deux méthodes, le lift-off ou la gravure [63] (Fig. 1.12).

- la technique du lift-off : cette technique consiste à étaler une résine photosensible sur un wafer à l'aide d'une centrifugeuse. Après avoir séché la résine, un masque est utilisé pour reproduire un motif sur la résine. La résine déposée sur le substrat est insolée (rayonnement lumineux à travers le masque). Les parties de la résine insolées sont dissoutes dans le bain de révélation. Le dépôt de métallisation est effectué par évaporation sous vide sur toute la surface du substrat. La résine restante est dissoute en s'aidant d'ultrasons, le matériau déposé sur la couche de résine est donc retiré et il ne reste plus que le métal en contact direct avec le substrat.
- la technique de gravure sèche (*reactive ion etching*) : contrairement au lift-off, la première étape de la gravure consiste à déposer le matériau sur toute la surface du wafer (dépôt sous vide ou par plasma). Ensuite une couche de résine est étalée par dessus. L'insolation à travers le masque et la révélation permettent de retirer la résine qui a été insolée, le but est de laisser une couche de résine sur la partie du métal à protéger. La gravure du matériau s'effectue dans un gaz à faible pression placé entre deux électrodes qui permettent de générer le plasma. Ce gaz est chimiquement réactif avec le matériau à retirer. L'attaque de ce matériau est anisotrope (plus rapide selon un axe perpendiculaire à la surface). Une fois la gravure terminée, il ne reste plus qu'à enlever le reste de la couche de résine protégeant le motif pour le faire paraître.

Dans les deux cas, le procédé de fabrication nécessite très peu d'opérations pour une production de masse qui réduit les coûts de fabrication. La maîtrise du dépôt de métal dans le processus de fabrication permet de réaliser des capteurs fonctionnant à une fréquence prédéterminée. La figure (1.13) montre l'influence de l'erreur sur la hauteur de dépôt d'électrode de platine sur un substrat de Langasite (matériau décrit au tableau 1.5) par rapport à la fréquence de résonance d'un dispositif SAW [64].

### Utilisation des SAW pour le filtrage

Comme la vitesse de l'onde acoustique est faible devant la vitesse de la lumière (5 ordres de grandeur), cette technologie est idéale pour créer des lignes à retard et des filtres d'encombrement réduit. La gamme de fréquence des filtres SAW s'étend de 70



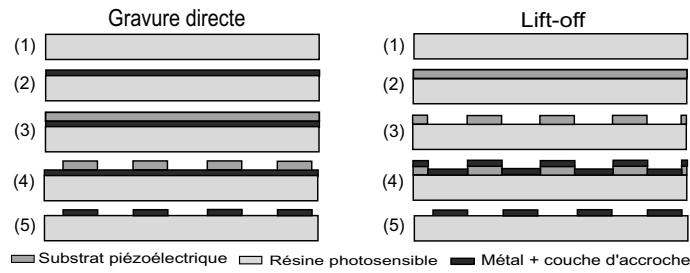


FIGURE 1.12 – Étapes technologiques pour la réalisation de peignes IDT à partir d'un wafer nu (1) : par gravure, (2) dépôt couche d'accroche et métal, (3) recouvrement de résine photosensible, (4) insolation et révélation de la résine, (5) gravure sèche ou humide de la couche métallique. Par lift-off : (2) recouvrement de résine photosensible, (3) structuration de la résine, (4) dépôt d'une couche d'accroche et de métal, (5) élimination de la résine et du métal qu'elle supporte.

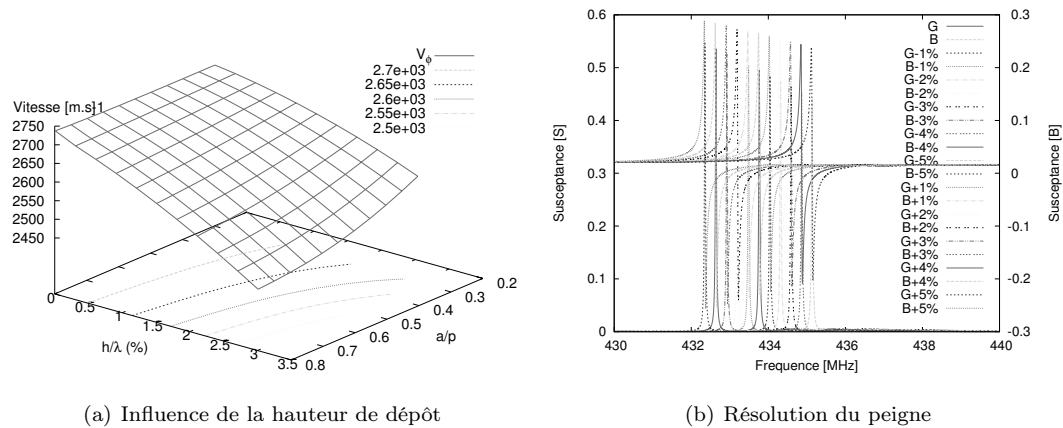


FIGURE 1.13 – Étude de la maîtrise du dépôt de platine (150 nm) sur un substrat de Langasite coupe YXlt/48.5/26.7 [65]. Un surplus de dépôt provoque une réduction de la vitesse de l'onde donc une réduction de la fréquence de résonance du dispositif. L'utilisation d'électrodes de densité élevée ( $20 \text{ kg/m}^3$ ) maximise la sensibilité de la vitesse de phase à la charge massique de surface.

MHz à 2,4 GHz. L'espace utilisé sur le substrat dépend de la fréquence utilisée, pour une faible fréquence ( $> 70 \text{ MHz}$ ), le nombre de dispositifs réalisés sur le substrat sera limité, multipliant le coût des applications. Pour une fréquence supérieure de la bande UHF, l'intervalle entre les doigts des électrodes devient trop faible pour une réalisation avec une photolithographie optique à bas coût. Les filtres SAW sont utilisés en tant que filtre RF pour la sélectivité d'une bande de fréquence précise, large bande ou bande étroite [66] avant l'émission ou la réception de l'antenne de manière à sélectionner la fréquence attendue (téléphone cellulaire, GPS, WLAN... [67, 68]).

Les filtres SAW représentent un marché considérable, cette demande de filtres

SAW ne cesse d'augmenter due à l'expansion des réseaux sans fils. Les constructeurs de filtres SAW présents sur le marché sont nombreux et ils se différencient en fonction des caractéristiques des filtres réalisés.

Les principales caractéristiques fréquentielles d'un filtre sont la fréquence centrale, la bande passante et les pertes d'insertion (Fig. 1.14). La bande de transition caractérise la raideur des flancs et la réjection établit l'immunité par rapport aux autres émissions RF.

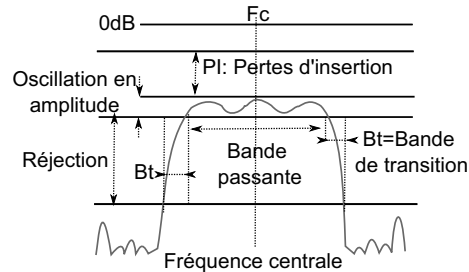


FIGURE 1.14 – Réponse fréquentielle filtre SAW

La technologie SAW se retrouve également dans la conception d'oscillateurs et de capteurs de grandeurs physiques et chimiques ou dans le domaine de l'identification (SAW-tags en anglais) [69, 70, 71, 72, 73].

### Choix du matériau

Le choix de la nature du matériau anisotrope constituant le substrat est important pour la conception de dispositifs à ondes de surface (voir tableau 1.5 extrait de [74]). Le matériau piézoélectrique cherché pour les applications utilisant les ondes de surface est un matériau présentant peu de pertes mécaniques. L'orientation cristallographique de la coupe va permettre d'optimiser les paramètres suivant :

- le couplage électromécanique ( $K^2$ ) : il traduit l'efficacité de conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique. Un fort couplage permet de minimiser les pertes de conversion dans le dispositif. Il est exprimé en première approximation par la formule (1.3).

$$K^2 = \frac{v_0^2 - v_m^2}{v_0^2} \approx 2 \times \frac{v_0 - v_m}{v_0} \quad (1.3)$$

avec  $v_0$  et  $v_m$  respectivement les vitesses des ondes élastiques de surface mesurées sur une surface libre et sur une surface métallisée.

- la vitesse de phase : c'est la vitesse de propagation de l'onde élastique, que l'on cherche à maximiser afin de respecter les contraintes de fabrication technologiques notamment pour la fréquence visée ou à minimiser pour augmenter la compacité du dispositif résultant.
- la sensibilité thermique : il s'agit d'une caractéristique critique des composants à ondes de surface. Elle doit être minimisée pour les applications de source et de filtre. La caractéristique principale concerne la dérive thermique de la fréquence, traduite pour le coefficient de température de la fréquence en CTF.

Pour un capteur de température SAW, on pourrait naïvement penser qu'il faut maximiser le CTF pour optimiser la résolution et la précision du système. En pratique, il est nécessaire de satisfaire plusieurs compromis, la solution la plus satisfaisante consistant à utiliser une structure différentielle à 2 dispositifs respectivement compensé en température et à dérive notable ( $> 10 \text{ ppm.K}^{-1}$ )

TABLE 1.5 – Table des matériaux

Matériau	Angles d'Euler $\alpha, \mu, \theta(^{\circ})$	$V_f$ (m/s)	$K^2$ (%)	CTF (ppm/ $^{\circ}C$ )
niobate de lithium $LiNbO_3$ , Y-Z	0, 90, -90	3488	2,4	94
$LiNbO_3$ , $128^{\circ}Y - X$	0, 38, 0	3979	2,7	75
Quartz, $SiO_2$ ST-X ( $42.75^{\circ}Y - X$ )	0, -47,35, 0	3159	0,06	0
tantalate lithium , $LiTaO_3$ , $X - 112^{\circ}Y$	90, 90, 112	3300	0,35	18
$LiNbO_3$ , $64^{\circ}Y - X(LSAW)$	0, -26, 0	4742	5,5	32
$LiNbO_3$ , $41^{\circ}Y - X(LSAW)$	0, -49, 0	4792	8,5	80
$LiTaO_3$ , $36^{\circ}Y - X(LSAW)$	0, -54, 0	4212	2,4	32
Quartz, $36^{\circ}Y - X + 90(STW)$	0, -54, 90	5100	-	0
langasite $La_3Ga_5SiO_{14}^c$	0, 1385, 26,6	2730	0,16	0

Les matériaux de structure cristalline les plus communément disponibles possédant la propriété de la piézoélectricité sont : le quartz ( $SiO_2$ ), le tantalate de lithium ( $LiTaO_3$ ) et le niobate de lithium ( $LiNbO_3$ ). Ces matériaux ont des orientations cristallographiques plus ou moins sensibles aux effets de variations des conditions environnementales (température, pression...). Bien que le quartz soit le plus faiblement couplé, il reste le plus fiable industriellement. Grâce aux travaux de Campbell & Jones [75], le comportement en fréquence notamment du quartz par rapport à la température peut être simulé. En ce qui concerne la variation de fréquence induite par des effets mécaniques, elle peut être pré-calculée en utilisant des modèles et des méthodes de perturbation plus raffinés et précis [76, 77].

Dans le projet SAWHOT, le choix du capteur est orienté sur la conception d'un résonateur sensible à la température dans la gamme ( $-196^{\circ}C \rightarrow 650^{\circ}C$ ) interrogeable à distance. Le substrat est constitué d'un matériau résistant aux hautes

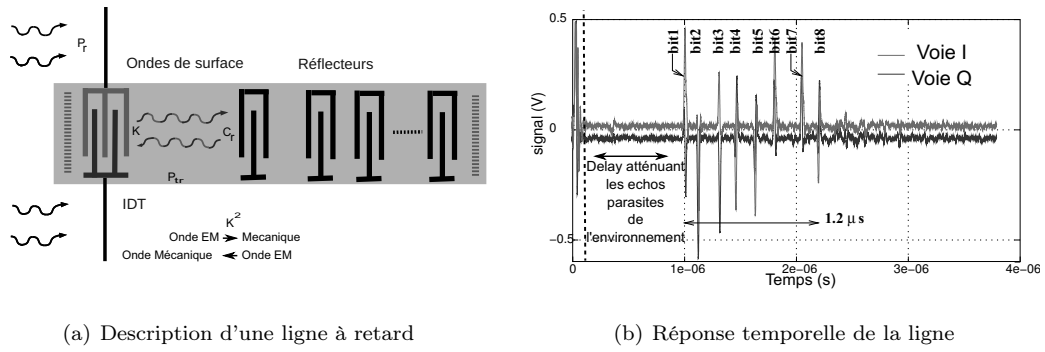
températures ( $> 650^\circ\text{C}$ ) se nommant langasite (LGS -  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$ ). Ce matériau et ses dérivées (langatate -  $\text{La}_3\text{Ga}_{5,5}\text{Ta}_{0,5}\text{O}_{14}$ ) sont les plus aptes à fonctionner aux hautes températures [78]. Ces matériaux ont été synthétisés et développés en Russie avec la collaboration de « l'Institute of Crystallography of the Russian Academy of Sciences » et de « Moscow State University ». Contrairement au quartz qui peut être naturel ou synthétique, la langasite est toujours synthétique, fabriquée grâce à la méthode de Czochralski (implantation d'un germe pour une solidification orientée du matériau) [79]. Le premier cristal de LGS a été fabriqué synthétiquement en URSS en 1979 pour répondre à des demandes de fabrication de filtres acoustiques [80] en remplacement des sélections sur quartz. Plusieurs années se sont écoulées avant de s'intéresser aux propriétés hautes températures de la LGS [81]. Mais le manque de connaissances des propriétés de ces matériaux à haute température [82] et l'impact de cette dernière sur la fréquence de résonance a ralenti le développement des capteurs SAW à haute température. Contrairement au quartz, la LGS a l'avantage de pouvoir être utilisée à des températures élevées : le quartz perd ses propriétés piézo-électriques au-delà de sa température de transition de phase  $\alpha$  vers  $\beta$  autour de  $573^\circ\text{C}$  (température de Curie). La langasite et la langatate n'ont pas de température de transition de phase et gardent les propriétés piézoélectriques jusqu'à la température de fusion (langasite  $1480^\circ\text{C}$  ; langatate  $1510^\circ\text{C}$ ) [83, 84]. L'Orthophosphate de gallium  $\text{GaPO}_4$  a une température de fusion de  $1670^\circ\text{C}$  mais une température de transition de phase à  $933^\circ\text{C}$  [85, 86].

La possibilité de choisir de manière déterministe la sensibilité à une grandeur physique d'un dispositif à ondes de surface permet la conception de deux sortes de capteurs, des dispositifs fournissant une information dans le domaine temporel (lignes à retard § 1.2.3) ou spectral (résonateurs § 1.2.4).

### 1.2.3 Ligne à retard (Delay line) (LAR)

#### Les lignes à retard réfléchissantes

Une ligne à retard est constituée d'IDTs qui génèrent une onde élastique qui se propage à la surface du substrat. Lorsque l'onde rencontre un réflecteur, elle est partiellement réfléchi vers l'IDT qui génère un écho RF d'une puissance dépendante du coefficient de couplage électromécanique  $K^2$ , des pertes de transmission de la ligne  $p_{tr}$  et du coefficient de réflexion  $C_r$  (eq 1.4) et (Fig. 1.15). Le temps entre l'émission et la réception de cet écho dépend de la vitesse de phase de l'onde et de la distance entre l'IDT et un réflecteur. Ce temps de réponse est calculé avec la formule (eq. 1.5) avec  $\tau$  en seconde,  $L$  la distance entre l'IDT et le réflecteur en mètre,  $v$  la vitesse de propagation de l'onde dans le matériau.



(a) Description d'une ligne à retard

(b) Réponse temporelle de la ligne

FIGURE 1.15 – L'émission d'une impulsion RF à une fréquence donnée crée une onde électrique qui est captée par l'antenne du dispositif (a), l'extrémité de l'antenne est reliée à un peigne inter-digité, l'effet piézoélectrique du matériau choisi transforme l'onde EM en onde de surface qui est retournée par les réflecteurs vers la source. L'effet piézoélectrique direct convertit cette onde réfléchie en une onde RF que l'étage de réception détecte sous forme d'échos RF. Ces échos RF sont observés lors de l'interrogation de lignes à retard (ici acquise auprès de CTR (Carinthian Tech Research), Autriche), pour un fonctionnement entre 2,4 et 2,45 GHz (b).

$$\frac{P_{reue}}{P_{emise}} = K^2 \times p_{tr} \times C_r \quad (1.4)$$

$$\tau = 2 \times L/v \quad (1.5)$$

Ces dispositifs ont un avantage sur les résonateurs du point de vue identification : les échos RF des réflecteurs retournés suite à une excitation par une impulsion large bande peuvent servir à réaliser un codage d'adresse du capteur dans des applications appelées SAWTAG [69, 87, 88, 89, 90]. Les échos environnementaux parasites de l'émission peuvent être facilement éliminés en réalisant des lignes à retard dont le retard sera de quelques microsecondes. Les variations de conditions environnementales altèrent le temps de vol de l'onde acoustique.

Pour réaliser un capteur, la ligne à retard possède un minimum de deux miroirs, le retard temporel entre les échos des miroirs est mesuré par le système de lecture. La différence temporelle  $\delta\tau$  entre deux échos suite à une interrogation est réalisée pour remonter à la variation de phase  $\phi$ . La phase correspond à  $\phi = \omega\tau = \frac{\omega}{v}L$ , avec  $v$  la vitesse de l'onde et  $L$  la distance parcourue. En réalisant une analyse temporelle sur la phase de deux signaux reçus provenant de différents échos,  $\delta\tau = \frac{1}{\omega}\delta\phi$  permet d'améliorer la précision de mesure. Il a été montré qu'avec  $f_0$  à 434 MHz et  $\omega\tau$  de l'ordre de 7,5  $\mu s$ , un gain de 20000 peut être obtenu en mesurant l'écart de phase [91]. Lorsque la différence temporelle entre deux échos est acquise, le système de lecture est capable de remonter à la grandeur physique recherchée.

Pour des applications « capteurs hautes températures », l'utilisation d'un substrat LGS pour la conception de ligne à retard n'est pas appropriée car ce matériau est très peu couplé électromécaniquement comparé au  $LiNbO_3$  (0,16% pour la  $La_3Ga_5SiO_{14}$  contre 5,4% pour le  $LiNbO_3$ ). Les lignes à retard sont toujours réalisées dans des matériaux fortement couplés comme le niobate de lithium ( $LiNbO_3$ ), or ce matériau ne permet pas d'atteindre les exigences du projet SAWHOT bien qu'il ait été démontré fonctionnel pendant quelques heures à  $400^\circ C$  [92]. Dans le cas de réalisation de lignes à retard, la bande ISM centrée en 2,45 GHz est majoritairement utilisée pour permettre une dimension raisonnable de capteur ( $>$  à 1 cm) ainsi qu'une bande passante suffisante.

### Ligne à retard dispersive

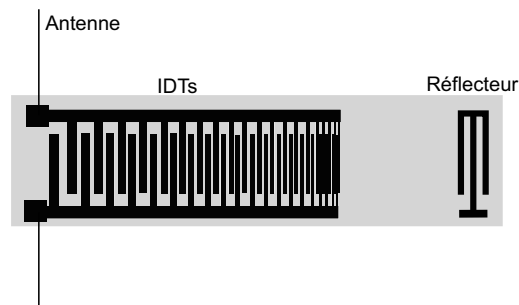


FIGURE 1.16 – Ligne à retard dispersive à ondes de surface. Le signal RF est transformé en ondes élastiques de surface par les IDTs. La variation de distance d'une paire d'électrodes à la suivante permet de générer des ondes élastiques de longueurs d'ondes différentes. Les longueurs d'ondes les plus longues parcourent une plus grande distance que les longueurs d'ondes courtes [93].

Le principe de base d'un dispositif à ondes de surface dit dispersif repose sur l'utilisation de transducteurs interdigités dont la fonction de retard dépend de la fréquence. La période du réseau de peignes interdigités varie entre chaque peigne de façon croissante ou décroissante. Cette variation de distance de propagation permet de disperser temporellement le spectre d'un signal grâce au retard spécifique associé à chaque composante spectrale. Cela permet d'obtenir une vobulation de fréquence. La fonction de retard ( $\tau(f)$ ) est définie par la relation (eq. 1.6) dans le cas d'un système à compression linéaire. Le signe indique le sens de la modulation de fréquence (montante ou descendante),  $T$  est la durée du signal et  $B$  la bande de fréquence correspondante. Le produit  $B \times T = \mu$  est appelé taux de compression.

$$\tau(f) = \tau_0 \pm \frac{T}{B} \times f \quad (1.6)$$

Ces lignes dispersives peuvent être utilisées pour effectuer l'opération de transformée de Fourier par un algorithme de glissement de fréquence [94], pour réaliser

une compression d'impulsion [95] ou une jonction de corrélation. Contrairement aux lignes à retard réfléchives, le signal ré-émis par une ligne à retard dispersive présente une période évoluant dans le temps (un chirp en anglais). L'intercorrélacion est un estimateur utilisé pour retrouver un signal de forme connue noyé dans un autre signal bruité. En utilisant cette estimateur comme filtre adapté, il est possible de faire sortir du bruit le signal recherché. Pour une utilisation de telles lignes à une fréquence de 2,45 GHz, la fabrication nécessite une résolution lors de la photolithographie de l'ordre de 0,35  $\mu\text{m}$  [91].

#### 1.2.4 Résonateur

Le transducteur à peignes interdigités est bidirectionnel avec des pertes d'insertion minimum de 6 dB. Pour confiner l'onde, il est possible de placer de part et d'autre du dispositif des miroirs réflecteurs fonctionnant à la condition de Bragg (miroirs périodiques) capables de renvoyer en phase l'onde de surface vers le transducteur émetteur (Fig. 1.17). Cela permet de conférer au dispositif une pureté spectrale liée au grand nombre de période des miroirs. À une certaine fréquence d'excitation liée à la période électrique du transducteur égale à deux fois la période mécanique du réseau d'éléments réflecteurs et aux propriétés physiques du matériau support, l'onde est réfléchie vers l'émetteur à l'origine de cette onde. La condition de résonance qui correspond à un confinement maximum de l'énergie mécanique dans la cavité acoustique est alors vérifiée. Le Facteur de qualité ( $Q$ ) d'un résonateur permet de qualifier la capacité à confiner l'énergie qui lui est fournie : il correspond au rapport de la fréquence de résonance ( $f_0$ ) sur la largeur de bande à mi hauteur ( $\delta F$ ) (eq. 1.7). Ce confinement de l'énergie permet de limiter les pertes dans le dispositif. Les résonateurs à 433 MHz présentent des  $Q$  d'environ 10000 alors que les résonateurs à 2,45 GHz ont des  $Q$  d'environ 1500-3000 [96]. La variation d'un paramètre physique tel que la température entraîne une déviation de la fréquence de résonance. La grandeur de sortie que le système de mesure doit traiter est une donnée spectrale : après l'acquisition de la fréquence de résonance, le système peut déduire la variation de température. L'utilisation de résonateurs par rapport aux lignes à retard permet une forte diminution de la taille du dispositif et une augmentation de la distance d'interrogation (dispositif présentant moins de pertes que la ligne à retard). Le principal désavantage de l'utilisation de résonateurs réside dans l'absence d'identification du capteur.

$$Q = \frac{f_0}{\delta F} \quad (1.7)$$

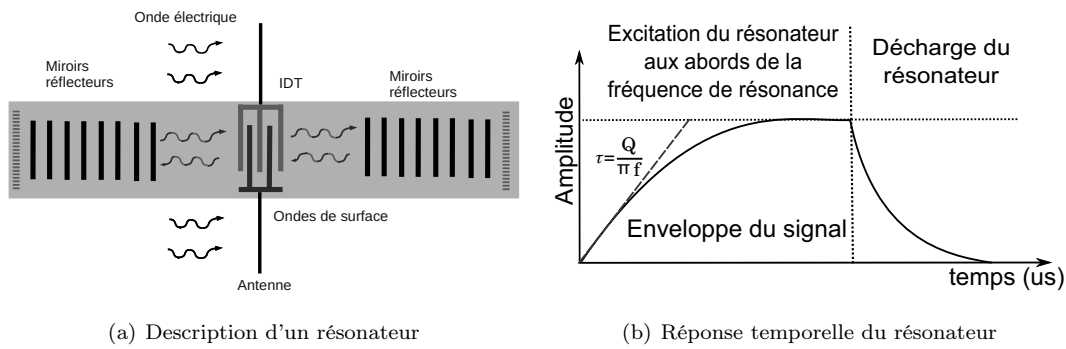


FIGURE 1.17 – La puissance transmise par le lecteur au résonateur est déterminée par le recouvrement spectral entre l'impulsion émise et la fonction de transfert du transducteur. L'onde électrique est captée par l'antenne puis transformée en ondes élastiques de surface, la périodicité des peignes constituant les miroirs déposés sur le dispositif permet d'emmagasiner l'énergie (condition de Bragg). Une fois l'excitation coupée, l'amplitude de la réponse temporelle décroît exponentiellement. un signal électromagnétique proportionnel est ré-émis par l'antenne.

### Simulation d'un résonateur

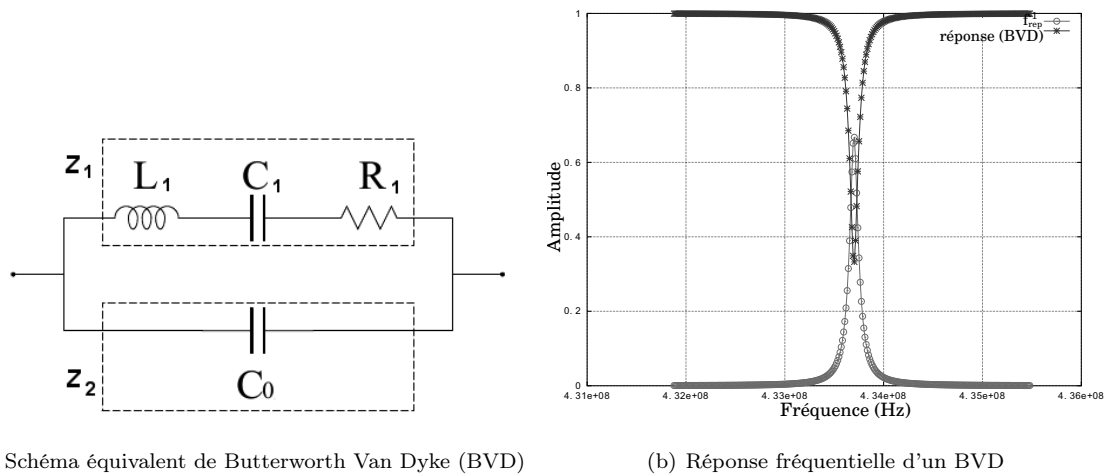


FIGURE 1.18 – (a) Schéma équivalent de Butterworth-Van Dyke (BVD) d'un résonateur SAW. La première branche est constituée d'une inductance, d'une capacité et d'une résistance, la seconde branche représente la capacité statique. (b) La réponse en amplitude du résonateur (réponse (BVD) S11 ainsi que l'inverse de l'enveloppe de la réponse ( $f_{rep}^{-1}$ ), forme caractéristique d'une acquisition telle que réalisée par un lecteur RF dédié (recherche du minimum du S11).

Un résonateur SAW peut être simulé en utilisant un schéma équivalent de Butterworth-Van Dyke (BVD). Le coefficient de qualité  $Q$  du BVD est donné par (eq. 1.8).

$$Q = \frac{1}{R_1} \times \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{\omega_0 \times L_1}{R_1} \quad (1.8)$$



La fréquence de résonance ( $f_0$ ) (eq. 1.9) est choisie pour se trouver dans la bande  $434 \pm 1$  MHz où l'impédance  $z_1$  et l'admittance totale sont données par les équations (eq. 1.10) et (eq. 1.11).

$$F_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_1 \times C_1}} \quad (1.9)$$

$$z_1 = j \times L_1 \times \omega + R_1 + \frac{-j}{C_1 \times \omega} \quad (1.10)$$

$$y = \frac{1}{z_1} + j \times C_0 \times \omega = j \times C_0 \omega + \frac{j \times C_1 \omega}{1 + j \times R_1 C_1 \omega - L_1 C_1 \omega^2} \quad (1.11)$$

L'équation (eq. 1.12) permet de tracer la réponse du résonateur  $abs(s)$  en amplitude (S11) ainsi que l'inverse de l'enveloppe ( $f_{rep}^{-1}$ ) de la réponse correspondant à une forme caractéristique de courbe que le lecteur détecte suite à l'interrogation d'un résonateur SAW.

$$s = \frac{1 - y \times 50}{1 + y \times 50} \quad (1.12)$$

### 1.2.5 Les capteurs hybrides

Il s'agit de capteurs qui utilisent la technologie SAW comme élément de communication sans fils. L'effet physique à mesurer ne s'applique plus sur le dispositif à ondes de surface mais sur un corps d'épreuve extérieur. Ce corps est capable de modifier les conditions de fonctionnement électriques du dispositif à ondes de surface. Celui-ci est utilisé comme élément de filtrage et d'échange d'information [97, 98, 99]. La modification d'impédance du capteur suite à une modification de la grandeur physique à mesurer se répercute sur la réponse du dispositif SAW. Une analyse de l'amplitude et de la phase du signal reçu permet lors d'une mesure sans fil une distance d'interrogation inférieure à 40 cm dans le cas d'utilisation d'un capteur de pression pour une puissance d'émission de 13 dBm avec une antenne ayant un gain de 0 dBi [100, 101]. L'effet observé n'étant pas un effet direct sur le matériau piézoélectrique (tirage en fréquence de l'impédance), l'utilisation de ces capteurs n'est pas répandue.

## 1.3 Calibrage de résonateur

Un système de mesure permet d'obtenir les fréquences de résonance de résonateurs mais pour les utilisateurs, seule l'obtention de la grandeur physique a de l'importance. De manière à rendre utilisable les capteurs de température du projet SAWHOT, un banc de calibrage a été développé pour déterminer les coefficients reliant la température et la fréquence mesurée dans une gamme de fonctionnement de

la température ambiante vers les hautes températures ( $25^{\circ}\text{C} \mapsto 750^{\circ}\text{C}$ ). La relation entre température et fréquence de résonance peut être associée à un polynôme du second degré (eq. 1.13) avec  $f_i$  la fréquence de résonance,  $f_{0,i}$  la fréquence d'origine correspondant à la température de référence  $T_0 = 25^{\circ}\text{C}$ , et  $CTF_{1,i}$  et  $CTF_{2,i}$  les coefficients du premier (en  $1/\text{K}$ ) et second (en  $1/\text{K}^2$ ) ordre.

$$\frac{(f_i - f_{0,i})}{f_{0,i}} = CTF_{1,i}(T - T_0) + CTF_{2,i}(T - T_0)^2 \quad (1.13)$$

Les coefficients sont identifiés pour chaque résonance pendant le calibrage. À l'issue de ce calibrage, la température est déduite de la différence de fréquence entre les deux résonateurs  $\delta f = f_2 - f_1 = \alpha T^2 + \beta T + \gamma$ .

$$\begin{aligned} \alpha &= f_0 \times CTF_{21} \\ \beta &= f_0(CTF_{11} - CTF_{21} \times 2) \\ \gamma &= f_0(1 - CTF_{11}T_0 + CTF_{21}T_0^2) \end{aligned} \quad (1.14)$$

Les coefficients  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  sont identifiés (eq. 1.14) dans le cas d'un capteur à simple résonance ou d'un capteur différentiel (eq. 1.15) en déterminant les coefficients de la courbe passant par tous les points de mesure.

$$\begin{aligned} \alpha &= f_{0,2} \times CTF_{2,2} - f_{0,1} \times CTF_{2,1} \\ \beta &= f_{0,2}(CTF_{1,2} - 2T_0 \times CTF_{2,2}) + f_{0,1}(2T_0 \times CTF_{2,1} - CTF_{1,1}) \\ \gamma &= \alpha T_0^2 + T_0(f_{0,1} \times CTF_{1,1} - f_{0,2} \times CTF_{1,2}) + f_{0,2} - f_{0,1} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Sous les logiciels GNU/Octave ou Matlab, cela revient à utiliser le résultat de l'application de la fonction `polyfit()` qui renvoie les coefficients du polynôme du second degré par minimisation de l'erreur quadratique. La résolution de ce polynôme conduit à l'obtention de la température (eq. 1.16 avec eq. 1.17, eq. 1.18).

$$T = \frac{-\beta \pm \sqrt{\delta}}{2 \times \alpha} \quad (1.16)$$

$$\delta = \beta^2 - 4\alpha \times \gamma \quad (1.17)$$

$$\gamma' = \gamma - \delta F \quad (1.18)$$

La relation entre la différence de fréquence et la température peut être exprimée par  $T = A_0 + \sqrt{A_1 + A_2 \times \delta F}$  (Fig. 1.19). L'application de ces coefficients sur les mesures de fréquence permet d'obtenir une estimation de la grandeur voulue.

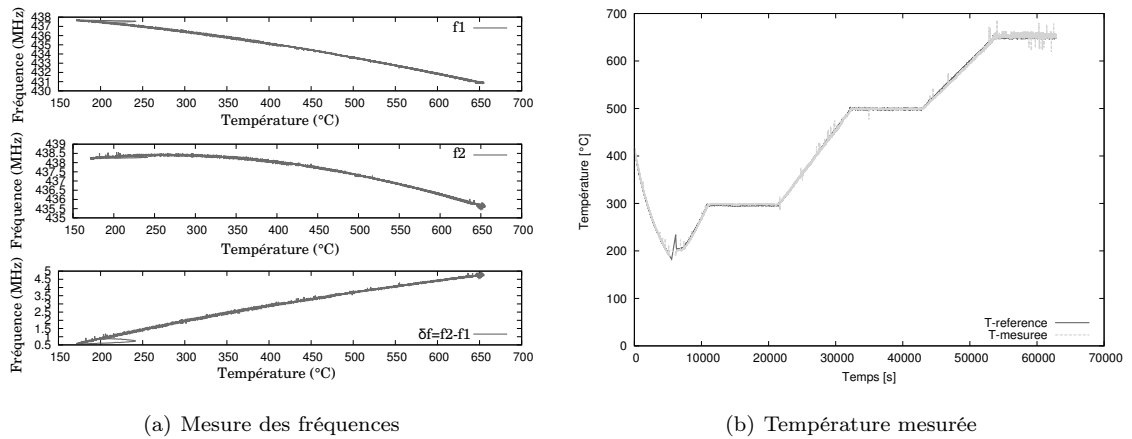


FIGURE 1.19 – (a) : calibrage d’un capteur LGS double résonance. Les courbes présentent l’évolution des fréquences  $F1$  et  $F2$  en fonction de la température ainsi que la différence de fréquence  $\delta f$ . En recherchant la parabole passant par tous les points des courbes, il est possible de déterminer les coefficients liant température et fréquence. Après application des coefficients sur la différence de fréquences, la figure (b) est tracée, représentant une comparaison entre la mesure réalisée par le capteur SAW et la mesure de référence de la sonde Pt100.

### 1.3.1 Caractérisation des dispositifs SAW

Les dispositifs SAW apparaissent d’un point de vue fonctionnel comme des dipôles ou des quadripôles électriques. L’analyseur de réseau est l’outil indispensable pour la caractérisation des composants de base (composant passifs, circuits intégrés, transistors...). Il permet de mesurer le coefficient de réflexion ( $C_R$ ) comme le rapport de l’onde réfléchie ( $V_{ST}$ ) sur l’onde incidente ( $V_{SI}$ ) et le coefficient de transmission ( $C_T$ ), soit le rapport entre l’onde transmise ( $V_{SR}$ ) et l’onde incidente d’un dispositif acoustique (Fig. 1.20). Deux types d’analyseurs de réseaux sont disponibles [102], l’un sous la forme d’instruments scalaires équipés d’un détecteur de puissance à large bande (du type détection d’enveloppe à diodes) qui mesure l’amplitude des signaux directs et réfléchis en fonction de la fréquence interrogée. L’autre type est de la forme vectorielle permettant d’obtenir l’amplitude et la phase des signaux à mesurer. De ce fait, l’impédance complexe ( $I + j \times Q$ ) d’un dispositif peut être extraite d’une analyse du vecteur de coefficients de réflexions. L’analyseur vectoriel est par conséquent capable de fournir les caractéristiques complètes d’un circuit sous les formes les plus utilisées en RF (diagrammes polaires ou diagrammes de Smith).

Un analyseur de réseau est composé d’une source de fréquence et d’atténuateurs permettant l’ajustement de puissance injectée pour garantir l’hypothèse de la mesure du composant dans le domaine linéaire lors de la mesure de paramètres S. La puissance fournie par la source est séparée en deux, une partie est dirigée vers la

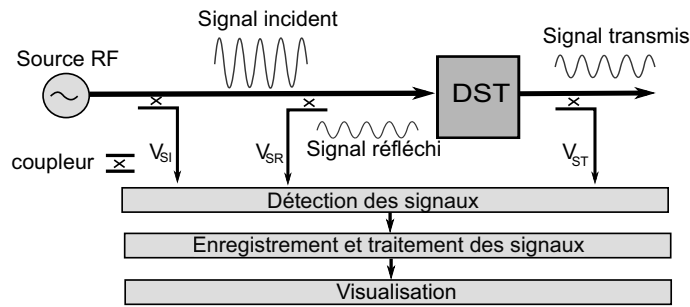


FIGURE 1.20 – Synoptique simplifié d'un analyseur de réseau : pour trouver les paramètres S, il faut connaître les signaux réfléchis ( $V_{SR}$ ) et transmis ( $V_{ST}$ ) et le signal incident ( $V_{SI}$ ) en entrée et sortie du DST (dispositif sous test). Après une division par deux du signal de la source RF, une partie prélevée sert de référence et l'autre attaque le DST (signal incident). Une partie du signal est transmise et l'autre est réfléchi, une partie des signaux ( $V_{SR}, V_{SI}$ ) est dérivée grâce à des coupleurs pour calculer les paramètres S du DST [103]

voie de référence et l'autre vers le dispositif sous test (DST). La puissance du signal réfléchi est captée au moyen d'un pont réflectométrique ou d'un coupleur fondé sur le principe de deux lignes couplées. Les signaux RF sont transposés en bande de base autour d'une fréquence intermédiaire (FI) par l'oscillateur local et le mélangeur pour être numérisés et traités numériquement [104]. Les paramètres S sont complexes, le coefficient de réflexion est caractérisé par une analyse du coefficient  $S_{11}$  calculé à partir l'équation (1.19).

$$S_{11} = \frac{V_{SR}}{V_{SI}} = \frac{|V_{SR}| \cos \phi}{|V_{SI}|} + j \frac{|V_{SR}| \sin \phi}{|V_{SI}|} \quad (1.19)$$

Une détection synchrone (Fig. 1.21) permet d'obtenir les composantes du calcul du paramètre  $S_{11}$ . La variable  $\phi$  représente la phase entre l'onde incidente et l'onde réfléchi.

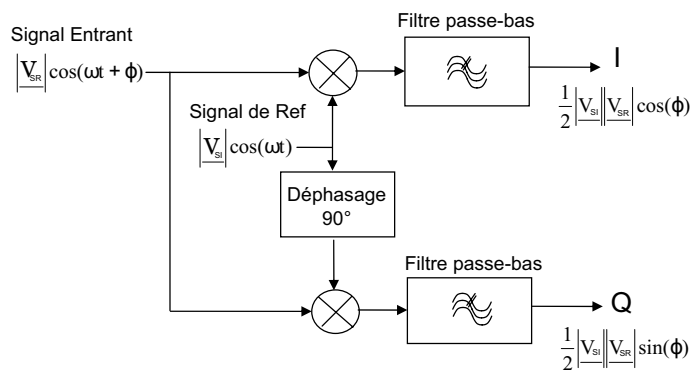


FIGURE 1.21 – Principe de fonctionnement d'un détecteur synchrone

Cet appareil nous permet de déterminer la fréquence de résonance d'un résonateur correspondant au maximum d'énergie emmagasinée par le résonateur. Dans le cas d'une analyse de paramètre S d'une ligne à retard, l'analyseur de réseau peut, après enregistrement de la réponse fréquentielle obtenue, remonter à une analyse temporelle par une transformée de Fourier (TF) inverse par exemple, pour déterminer le temps entre chaque écho des réflecteurs.

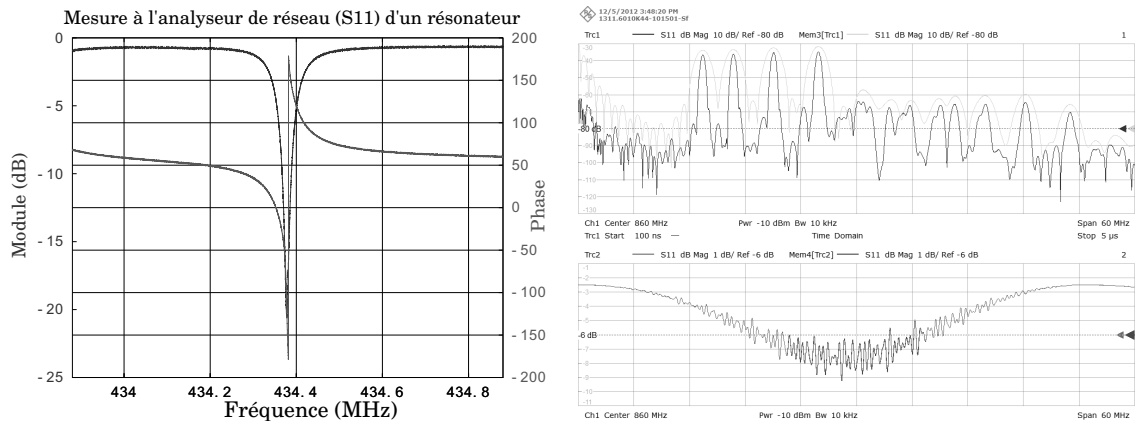


FIGURE 1.22 – Exemples de caractérisation de composants SAW à l'analyseur de réseau ; gauche : mesure de l'amplitude ( $|V_{SR}|$ ) et de la phase  $\phi$  à l'analyseur de réseau d'un résonateur centré autour de 434 MHz. Droite : la réponse d'une ligne à retard de 4 bits. La réponse temporelle des échos des quatre réflecteurs suite à leur excitation peut être visualisée après une TF inverse.

## 1.4 Interrogation de capteurs SAW

Nous avons vu précédemment qu'un analyseur de réseau peut réaliser une mesure de la grandeur utile quelle que soit la sorte de capteur SAW utilisé (résonateur ou ligne à retard). Le but de cette thèse est d'étudier et de réaliser un lecteur capable d'interroger des résonateurs en recourant au principe de l'analyseur de réseau, de manière à obtenir l'amplitude et la phase de la réponse électrique. Le lecteur doit être dans la capacité de sonder un capteur SAW par une mesure sans fil. La réglementation européenne définit 4 bandes ISM (Industrielle, Scientifique, Médical) utilisables, (433,05-434,79MHz, 868-870 MHz, 2,4-2,5 GHz centrée en 2,45 GHz, 5,8 GHz). La bande ISM [433,05 – 434,79] MHz centrée en 433,92 MHz (ISM434) s'étale sur 1,74 MHz, par conséquent elle peut accueillir  $\approx 40$  résonateurs d'un  $Q$  de 10000 pouvant servir à de l'identification. Or, un capteur de température implique une déviation de la fréquence de résonance en fonction de la température. Chaque résonateur doit posséder une bande allouée à sa dérive ainsi que des bandes de garde pour les sépa-

rer. En utilisant une mesure différentielle entre deux fréquences de résonance pour avoir une relation bijective avec la température, il est difficile de faire tenir plus de trois résonateurs sans qu'il n'y ait de recouvrement de réponse. Pour réduire les dimensions des dispositifs, la montée en fréquence est une solution. La limite de la faisabilité de peignes inter-digités fonctionnels est de l'ordre de 300 nm de largeur d'électrode, avec un rapport de métallisation de 0,5, la fréquence maximale théorique atteignable ( $f_B = \frac{v}{2 \times p}$ ) est de 3 GHz pour une vitesse d'onde ( $v$ ) de 3600 m/s et  $p$  la demi-période électrique. La bande ISM centrée à 2,45 GHz est la plus haute bande utilisable pour des applications de capteurs SAW. Nous travaillerons dans la bande ISM centrée en 433,92 MHz qui offre le meilleur compromis entre la distance d'interrogation, la température de travail et le principe opératoire. Le lecteur doit être donc capable d'interroger des dispositifs à bande étroite (résonateurs).

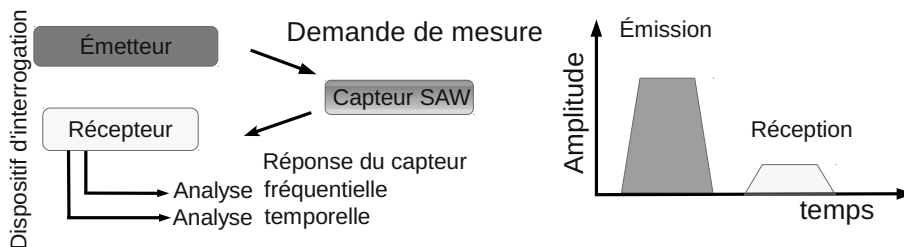


FIGURE 1.23 – Principe d'interrogation d'un capteur SAW

Le dispositif d'interrogation dit *interrogateur* est constitué d'une partie émission pour la génération d'une onde électromagnétique. Cette onde est émise au travers d'une antenne vers un dispositif SAW de manière à charger le dispositif (Fig. 1.23). La réponse ré-émise par ce dispositif effectue le chemin inverse dans le cas d'une configuration mono-statique, est acheminée au travers d'un duplexeur vers l'étage de réception où elle sera amplifiée, filtrée et enregistrée. Pour une meilleure compréhension, l'exemple de base d'interrogation de lignes à retard est présenté (Fig. 1.24). Un générateur de fréquence est utilisé pour exciter un dispositif SAW, un oscilloscope est utilisé pour visualiser et enregistrer le signal en sortie du dispositif. En fonction de l'excitation, le signal RF sortant du capteur après amplification et numérisation peut être traité par deux analyses différentes, une analyse temporelle ou une analyse fréquentielle [105].

## Interrogation de dispositif par une impulsion large bande

### Ligne à retard et analyse temporelle

L'analyse temporelle correspond parfaitement à l'interrogation de lignes à retard [106, 107] étant donné que le résultat de mesure recherché est le temps entre

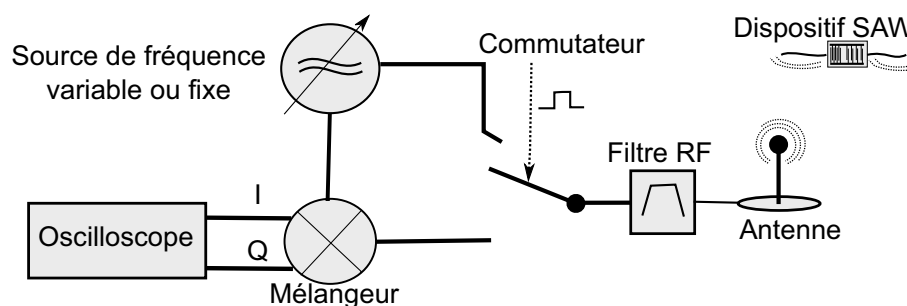


FIGURE 1.24 – Cette figure présente un schéma de principe de fonctionnement d'interrogateur de capteur SAW pour l'interrogation de capteur SAW. Pour une interrogation à fréquence fixe, la source de fréquence sera un oscillateur, dans le cas d'une interrogation par modulation de fréquence la source de fréquence sera une source de fréquence variable.

chaque écho. L'interrogation par impulsion consiste à émettre une impulsion RF de durée inférieure à l'intervalle de temps entre 2 échos au centre de la bande ISM. Son occupation spectrale est définie par la largeur du transducteur qui au travers de la vitesse de propagation de l'onde donne lieu à une fonction en  $\frac{\sin(x)}{x}$ . L'étendue du lobe principal de cette fonction définit la durée de l'impulsion (Fig. 1.25). Dans le cas de ligne à retard, les échos RF forment un train d'impulsions distinctes qui seront mélangées avec le démodulateur IQ au signal de référence de manière à obtenir leurs phases relatives et le temps qui les sépare.

#### Avantage :

La rapidité d'interrogation : elle convient pour l'interrogation de capteurs sur des objets mobiles avec des temps de rafraîchissement de la mesure de l'ordre de  $10^{-5}$ s pour l'interrogation de lignes à retard.

#### Inconvénient :

- L'échantillonnage dans le domaine temporel nécessite un étage de réception équipé d'un échantillonneur rapide, au moins 2 (en pratique 5) fois l'inverse de la constante de temps  $\approx 200$ M échantillons par seconde pour numériser la réponse du dispositif.
- C'est une méthode large bande, si l'on veut respecter les normes ISMs, l'énergie émise est restreinte ce qui diminue la portée d'interrogation. Avec 1,7 MHz de largeur de bande disponible selon la réglementation de bande ISM [433,05 - 434,79] MHz, la réalisation d'une ligne à retard avec un nombre suffisant de miroir pour réaliser la mesure et l'identification tout en respectant les normes, aurait une dimension trop grande ( $\delta F < 2MHz \Rightarrow$  un retard  $> 500$  ns, soit

une distance  $> 1,7$  mm entre chaque réflecteurs pour un substrat en niobate de lithium). En revanche cette méthode est utilisable dans la bande 2,45 GHz.

### Interrogation de résonateurs par un signal large bande

Contrairement aux lignes à retard, un résonateur fournit une information fréquentiel, l'acquisition temporelle de l'information n'est pas directement exploitable. Elle est réalisable en excitant le dispositif par un signal large bande recouvrant la fréquence de résonance : le signal RF charge le résonateur [108], la décharge du résonateur est mélangée avec l'oscillateur local par un démodulateur à quadrature de phase puis échantillonnée temporellement. Un post-traitement de l'information est nécessaire pour déterminer la fréquence de résonance par une TF sur les données temporelles acquises [109, 110, 111]. Cela nécessite un interrogateur avec des ressources de calcul élevées comme l'utilisation de DSP à forte capacité de calcul. Le temps de calcul d'une TF discrète (TFD) est diminuée en utilisant la transformée de Fourier rapide (TFR). La TFR est une TFD calculée selon un algorithme permettant de réduire le nombre d'opérations, en particulier le nombre de multiplications à effectuer d'un facteur  $N^2$  vers  $N \times \ln N$  avec  $N$  le nombre d'échantillons à traiter.

#### 1.4.1 Interrogation par un signal à bande étroite

L'analyse fréquentielle est une analyse qui correspond à l'interrogation de résonateurs permettant d'accéder directement à la fréquence de résonance. L'utilisation d'interrogation par sauts de fréquence a pour but d'augmenter la résolution. Contrairement aux méthodes temporelles, la durée d'impulsion est longue (supérieur à quelques  $\mu s$ ) ou même continue (cas d'interrogation par modulation de fréquence à onde continu FMCW). Le dispositif est sondé dans la bande ISM par  $N$  interrogations [112].

#### Interrogation de résonateur par saut de fréquences (FSCW)

L'interrogation de dispositifs à bande étroite tels que des résonateurs par des impulsions de durées longues ( $> 5 \tau$  avec  $\tau = Q/(\pi * \times f)$  et  $f = 434$  MHz) permet de charger le dispositif à plus de 99%, augmentant ainsi la puissance du signal retourné. Suite à l'excitation et l'acquisition du signal de décharge du résonateur par  $N$  pas de fréquence d'interrogation dans la bande ISM, la fréquence de résonance est déduite par une analyse de l'amplitude ou de la phase reçue en fonction de la fréquence émise. Le caractère fréquentiel de l'analyse implique que cette méthode conviendra parfaitement à l'interrogation de résonateurs. On établit donc une relation entre le temps d'interrogation et la fréquence sondée. Le chronogramme ainsi



obtenu correspond au spectre total de l'analyse, de façon identique à un analyseur de réseau.

#### **Interrogation de lignes à retard par FMCW**

Lors de l'interrogation d'une ligne à retard par modulation de fréquence, le signal réfléchi par les miroirs de la ligne à retard contient après la conversion en bande de base une somme de sinusoides dont les fréquences sont fonction des retards mesurés sur le capteur [113]. Une transformé de Fourier rapide (FFT) inverse sur les données enregistrées permet d'obtenir la réponse impulsionnelle de la ligne à retard [114, 115].

#### **Avantage**

L'utilisation d'une FMCW pour l'interrogation de LAR permet d'améliorer la résolution en utilisant une mesure continue de la phase, l'incertitude de  $\pm 2\pi$  de phase entre les impulsions reçues étant éliminée. Par mesure grossière sur l'enveloppe, une résolution de  $0,2^\circ C$  peut être atteinte pour une gamme de fonctionnement de  $200^\circ C$  (soit 0,1 %) [116].

#### **Inconvénient**

Le temps d'interrogation requis pour une méthode fréquentielle est plus grand que pour une méthode temporelle mais des stratégies peuvent néanmoins être mises en place pour diminuer cette durée, comme nous le verrons au § 2.4. Dans le cas de résonateurs, il est donné par le coefficient de qualité  $Q$  et le nombre de points minimum d'interrogation pour observer une réponse. Dans le cas des lignes à retards, il est donné par la bande passante sondée.

### **1.4.2 Choix du capteur SAW et de la méthode d'interrogation**

Les résonateurs et les lignes à retard sont conceptuellement différents. Dans le cas de résonateurs, la grandeur mesurée est la fréquence de résonance du dispositif contrairement à la ligne à retard où le temps entre deux échos est recherché. Pour le projet SAWHOT, le dispositif choisi est un résonateur dans la bande ISM de 434 MHz. La LGS est le seul matériau capable de fonctionner au-delà de  $500^\circ C$  et elle ne présente pas un couplage électromécanique ( $K^2$ ) suffisant pour permettre la mise en œuvre de ligne à retard. La faible largeur de bande (1,7 MHz) diminue la résolution de mesure par rapport à la bande ISM centrée en 2,45 GHz qui offre 80 MHz de bande. Toutefois, avec un produit  $Q \times$  fréquence constant, le coefficient  $Q$  diminue d'un facteur 6. La large bande disponible à 2,45 GHz permettrait de réaliser des capteurs avec un CTF plus grand, ce qui augmenterait la précision des capteurs.

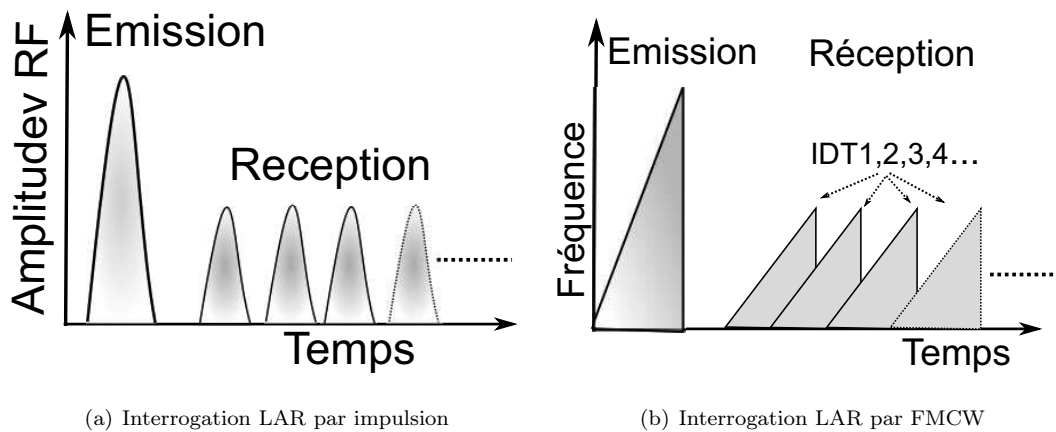
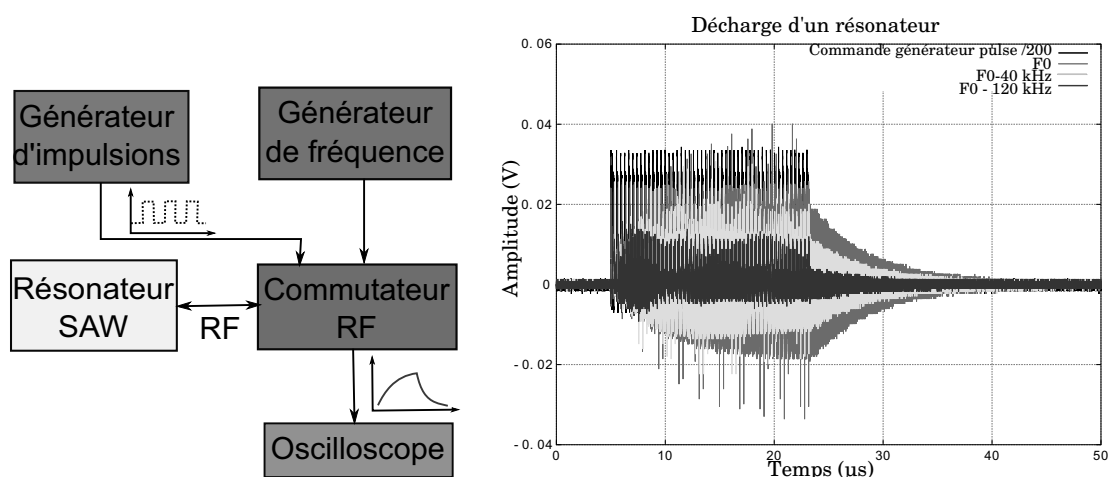


FIGURE 1.25 – La figure (a) représente une interrogation d’une ligne à retard avec émission d’une impulsion de fréquence fixe (a). La réception est constituée d’un train d’échos correspondant à chaque réflecteur de la ligne. (b) Interrogation d’une ligne à retard dans le cas d’une émission de modulation de fréquence : les échos sont une image de la rampe de fréquence d’émission retardée dans le temps.

La conception d’une électronique d’interrogation a pour but d’extraire, d’identifier et de fournir l’information utile du capteur. Le système d’acquisition de température doit permettre une mesure sans fils dans une gamme de température étendue, utilisable par les partenaires du projet. La conception de l’électronique s’intègre dans les exigences du projet *SAWHOT*. Pour mieux comprendre le fonctionnement d’un résonateur SAW, une première expérience consiste à charger un résonateur pour observer sa décharge et ainsi visualiser la réponse que l’électronique d’interrogation doit enregistrer (Fig. 1.26). Pour créer un interrogateur autonome embarqué, les différents appareils utilisés dans la manipulation doivent être reproduits sur un système électronique dédié à l’interrogation de résonateur dans la bande ISM434. Pour ce faire le générateur de fréquence sera remplacé par une chaîne d’émission, l’oscilloscope par une chaîne de conditionnement du signal et d’enregistrement de la mesure. La méthode sélectionnée sépare dans le temps les phases d’émission et de réception afin d’améliorer l’isolation et donc la portée de la mesure : un commutateur joue le rôle de séparation entre la partie émission et la partie réception mais d’autres solutions existent (voir § 1.4.4).

### 1.4.3 Respect de la norme ISM à 434 MHz

En se référant aux organismes européens (ETSI) et nationaux (ANFR) pour le respect de la norme ISM centrée autour de 434 MHz, l’attribution des bandes de fréquences du spectre RF est divisée en trois régions : la France se trouve dans le groupe



(a) Interrogation d'un résonateur SAW

(b) Résultat de l'acquisition à l'oscilloscope

FIGURE 1.26 – L'expérience (a) a pour but la visualisation à l'oscilloscope (échantillonnage à 2 GHz) de la charge et la décharge d'un résonateur. Le générateur d'impulsion est utilisé pour commander le commutateur RF de manière à envoyer un train d'impulsions pour visualiser la charge du résonateur sur l'oscilloscope. Le résultat de cette expérience (b) montre la charge du résonateur pendant 20  $\mu s$  correspondant à la partie émission de fréquence, la décharge sur une dizaine de  $\mu s$  reçue par la partie réception. Trois acquisitions successives sont réalisées à différentes fréquences d'émission (F0, F0-40 kHz, F0-120 kHz). F0 est l'interrogation pour une excitation par un signal de fréquence très proche de la fréquence de résonance, c'est à cette réponse que le maximum d'énergie est emmagasiné puis restitué par le résonateur. Lorsque l'excitation est coupée, l'énergie reçue décroît exponentiellement ( $e^{-\frac{t}{\tau}}$ ).

Europe et Afrique. En France, la bande utilisable pour des applications industrielles est (433,05 – 434,79) MHz. Pour ne pas brouiller les autres appareils des bandes adjacentes (Radionavigation), le gabarit de spectre d'émission doit être maîtrisé. Il doit respecter une limitation des champs rayonnés (norme européenne ETSI EN 300 220 et la norme internationale CISPR 11 et CEI – EN 50011 : norme sur la compatibilité électromagnétique et spectre radioélectrique de courte portée concernant le matériel radio qui peut être utilisé dans les bandes de 25 à 1000 MHz avec des niveaux de puissance allant jusqu'à 500 mW) soit une limitation de 57dB ( $\mu V$ )/m à 3 mètres et une limitation de puissance issue de la norme européenne. Cette limitation concerne l'amplitude du signal RF émis sur la puissance apparente rayonnée (P.A.R) (voir tab. 1.6).

En fonction de la bande utilisée, un compromis entre le rapport cyclique et la distance d'interrogation doit être trouvé pour respecter les normes de la bande ISM.

TABLE 1.6 – Réglementation de la bande à 434 MHz [20]

Bande RF (MHz)	P.A.R maximum	Espacement entre les canaux	Rapport cyclique
433,050-434,790	10 mW	Non	<10%
433,050-434,790	1 mW	Non	100%
434,040-434,790	10 mW	<25 kHz	100%

#### 1.4.4 Séparation partie émission / partie réception

D'autres solutions que le duplexeur existent pour séparer la partie émission de la partie réception, elles sont présentées (Fig. 1.27).

- La première solution consiste à utiliser une méthode bistatique composée de 2 antennes, une pour l'émission et l'autre pour la réception. Cette solution encombrante est celle qui offre la meilleure isolation par rapport aux solutions ci-après (cela implique que les antennes soient directives et de synchroniser l'émission et la réception par une liaison optique par exemple).
- Des circulateurs (trois ports) et des isolateurs peuvent assurer la circulation du signal RF entre l'étage d'émission et de réception. Un circulateur est une « jonction » radiofréquence à 3 ports (entrées/sorties) disposée de façon à former un Y ( $120^\circ$  entre les branches [117]). L'ensemble est couplé à un matériau de ferrite polarisée dont le rôle consiste à aiguiller la puissance principale entre deux ports consécutifs. Ces composants sont actifs ou passifs (circulateurs à base de ferrite). Ils sont caractérisés par des pertes d'insertion inférieures à 1 dB, une isolation d'au moins 20 dB, une réflexion inférieure à -20 dB ainsi qu'une bande de fréquence dédiée [118]. Il existe plusieurs modes de fonctionnement pour ces dispositifs (circulateur à effet Faraday, circulateur à éléments localisés, circulateur à jonction...[119]) mais le couplage entre le signal d'émission et le signal de réception ne permet pas d'atteindre une isolation optimale. De plus ces composants ont des dimensions encombrantes pour une utilisation à 434 MHz.
- Les coupleurs répartissent la puissance du signal sur deux ou plusieurs voies afin de distribuer le signal. Il en existe deux sortes : les coupleurs à lignes couplées et les coupleurs branches. Ces structures sont réalisées en lignes de transmission et elles ont un encombrement important car leurs dimensions sont proportionnelles à la longueur d'onde du signal. Celle-ci diminue lorsque la fréquence du signal augmente. À des fréquences basses, ces structures peuvent être composées d'éléments localisés (inductances et condensateurs). Les pertes

d'un coupleur sont au minimum de 3 dB.

- Une jonction hybride est un coupleur directif ayant pour particularité de répartir également la puissance dans les deux voies de sortie et d'introduire entre ces signaux un déphasage en quadrature ou en opposition de phase. Une jonction  $90^\circ$ -hybride est similaire au coupleur et présente les mêmes pertes.
- Le commutateur RF est la solution permettant d'avoir la meilleure isolation après la solution bi-statique (isolation de 20 à plus de 60 dB pour les produits Hittite [120]). La commutation s'effectue entre la partie émission et la partie réception par la commande « cmd ». Les fronts rapides de la commutation sont nécessaires pour observer rapidement la réponse du résonateur mais ils introduisent un encombrement spectral important.

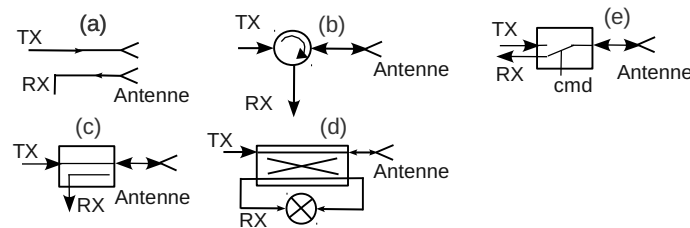


FIGURE 1.27 – Exemple de séparation entre l'étage d'émission et l'étage de réception. (a) Mode bistatique à 2 antennes, (b) circulateur, (c) un coupleur, (d)  $90^\circ$ -hybride, (e) commutateur RX/TX [121]

### 1.4.5 Synthèse de fréquence

La synthèse de fréquence est un élément clé pour sonder les résonateurs SAW. La chaîne d'émission synthétise le signal RF dans la bande de fréquence ISM 434 MHz. Il existe différentes solutions pour réaliser une synthèse de fréquence, la synthèse analogique directe et indirecte [122]. Le composant de base permettant de produire un signal RF est un oscillateur, décrit ci-après.

#### L'oscillateur

Un oscillateur est constitué de composants volontairement placés dans un état d'instabilité pour générer un signal. Il est constitué d'un chaîne d'amplification de fonction de transfert  $H(p)$  (non linéaire) et d'un d'élément sélectif en fréquence de fonction de transfert  $K(p)$  (linéaire). Pour qu'un système bouclé oscille, il faut qu'il existe une et une seule fréquence  $f_0$  ou une pulsation  $\omega_0 = 2\pi \times f_0$  pour laquelle le gain de boucle soit égal ou supérieur à 1 et que la bande soit en phase. Ces condition de fonctionnement sont connues sous le nom de conditions de Barkhausen

sur le module (eq. 1.20) et sur la phase (eq. 1.21) [123] de la bande d'oscillation.

$$|\underline{T}(j\omega_0)| = |\underline{H}(j\omega_0)| \times |\underline{K}(j\omega_0)| \geq 1 \quad (1.20)$$

$$\arg(\underline{T}(j\omega_0)) = \arg(\underline{H}(j\omega_0)) + \arg(\underline{K}(j\omega_0)) = 0 [2\pi] \quad (1.21)$$

Il existe deux principaux groupes d'oscillateurs : les oscillateurs à fréquence fixe et les oscillateurs commandés en tension (VCO). Les oscillateurs sont réalisés à base de composants actifs (les transistors bipolaires, les transistors à effet de champ, les diodes Gunn) placés dans une condition d'oscillation pour générer un signal. L'oscillateur local doit produire un signal limitant les parasites et délivrer une fréquence variable pour couvrir toute la bande considérée. L'amplitude, la phase et la fréquence du signal qu'il délivre doivent rester stables lorsque les conditions de fonctionnement varient (température, charge appliquée). Les oscillateurs peuvent utiliser les résonateurs à ondes élastiques de surface comme cavité résonante pour travailler en mode fondamental jusqu'à plus de 2 GHz. En ajoutant une phase supplémentaire dans l'eq. 1.21 créée par un déphaseur piloté en tension, un VCO est obtenu. Le VCO délivre une fréquence de sortie ( $F_s$ ) commandée par une tension de commande ( $V_c$ ) selon la relation linéaire (en théorie)  $F_s = f_0 + a \times V_c$  (Fig. 1.29(a)). Une chaîne d'émission constituée d'un VCO peut balayer une plage de fréquence si elle est commandée par une rampe de tension sans maîtrise de la fréquence synthétisée.

### Bruit de phase

Le signal de sortie d'un oscillateur n'étant pas une sinusoïde parfaitement pure, son spectre fréquentiel n'est pas représenté par une distribution de Dirac. En pratique, il est centré autour de la fréquence du signal, décroissant très rapidement de part et d'autre : cette variation correspond au bruit de phase. Ce bruit est lié aux fluctuations de la période du signal de sortie de l'oscillateur. Le bruit de phase est une grandeur qualifiant les fluctuations et les instabilités du signal dans le domaine temporel ou spectral. Le bruit de phase est exprimé en bande latérale unique ramené dans une bande de mesure de 1 Hz. Il correspond au rapport de la puissance dans une bande latérale de bruit de phase sur la puissance de la porteuse du signal (Fig. 1.30) [123]. Les meilleures sources sont celles qui présentent un spectre très étroit, elles présentent un bruit de phase qui diminue très rapidement autour de la fréquence porteuse jusqu'à un plancher de bruit de plus faible possible. Les meilleurs sources sont stabilisées par des résonateurs à ondes de surface dans la bande 300 – 600 MHz au sens du bruit de phase.

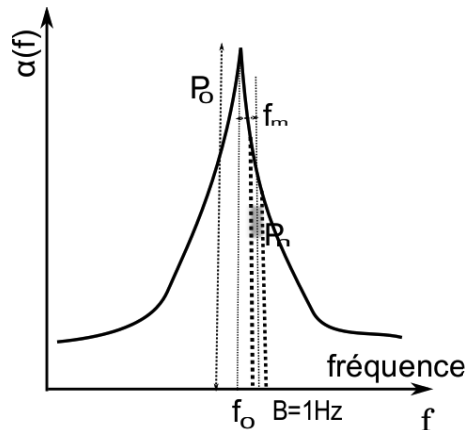


FIGURE 1.28 – La densité spectrale de bruit de phase ( $\alpha$ ) en bande latérale unique  $L(f)$  est défini en  $dBc/Hz$  lorsque la puissance  $P_n$  est déterminée sur une bande de largeur 1 Hz. Il est défini par  $L(f_m, B) = 10 \log_{10} \frac{P_n}{P_0}$  avec  $P_n = \frac{1}{B} \int_{f_0+f_m-B/2}^{f_0+f_m+B/2} DSP(f)df$ , la puissance de bruit dans une bande de fréquence  $B$  de 1 Hz à la distance  $f_m$  de la porteuse,  $f_0$  la fréquence porteuse,  $P_0$  désigne la puissance à  $f_0$ .

**Les boucles à verrouillage de phase (PLL)**

Pour maîtriser la synthèse de fréquence, un système asservi peut être utilisé, notamment par boucle à verrouillage de phase (PLL) (Fig. 1.29). Le concept de boucle à verrouillage de phase a été évoqué la première fois par le scientifique français H. de Bellescize en 1932 [124]. La PLL est un systèmes à contre-réaction qui a pour

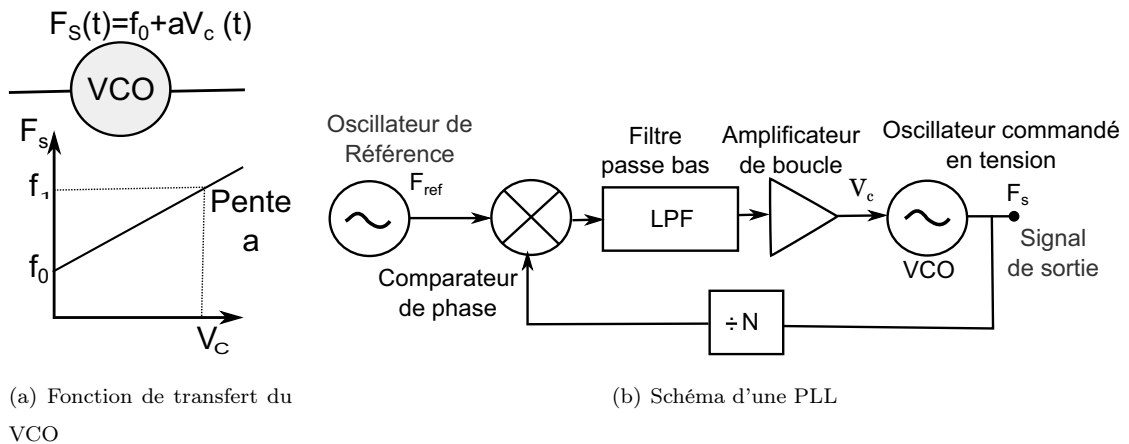
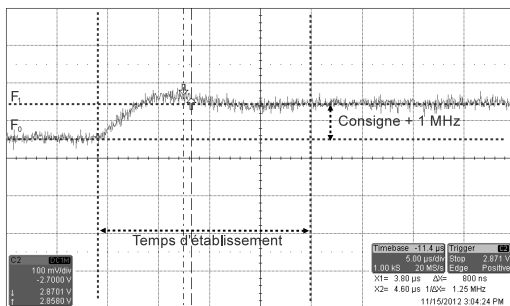


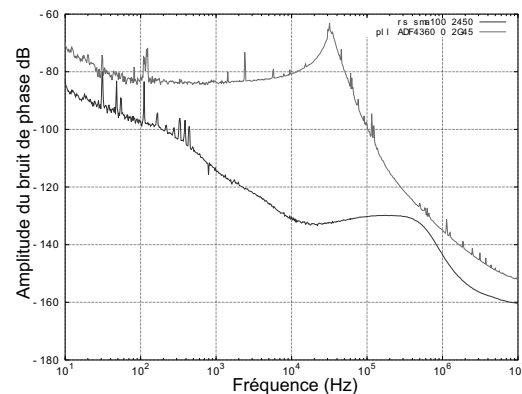
FIGURE 1.29 – (a) Un VCO délivre une fréquence de sortie proportionnelle à la tension de commande présente à son entrée. (b) Schéma d'une PLL simple : la boucle à verrouillage de phase se compose de trois éléments, l'oscillateur commandé en tension (VCO), le comparateur de phase et le filtre de boucle. Le comparateur de phase produit une tension proportionnelle à la différence de phase des signaux à son entrée, cette tension après filtrage et amplification alimente un oscillateur commandé en tension dont la fréquence d'oscillation varie avec cette tension. Cette fréquence est proportionnelle à la fréquence de l'oscillateur de référence. La boucle de contre-réaction prélève un échantillon du signal divisé par  $N$  pour le comparer à la fréquence de l'oscillateur de référence.

but d'asservir la fréquence en sortie du VCO ( $F_s$ ) sur la fréquence en entrée ( $F_{REF}$ ).

La rétroaction de la boucle d'asservissement permet de minimiser l'erreur entre la fréquence mesurée et la fréquence synthétisée bien que le problème majeur d'un asservissement soit la stabilité globale du système. Les PLLs permettent de disposer d'une fréquence stable et précise dont la valeur est définie par les caractéristiques de la boucle. L'ajout de diviseurs de fréquence entre la sortie du VCO et l'entrée du comparateur de phase permet d'obtenir une multiplication de la fréquence de référence du VCO par un facteur  $N$ , soit  $F_S = N \times F_{ref}$ . En utilisant un oscillateur à quartz comme référence ( $F_{ref}$ ), la fréquence de sortie ( $F_S$ ) de la PLL verra son bruit de phase multiplié par le facteur  $N$ . Les PLLs sont en partie réalisées avec des composants numériques, certaines sont programmables, permettant de modifier la fréquence de sortie (détecteur de phase et diviseur de fréquence), le dernier bloc analogique reste le VCO. Comme tout système asservi, il n'est pas garanti que la PLL s'accroche et se verrouille si  $N \times F_{ref}$  n'est pas dans la gamme de fonctionnement du VCO. De plus, la vitesse de passage d'une fréquence à une autre (slew rate), le temps d'établissement de la fréquence (temps minimum pour passer d'une fréquence à une autre) sont des contraintes d'utilisation à prendre en compte (Fig. 1.30). Il est préférable parfois de privilégier un système numérique non asservi à base de synthèse numérique directe (§1.4.6).



(a) Temps d'établissement fréquence PLL



(b) Mesure de bruit de phase

FIGURE 1.30 – Ces deux figures illustrent les principaux problèmes d'utilisation d'une PLL. (a) Le temps minimum nécessaire pour passer d'une fréquence à une autre avec l'utilisation de la PLL d'un radiomodem XE1203F. (b) La mesure de bruit de phase de la PLL ADF4360-0, elle n'est pas asservie correctement, la constante de temps de la boucle de rétroaction apparaît comme un maximum de bruit de phase, ici autour de 30 kHz comparé au synthétiseur de fréquence RS-sma100

### Les PLLs fractionnaires

L'ajout d'un diviseur de fréquence par  $M$  entre le signal de référence et le com-



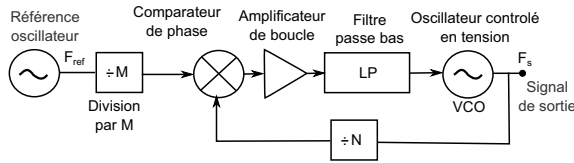


FIGURE 1.31 – Schéma d'une PLL fractionnaire : un diviseur d'un facteur  $M$  est ajouté entre l'oscillateur de référence et le comparateur de phase.

comparateur de phase permet d'obtenir une fréquence de sortie  $F_S = \frac{N}{M} \times F_{ref}$  donnant naissance à la notion de PLL fractionnaire (Fig. 1.31). Lorsque l'on souhaite obtenir des incréments de pas de fréquence plus petits, des synthétiseurs à boucles multiples peuvent être utilisés. Une synthèse de fréquence à base de PLL est capable de balayer une plage de fréquence par pas de fréquence qui dépend du rapport  $(N/M)$  (facteur de pré-division) [125].

#### 1.4.6 Synthèse numérique

Un synthétiseur de fréquence numérique direct (DDS) permet de générer un signal à une fréquence prédéfinie. C'est un composant cadencé par un oscillateur à une fréquence d'horloge ( $F_{clk}$ ). Son principe de fonctionnement est présenté sur le schéma bloc (Fig. 1.32). Il est constitué d'un accumulateur de phase, d'un convertis-

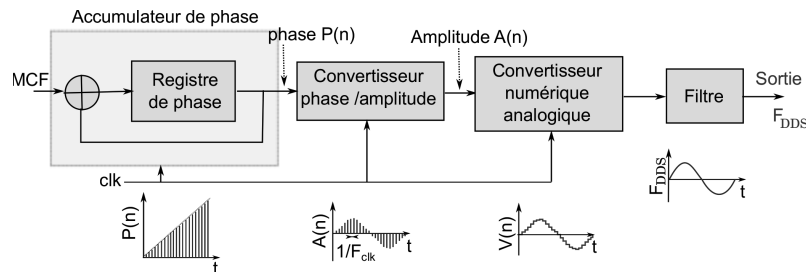


FIGURE 1.32 – Schéma de principe d'un DDS [126]

seur phase/amplitude, d'un convertisseur numérique/analogique puis d'un filtrage passe-bas. L'accumulateur de phase est réalisé à partir d'un additionneur et d'un registre de mémorisation, avec une valeur numérique codée sur  $i$  bits. À chaque coup d'horloge, le mot de commande (MCF) est ajouté à la valeur précédemment stockée dans le registre de phase. Ce mot représente l'incrément de phase. Le convertisseur (phase/amplitude) permet d'appliquer une fonction transformant les échantillons  $P(n)$  de l'accumulation de phase en échantillons  $A(n)$  selon une fonction sinusoïdale ( $A(n) = \sin(P(n))$ ). Les échantillons sinus sont échantillonnés à  $f_{clk}$ , créant un repliement de spectre. Les échantillons sont ensuite convolués par la réponse du convertisseur analogique numérique (DAC) transformant le signal numérique en un signal analogique mais l'amplitude de l'enveloppe du signal suit une loi en sinus don-

nant naissance à deux fréquences images qu'il sera nécessaire de filtrer (Fig. 1.33). La fréquence ( $F_{DDS}$ ) de sortie est définie comme la dérivée de la phase instantanée par rapport au temps, cette fréquence est calculée par l'équation (1.22) et elle dépend du mot de commande MCF programmé, du nombre de bits  $i$ , de la fréquence d'horloge.

$$f_{DDS} = \frac{(MCF \times f_{clk})}{2^i} \quad (1.22)$$

La résolution fréquentielle du DDS (eq. 1.23) est obtenue pour un mot de contrôle de fréquence égal (MCF) à 1, qui représente la plus petite fréquence synthétisable.

$$\Delta f_{min} = f_{clk}/2^i \quad (1.23)$$

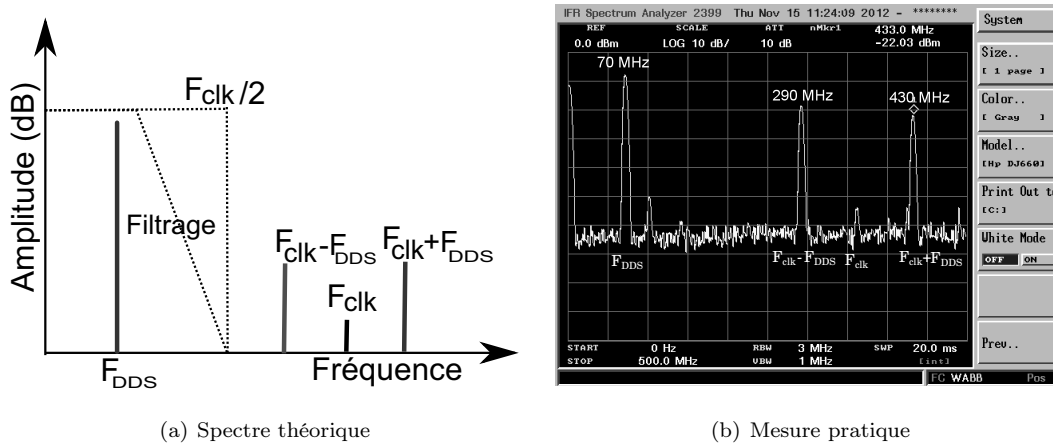


FIGURE 1.33 – Analyse du spectre d'une synthèse de fréquence par DDS (AD9954) : ce DDS est un DDS 32 bits, l'horloge est cadencée à une fréquence  $f_{clk}$  de 360 MHz (quartz de 20 MHz multiplié par un facteur 18), en utilisant l'équation (1.22), le composant génère une fréquence à 70 MHz. Les raies parasites  $F_{clk}$ ,  $F_{clk} - F_{DDS}$  et  $F_{clk} + F_{DDS}$  doivent être filtrées pour ne pas perturber d'autres bandes de fréquence (en particulier pour ne pas émettre hors bande ISM).

Pour se ramener à notre contexte, le DDS procure une flexibilité de programmation de la fréquence et garantit la stabilité de la fréquence. L'avantage d'utilisation de ce composant réside dans le temps de commutation d'une fréquence à une autre plus court qu'une PLL fractionnaire, le bruit de phase ainsi que la bonne résolution fréquentielle et l'absence de phénomènes transitoires contrairement au PLL. Pour ces raisons, les DDS sont privilégiés pour les applications large bande. Les DDS disponibles au début de ce projet ne sont pas prévus pour délivrer directement une fréquence égale à 433 MHz, ils sont généralement limités à quelques dizaines voire une centaine de MHz [127].

### 1.4.7 Élévation de fréquence

La fréquence maximal (certifiée par le constructeur) que peut synthétiser un DDS est inférieure à 400 MHz (cas des DDS avec un prix unitaire inférieur à 50 euros), or pour interroger des dispositifs SAW fonctionnant dans la bande de 434 MHz, cette fréquence de sortie du DDS doit être élevée. Plusieurs solutions sont envisageables et sont expliquées ci-après :

#### La synthèse directe par DDS

Une solution de synthèse directe consiste à utiliser la fréquence intermédiaire générée par le mélange de la fréquence d'échantillonnage ( $F_{clk}$ ) et de la fréquence du DDS ( $F_{DDS}$ ). La fréquence retenue est  $F_s = F_{clk} + F_{DDS}$  en l'isolant par un filtre passe bande à 434 MHz. Le désavantage de cette solution est que les constructeurs de composants ne garantissent pas la puissance RF transmise à cette fréquence (Fig. 1.34(b)) par les composants correspondant.

#### La synthèse par multiplication

La référence de fréquence utilise ici un DDS dont la fréquence de sortie est multipliée par un facteur  $N_D$  grâce à la boucle de contre-réaction de la PLL pour obtenir une fréquence de sortie égale à  $F_s = N_D \times F_{DDS} = 434$  MHz. Cette solution à base de PLL et de DDS est toujours limitée en bande passante mais permet d'avoir un pas de fréquence synthétisable inférieur à celui d'une PLL fractionnaire (Fig. 1.34(c)).

#### La synthèse par mélange

Le mélange permet de transférer les caractéristiques d'un signal de basse fréquence vers un second de fréquence plus élevée. Le signal de sortie ( $F_{DDS}$ ) est mélangé avec un oscillateur local de fréquence  $F_P$  égale à 400 MHz, la sortie du mélangeur délivre un signal en sortie de fréquence égale à  $F_s = F_P \pm F_{DDS}$  ainsi que des harmoniques. L'utilisation d'un filtre passe bande permet d'isoler la fréquence voulue soit  $F_s = F_P + F_{DDS} = 400 \text{ MHz} + 34 \text{ MHz} = 434 \text{ MHz}$ . Cette solution permet une synthèse rapide avec une bande passante large. L'inconvénient en est le coût car elle nécessite l'utilisation d'un oscillateur local et d'un DDS (Fig. 1.34(a)).

### 1.4.8 Distance d'interrogation

Les techniques d'interrogation de capteur SAW sont similaires à celles utilisées pour les applications de type RADAR. Pour connaître le principe d'un RADAR, il faut se référer à l'histoire. James Clerk Maxwell est le premier à publier son travail sur la théorie des champs électromagnétiques et son modèle mathématique. Heinrich

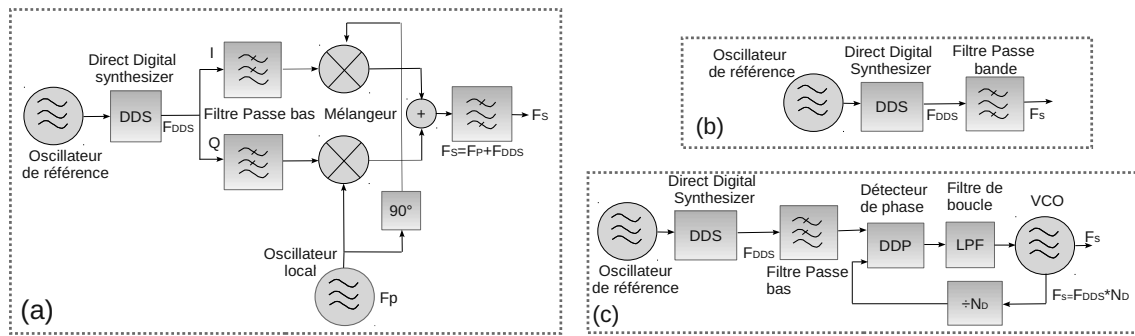


FIGURE 1.34 – Exemples de circuits-blocs de synthèse de fréquence : (a) Synthèse par mélange entre un DDS et un oscillateur local (cas d'un signal possédant des parties réelle et imaginaire) ; (b) Synthèse par utilisation d'une source de fréquence intermédiaire ; (c) Synthèse par multiplication.

Hertz entre les années 1885 et 1888 démontre que les ondes électromagnétiques se propagent et se réfléchissent sur les objets métalliques. Les recherches de ces deux scientifiques ont permis la construction des premiers RADARs qui ont servi pour la détection des bombardiers Allemands lors de la bataille d'Angleterre (seconde guerre mondiale) entre autres. Plus tard, les premiers transpondeurs interrogés à distance apparaissent, permettant l'identification des avions ennemis et des avions amis [11]. Pour améliorer la résolution spatiale dans le domaine des applications RADAR, les développements des années 1960 sont basés sur les travaux théoriques de Klauder [128]. Ils ont introduit l'idée de base d'utiliser un signal modulé en fréquence, « un chirp », plutôt qu'un signal sinusoïdal de fréquence fixe, pour pouvoir discerner les échos de deux cibles malgré le recouvrement partiel de leurs signaux due à la proximité des deux cibles [61]. La compression d'impulsion permet ainsi de maximiser la résolution spatiale d'un RADAR. Cette opération est réalisée en injectant le signal dans un système dispersif où le temps de parcours des hautes fréquences est différent de celui des basses fréquences. La technologie SAW permet de générer des retards de l'ordre de quelques microsecondes pour un encombrement minimal puisque la vitesse des ondes élastiques dans un matériau solide est  $10^5$  fois plus faible que la vitesse d'une onde électromagnétique. Ce concept a pu être mis en œuvre grâce aux innovations technologiques des années 1965 [129]. Le principe d'un RADAR (Fig. 1.35) est d'estimer le temps de vol associé à la distance aller/retour ( $2 \times R$ ) de l'onde électromagnétique de longueur d'onde  $\lambda$  entre l'antenne et la cible. et utilise l'équation (1.24) où  $c$  est la célérité de l'onde électromagnétique et  $T_r$  le temps d'un aller/retour [130].

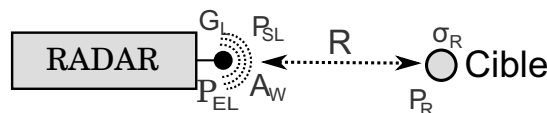


FIGURE 1.35 – Principe RADAR

$$R = \frac{c \times T_r}{2} \quad (1.24)$$

Un RADAR de configuration mono-statique (une seule antenne pour l'émission et la réception) illumine une cible de surface équivalente au RADAR  $\sigma_R [m^2]$  se trouvant à une distance  $R$  par des ondes électromagnétiques de puissance  $P_{SL} [W]$  au travers d'une antenne de gain  $G_L [dB]$ . L'énergie envoyée par l'émetteur atteint la cible, une partie de cette énergie  $P_R [W]$  (eq. 1.25) est réfléchiée (dépendant de  $\sigma_R$ ) vers l'antenne réceptrice du RADAR.

$$P_R = \frac{P_{SL} \times \sigma_R \times G_L}{4 \times \pi \times R^2} \quad (1.25)$$

L'antenne reçoit à son entrée une énergie de puissance  $P_{EL} [W]$  dépendante de la puissance réfléchiée par l'objet et de la surface apparente de l'antenne  $A_w [m^2]$  (eq. 1.26).

$$P_{EL} = \frac{P_R \times A_w}{4 \times \pi \times R^2} \quad (1.26)$$

L'équation du gain d'une antenne (eq. 1.27) permet de faire apparaître la longueur d'onde  $\lambda$ .

$$G = \frac{A_w \times 4\pi}{\lambda^2} \quad (1.27)$$

La distance maximale de détection de la cible correspond à la puissance minimale que peut détecter l'étage de réception du RADAR, soit  $P_{EL} = P_{e \min} = k_b \times T \times BF \times \frac{S}{R}$  (eq. 1.28) avec la constante de Boltzmann  $k_b$ , la température  $T$ , la bande passante et la figure de bruit du système  $BF$ , les pertes d'insertion  $IL$  et le signal sur bruit  $\frac{S}{R}$  [131].

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_{SL} \times G \times \sigma_R \times A_w}{(4 \times \pi)^2 \times P_{e \min}}} = \sqrt[4]{\frac{P_{SL} \times G^2 \times \sigma_R \times \lambda^2}{(4 \times \pi)^3 \times P_{e \min}}} \quad (1.28)$$

#### 1.4.9 Détection du signal

Pour acquérir le signal électromagnétique ré-émis par le capteur suite à l'excitation de celui-ci, deux méthodes peuvent être utilisées : détecter l'amplitude du signal ou la phase du signal. L'analyse de la phase nécessite d'utiliser un démodulateur IQ alors qu'une analyse de puissance peut utiliser un détecteur de puissance.

### Détecteur de puissance

Le détecteur de puissance est un composant qui intègre toute la puissance RF reçue dans une gamme de fréquence prédéfinie. Le seuil de détection et la gamme de puissance détectée dépend des constructeurs. La gamme de fréquence intégrée est de large bande, souvent de quelques centaines de kHz à 2,5 GHz. L'utilisation d'un filtre passe bande est obligatoire pour ne pas saturer le détecteur par d'autres sources de fréquence et de réduire la puissance du bruit  $k_b \times T \times BF$ . Exemple : le composants AD8302 est un détecteur de puissance, il est capable de mesurer une puissance dans la gamme -52 dBm à 8 dBm pour des fréquences de 50 Hz à 3,8 GHz. Le seuil minimum de détection du signal RF reçu est le point crucial, plus le seuil est faible plus la distance entre le capteur et le lecteur est grande.

Un RADAR permet d'estimer le temps de vol d'une onde électromagnétique pour atteindre une cible de surface équivalente  $\sigma_R$  (§ 1.4.8). L'interrogation de dispositif SAW est basée sur le principe d'un RADAR, la cible est remplacée par une ligne à retard équipée d'une antenne. Le temps de vol  $T_{vol}$  mesuré par le RADAR correspond au temps aller/retour mis par l'onde électromagnétique pour atteindre le dispositif ajouté au temps aller/retour mis par l'onde pour aller de l'IDT à un réflecteur (eq. 1.29).

$$T_{vol} = 2 \times \frac{R}{c} + 2 \times \frac{d}{v} \quad (1.29)$$

Une ligne à retard possède au minimum deux réflecteurs séparés d'une distance  $\Delta d$  l'un de l'autre. Une mesure différentielle entre les deux retards associés à ces deux réflecteurs permet de s'affranchir du temps de vol de l'onde EM et de conserver que l'information utile. Ainsi le temps de propagation  $\Delta T$  mis par l'onde pour aller d'un réflecteur au second peut être déterminé.

L'équation 1.28 (§ 1.4.8) permet de calculer la distance maximale d'interrogation théorique d'un RADAR illuminant une cible de surface équivalente  $\sigma_R$  en fonction de la puissance reçue sur l'étage de réception. Lorsque la cible est un capteur SAW relié à une antenne (Fig. 1.36), la distance d'interrogation maximale d'un dispositif SAW peut être calculée en remplaçant  $\sigma_R$  par les pertes associées au capteur SAW  $\sigma$  (dB). Le système d'interrogation possède deux antennes (Fig. 1.36), l'antenne du lecteur a un gain  $G_L$  et une surface apparente  $A_{WL}$ , l'antenne du dispositif SAW possède un gain  $G_S$  et une surface  $A_{WS}$ . La puissance reçue sur l'étage de réception du lecteur est exprimée par l'équation 1.30.

$$P_{EL} = \frac{A_{WS} \times A_{WL} \times G_S \times G_L \times \sigma \times P_{SL}}{(4\pi)^2 \times R^4} \quad (1.30)$$

L'expression du gain d'une antenne en fonction de la longueur d'onde du signal

est donnée par l'équation (1.27) (§1.4.8). Pour simplifier le calcul, nous considérons les deux antennes égales :  $G_S = G_L = G$  et  $A_{WL} = A_{WS} = A_W$ . En remplaçant les variables  $A_{WS}$ ,  $A_{WL}$  de l'eq. 1.30 par l'eq. 1.31. La distance d'interrogation  $R$  peut être exprimée en fonction des variables suivantes : la longueur d'onde  $\lambda$  [m], gain  $G$  [dB], puissance émise  $P_{SL}$  [W], puissance reçue  $P_{EL}$  [W] et pertes du dispositif  $\sigma$  [dB] (eq.1.32).

$$A_W = \frac{G \times \lambda^2}{4\pi} \quad (1.31)$$

$$R = \frac{G \times \lambda}{4\pi} \sqrt[4]{\frac{P_{SL} \times \sigma}{P_{EL}}} \quad (1.32)$$

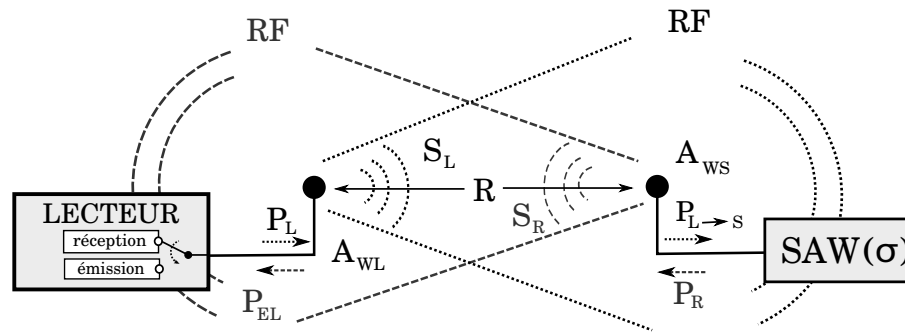


FIGURE 1.36 – Schéma d'interrogation de dispositifs SAW par un lecteur à une distance  $R$ . Le lecteur émet un signal de puissance  $P_L$  par une antenne qui présente un gain  $G_L$  et une surface apparente  $A_{WL}$ . L'antenne du dispositif SAW présente un gain  $G_S$  et une surface apparente  $A_{WS}$ , elle reçoit une puissance  $P_{L \rightarrow S}$  [W] dépendant de la densité de puissance émise par le lecteur  $S_L$  [ $W/m^2$ ]. Le dispositif SAW présente des pertes  $\sigma$ , il ré-émet une puissance  $P_R$  au travers de son antenne. L'étage de réception du lecteur reçoit un signal de puissance  $P_{EL}$  [W] dépendant de la densité de puissance émise par le dispositif SAW  $S_R$  [ $W/m^2$ ].

#### Application numérique : distance d'interrogation d'un lecteur équipé d'un détecteur de puissance

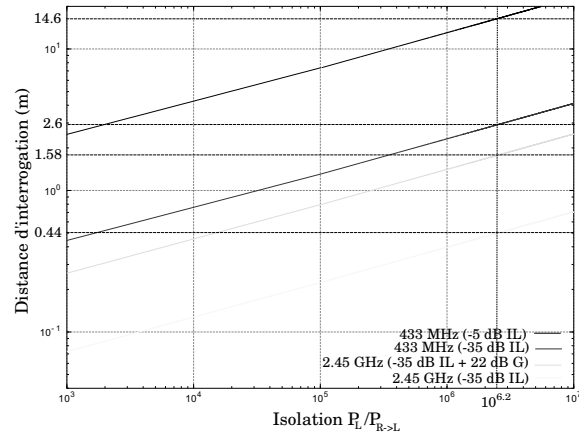
Deux sources de bruit limitent la portée de la mesure : le bruit intrinsèque (thermique) de la chaîne de réception et le couplage entre l'émission et la réception. Plus les bruits du système sont faibles, plus le lecteur est capable de sonder un dispositif éloigné. Il est possible de calculer la distance d'interrogation en fonction des différents bruits d'un récepteur en utilisant la formule (eq. 1.33) avec  $k$  la constante de Boltzmann, la température  $T$ , la bande passante et la figure de bruit du système  $BF$ ,

les pertes d'insertion  $IL$  et le rapport signal sur bruit  $\frac{S}{R}$  minimal pour la détection.

$$R_{max} = \frac{\lambda}{4 \times \pi} \sqrt[4]{\frac{P_s \times G_r^2 \times G_s^2}{IL \times k \times T \times BF \times \frac{S}{R}}} \quad (1.33)$$

Il a été démontré dans l'article [96] que la distance d'interrogation de dispositifs SAW peut atteindre entre 5 à 10 mètre pour la bande ISM (433,05-434,79 MHz) et entre 1 à 2 mètres pour la bande ISM (2,4-2,483 GHz). La figure (1.37) présente la distance d'interrogation pour une ligne à retard à 2,45 GHz avec 35 dB de pertes et un résonateur à 433 MHz avec 5 dB de pertes. Pour un détecteur AD8302 possédant une dynamique de détection de 62 dB (10 dB pour l'émission et -52 dB pour la réception), la distance maximale théorique d'interrogation déterminée en utilisant l'eq. (1.32) est d'environ 14,6 mètres pour l'interrogation du résonateur contre 2,6 mètres pour une ligne à retard à 433 MHz. D'un point de vue distance d'interrogation, le résonateur SAW est privilégié par rapport à une ligne à retard dans le bande ISM centrée à 434 MHz.

FIGURE 1.37 – Simulation de la distance d'interrogation en utilisant l'équation 1.32 pour plusieurs dispositifs SAW : un résonateur avec 5 dB de pertes, un gain d'antenne (GA) unitaire à 433 MHz; une LAR, 35 dB de pertes d'insertion (IL), GA unitaire à 433 MHz; une LAR, 35 dB de IL, GA de 22 dB, fonctionnement 2,45 GHz; une LAR, 35 dB de IL, GA unitaire fonctionnent à 2,45 GHz.



### Démodulation IQ

Le signal ré-émis par le capteur  $r(t)$  (eq. 1.34) est atténué en module et subit des rotations de phase dû au chemin qu'il a parcouru ( $\phi$  phase due à la distance,  $\phi_r$  phase du résonateur).

$$r(t) = A_r \cos(\omega_{SOL} t + \phi + \phi_r) \quad (1.34)$$

Le démodulateur permet de restituer les signaux  $I$  et  $Q$  par la multiplication du signal  $r(t)$  avec le signal de l'oscillateur local  $S_{OL}$ .  $I$  est le signal en phase (eq. 1.35) et  $Q$  le signal en quadrature de phase (eq. 1.36), ce qui permet de calculer la phase  $\phi = \arctan(Q/I)$  ou d'utiliser le module  $|(I + i \times Q)|$  pour obtenir la puissance reçue. Une démodulation IQ permet d'avoir une sélectivité de bande de fréquence avec l'utilisation de filtres passe-bas qui délimitent la bande passante autour de la fréquence de l'oscillateur. Cette sélectivité de bande permet d'immuniser l'interrogateur



de toute source parasite de fréquence présente dans la bande ISM dans l'hypothèse qu'elle se trouve hors de la bande passante du filtre en sortie du mélange de  $r(t)$  et  $S_{OL}$ , contrairement au détecteur de puissance qui, lui, sera saturé par cette émission parasite.

$$I(t) = r(t) \cos(\omega_{SOL} t) = \frac{A_r}{2} (\cos(2\omega_{SOL} t + \phi + \phi_r) + \cos(\phi + \phi_r)) \quad (1.35)$$

$$Q(t) = r(t) \sin(\omega_{SOL} t) = \frac{A_r}{2} (\sin(2\omega_{SOL} t + \phi + \phi_r) - \sin(\phi + \phi_r)) \quad (1.36)$$

Le filtre passe-bas en sortie du mélangeur permet d'éliminer le signal à  $2\omega_{SOL}$  et de conserver la partie continue qui nous intéresse particulièrement.

#### 1.4.10 Lecteurs existant sur le marché

Plusieurs lecteurs de capteurs SAW existent sur le marché. Certains sont dédiés à l'interrogation de lignes à retard et d'autres à l'interrogation de résonateurs.

- Le lecteur de Baumer Ident : ce lecteur est dédié à l'interrogation des lignes à retard dans la bande centrée en 2,45 GHz. Il fonctionne sur la base d'un RADAR FMCW (FMCW synthèse analogique  $\Rightarrow$  rampe de fréquence linéaire / FSCW synthèse numérique  $\Rightarrow$  rampe par pas de fréquence) avec une bande de 40 MHz et un temps de balayage de 16 ms. La puissance de sortie peut être réglée de 0,01 à 10 mW. La distance d'interrogation peut atteindre 6 mètres en fonction de l'antenne et du capteur utilisés. La résolution de mesure d'une ligne à retard de gradient de température de sensibilité égale à 70 ppm/°C est de  $\pm 0,2^\circ C$  [115].
- Le lecteur de CTR : ce lecteur est aussi un lecteur de dispositifs de type ligne à retard sur la base d'un RADAR FSCW. La puissance d'émission varie de -8 dBm à +8 dBm, la réception utilise le principe d'une réception homodyne, un signal DC est délivré à la sortie du mélangeur. Un traitement sur l'amplitude et la différence de phases entre les échos est réalisé pour maximiser la résolution de la mesure. Dans des conditions de mesure hors perturbation par des systèmes utilisant la même bande allouée (WLAN, Bluetooth), la distance d'interrogation atteint 5 mètres pour 10 mW d'émission avec un temps de balayage de 125  $\mu s$  [132].
- Le lecteur SENGUITY : ce système de lecture est opérationnel dans la bande 428-439 MHz, il interroge jusqu'à 6 capteurs SAW constitués de résonateurs par une méthode temporelle qui consiste à émettre différentes impulsions « large

bande » dans la plage de fréquence interrogée, numériser la réponse, réaliser la transformée de Fourier directe (TFD) pour en déduire la fréquence de résonance du résonateur. Selon SENGENUITY, cette méthode d'interrogation présente l'avantage de déterminer la fréquence de résonance même en cas de saturation de l'étage de réception [133].

- Les lecteurs de TRANSENSE : le premier système développé par Transense est un interrogateur à base de FMCW (IS485) de 1995 à 2001 [134]. À partir de 2002, l'augmentation du nombre de résonateurs dans leurs capteurs SAW les a contraint à utiliser un système d'interrogation à base de RADAR à impulsion qui nécessite l'utilisation de TF[111]. Le dernier lecteur présente une puissance de calcul permettant de détecter les résonances correspondantes. Il mesure des résonateurs dans la bande (428-438 MHz) avec une résolution fréquentielle à 3 écarts type ( $\sigma_{ET}$ ) de l'ordre de 900 Hz avec un temps d'acquisition de fréquence égal à 155  $\mu s$ . La résolution est améliorée en réalisant des moyennes permettant d'atteindre une résolution fréquentiel à 3  $\sigma_{ET}$  de 450 Hz avec une plage dynamique de 65 dB et un temps de mesure de 350  $\mu s$ . La rapidité de mesure de ce lecteur permet de mesurer des couples d'arbre de moteur à une vitesse de 18000 rpm [135].
- Le lecteur de SENSEOR : l'architecture d'interrogation développée suite à la collaboration FEMTO-ST et SENSEOR est un lecteur à balayage fréquentiel pour la détection de fréquence de résonance de résonateurs SAW [136] qui sera la base des développements présentés dans la suite de ce manuscrit.
- Le lecteur USRP (*Universal Software-Radio Peripheral*) <http://www.ettus.com/> fondé sur un FPGA permettant le développement rapide de système d'interrogation avec une grande flexibilité en utilisant le logiciel GNURadio (<http://gnuradio.org/>) sans aucune modification de la partie matérielle de l'électronique [137, 138, 139]. La durée de reconfiguration de la fréquence de la source le rend peu approprié à un balayage de fréquence, tandis que la puissance de calcul d'un « Personal Computer » (PC) commandant le module RF permet une mesure par TF. Ce système de prototypage rapide a été utilisé pour comparer les caractéristiques fonctionnelles des divers approches [140].

## 1.5 Conclusion : utilisation de capteur sans fils pour la mesure de température

Nous avons vu à travers ce chapitre que la bande UHF est compatible avec deux types de capteurs de température. L'un utilise des étiquettes constituées de puces à

base de silicium où l'activation de la puce s'effectue avec une réception minimale de puissance émise par le lecteur (tension de seuil d'une diode du redressement). L'amélioration est portée sur la réduction de la consommation énergétique de l'étiquette avec les premiers systèmes qui font leur apparition dans le commerce possédant une gamme de fonctionnement inférieure à  $125^{\circ}\text{C}$ . L'autre solution utilise la technologie SAW qui a l'avantage de fonctionner selon un processus linéaire donc d'être opérationnelle même avec une infime partie d'énergie reçue. La contrainte majeure est liée à la double conversion du signal : d'une part d'onde électromagnétique en ondes élastiques puis d'ondes élastiques en ondes électromagnétiques sans amplification du signal. Cet aspect complexifie la réalisation du lecteur, qui doit être capable de détecter des seuils de puissance reçue faible (atténuation en  $d^4$ ). Cette faible énergie reçue va impliquer en cas de perturbation électromagnétique des mesures difficiles à réaliser du fait du rapport signal à bruit dégradé. Le projet SAWHOT vise à créer un système de mesure haute température (de l'ambiante à  $650^{\circ}\text{C}$  exploitable sur un objet mobile tel qu'un arbre de rotor de turbine). Le capteur réalisé dans ce projet est un résonateur SAW. La nature du matériau qui le compose, la langasite et les électrodes en platine donnent la possibilité de l'utiliser dans les environnements considérés, où le RFID à base de technologie CMOS ne peut supporter plus de  $200^{\circ}\text{C}$ . L'information issue de ce dispositif est une fréquence, qui dépend de la température et du coefficient température / fréquence (TCF) associé au capteur. L'électronique d'interrogation doit permettre la mesure dans une gamme de température étendue impliquant que la plage fréquentielle occupée par le capteur risque d'être supérieure aux 1,7 MHz de la bande ISM centrée en 433,92 MHz. Dans le chapitre suivant, nous présentons une électronique d'interrogation robuste, de petite taille ( $5 \times 10$  cm) permettant une interrogation de l'étiquette à distance sur laquelle nous avons développé des méthodes d'interrogation pour atteindre une vitesse de acquisition et précision ultimes.



## Chapitre 2

# Électronique d'interrogation de capteurs à ondes élastiques par balayage de fréquence

### 2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à décrire la conception d'une électronique d'interrogation de capteurs de grandeurs physiques utilisant les ondes élastiques se propageant à la surface de matériaux piézoélectriques mono-cristallins. Ces capteurs sont des dispositifs intrinsèquement radio-fréquences : ils offrent la possibilité d'être utilisés comme des capteurs passifs (sans source d'alimentation embarquée) interrogeables à distance, ce qui leur confère un avantage majeur en terme d'autonomie et de robustesse sur les systèmes électroniques actifs. L'électronique du lecteur doit permettre plus particulièrement l'interrogation de résonateurs à ondes élastiques. Ces résonateurs sont conçus pour présenter une sensibilité aux paramètres physiques (température, pression...) maximale pour la grandeur à mesurer et minimale pour toutes les autres avec des fréquences de fonctionnement comprises dans la bande ISM434. L'électronique d'interrogation doit être fiable d'un point de vue matériel et doit utiliser des méthodes d'interrogation robustes pour l'identification des fréquences de résonance du capteur par traitement logiciel du signal. Pour répondre à ces exigences, la conception de ce lecteur s'inspire d'un appareil de caractérisation de dispositifs SAW appelé analyseur de réseau à balayage de fréquence. Au travers de ce chapitre nous allons détailler toutes les étapes de mise en œuvre du système complet en partant du résonateur jusqu'à l'obtention d'une mesure de température par le

lecteur. Le choix du matériel et le fonctionnement des blocs principaux constituant le lecteur sont détaillés. Les algorithmes des logiciels sont développés dans le but d'améliorer les performances de l'électronique, la rapidité d'acquisition ainsi que la précision de mesure. Ces derniers ont été conçus pour offrir une liberté d'exploitation complète et ont donné lieu pour la plupart à des demandes de propriété intellectuelle.

## 2.2 Caractérisation d'un résonateur à ondes élastiques

Un analyseur de réseau à balayage de fréquence permet d'obtenir la fréquence de résonance d'un résonateur en recherchant le maximum d'énergie emmagasiné par le résonateur à ondes élastiques de surface. Cette condition s'observe comme un minimum du coefficient de réflexion  $S_{11}$  par conservation de l'énergie (§ 1.3.1). L'excitation d'un résonateur par une impulsion électromagnétique à une fréquence proche de la fréquence de résonance définie par la période du réseau d'IDT entraîne la charge du résonateur. Cette énergie stockée dans le résonateur est restituée lorsque le signal d'émission n'excite plus le capteur. Le but est de réaliser un lecteur capable d'acquérir ce signal de décharge transmis sous forme d'ondes électromagnétiques, et d'analyser la puissance radiofréquence reçue en fonction de la fréquence du signal émis de manière à déterminer la fréquence de résonance. Contrairement à un analyseur de réseau recherchant le minimum d'énergie réfléchi dans le pont réflectométrique, la fréquence de résonance du dispositif est déduite en liaison sans fil comme le maximum d'énergie restituée par le résonateur. La courbe enregistrée par le lecteur suite à un balayage fréquentiel apparaît comme l'inverse de la courbe obtenue par l'analyseur à réseau (Fig. 2.1). L'analyse comparative entre la mesure à l'analyseur vectoriel et la méthode mise en œuvre montre néanmoins la correspondance des 2 mesures.

Pour un fonctionnement dans des conditions optimales du résonateur, le temps d'excitation du résonateur par le signal RF doit être respecté. Un résonateur fabriqué sur quartz avec une métallisation aluminium possède un coefficient de qualité (Q) d'environ 8000, il doit être excité pendant un temps de charge ( $T_{Ch}$ ) de  $5\tau$  ( $\tau = \frac{Q}{\pi \times F_0}$ ) pour être chargé à 99 %. À cette condition, il ré-émet le maximum d'énergie qu'il est capable d'emmagasiner. Pour justifier en pratique ce temps de charge, l'amplitude reçue par un détecteur de puissance est enregistrée pour des durées de charge du résonateur de 1  $\mu s$  à 40  $\mu s$ . La figure (2.2) présente l'analyse de la réponse spectrale observée du résonateur en fonction du temps de charge du résonateur correspondant à la convolution entre l'impulsion émise et la réponse impulsionnelle du résonateur sous forme spectrale. Plus la constante de temps est grande, plus la raie est fine mais

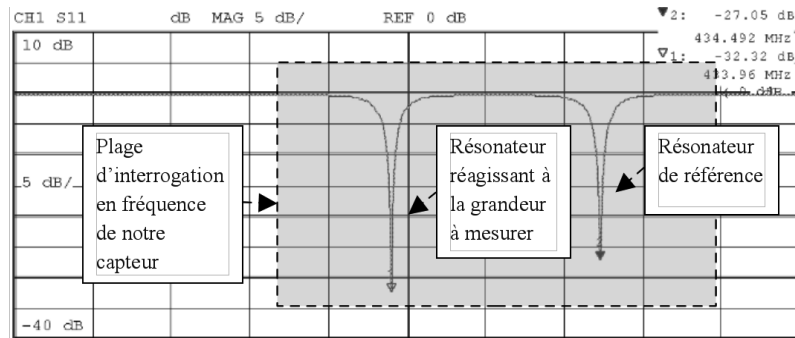


FIGURE 2.1 – Amplitude du coefficient de réflexion  $S_{11}$  d'un capteur SEAS10 obtenue à l'analyseur de réseau. Ce capteur est constitué de deux résonateurs SAW. Le premier résonateur est sensible à la grandeur à mesurer (la température). La plage de fréquence allouée correspond à la première partie de la bande ISM [433,05-433.9] MHz. Le second résonateur présente une dérive fréquentielle moins importante, il se trouve dans la seconde partie de la bande ISM [433,9-434.79] MHz. Une mesure différentielle entre les deux résonateurs permet de remonter à la grandeur physique recherchée après calibrage du capteur. Le coefficient au premier ordre ( $CTF_1$ ) reliant température et différence des fréquences est de 2500 Hz/°C.

au delà de 30  $\mu s$ , il n'y a pas d'amélioration car la largeur de la fonction de transfert est déterminée par le coefficient de qualité du résonateur. Le temps de charge entre chaque interrogation sera donc défini à 30  $\mu s$ .

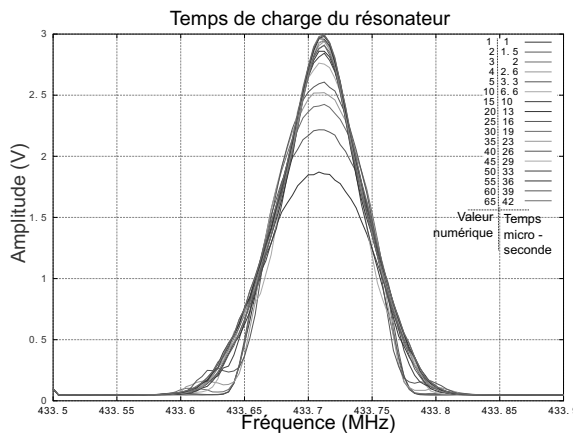


FIGURE 2.2 – Analyse de l'influence du temps de charge d'un des résonateurs d'un capteur SEAS10 en fonction de la durée de l'impulsion d'interrogation. Elle nous permet de déterminer la valeur numérique à programmer dans la variable gérant le temps de charge. Cette analyse permet de vérifier qu'un temps de charge de 30  $\mu s$  est suffisant et nécessaire pour tirer le meilleur parti du résonateur.

## 2.3 Développement de l'architecture du lecteur

Nous avons vu précédemment que l'analyseur de réseau à balayage de fréquence permet d'extraire la fréquence de résonance  $F_0$  d'un résonateur. Cet appareil réalise la fonction d'identification que nous cherchons à mettre en œuvre dans un lecteur dédié. Une des principales difficultés de l'interrogation à distance de capteurs passifs

réside dans l'optimisation de la distance d'interrogation. La limite de cette caractéristique provient de l'isolation entre l'étage d'émission et de réception. L'isolation entre le signal émis et le signal reçu détermine la portée. L'étage de réception d'un analyseur de réseau utilise un pont réflectométrique qui présente dans le meilleur des cas 35 dB d'isolation alors qu'une méthode commutée bénéficie d'une isolation supérieure à 60 dB. En utilisant l'éq. 1.32 vue au chapitre précédent, la distance d'interrogation d'un résonateur SAW par un analyseur de réseau équipé de pont réflectométrique est 4 fois plus faible qu'une électronique dédiée utilisant une méthode commutée. Compte tenu du prix élevé de l'instrument et de son niveau d'isolation, la conception d'un appareil dédié est primordiale pour envisager un déploiement à large échelle de la technologie des capteurs passifs interrogeables sans fil. Une architecture d'interrogateur nommée WRC01 a été développée par la société SENSEOR et l'institut FEMTO-ST pour interroger des capteurs résonants à ondes de surface fondée sur un balayage de la bande ISM434 avec une détection de puissance du signal ré-émis par le capteur. L'électronique comprend un module de synthèse du signal d'interrogation programmable, un étage d'émission-réception radiofréquence et une cellule de réception de la réponse du capteur interrogé ainsi qu'un organe de commande. Les contraintes à prendre en compte lors de la conception de l'électronique sont :

- la bande passante de la mesure ; par exemple, la constante de temps d'une mesure thermique est déterminée par la capacité calorifique et la résistance thermique du couples capteur objet à instrumenter. Dans le cas du SEAS10 réporté sur un objet massif, elle est de l'ordre de 5 secondes contrairement à une mesure de contrainte qui nécessite une bande passante de plusieurs centaines de Hz voir plusieurs kHz.
- la visibilité intermittente du capteur, un des avantages de l'utilisation de transducteurs interrogeables par une liaison sans fils, est liée à l'embarquement des capteurs sur des objets mobiles. La mesure de température sur de tels objets implique que le lecteur ait la capacité d'effectuer une mesure malgré la visibilité intermittente du capteur. Cette interrogation discontinue du capteur entraîne des difficultés opératoires et peut engendrer des erreurs de mesure auxquelles la partie algorithmique du lecteur doit faire face.
- la robustesse aux perturbations des ondes électromagnétiques (EM), la bande ISM434 est utilisée par d'autres systèmes qui apparaissent comme des sources perturbatrices. Le lecteur doit être capable d'identifier les mesures erronées.

Nous allons présenter et valider expérimentalement différentes stratégies d'interrogation de résonateurs reportés sur un système embarqué, en respectant ces contraintes



et valider le fonctionnement du système complet dans des conditions de laboratoire.

### 2.3.1 Organe de commande

Notre système a besoin d'une unité de commande qui sert à synchroniser toutes les opérations de mesures et traiter les informations acquises. Devant la multitude des composants existants, nous recherchons un microcontrôleur ( $\mu C$ ) équipé d'un convertisseur analogique numérique rapide (1 Méga échantillons/s qui est la limite en terme de vitesse pour des convertisseurs intégrés dans des  $\mu C$ s). Cette contrainte est imposée par la constante de temps de décharge de quelques microsecondes du résonateur. Nous avons choisi un  $\mu C$  du fabricant Analog Devices nommé ADuC7026 possédant un cœur d'ARM7TDMI (ARM7 Thumb Debug Multiplier ICE). Celui-ci a été sélectionné pour le développement de systèmes embarqués répondant à plusieurs besoins : une puissance de calcul (cœur cadencé à 41,78 MHz) et des ressources mémoires suffisantes pour notre traitement (8 KB de RAM), la disponibilité d'un compilateur C permettant une programmation souple et rapide, une surface réduite sur le circuit imprimé (de l'ordre de 4 cm<sup>2</sup>) incluant des composants passifs additionnels, des périphériques de communication comme les ports SPI et de nombreuses broches configurables en entrée ou en sortie, (la notion de ressources suffisantes était appropriée 4 ans auparavant car maintenant les  $\mu C$ s tendent à utiliser des processeurs devenant de plus en plus puissants). Cependant, il ne répond pas aux exigences de consommation réduite pour des applications sur batteries puisque cet  $\mu C$  ne possède pas de mode veille profond et consomme un courant de 40 mA au régime. La communication et la programmation se font au travers du port série. Une caractéristique importante de cet  $\mu C$  est sa température maximale de fonctionnement fixée à 125°C (gamme militaire) permettant l'utilisation au voisinage de fortes sources de chaleur (ex : réacteur) qui répond donc à un des critères de développement de l'électronique de mesure du projet SAWHOT.

### 2.3.2 Principe d'interrogation

Le principe d'interrogation du capteur s'apparente aux RADAR impulsions monostatiques. Le lecteur va balayer la bande ISM en émettant des impulsions centrées sur des fréquences différentes les unes après les autres, et en détecter les réponses associées à chaque excitation du capteur. Le signal d'excitation est synthétisé par l'étage d'émission autour d'une fréquence donnée, chaque fréquence synthétisée est émise aux travers d'une antenne par une méthode monostatique (une seule antenne pour l'émission et la réception). Le signal polarise les antennes associés au

capteur qui emmagasine une quantité d'énergie proportionnelle au produit de la fonction de transfert du capteur et du spectre de l'impulsion émise qu'il restitue lorsqu'il n'est plus excité. L'énergie ré-émise par le capteur présente une amplitude variant en fonction de la fréquence d'excitation. Elle sera maximale pour une fréquence d'excitation égale aux fréquences de résonance des résonateurs qui constituent le capteur. L'étage de réception de l'interrogateur est composé d'un détecteur de puissance RF et d'un système échantillonneur bloqueur permettant la numérisation par le convertisseur analogique numérique (CAN) de l'amplitude du signal détecté et intégré. La date à laquelle le microcontrôleur lit la puissance reçue est sélectionnée comme un compromis entre le temps de décharge du résonateur et l'atténuation des réflexions électromagnétiques des réflecteurs passifs qui entourent le capteur. La fréquence pour laquelle la puissance reçue est maximale, est identifiée comme la fréquence de résonance du dispositif (Fig. 2.3).

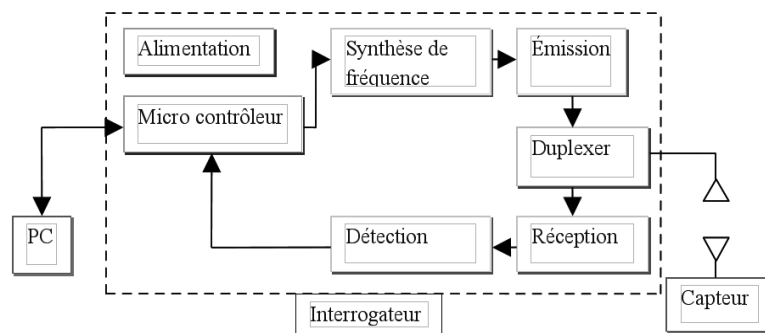


FIGURE 2.3 – Synoptique de l'interrogateur

La figure (2.4) permet de présenter plus en détail les blocs constituant le synoptique de la figure 2.3. L'interrogation du résonateur SAW s'effectue en émettant successivement des signaux à des fréquences d'excitation incrémentées les unes après les autres dans la bande ISM (433,05 à 434,79 MHz). Afin de respecter les normes d'émission radiofréquences, il est nécessaire de réduire la bande d'interrogation à [433,2 – 434,471] MHz pour éviter d'atteindre les bornes de la norme et par conséquent d'émettre de l'énergie hors bande permise. Cette bande de fréquence est divisée en deux sous-bandes correspondant chacune à la plage de fréquences occupée par chaque résonateur présenté lors d'une mesure de température allant de  $-15$  à  $160^{\circ}\text{C}$  (gamme de fonctionnement pour un capteurs SEAS10 (Fig. 2.1)). Le  $\mu\text{C}$  va configurer le DDS (synthétiseur de fréquence AD9954) pour créer un signal RF de fréquence définie numériquement.

Le lecteur possède deux interrupteurs et un duplexeur jouant un rôle primordial (cf. Fig. 2.4). L'interrupteur  $cmd_{\text{émission}}$  fermé et le duplexeur orienté côté émission

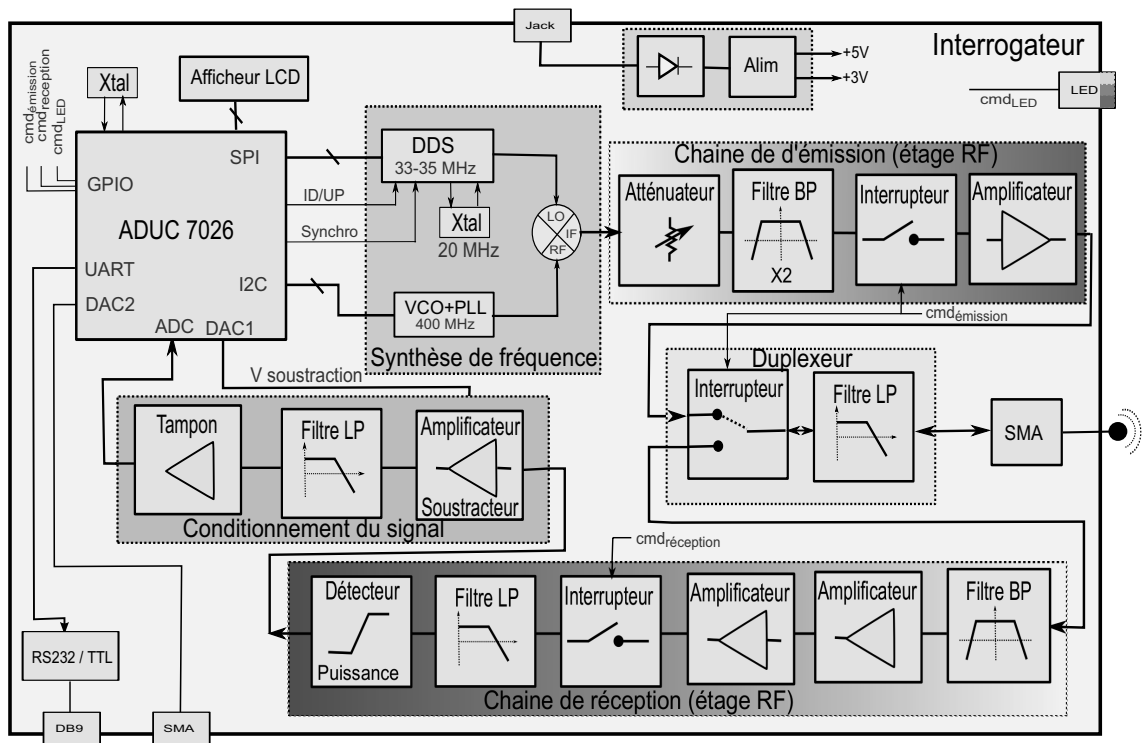
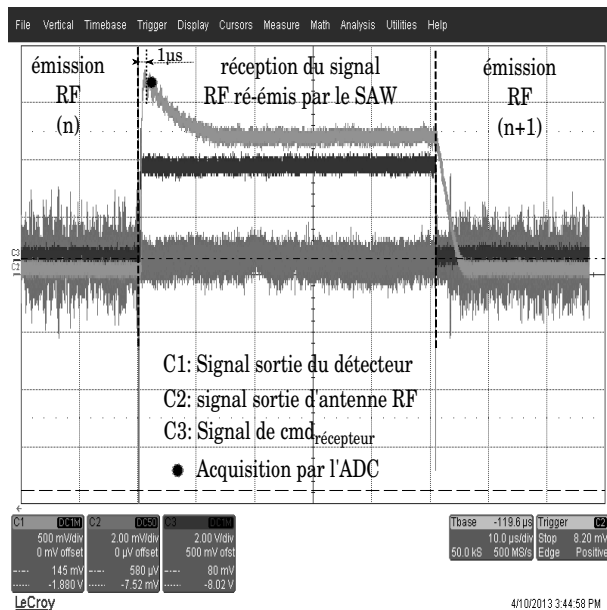


FIGURE 2.4 – Schéma bloc de l'interrogateur

permet l'émission du signal RF. Si le spectre de l'impulsion émise recouvre la bande passante du résonateur, celui-ci accumule de l'énergie. Le temps d'excitation est égal au temps de charge ( $T_{Ch}$ ) de  $5 \tau$  d'environ  $30 \mu s$  d'émission. Une fois le résonateur chargé, le  $\mu C$  ouvre  $cmd_{émission}$  et commute le duplexeur puis le commutateur de réception est fermé  $cmd_{réception}$ . Afin d'éviter toute réflexion d'un écho RF et ne garder que la réponse du résonateur, une microseconde d'attente est nécessaire, le temps de commutation du duplexeur est inférieur à cette microseconde (cf. Fig. 2.5). Le signal est filtré par un filtre passe-bande (433-435) MHz. Il est amplifié avec un gain de 40 dB avant d'être intégré par le détecteur de puissance qui intègre l'énergie reçue sur une large bande de fréquence (du continu à 3 GHz). À la sortie du détecteur, une tension de 0 à 3,3 volts est délivrée en proportion de l'énergie détectée. Pour disposer d'une meilleure détection, un soustracteur retranche une tension de biais par le  $\mu C$  de manière à augmenter la sensibilité de détection de notre interrogateur et en l'absence de capteur de ramener le signal à 0 V en sortie du détecteur de puissance. Ce signal est ensuite bloqué par un échantillonneur-bloqueur afin que le convertisseur analogique numérique (ADC) du  $\mu C$  ait le temps de numériser le signal analogique en sortie du filtre passe-bas. Ce signal numérique est ensuite stocké dans un tableau contenant la fréquence d'interrogation et l'amplitude enregistrée pour être traité par le  $\mu C$ . Les étapes d'acquisition de l'étage de réception, de nu-

FIGURE 2.5 – Analyse d'un enregistrement d'une réponse du capteur à une fréquence proche de la résonance : le signal RF (C3) est émis pendant  $30 \mu\text{s}$ . Lorsque le résonateur est chargé, la commande de réception est activée par le  $\mu\text{C}$  qui bascule la commutation (émission/réception) en mode réception et active le commutateur de la chaîne de réception ( $cmd_{réception}$ ). Après une micro-seconde d'attente, le  $\mu\text{C}$  numérise la réponse en amplitude obtenue du capteur pour une fréquence d'excitation donnée. Cette séquence est alors répétée pour chaque point de fréquence du spectre.



mérisation et de traitement pour une fréquence d'émission sont estimées à un temps ( $T_{Dch} = T_{Ch} \approx 30 \mu\text{s}$ ) nécessaire à la décharge complète du résonateur, afin de rendre les mesures successives indépendantes. La plage de fréquence de chaque résonateur est divisée en pas de fréquence pour avoir au minimum 3 points d'acquisition dans la bande passante du résonateur  $\frac{f_0}{3 \times Q}$  ( $f_0 = 434 \text{ MHz}$ ,  $Q = 8000$ ) soit environ 128 pas ( $NB_{pas}$  : nombre de points d'interrogation) pour toute la plage ISM. Le système d'interrogation va balayer toute la plage ISM en 128 pas de fréquence et enregistrer les mesures correspondantes dans un tableau, dans le but de déterminer la fréquence de résonance des deux résonateurs (Fig. 2.6). Nous avons ainsi décrit le processus de base de l'interrogation de capteurs à résonateur sur le principe d'un analyseur réseaux scalaire. Avant de rentrer dans le détail des algorithmes de traitement, nous allons décrire les éléments névralgiques de l'interrogateur que sont le synthétiseur de fréquence et le détecteur.

### 2.3.3 Description des blocs

#### 2.3.3.1 Synthèse de fréquence et chaîne d'émission

Le principe d'interrogation nécessite une synthèse de fréquence rapide pour effectuer un balayage de la bande ISM. Pour cette raison, la synthèse de fréquence utilise un DDS, un composant numérique rapide ne présentant qu'un temps de stabilisation négligeable en comparaison des constantes de temps d'interrogation lors de la configuration de la fréquence de sortie et une résolution de fréquence faible

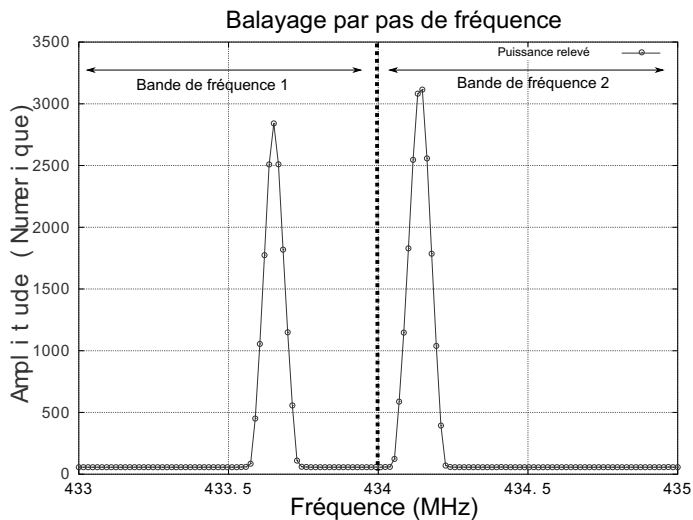


FIGURE 2.6 – Image représentant l'enregistrement stocké dans le tableau du  $\mu C$ , l'ordonnée correspond à l'amplitude du signal convertie par l'ADC de 12 bits soit 4095 pour une tension de 3,3V, l'abscisse correspond à chaque fréquence émise, chaque point représente un pas de fréquence dans l'intervalle de  $F_{start}$  à  $F_{stop}$  divisé par  $NB_{pas}$ , soit  $\frac{434,79-433,05}{128} = 13,594$  kHz.

dépendant du nombre de bits constituant le DDS (32 pour l'AD9954). La majeure partie des DDS ne permet pas de délivrer un signal RF de fréquence supérieure à 100 MHz mais ces dernières années, certains composants présentant une fréquence d'horloge allant jusqu'à 3,5 GHz sont accessibles à un prix d'achat toutefois élevé (ex : AD9914  $\simeq$  135 euros contre  $\simeq$  17 euros pour l'AD9954 [127]). Le DDS AD9954 présente une fréquence de fonctionnement (fréquence d'horloge, de cœur,  $F_{clk}$ ) définie à 200 MHz par un résonateur à quartz de référence de 20 MHz multiplié par 10. Pour émettre un signal de fréquence précise ( $f_{DDS}$ ) en sortie du DDS, le  $\mu C$  va programmer le mot ( $MCF$ ) dans le registre FTW0 au travers du port SPI à une vitesse de communication de l'ordre de 1 Mbit/s : ce mot binaire est défini par l'équation  $MCF = f_{DDS} \times \frac{2^{32}}{F_{clk}}$ . Ce signal de sortie est mélangé avec le signal du VCO (Voltage Controlled Oscillator) à 400 MHz. Le VCO est asservi grâce à une PLL (boucle à verrouillage de phase) pilotée par le même quartz que le DDS. En sortie de ce mélange, la fréquence obtenue est égale à  $F_s = f_{DDS} + 400$  MHz. Le signal délivré en sortie du DDS présente une fréquence ( $F_{DDS}$ ) variant de 33 à 35 MHz. Ce DDS est utilisé suivant le mode de fonctionnement permettant la synthèse directe (Single-Tone Mode). Le signal en sortie du DDS est combiné avec le signal de la PLL via un mélangeur qui assure la fonction de transposition de fréquence, c'est-à-dire qu'il permet de décaler en fréquence un signal sans modifier l'information dont il est porteur. Le mélangeur est constitué de deux entrées, une pour le signal porteur  $F_P$  d'amplitude  $A(t)$  provenant de l'oscillateur local et l'autre pour le signal provenant du DDS  $F_{DDS}$  d'amplitude  $\alpha(t)$ . Après multiplication de ces deux signaux, le signal en sortie du mélangeur  $F_s = \frac{1}{2} \times \alpha A(t) (\cos((\omega_{DDS} - \omega_p)t) + \cos((\omega_{DDS} + \omega_p)t))$  avec  $\omega_{DDS} = 2 \times \pi \times F_{DDS}$  et  $\omega_p = 2 \times \pi \times F_P$ . Il contient deux nouvelles contributions aux fréquences « somme » et « différence » des fréquences d'entrées. En pratique,

l'opération de mélange utilise des composant non-linéaires. Des harmoniques des fréquences d'entrées et des fréquences de battement apparaissent (Fig. 2.7) donc en sortie du mélangeur. Parmi l'ensemble des raies spectrales disponibles en sortie du mélangeur, une seule présente un intérêt particulier pour notre application, les autres étaient indésirables. Les filtres passes-bandes permettent d'atténuer les signaux de fréquences non désirés et de sélectionner  $F_P + F_{DDS}$  pour émettre un signal dans la bande ISM centrée en 434 MHz. L'atténuateur joue le rôle de limiteur de puis-

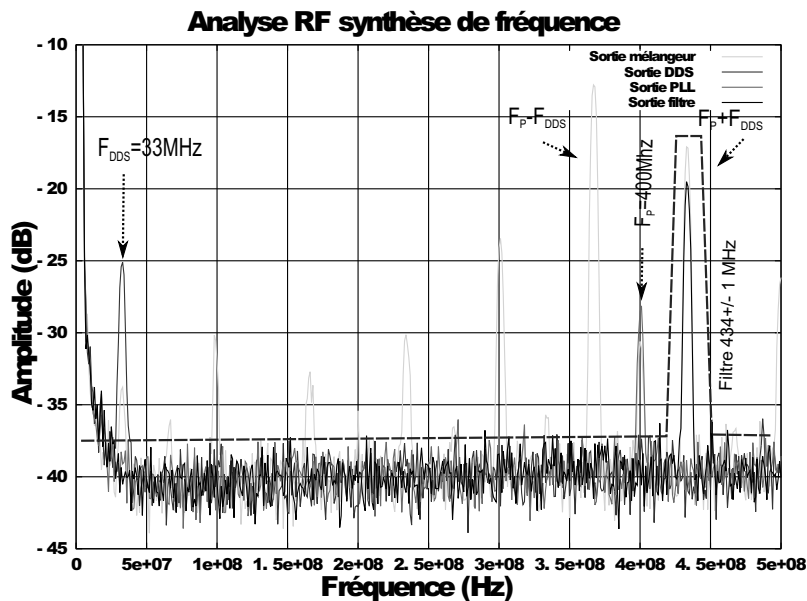


FIGURE 2.7 – Analyse radio-fréquence de la sortie de l'étage de synthèse de fréquence. Le DDS est programmé pour émettre un signal de fréquence à 33 MHz qui est mélangé avec le signal provenant de la PLL fixe à 400 MHz. Après multiplication du signal en sortie de la PLL par le signal provenant du DDS, deux nouveaux signaux ( $F_P \pm F_{DDS}$ ) sont générés ainsi que des harmoniques et des fréquences de battement. Les filtres passe bande permettent de sélectionner la fréquence voulue.

sance à l'émission en cas de saturation de l'étage de réception. La puissance émise est asservie sur le maximum de la puissance reçue de manière à recevoir une puissance RF ré-émise par le capteur dont la valeur en tension numérisée par l'ADC soit égale à la valeur de consigne numérique de 3000 ( $\simeq 2,5V$ ), soit 3/4 de la plage d'acquisition de l'ADC 12 bits ( $0 \rightarrow 4095$  pour  $0 \rightarrow 3,3V$ ). L'amplificateur de l'étage d'émission RF élève la puissance de sortie pour atteindre 10 dBm lorsqu'une valeur minimale de l'atténuateur est sélectionnée. L'interrogateur est utilisé en configuration mono-statique, une seule antenne est donc nécessaire pour émettre et recevoir les signaux RF. La méthode de commutation entre la partie émission et la partie réception maximise l'isolation entre les deux étages afin d'augmenter le seuil de dé-

tection du capteur SAW. Le duplexeur (Hittite HMC349) a été choisi pour l'isolation qu'il procure (70 dB à 1 GHz) et son temps de commutation faible de 200 ns.

### 2.3.3.2 Chaîne de réception et conditionnement du signal

Le composant principal de la chaîne de réception est le détecteur de puissance (AD8362). Il permet d'intégrer la puissance RF reçue pour des fréquences comprises entre 50 Hz à 3,8 GHz pour une plage dynamique de -52 dBm à 8 dBm. L'utilisation du filtre passe-bande à  $434 \pm 1$  MHz est obligatoire pour n'intégrer que le signal retourné par le capteur dans la bande ISM et ne pas être masqué par les émissions de la bande FM commerciale (88-108 MHz) ou les communications numériques dans la bande ISM centrée en 2,45 GHz par exemple. Le signal en sortie du détecteur présente une tension proportionnelle au logarithme de la puissance reçue. L'étage de conditionnement du signal de sortie du détecteur de puissance soustrait une valeur de tension continue imposée par le  $\mu C$  appelée « offset » à la tension délivrée par le détecteur de puissance de manière à augmenter la sensibilité de l'interrogateur (Fig. 2.8).

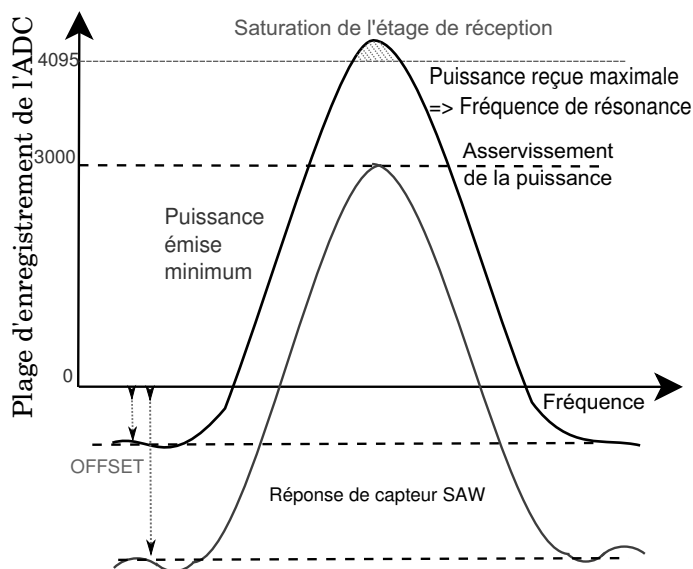


FIGURE 2.8 – Le détecteur de puissance délivre une tension proportionnelle au logarithme de la puissance RF détectée. Pour augmenter la sensibilité de détection de l'étage de réception, le  $\mu C$  peut diminuer l'offset pour remonter le niveau artificiellement du signal reçu ou l'augmenter en cas de saturation de la mesure. Cette opération permet d'atteindre une dynamique de détection de l'ordre de 72 dB (atténuation de l'onde aller/retour).

### 2.3.4 Visibilité du capteur

L'intermittence de la visibilité du capteur est un des principaux problèmes de l'interrogation sur un dispositif en mouvement (de rotation ou linéaire). L'énergie du champ électrique rayonnée par une antenne diminue en fonction de la distance. L'émission d'une antenne est rarement isotrope : pour pouvoir charger les résona-

teurs, il faut que l'antenne émettrice puisse rayonner de l'énergie en direction de l'antenne réceptrice et que le signal ré-émis par le capteur soit capté par l'antenne de l'interrogateur. Il est possible de visualiser les lobes d'émission des antennes grâce à leur diagramme de rayonnement.

Dans le cas d'un capteur embarqué sur un élément en mouvement, il se peut que l'interrogateur perçoive par intermittence la réponse du capteur caractérisée par l'angle  $\alpha$  de visibilité (Fig. 2.9). L'antenne côté capteur est un dipôle électrique se comportant comme un circuit résonant, il faut que sa résonance électrique soit en dehors de la bande ISM pour éviter que les variations d'impédance dues au mouvement du corps instrumenté introduisent un tirage de fréquence dans la liaison RF [108].

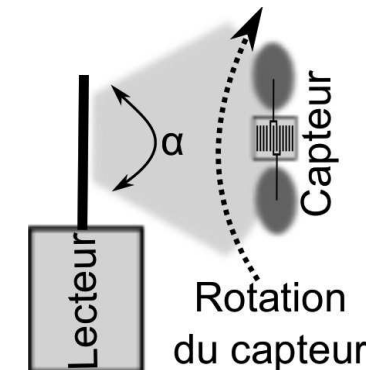


FIGURE 2.9 – Angle de visibilité

## 2.4 Méthode d'interrogation mise en œuvre

Pour la partie algorithmique des logiciels embarqués dans l'interrogateur, deux stratégies d'interrogation ont été testées. Pour la première stratégie, le signal d'émission est un signal RF dont la fréquence est balayée linéairement et pour la seconde stratégie, le signal d'excitation est un signal modulé en fréquence.

### 2.4.1 Recherche des fréquences de résonance

Le balayage fréquentiel et l'enregistrement de la réponse reçue ont permis d'établir la figure 2.6 (cf. § 2.3.2) : la fréquence de résonance de chaque résonateur correspond au maximum d'amplitude observé sur la bande de mesure. Une recherche de maximum permet d'obtenir le pas de fréquence le plus proche de la fréquence de résonance. La résolution de mesure dans ce cas est limitée au pas fréquentiel choisi soit  $\pm 17$  kHz. Une telle résolution n'est pas acceptable pour un capteur dérivant de  $2500 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ . Pour augmenter la précision de mesure, il est possible d'appliquer la méthode des moindres carrés pour identifier les paramètres de la fonction de transfert de la résonance. Or cette méthode est itérative dont le temps de convergence n'est a priori pas connu et nécessite des calculs dépassant les ressources de notre  $\mu\text{C}$  à caractéristiques opératoires constantes. Une solution alternative consiste à utiliser un ajustement parabolique d'un polynôme passant par trois points au voisinage du sommet du pic de résonance de coordonnées  $(F1, Y1)$ ,  $(F2, Y2)$ ,  $(F3, Y3)$  (Fig. 2.10), correspondant au développement au second ordre de la fonction de transfert



du résonateur enregistrée par le lecteur, proche de la résonance. Ainsi, la fréquence de résonance du résonateur ( $F_0$ ) est obtenue par la correction de la fréquence du point recevant le maximum d'énergie ( $F2, Y2$ ) par le décalage ( $\delta F_{Fit}$ ) (résultat du fit parabolique) correspondant à la formule (eq. 2.1) avec un pas de fréquence ( $\Delta F$ ).

$$F_0 = F2 + \delta F_{Fit} = F2 + \frac{\Delta}{2} \times \left( \frac{Y1 - Y3}{Y1 + Y3 - 2 \times Y2} \right) \quad (2.1)$$

Le temps de visibilité du capteur doit être au minimum de  $\delta\tau = NB_{pas} \times (T_{Ch} + T_{DCh}) = 128 \times (30 + 30) \mu s = 7,6$  ms pour effectuer une mesure différentielle via les deux résonances. La qualité de la mesure peut être notablement améliorée en recourant à une moyenne de plusieurs mesures, le temps de visibilité doit alors être multiplié par le nombre de moyennes réalisées. Ce mode d'interrogation est appelé mode continu (Mconti).

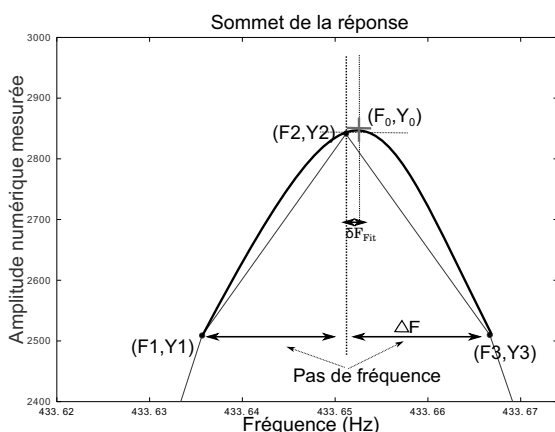


FIGURE 2.10 – Illustration de la stratégie fondée sur l'utilisation de la formule 2.1. Son but est d'améliorer la résolution de mesure en utilisant un ajustement parabolique sur l'amplitude du signal reçu et de réduire le temps d'interrogation. En ordonnée, l'amplitude enregistrée et en abscisse les fréquences interrogées ( $F1, F2, F3$ ) sachant que le résultat est égal à  $F2 + \delta F_{Fit}$ .

### 2.4.2 Le mode 3 points (M3P)

Le mode balayage continu Mconti consiste à balayer toutes les fréquences de la plage ISM pour déterminer les modes de résonance. Afin de minimiser la durée d'interrogation, un nouveau mode nommé M3P est proposé, initialisé par un balayage complet de la bande ISM puis se concentre sur une fenêtre d'interrogation réduite par rapport à la plage initiale de balayage pour effectuer ce suivi des fréquences de résonance. Cette fenêtre d'interrogation est constituée des trois points de mesure nécessaires à réaliser l'ajustement parabolique décrit au paragraphe précédent, mais peut être augmenté jusqu'à obtenir une fenêtre de taille égale au balayage initial. Le lecteur va centrer la fréquence de départ et de fin d'interrogation sur la fréquence de résonance résultat de l'ajustement parabolique suite à une interrogation de la bande fréquentielle allouée au résonateur. La nouvelle fenêtre de fréquence sondée s'étend de  $F_{depart} = F_0 - \Delta F$  (pas de fréquence) à  $F_{fin} = F_0 + \Delta F$ . Si les mesures suivantes

ne parviennent pas à identifier un sommet sur l'amplitude enregistrée de chaque points d'interrogation, la fenêtre d'interrogation est élargie par l'augmentation du nombre de pas de fréquence jusqu'à retrouver la fréquence de résonance. Une fois localisée, la taille de la fenêtre est ramenée à 3 points et la nouvelle origine de la fenêtre est centrée sur cette nouvelle fréquence. L'avantage de ce mode réside dans la diminution du temps d'interrogation en comparaison du mode de balayage continu (gain de temps d'un facteur 40), lorsque le lecteur a identifié une première fois la fréquence de résonance par un balayage continu de la bande. Une fois le lecteur verrouillé, l'interrogation est réalisée avec 3 points, soit un temps d'interrogation de  $180 \mu\text{s}$  ( $3 \times 60 \mu\text{s}$ ) par résonance. Le temps d'acquisition d'une mesure d'un SEAS10 est considérablement diminué : 7,6 ms sont nécessaires pour chaque mesure en mode continu mais une fois les deux fréquences de résonance localisées, l'interrogation nécessite  $360 \mu\text{s}$  pour les prochains relevés. Le lecteur communique le résultat au PC au travers d'une liaison série (8N1 : 8 bits, pas de parité, un bit de stop) configurée à une vitesse de 57600 bit/s. Une trame est constituée en moyenne de 70 caractères pour l'interrogation d'un capteur à double résonateur, le temps de transfert du résultat est estimé à  $\frac{70 \times 10}{57600} \approx 12\text{ms}$ . Le temps de transmission du résultat via le port série limite la fréquence de rafraîchissement de la mesure. Pour cette raison et en vue de diminuer l'écart type de la mesure, les moyennes sont réalisées dans le lecteur et non en post-traitement. Ainsi l'interrogateur rafraichit la mesure après avoir réalisé N moyennes. Si N est égal à 8, à une fréquence de  $\frac{1}{(7,6 \times 8 + 12) \times 10^{-3}} \approx 13 \text{ Hz}$  en mode continu contre  $\frac{1}{(0,360 \times 8 + 12) \times 10^{-3}} \approx 67 \text{ Hz}$  pour le mode « 3 points » (lorsque la fréquence de résonance a été initialement localisée). La réduction de la fenêtre d'interrogation présente quelques risques. L'un des principaux défauts est la perte de l'amplitude maximale associée à la fréquence de résonance lors d'un décalage de la fréquence de résonance (une variation du mesurande plus rapide que le temps d'interrogation), supérieur au pas de fréquence dans l'intervalle de temps d'une mesure. Dans ce cas, il n'y a plus de détection d'un sommet d'amplitude, la fréquence de résonance est alors perdue. Pour la retrouver, la fenêtre d'interrogation reste centrée sur la valeur précédente de la fréquence  $F_0$  et le système agrandit la plage d'interrogation pour retrouver le pic de résonance. La fenêtre d'interrogation est augmentée jusqu'à balayer toute la bande allouée au résonateur (Fig. 2.11).

Le second risque provient de l'apparition de pics erronés en cas de perturbations électromagnétiques (Fig. 2.12). Comme la plage ISM n'est pas complètement balayée selon ce mode, le lecteur est dans l'incapacité de savoir si le sommet détecté provient de la fréquence de résonance ou d'une perturbation RF. Pour déceler ce type de défaut, un post-traitement est réalisé. L'amplitude du sommet numérisé doit être

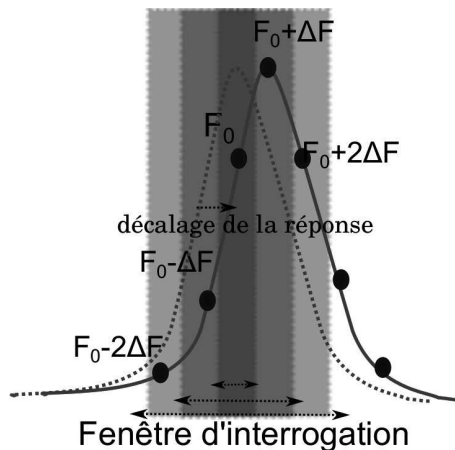


FIGURE 2.11 – Principe de l'agrandissement de la fenêtre d'interrogation centrée sur  $F_0$  ( $F_0$  ancienne fréquence de résonance déterminée). En cas de perte de la liaison avec le capteur, le nombre d'interrogations augmente allant de 3 à 64 interrogations couvrant toute la plage fréquentielle de la bande ISM allouée à chaque résonateur.

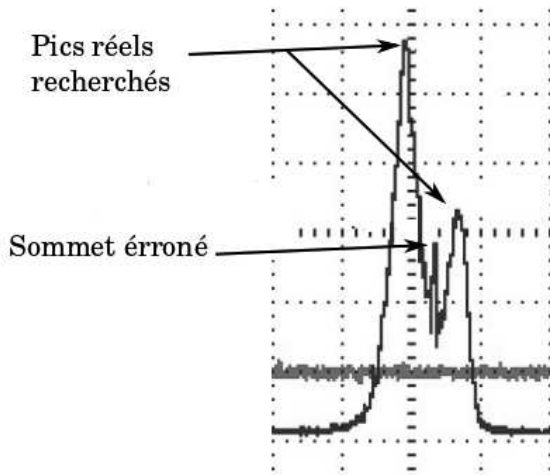


FIGURE 2.12 – Dans le cas de perturbations électromagnétiques, il arrive que le lecteur reçoive un surplus d'énergie d'une source extérieure, provoquant un pic d'amplitude. La sortie analogique du lecteur permet de visualiser les perturbations comme sur l'oscillogramme ci-dessus. En mode 3 points, le lecteur peut s'accrocher sur le pic de perturbation si la puissance de celui-ci est plus importante que la puissance ré-émise par le capteur.

supérieure au seuil minimal ( $> 200$ ) et inférieure au seuil maximal ( $< 4095$ ), une variance (eq. 2.2) sur les  $n$  acquisitions réalisées dans le lecteur permet d'obtenir une mesure de dispersion (avec  $x$  le résultat d'une mesure et  $\bar{x}$  la moyenne des  $n$  mesures).

$$S = \frac{\sum_{i=1}^n (x - \bar{x})^2}{n} \quad (2.2)$$

Un critère de sélection sur le résultat de cette variance permet d'écarter les mesures erronées dont la variance est supérieure à 10 kHz ( $\pm 2^\circ\text{C}$ ).

#### Avantage du « mode 3 points » par rapport au « mode continu »

Deux aspects de cette méthode méritent à être soulignés :

- Le temps d'acquisition de la donnée est considérablement diminué en mode 3 points par rapport au mode continu. Ainsi, pour la même durée d'interrogation, le nombre de moyennes est augmenté, ce qui entraîne une réduction de l'écart type pour une vitesse de rafraîchissement des mesures donnée.
- Les bornes de la plage de fréquence d'interrogation sont recalculées par rapport

à la fréquence de résonance trouvée. Le gain de l'asservissement de  $F_0$  sur le maximum de la parabole permet de fixer le point de fonctionnement de l'ajustement parabolique. Ainsi, le biais de fréquence introduit par la méthode d'identification reste constant [136].

En pratique, nous avons constaté que l'agrandissement de la fenêtre d'interrogation dans le cas où aucune fréquence n'est détectée provoquait une sortie immédiate du mode 3 points. Pour résoudre ce problème, la sortie de ce mode n'est plus seulement réalisée sur un critère du nombre d'itérations à réaliser, mais aussi en allouant un temps de recherche minimum avant l'agrandissement progressive de la fenêtre, ce qui permet de résoudre le cas des capteurs visibles par intermittence.

### 2.4.3 Test des modes d'interrogation sur un moteur en rotation

La démonstration présentée ci-après (Fig. 2.13 (a)) consiste à interroger un capteur SEAS10 fixé sur un axe rotatif. Nous allons démontrer que le mode 3 points offre de meilleures caractéristiques fonctionnelles que le mode continu. Sur la figure 2.13 (b), nous pouvons visualiser les courbes obtenues avec le lecteur configuré en mode 3 points et en mode continu. Le lecteur est configuré avec un offset de 0xC00 et réalise une moyenne sur 8 acquisitions avant de transférer le résultat vers le PC. Les données ont été filtrées pour éliminer les points aberrants, le résultat est présenté dans le tableau 2.1. Nous constatons que le mode 3 points permet l'accumulation de 8 fois plus de points de mesure que le mode continu. Pour la même fréquence de rafraîchissement de la mesure entre les deux modes, les résultats du mode 3 points peuvent être moyennés, ce qui permet la réduction de l'écart type d'un facteur 3. Ainsi, la précision de mesure atteignable lors l'interrogation d'un capteur SEAS10 est d'environ :

- 1 °C pour le mode continu (capteur en rotation, une minute de mesure)
- 0,3 °C pour le mode 3 points (capteur en rotation, une minute de mesure)
- 0,2 °C pour le mode continu (capteur immobile, 10 secondes de mesure)
- 0,1 °C pour le mode 3 points (capteur immobile, 10 secondes de mesure)

Pour un fonctionnement filaire avec 20 dB d'atténuation entre le lecteur et le capteur, l'écart type de la mesure est diminué d'un facteur 3 pour le mode continu, d'un facteur 4 pour le mode 3 points et d'un facteur 6 pour le mode 3 points moyenné par rapport à une mesure sans fils. La résolution de mesure obtenue pour l'interrogation d'un capteur SEAS10 avec un temps d'intégration de 10 secondes est d'environ 45 Hz, soit une précision de l'ordre de 0,02 °C.

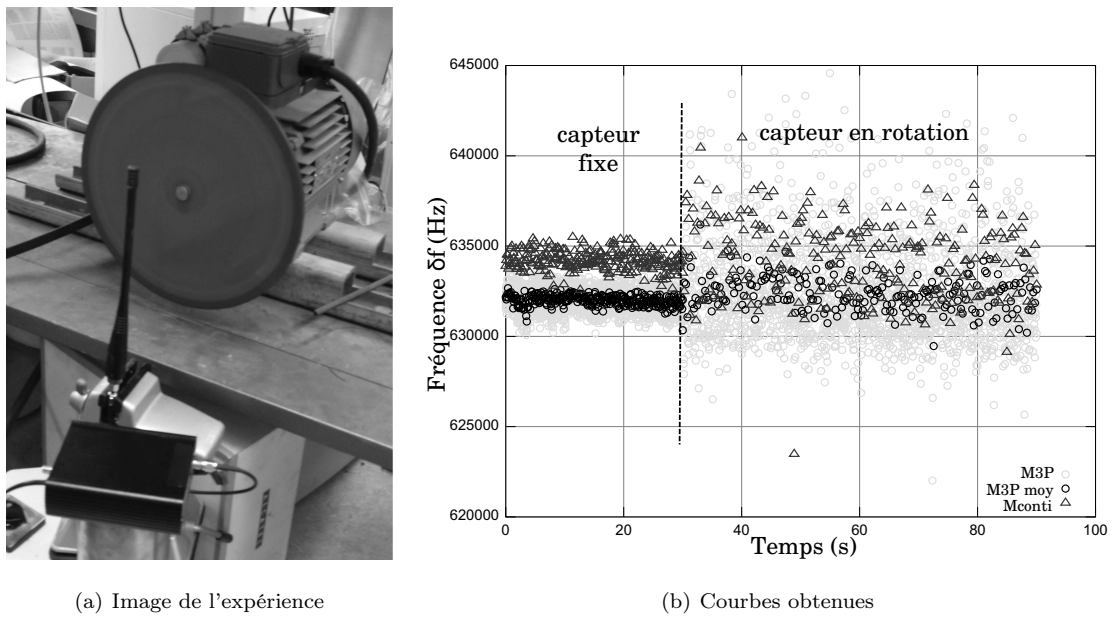


FIGURE 2.13 – Interrogation d'un capteur SEAS10 en rotation (3000 rpm) sur un disque circulaire, le lecteur est placé à une quarantaine de centimètres du disque tournant. Le résultat est constitué de 3 courbes, la première courbe (M3P : mode 3 points) présente l'utilisation du mode 3 points, la deuxième (M3P moyenné) est une moyenne de la courbe M3P pour avoir un taux de rafraîchissement de la mesure proche du mode continu. La dernière présente le mode continu (Mconti).

Mode de fonctionnement	État du capteur	Connexion capteur / lecteur	écart type (Hz)	Nombre de points accumulés	la durée d'interrogation (s)
M3P	en rotation	sans fils	2696	2499	60
M3P	fixe	sans fils	560	1776	30
M3P	20 dB	filaire	125	900	10
M3P moyenné	en rotation	sans fils	974	221	60
M3P moyenné	fixe	sans fils	280	312	30
M3P moyenné	20 dB	filaire	42	99	10
Mconti	en rotation	sans fils	2188	239	60
Mconti	fixe	sans fils	533	260	30
Mconti	20 dB	filaire	174	99	10

TABLE 2.1 – Écart type pour différents modes d'acquisition

## 2.5 Interrogation par modulation de fréquence (FM)

Nous avons travaillé jusqu'à présent sur un système en boucle ouverte (mode continu), une amélioration de la précision est théoriquement obtenue en mode bouclé.

Le mode 3 points réalise un asservissement sur l'extremum de la puissance reçue. Le maximum de résolution obtenu par cette méthode spectrale est d'environ 40 Hz pour une minute d'intégration avec une liaison filaire entre le capteur et le lecteur. Pour obtenir l'optimum de précision, un asservissement en boucle fermée sur une relation bijective entre la phase et la fréquence permettrait d'améliorer la résolution. Pour mettre en œuvre un tel asservissement, une méthode d'interrogation par modulation de fréquence va être utilisée.

### 2.5.1 Génération d'un signal modulé en fréquence (FM)

#### Description d'un signal FM

L'étage de synthèse de fréquence du lecteur multiplie le signal issu du VCO ( $F_P$  fixé à 400 MHz) avec le signal provenant du DDS composé d'un signal de fréquence  $F_{DDS}$  allant de 33 MHz à 35 MHz modulé en fréquence. À la sortie du mélangeur, le signal  $f(t)$  se compose d'un signal modulant  $sm(t) = a \times \cos(2\pi f_m t)$  d'amplitude  $a$  et du signal de la porteuse  $c(t) = A_p \cos(2\pi f_p t)$  d'amplitude  $A_p$ . Le signal émis par le lecteur pour illuminer le capteur est un signal modulé en fréquence donné par l'équation (2.3) avec  $\phi(t)$  la phase variable dans le temps décrivant la modulation (eq. 2.4),  $A$  l'amplitude du signal,  $\omega_0 = 2\pi f_p$  la pulsation de la porteuse,  $\Omega = 2\pi f_m$  la pulsation du signal modulant,  $m$  l'indice de modulation correspond au rapport  $\Delta\omega/\Omega$ ,  $\Delta\omega$  l'excursion de pulsation (amplitude du signal modulant).

$$\begin{aligned} f(t) &= A_p \times \cos(2\pi f_p t + \phi(t)) \\ &= A_p \times \cos\left(2\pi f_p t + \frac{k_f a}{f_m} \sin(2\pi f_m t)\right) \\ &= A \times \cos(\omega_0 t + m \cdot \sin\Omega t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$\phi(t) = 2\pi k_f \int_{-\infty}^t sm(\tau) d\tau = \frac{k_f a}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \quad (2.4)$$

### 2.5.2 Conversion d'un signal FM en un signal modulé en amplitude (AM)

La conversion d'une modulation de fréquence en modulation d'amplitude est connue dans le monde de la communication radio-fréquence par l'utilisation de montages discriminateurs [141]. Le principe de ces montages consiste à utiliser le flanc d'une courbe de résonance (Fig. 2.14) pour réaliser une conversion entre la fréquence et l'amplitude. Dans notre application, le résonateur SAW va remplacer le discriminateur où la fréquence de résonance du dispositif est la fréquence que l'on recherche.

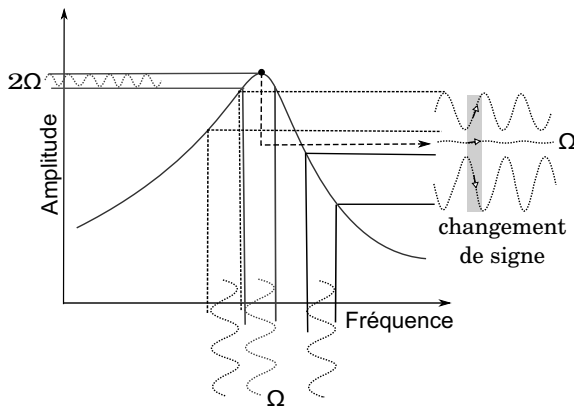


FIGURE 2.14 – Principe de la détection d'un signal FM sur un flanc de résonance avec conversion en signal AM. Un maximum d'amplitude du signal à la fréquence de modulation  $\Omega$  et obtenu sur les flancs de la résonance. À la fréquence de résonance, le signal de fréquence  $\Omega$  est annulé mais un signal à  $2\Omega$  apparaît. Selon que l'on détecte sur un flanc ou l'autre de la résonance, le signe du signal démodulé est inversé.

Si la réponse fréquentielle du dispositif SAW est assimilée à une parabole, lorsque la fréquence de la porteuse du signal d'interrogation se trouve à la fréquence de résonance du dispositif, la conversion modulation de fréquence / modulation d'amplitude doit théoriquement répondre à une fréquence de  $2\Omega$ . Ce critère objectif de détection de cette fréquence peut servir à identifier avec précision la fréquence de résonance. De plus, la contribution spectrale associée à la fréquence de modulation  $\Omega$  offre une amplitude maximisée sur les flancs de la résonance puis décroît et disparaît à la fréquence de résonance laissant place à un changement de signe du signal démodulé de part et d'autre de cette annulation d'amplitude. L'intérêt de l'approche est qu'elle permet de faire une contre-réaction sur la fréquence de résonance déterminée par l'annulation d'amplitude à  $\Omega$  [142].

### 2.5.3 Validation expérimentale d'interrogation par modulation de fréquence

Avant de réfléchir à la mise en œuvre d'un algorithme au sein de l'électronique embarquée de l'interrogateur, la méthode de mesure doit être validée expérimentalement sur table. Pour en démontrer le principe, une expérience de laboratoire constituée d'un synthétiseur de fréquence, de filtres, d'un analyseur de spectre, et d'un oscilloscope est assemblée. Le but est de réaliser une expérience fonctionnelle à l'aide d'appareils analogiques pour choisir les paramètres (modulation, excursion de fréquence) à implanter dans l'interrogateur SENSEOR. Le synthétiseur de fréquence est configuré pour générer une modulation de fréquence  $f(t)$  constituée du signal modulant  $sm(t)$  et d'un signal porteur  $c(t)$ . L'excursion de fréquence est choisie arbitrairement à 10 kHz,  $c(t)$  est configuré pour émettre un signal de fréquence  $f_p$  à trois endroits différents du spectre RF (hors de la résonance du résonateur, sur les flancs de la résonance, à la résonance). La pulsation du signal modulant  $\Omega$  est

choisie à  $f_m = 2 \text{ kHz}$  (fréquence maximale acceptable par le microcontrôleur pour une commande de numérisation déclenchée par un compteur pour respecter le théorème de Shannon Nyquist). Le résultat de cette expérience de table est illustré en (Fig. 2.15). Cette étude permet de démontrer qu'un capteur SAW interrogé par une

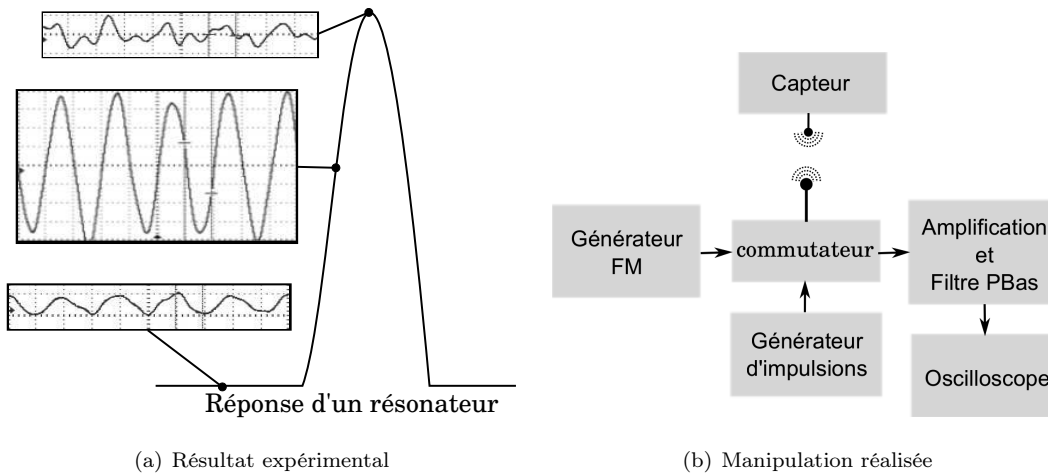


FIGURE 2.15 – Signaux obtenus lors de l'interrogation d'un résonateur pour une manipulation sur table réalisée à l'aide d'un générateur FM, d'un commutateur RF et de sa commande, d'un filtrage passe bande à la fréquence de modulation suivi d'une amplification de 20 dB. L'acquisition des signaux est réalisée avec un oscilloscope numérique. Pour valider l'expérience et le principe d'interrogation, trois signaux de fréquences porteuses différentes sont utilisés. La fréquence d'émission (1) est fixée à 433.121 MHz, dans ce cas le signal est émis à une fréquence hors de la bande passante du résonateur. La deuxième (fréquence d'émission (2) 433,34 MHz) se trouve sur le flanc du résonateur. La fréquence d'émission (3) à 433,41 MHz est une interrogation à la fréquence de résonance. Ces résultats sont conformes aux modèles mis en œuvre pour ce travail, permettant ainsi de valider l'implantation sur le logiciel au sein du lecteur.

modulation FM retourne un signal modulé en amplitude au travers de la fonction de transfert du résonateur. L'émission d'un signal avec modulation de fréquence  $\Omega$  vers un résonateur SAW provoque une réponse où l'amplitude du signal est annulée à la fréquence de résonance mais maximum sur les flancs de la résonance. Ainsi deux réponses sont obtenues, l'une à  $\Omega$  et l'autre à  $2\Omega$  soit  $f_m = 2 \text{ kHz}$  et  $f_m = 4 \text{ kHz}$ . Ces deux signaux permettent de trouver avec précision la fréquence de résonance mais ils impliquent la réalisation de deux filtres passe-bande à  $\Omega$  et  $2\Omega$ .

#### 2.5.4 Synthèse d'un signal FM en utilisant l'AD9954

Le DDS AD9954 possède un mode de fonctionnement pour lequel il est possible d'utiliser la mémoire disponible pour créer toutes sortes de signaux RF, ce mode



se nomme « RAM-Controlled Modes of Operation ». Cette mémoire peut contenir une table de 1024 mots de 32 bits, chaque mot contient une fréquence à synthétiser. Le DDS peut balayer cette table de fréquence avec un temps défini entre chaque incrémentation d'adresse, ce qui permet de créer un signal avec une modulation de fréquence en pré-calculant le mot de contrôle à synthétiser (MCF) à programmer dans la table. Pour notre utilisation, nous nous limiterons à 100 mots programmés dans la RAM du DDS. Les données programmées dans la RAM sont calculées pour créer une sinusoïde de 10 kHz d'excursion. La vitesse de balayage de la table (le temps de passage d'un mot au suivant) est définie pour créer une fréquence de modulation de 2 kHz. Le lecteur utilise une méthode d'interrogation par pas de fréquence, cela implique que les 100 MCFs de la RAM sont recalculés pour chaque fréquence  $f_p$  émise.

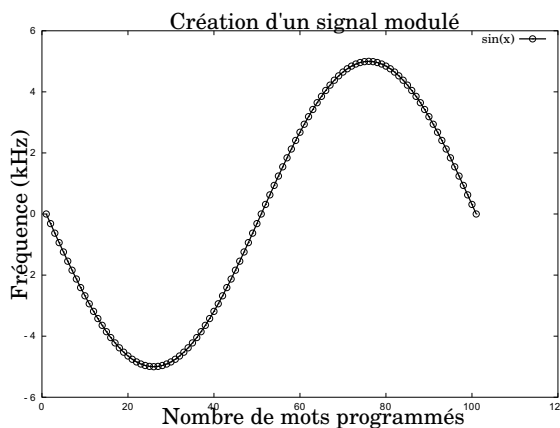


FIGURE 2.16 – Création d'une sinusoïde constituée de 100 mots programmés dans la RAM du DDS. Chaque point correspond à un MCF enregistré dans une adresse de la RAM. Ces mots sont pré-enregistrés pour donner un signal en sortie du DDS avec une excursion de fréquence  $\Delta\omega$  de 10 kHz et une fréquence de modulation ( $f_m$ ) de 2 kHz.

### 2.5.5 Implémentation sur l'interrogateur WRC01

#### Utilisation de filtre analogique

Suite à la validation sur table, l'algorithme d'interrogation est implanté au sein de l'interrogateur. La bande ISM est balayée avec un signal RF modulé en fréquence de manière à observer la réponse du résonateur. Les premiers essais ne sont pas concluants, avec réception d'un signal faible et bruité de l'ordre de 200 mV. Après un conditionnement du signal (amplification suivie d'un filtre passe-bas de 5 kHz de fréquence de coupure), le signal devient exploitable. Le filtre utilisé pour obtenir les premiers résultats est un filtre à bande passante réglable de chez ROCKLAND. Par la suite, il est remplacé par des filtres du second ordre réalisés sur un circuit imprimé indépendant. Il n'est pas souhaitable d'accéder à la chaîne de réception pour ajouter les filtres car la chaîne est intégrée autour d'un blindage pour une isolation maximale. Le signal est donc acquis via le convertisseur ADC puis renvoyé par le DAC vers les filtres (Fig. 2.17 (a)). Ensuite, les sorties des filtres passe-bande  $\Omega = 2$  kHz et

$2\Omega = 4$  kHz vont être numérisées à nouveau pour être exploitées. L'interrogation d'un résonateur du capteur SEAS10 va se faire comme dans les méthodes continues précédentes § 2.4, à la différence que le balayage de la plage ISM n'utilise plus un signal monochromatique mais un signal modulé en fréquence. Le résultat reporté en figure 2.17 (b) montre les deux courbes des signaux numérisés par les ADCs pour un filtrage à  $\Omega$  et à  $2\Omega$ . La courbe à  $\Omega$  est en accord avec la théorie mais le manque de réjection du filtre à  $2\Omega$  conduit à une contribution du signal à  $\Omega$  sur le signal à  $2\Omega$ . Dans la théorie, nous devrions avoir une courbe à  $2\Omega$  présentant une amplitude maximale à la fréquence de résonance.

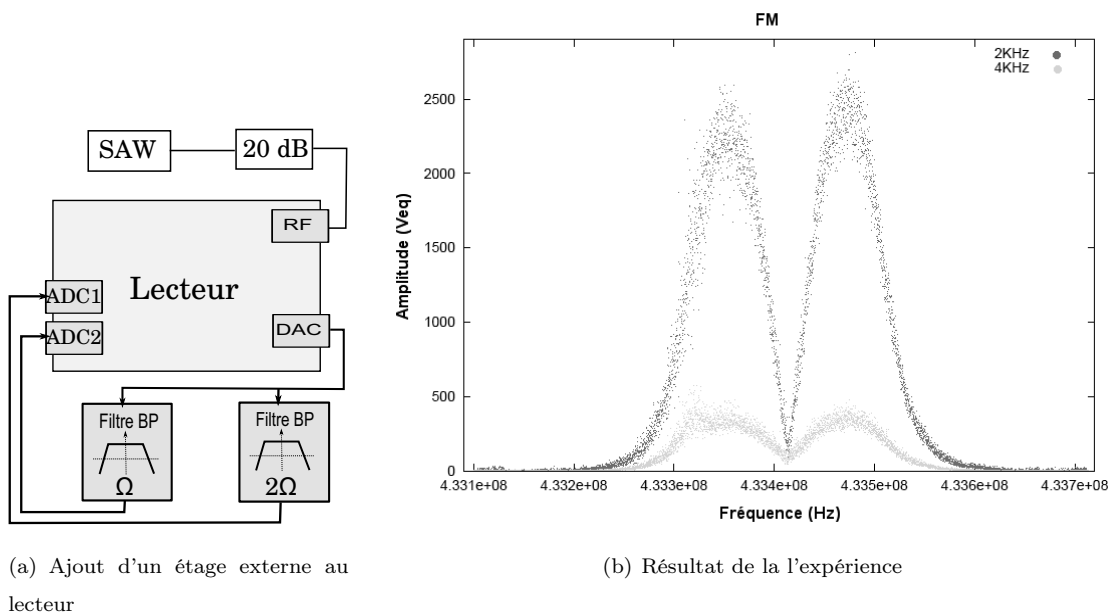


FIGURE 2.17 – (a) Deux filtres passe-bandes à  $\Omega = 2$  kHz et  $2\Omega = 4$  kHz sont ajoutés entre le DAC et les ADCs du lecteur. Le lecteur interroge le capteur SAW dans une bande de  $\pm 300$  kHz autour de la résonance d'un résonateur avec un pas de fréquence de 200 Hz. Le signal reçu sur le détecteur de puissance est ré-émis vers le DAC pour être filtré avant d'être re-numérisé. (b) Signaux numérisés par les ADCs après filtrage à  $\Omega$  et  $2\Omega$ .

### Visualisation de la composante à $2\Omega$

Le filtrage analogique du signal à  $2\Omega$  n'a pas suffisamment de réjection pour permettre de visualiser l'amplitude du signal à  $2\Omega$  par rapport à celle du signal à  $\Omega$ . Dans le but de visualiser l'amplitude du signal à  $2\Omega$ , le lecteur balaie une plage de fréquence de  $\pm 200$  kHz centrée sur la fréquence de fonctionnement d'un résonateur avec un pas de fréquence  $\Delta F$  de 1 kHz, soit 400 pas de fréquence. Sachant qu'un pas de fréquence est constitué d'une accumulation de  $n$  mesures (émission RF, réception et numérisation répétés  $n$  fois), une courbe de  $n$  valeurs est enregistrée pour chaque

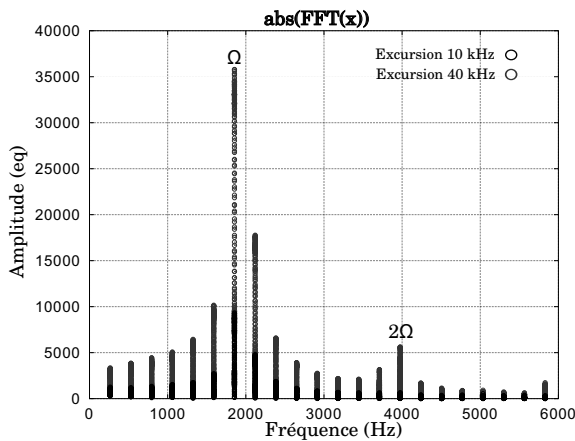


FIGURE 2.18 – Accumulation des FFTs réalisées sur les données enregistrées des 400 courbes obtenues lors d'un balayage de  $\pm 200$  kHz autour de la fréquence de résonance avec un pas  $\Delta F$  de 1 kHz pour une fréquence de modulation  $\Omega$  de 2 kHz et une excursion de 10 kHz et 40 kHz. La composante à  $\Omega$  est visible pour les deux excursions mais à  $2\Omega$  elle n'est visible que pour 40 kHz d'excursion.

fréquence porteuse émise, soit 400 courbes de  $n$  points transférées du lecteur vers le PC. À l'aide du logiciel octave, une transformée de Fourier rapide (FFT) est appliquée sur chaque courbe. Le résultat est présenté sur la figure 2.18 avec un premier balayage utilisant un signal de 10 kHz d'excursion et un second pour un signal possédant une excursion égale à la largeur de bande à mi-hauteur ( $\delta F$ ). Si l'excursion de fréquence est trop faible, la conversion fréquence vers amplitude du signal au travers de la fonction du résonateur SAW ne permet pas de visualiser l'amplitude du signal à  $2\Omega$ . L'amplitude du signal à  $\Omega$  est très grande devant celle du signal à  $2\Omega$ , nous ne conserverons donc que l'amplitude à  $\Omega$ .

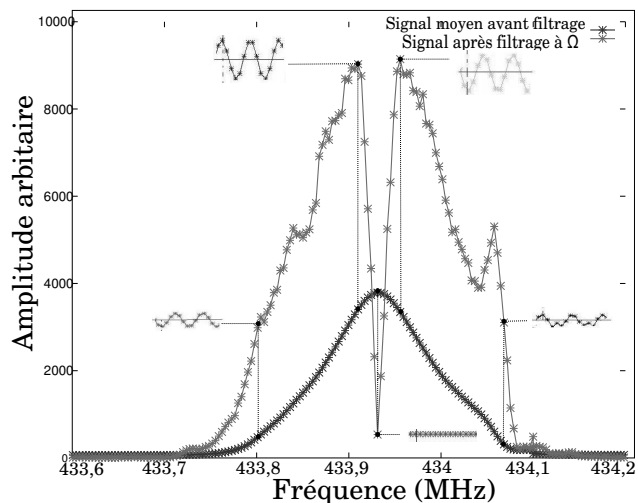
**Passage au filtrage numérique** Pour développer une version directement applicable à notre interrogateur sans avoir à rajouter de cartes avec des filtres analogiques, nous nous sommes tournés vers le filtrage numérique. Le logiciel Matlab permet de générer les coefficients d'un filtre numérique à réponse impulsionnelle finie. La fonction `remez()` est utilisée pour le calcul des coefficients appliqués à chaque échantillon : comme tout filtre numérique, ses caractéristiques sont intimement liées à la connaissance de la fréquence d'échantillonnage. Or, en utilisant le `timer0` (compteur avec le facteur de division le plus petit) de l'ADuC pour cadencer la commande de l'ADC, la fréquence d'échantillonnage n'excède pas 10 kHz. Pour numériser une fréquence à  $2\Omega$  et accroître le nombre de points de mesures, le déclenchement de l'ADC est réalisé par une boucle logicielle. Ainsi, une fréquence d'acquisition de l'ordre de 26890 Hz peut être atteinte, permettant d'augmenter la modulation de fréquence  $\Omega$ . Avant de programmer le filtre dans l'ADuC, nous avons utilisé la fonction `filter()` de Matlab pour filtrer le signal, puis nous l'avons remplacée par notre propre algorithme. Le but est de valider son fonctionnement, notamment le passage de nombres flottants à des entiers (le microcontrôleur ADuC ne travaille que sur des nombres entiers). Ensuite, nous avons testé sous Matlab cet algorithme de filtre sur des données acquises

par l'interrogation d'un résonateur. Constatant le bon fonctionnement du filtre, il a été implémenté au sein du microcontrôleur.

### 2.5.6 Résultat avec le filtrage numérique

Nous nous intéresserons donc à la contribution  $\Omega$  seulement : sachant que le microcontrôleur dispose de ressources de calcul limitées, nous nous limiterons à 100 coefficients pour calculer le filtre passe-bande. Après interrogation et filtrage à une fréquence  $\Omega$  de 2 kHz, l'interrogation par méthode FM est jugée fonctionnelle. La réponse acquise par le lecteur présente une maximisation de l'amplitude sur les pentes et une minimisation à la fréquence de résonance (Fig. 2.19). La valeur moyenne de la tension numérisée par l'ADC avant filtrage à  $\Omega$  correspond à l'image de la puissance ré-émise par le résonateur telle que nous l'avons présenté, au § 2.3.2.

FIGURE 2.19 – Résultats de l'interrogation d'un résonateur SAW par un signal FM avec une excursion de 10 kHz. La courbe bleue représente la moyenne de l'amplitude du signal numérisé par l'ADC, après filtrage à  $\Omega$  la courbe rouge est obtenue. Cette courbe présente une maximisation de la réponse sur les flancs de la résonance et l'annulation de celle-ci à la résonance.



### 2.5.7 Étude sur le signal modulant

L'excursion de la modulation de fréquence a été choisie arbitrairement, de manière à trouver quelle est la modulation de fréquence permettant d'obtenir la mesure la plus stable. L'expérience illustrée par la Fig. 2.20 consiste à accumuler plusieurs acquisitions pour déterminer la meilleure excursion de fréquence en fonction de l'écart type de la mesure sur une centaine d'acquisition.

### 2.5.8 Asservissement sur la phase

Le lecteur utilise un détecteur de puissance qui ne donne pas accès à l'information de phase. Cependant, les rotations de phase du signal modulé à  $\Omega$  peuvent être

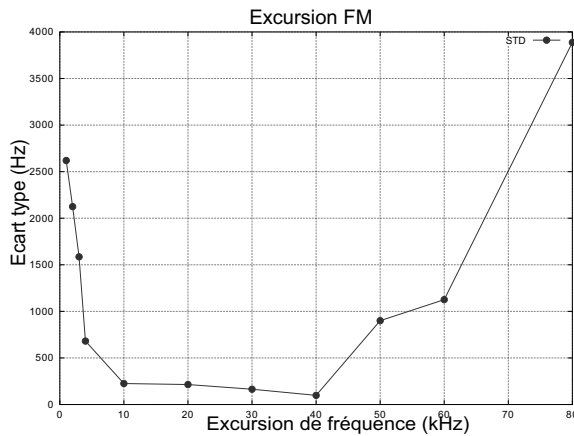


FIGURE 2.20 – Évolution de l'écart type de la fréquence en fonction de l'excursion du signal modulé. Pour une excursion trop faible ( $< 10$  kHz), le signal modulé est noyé dans le bruit. Pour une excursion trop grande ( $\geq 50$  kHz), le résonateur n'accumule pas suffisamment d'énergie. La valeur de l'excursion dépend du  $Q$  du résonateur : pour un résonateur de  $Q=10000$ , l'excursion doit se trouver entre 10 kHz et 40 kHz.

détectées à la sortie du filtre numérique. Pour chaque pas d'interrogation, une sinusoïde est obtenue, la détection de l'amplitude des sommets par rapport à la valeur moyenne de cette sinusoïde permet d'extraire la phase du signal modulé. Cette phase change de signe de part et d'autre de la résonance. Le but est alors de réaliser un suivi de la fréquence de résonance grâce à un asservissement sur l'annulation de la phase en injectant une consigne conditionnée par le signe de celle-ci (Fig. 2.21).

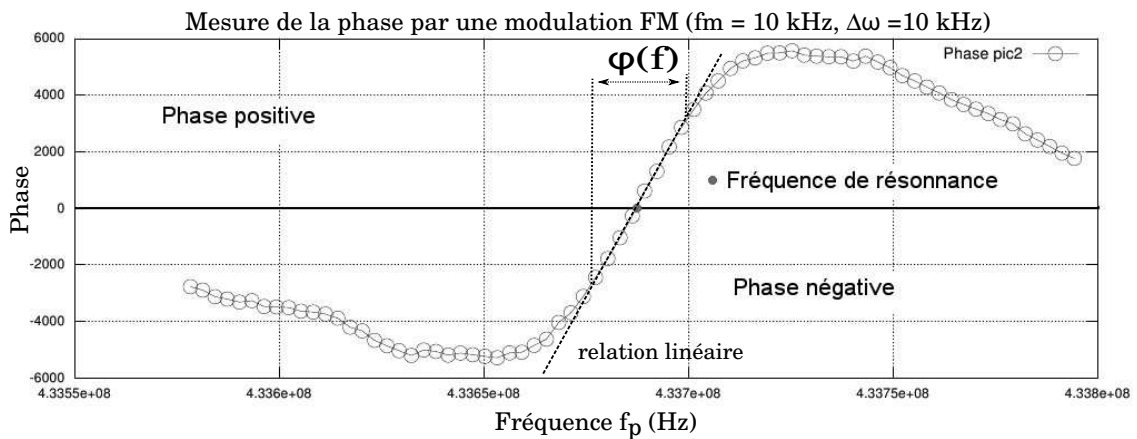


FIGURE 2.21 – Rotation de phase de chaque côté de la fréquence de résonance

La fréquence de résonance peut ainsi être extraite avec précision car elle correspond à une annulation de phase. Elle peut être déterminée en réalisant une interpolation linéaire sur les points adjacents au zéro de phase. L'asservissement a alors pour but de suivre la fréquence de résonance, le signe de la phase permet d'asservir la consigne sur la fréquence de résonance en réinjectant la différence fréquentielle entre la valeur du point adjacent au zéro de phase et la fréquence obtenue par interpolation linéaire dans la boucle de contre réaction.

### 2.5.9 La latence de l'interrogation par modulation FM

À ce point de développement, l'interrogation par modulation FM peut offrir une résolution de l'ordre de quelques dizaines de hertz, très difficile à obtenir cependant car l'environnement extérieur se révèle notablement perturbateur, d'autant plus que l'acquisition des données est lente. En effet, le temps d'acquisitions des  $n$  points ( $n=180$ ) nécessaires pour réaliser le filtre numérique pour les 256 pas d'interrogation permettant de parcourir la bande d'un résonateur, fait qu'une mesure est obtenue en 30 secondes. Pour minimiser le temps d'interrogation, un mode de suivi est testé. Ce mode consiste à balayer la bande ISM pour localiser le pic de résonance en mode classique sans émission de modulation. Une fois la fréquence de résonance grossièrement localisée, nous passons en mode FM. Toute la bande ISM n'est pas interrogée, la fenêtre d'interrogation est centrée sur le pic de résonance dans la zone de réponse linéaire de la phase. Cela revient à éliminer les 4/5<sup>e</sup> des interrogations en interrogeant un interval égal à la largeur de bande à mi-hauteur du pic de résonance. Il est alors possible d'atteindre 3 à 4 mesures par seconde.

### 2.5.10 Évolution de la méthode FM vers la méthode 2 points

Pour résumer, l'interrogation par modulation FM permet d'augmenter la résolution de mesure mais la lenteur de ce mode dûe au nombre d'acquisitions que doit accumuler le lecteur pour réaliser un filtrage numérique la pénalise notablement. Le filtre est le facteur limitant ralentissant le système. Toutefois, déterminer le signe de la phase revient à calculer la dérivée du signal : deux points d'interrogation suffisent donc pour trouver ce signe. Ces 2 points d'interrogation correspondent au maximum et minimum de la sinusoïde du signal modulant. La phase peut être obtenue avec deux points d'interrogation, sans émission d'un signal modulé préprogrammé dans la RAM du DDS : le problème de lenteur des filtres est alors éliminé. L'interrogation va se faire sur deux fréquences, l'une à la fréquence d'interrogation  $F1$  et l'autre à  $F2 = F1 + \Delta\omega$ , fréquence correspondant à l'amplitude maximum de la phase reçue. Nous allons balayer en fréquence la partie où se trouve le pic de résonance. La phase étant la soustraction des réponses  $F2 - F1$ , nous remarquons bien le changement de phase prévu initialement (Fig. 2.22).

## 2.6 Précision des mesures

Un système asservi présente toutefois l'inconvénient d'une certaine latence dûe au temps d'asservissement que l'on peut constater sur la Fig. (2.23) lors d'une élévation

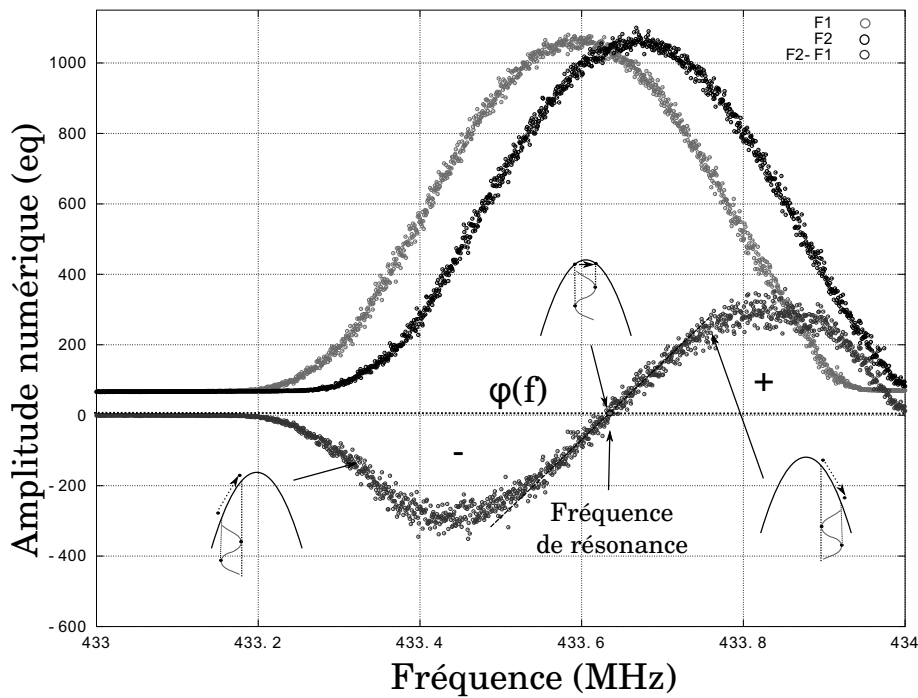


FIGURE 2.22 – Validation de l'apparition de la phase avec le mode deux points avec  $\Delta\omega = 10 \text{ kHz}$ . La soustraction F2-F1 permet d'obtenir le signe positif ou négatif de la phase.

de température de 2 degrés. Il a cependant l'avantage d'offrir une précision de l'ordre de 25 Hz pour un capteur dérivant de 2500 Hz par degré, ce qui permet de visualiser de très faibles variations de température – de l'ordre de 10 mK.

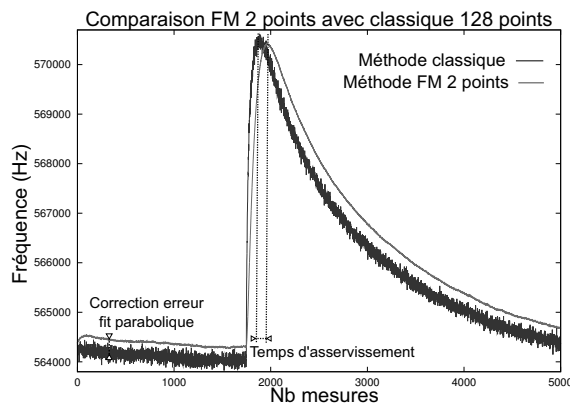


FIGURE 2.23 – Interrogation alternative du mode classique sur 128 points suivie d'une interrogation par asservissement sur la phase. L'interrogation par asservissement sur la phase permet la correction du biais de l'ajustement parabolique mais nécessite un temps d'asservissement.

## 2.7 Application de la méthode FM sur un capteur en rotation

La méthode de mesure FM est une méthode asservie sur la détection des fréquences de résonance. Comme toute méthode asservie, la perte du signal perturbe le système. C'est le cas pour l'interrogation d'un capteur fixé sur l'axe d'un moteur dont la réponse est visible de façon intermittente par le système de lecture. L'al-

gorithme d'identification des fréquences de résonance utilise le mode de balayage classique (Mconti) pour permettre une localisation initiale de la fréquence de résonance, puis l'asservissement sur cette fréquence par annulation de la phase est activé. Dans cette situation, la visibilité temporaire du capteur ne permet pas de converger vers la fréquence de résonance, entraînant un retour au mode de balayage classique. Pour éviter ce phénomène, un temps minimum d'attente avant le changement de mode est ajouté, mais sans succès de convergence. Pour rechercher une solution au problème, nous avons traité les données brutes reçues. Nous avons remarqué que l'amplitude de  $F2 - F1$  reçue suite à la conversion de l'excursion de fréquence par la réponse du capteur n'est pas suffisante pour compenser la perte de puissance induite par la rotation du capteur. Cette implémentation de la méthode FM ne peut être utilisée en l'état pour l'interrogation de capteurs en mouvement.

## 2.8 Mesure de vibration par la méthode 2 points

Les capteurs SAW ont l'avantage d'être passifs et d'être interrogeables par des ondes RF. Toutefois, leur utilisation en jauge de contrainte pour la caractérisation de structures vibrantes est limitée par la bande passante de mesure déterminée par les constantes physiques du temps de charge ( $\tau$ ) du résonateur. Le temps nécessaire à caractériser un point de la fonction de transfert spectrale d'un résonateur est de  $20 \mu s$  soit  $2\tau$  pour une charge de  $1/e = 63\%$  avec  $\tau = Q/(\pi \times f)$ ,  $f = 434 \text{ MHz}$  et  $Q = 13300$ . Pour caractériser une vibration, il est souhaitable d'étendre la bande passante de mesure à plusieurs kHz. La méthode 2 points est utilisée, elle consiste à réaliser un asservissement sur la rotation linéaire de la phase de part et d'autre de la fréquence de résonance sondée par deux interrogations (cf. § 2.5.10). Le programme développé charge quasi totalement le résonateur (charge durant  $5 \tau$ ) se qui diminue la vitesse d'acquisition. Elle pourrait atteindre théoriquement  $\frac{1}{2 \times 20 \mu s} = \frac{1}{40 \mu s} = 25 \text{ kHz}$  en utilisant une charge de  $2 \tau$  mais elle est limitée à  $10 \text{ kHz}$  pour une charge de  $5 \tau$ . En pratique, cette vitesse est limitée par le temps d'exécution de l'algorithme et de la re-programmation du MCF dans le DDS au travers de la communication SPI. La fréquence d'échantillonnage obtenu est de  $4800 \text{ Hz}$  soit la moitié de la vitesse théorique [143].

### Expérience :

Nous désirons mesurer la vibration d'un diapason excité à  $440 \text{ Hz}$  par un hautparleur. La mesure est sans fils au travers d'un résonateur SAW sensible à la contrainte. Pour ne pas limiter la bande passante du système d'interrogation par le temps de



communication de la liaison numérique série, la fréquence enregistrée est retransmise par le DAC du microcontrôleur. Le facteur de conversion amplitude/fréquence lié à la fréquence de résonance  $f_0$  est donné avec l'équation (2.5). Il provient de la conversion « fréquence vers tension » du DDS de 32 bits de résolution ( $2^{32}$ ) où les 12 bits de poids faible sont éliminés ( $1/4096$ ), cadencé à une horloge de 200 MHz, utilisant le DAC du  $\mu C$  de 12 bits délivrant 3,3 V de référence.

$$f_0 = \frac{2^{32}}{200 \text{ MHz}} \times \frac{1}{2^{12}} \times \frac{3,3 \text{ V}}{2^{12}} = 4,2 \times 10^6 \text{ V/Hz} \quad (2.5)$$

Une variation de  $0,2 V_{pp}$  est observée sur la réponse du résonateur qui, en appliquant le facteur de conversion amplitude/fréquence, correspond à une variation de la fréquence de résonance du résonateur de 4735 Hz, soit une variation de contrainte de 650 kPa sur l'une des fourches du diapason en utilisant une coupe de quartz sur laquelle se propage une onde de Rayleigh avec une sensibilité aux contraintes radiales de -16,8 ppm/MPa.

Nous montrons ainsi la possibilité de suivre des variations de contrainte liées à une vibration physique jusqu'à des fréquences de 500 Hz. En pratique, cela nous informe que le système est capable de détecter des phénomènes transitoires de l'ordre de la milliseconde et que dans l'absolu, nous sommes en mesure d'étendre la gamme d'application de notre système avec contrôle de systèmes dynamiques pour détecter les fréquences de vibration auxquelles ils sont assujettis voire d'identifier les effets transitoires pouvant les affecter.

## 2.9 Test de l'électronique aux abords d'une source de température

Dans le projet SAWHOT, le lecteur peut être exposé à un environnement susceptible d'engendrer un échauffement de l'électronique. Pour déterminer la température limite que l'électronique peut supporter, le lecteur est placé dans un four où il est chauffé par pallier de température de manière à simuler une exposition de plusieurs dizaines de minutes à des températures nettement supérieures aux limites de tolérance de ses éléments de base ( $85 \text{ }^\circ\text{C}$  ou  $125 \text{ }^\circ\text{C}$  selon leur niveau de qualification) (Fig. 2.25). Le lecteur sonde un capteur SEAS10 placé hors du four. Au-delà de  $140 \text{ }^\circ\text{C}$ , la connectique du port USB cesse de fonctionner bien qu'a priori ses organes de calcul et de traitement du signal soient toujours opérants. Le lecteur est donc capable de supporter une température de  $140 \text{ }^\circ\text{C}$  pendant quelques dizaines de minutes bien que les composants le constituant ne soient pas tous de qualité « militaire ». En effet, le tableau (2.2) rappelle les composants principaux du

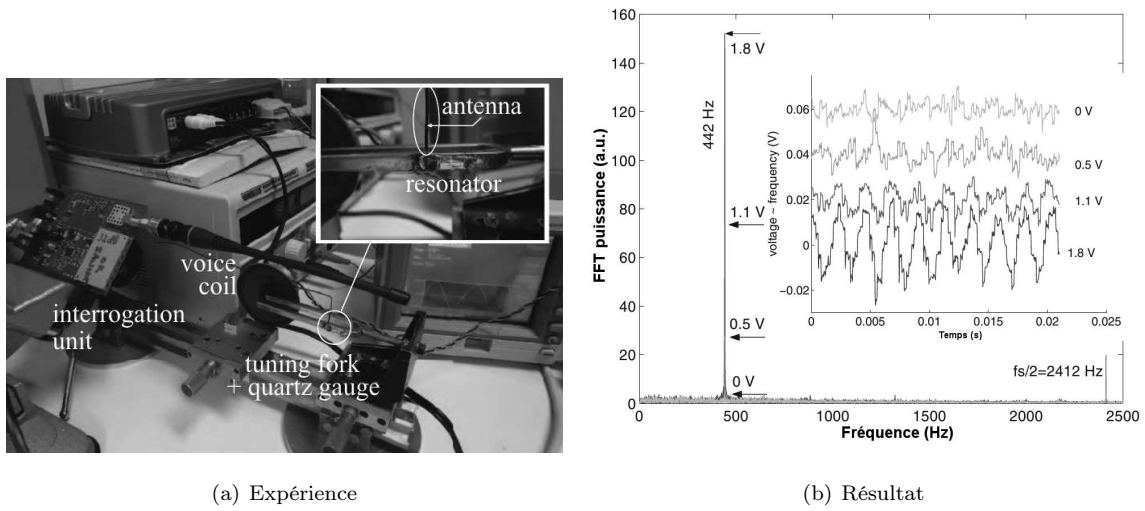
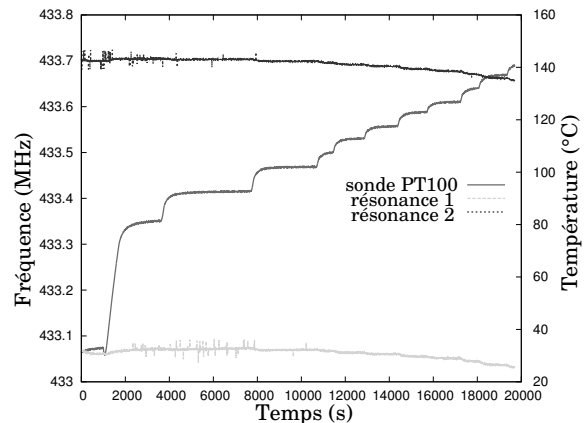


FIGURE 2.24 – (a) Test de suivi de contraintes transitoires dans une structure vibrante. Photographie de l'expérience réalisée. (b) L'enregistrement en fonction du temps de la sortie DAC correspondant à la mesure de la fréquence de résonance du capteur de contrainte collé au diapason qui est excité à une fréquence de 442 Hz pour différentes amplitudes (de 0 à 1.8  $V_{pp}$ ). La modification d'amplitude observée est de 20 mV. Ainsi que la transformée de Fourier de la tension en sortie du DAC, la fréquence de résonance du diapason est visible à 442 Hz avec son annulation pour une émission nulle. La fréquence d'échantillonnage est visible à  $fs/2$ .

schéma block (Fig. 2.4). Le lecteur est composé de 269 composants (actif + passif) dont seulement quelques éléments sont garantis fonctionnels dans la gamme militaire (jusqu'à 125 °C), tous les autres sont garantis dans la gamme industrielle (jusqu'à 85 °C). Nous en déduisons que les marges « constructeur » permettent de dépasser les conditions opérationnelles du lecteur jusqu'à la température testée, peut être même jusqu'à 150 °C (cahier des charges du projet SAWHOT). En pratique, garantir un fonctionnement sur plusieurs heures à cette température imposerait des tests supplémentaires et l'ajout d'éléments de ventilation et de dissipation de chaleur.

FIGURE 2.25 – Test du fonctionnement de l'électronique soumise à différentes températures. L'électronique est placée dans un four avec un sonde de température collée sur la carte pour connaître la température exacte. Le lecteur sonde un capteur SEAS10 placé hors du four. L'électronique reste fonctionnelle pour des températures allant jusqu'à 140 °C pour une exposition de courte durée.



Composants (gamme militaire) -40 à 125 ( $^{\circ}C$ )	Composants (gamme industrielle) -40 à 85 ( $^{\circ}C$ )	(Autre) ( $^{\circ}C$ )
Régulateur LP2981 ADuC7026 Diode rectification alim Amplificateur TLV237	PLL LMX2312USLDX Switch RF HMC439MS8GE RS232/TTL (SP3223EEA) Détecteur de puissance (AD8362) Xtal (quartz 32.768) CC5V Atténuateur (HMC470) Filtre SAW	DDS AD9954 (-40 à 105) SMA (-65 à 165) Filtre LP (-55 à 105) LED (-55 à 100) Xtal (quartz 20MHz) (-20 à 70)

TABLE 2.2 – Températures de fonctionnement des principaux composants du lecteur

## 2.10 Conclusion : utilisation du lecteur pour des applications industrielles

Au travers de ce chapitre, nous avons présenté un lecteur totalement reconfigurable en fonction de la mission qu'on lui confie. Le développement de cette électronique a conduit à l'élaboration de diverses méthodes d'interrogation. Les algorithmes implantés pour le microcontrôleur permettent au lecteur de réaliser des mesures hautes précisions (10 mK sur des plages de température de plusieurs dizaines de degrés), le suivi d'éléments en rotation à des vitesses atteignant 3000 rpm et de suivre des effets transitoires de constante de temps de l'ordre de 0,2 ms, tout cela avec une seule architecture matérielle.

Son principal problème est de ne pas pouvoir garantir une robustesse avérée face aux pollutions RF dans un environnement où la bande ISM centrée en 433,92 MHz est sollicitée lors de communication numérique à l'aide de transmetteur RF. Ce problème étant généralement réglé de façon matériel en utilisant un démodulateur sur l'étage de réception (approche présentée au chapitre suivant). Néanmoins, lors de perturbation intermittente, un post-traitement sur les données acquises permet d'éliminer les mesures erronées. Malgré les défauts identifiés, ce lecteur et les algorithmes associés sont exploités par SENSEOR pour ses activités commerciales et protégés par brevet [144, 145].

Le nombre important de composants constituant le lecteur rend difficile la création d'un lecteur garanti dans la gamme militaire : une nouvelle architecture composée de composants intégrés permettrait de limiter le nombre de composant diminuant ainsi le risque de panne tel que nous allons le présenter dans le chapitre suivant.



## Chapitre 3

# Prototypage d'un interrogateur compact à base de radio-modem

### 3.1 Introduction : pourquoi une électronique d'interrogation compacte ?

Depuis quelques années, SENSEOR développe des systèmes de mesure de grandeurs physiques à base de technologie SAW. Le système de mesure se compose d'un interrogateur et d'un ou plusieurs capteurs SAW déjà présentés au chapitre précédent (§ 2.3). Ces capteurs sont constitués d'un ou plusieurs résonateurs sensibles à la grandeur physique à mesurer. L'électronique d'interrogation utilisée actuellement est volumineuse ( $10 \times 16$  cm) avec une consommation importante (150 mA sous 12 V). Les deux principales raisons de création d'une électronique compacte sont la réduction du nombre et de la consommation des composants. L'intégration des chaînes d'émission et de réception en un seul composant vise à réduire la taille du circuit imprimé et la tenue en température en augmentant le nombre de composants résistant à  $125^\circ\text{C}$ . L'utilisation de la technologie SAW présente des avantages pour les applications capteurs sans fils sur objet mobile mais la chaîne de mesure actuelle reste chère pour des applications capteurs immobiles. Pour gérer au mieux le coût de production d'une électronique optimiser en taille, en consommation et robuste face aux conditions opératoires, la fonte d'un circuit dédié (Application Specific Integrated Circuit ou ASIC) constitue la voie idéale pour une solution industrielle maîtrisée. Néanmoins, le coût d'investissement pour initier le processus correspondant est notablement élevé, sans parler du risque encouru en cas d'échec de commercialisation. L'entreprise SENSEOR désire donc utiliser des prototypes réalisés avec des compo-

sants combinant fonctionnalités RF et numériques avant de s'engager dans la voie de l'ASIC intégrant tout le fonctionnement de son électronique. Pour cette raison, l'adaptation d'un composant intégré existant sur le marché nous a semblé une solution digne d'intérêt.

L'architecture de l'interrogateur développé par la société SENSEOR et l'institut FEMTO-ST pour l'interrogation de capteurs résonants à ondes de surface est fondée sur un balayage de la bande ISM centrée à 434 MHz avec une détection de puissance du signal ré-émis par le capteur. Cette électronique est constituée d'un module de synthèse du signal d'interrogation programmable, d'un étage d'émission-réception radiofréquence et d'un module de réception de la réponse du capteur interrogé. Le but de l'étude décrite dans ce chapitre est de remplacer toute la chaîne d'émission et de réception de l'interrogateur SENSEOR WRC01 par un composant intégré (autre qu'un ASIC dédié). Les composants de type radio-modems (« Transceiver ») semblent répondre à cet objectif. La solution étudiée dans ce chapitre est le détournement d'un radio-modem fonctionnement à 434 MHz pour l'interrogation de résonateurs SAW, sachant que ces composants ont été développés dans le but de réaliser une communication numérique. Pour pouvoir interroger un résonateur, le radio-modem doit satisfaire à certaines contraintes. La première condition concerne la récupération de la puissance du signal ré-émis par le capteur (puissance active (I) et réactive (Q)) en sortie du mélangeur soit par une broche d'accès externe délivrant un signal analogique, soit par une communication numérique. La seconde contrainte concerne la commutation rapide du mode « émission » vers le mode « réception » pour permettre l'acquisition de la décharge du résonateur. Compte tenu de la constante de temps du résonateur déterminée par son facteur de qualité, ce temps doit être inférieur à la microseconde. Ce chapitre présente les tests et validation des radio-modems sélectionnés conduisant à la conception d'une électronique compacte pour l'interrogation de capteurs SAW.

### Les radio-modems ciblés

Parmi les radio-modems ciblés (Fig. 3.1), deux sont particulièrement intéressants d'un point de vue de leur gamme de fréquence synthétisée ainsi que pour l'accès à un signal analogique représentatif de la puissance renvoyée par le capteur (« I/Q » ou « Received Signal Strength Indication » (RSSI)) :

- le radio-modem MAX7032 de Maxim : ce composant est garanti fonctionnel dans la gamme militaire (-40 à +125°C) avec une plage de synthèse couvrant la bande ISM. Il bénéficie d'un accès à une broche RSSI (image de l'amplitude de l'énergie reçue) qui permettrait d'acquérir la décharge du résonateur au travers

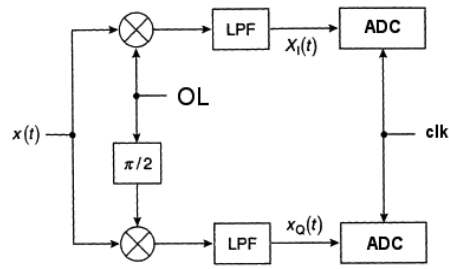
d'un ADC .

- le radio-modem XE1203F du constructeur Semtech : ce composant est le seul permettant un accès direct aux voies I et Q du mélangeur (les sorties d'un mélange entre un signal RF en réception et un oscillateur local). L'émission et la réception sont séparées dans deux modules configurables indépendamment avec une broche d'accès externe pour la commande « émission » ou « réception ».
- le radio-modem Melexis TH71221 est un composant déjà utilisé pour une application d'interrogation de sondes SAW dans un four du constructeur Miele, son coût et son fonctionnement sont identiques au composant MAX7032 avec une gamme de température de fonctionnement inférieur. Par conséquent, ce composant est écarté de nos choix.

Référence	Gamme de fréquence (MHz)	Tension	Puissance de sortie	RSSI	Communication	Fonctionnement T°C
CYRF6936	2.4->2.4836 GHz	1.8->3.6	+4dB	Numérique	SPI	0->70°C
CC1020	402->470	2.3->3.6	10 dB	Numérique	SPI	0->85°C
MRF89XA	863->960 MHz	2.1->3.6	12.5 dB	Numérique	SPI	-40->85°C
CC1101RTC	300->928 MHz	3.3	10 dB	NC	SPI	-40->85°C
CC1021	402->470 MHz	2.3->3.6	10 dB	Numérique	SPI	-40->85°C
ADF7021	402-470 / 804->940	3.3	13 dB	Numérique	SPI	-40->85°C
CC1010	300->1000	3.3	10 dBm	Numérique	MC intégré	-40->85°C
CC1000	315/433/868	2.1->3.6	10 dBm	Analogique	SPI	-40->85°C
CC1100	315/433/868	3.3	10 dBm	Numérique	SPI	-40->85°C
CC1101	300->348 387->404	3	10 dBm	Numérique	SPI	-40->85°C
ATA5423	315,345,433,915	2,4->3.6	10 dBm	Analogique	NC	-40->85°C
MICRF506B ML	420->450	2.7	10 dBm	Analogique	SPI	-40->85°C
CC2520	2394->2507 MHz	1.8->3.8	5 dBm	Numérique	SPI	-40->125°C
CC2530	2394->2507 MHz	1.8->3.8	5 dBm	Numérique	MC intégré	-40->125°C
MAX7032	300->450	2.1->3.6	10 dBm	Analogique	SPI	-40->125°C
XE1203f	434+/- 8 MHz	3.3	15 dBm	Analogique & numérique	SPI	-40->85°C
XM1231	290 → 340 424->510	1.8->3.6	-18->17 dBm	Numérique	SPI	-40->85°C
TH71221	27 -> 930 MHz	2.2->5.5	10 dBm	Analogique	SPI	-40->85°C

FIGURE 3.1 – Liste de radio-modems que l'on peut trouver dans le commerce sur les sites fournisseurs Radiospare et Farnell

FIGURE 3.2 – Décomposition d'un signal  $x(t)$  sous la forme complexe à l'aide d'un démodulateur IQ. L'acquisition des signaux  $x_I(t)$  et  $x_Q(t)$  par des ADCs sur des voies I et Q en sortie des filtres passe-bas (LPF) permet de reconstruire le signal  $S(t) = x_I(t) + j \times x_Q(t)$  numériquement [146].



## 3.2 La richesse du signal IQ

La détection de l'électronique actuelle utilise un détecteur de puissance. L'information recueillie est donc une grandeur scalaire image de la puissance RF reçue. Contrairement au détecteur de puissance, un démodulateur IQ fournit une information plus riche intégrant la notion de phase. Les sorties du mélange du signal de l'oscillateur local en phase et en quadrature avec le signal RF permettent d'obtenir une représentation complexe du signal  $S(t) = x_I(t) + j \times x_Q(t)$  dont on déduit aisément l'amplitude  $|S(t)|$  et la phase  $\phi = \arctan(\frac{x_Q}{x_I})$  du dit signal. Il est alors possible d'utiliser les techniques de traitement destinées aux applications RADAR et d'en exploiter toute la richesse.

### Techniques de traitement pour les applications RADAR

Parmi ces techniques, la corrélation (eq. 3.1) est un outil utilisé pour le traitement des données des échos RADAR.

$$\varphi_{xy}(\tau) = x(t) \otimes y(t) = \langle x(t), y(t - \tau) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t - \tau)dt \quad (3.1)$$

Elle répond à une opération mathématique (signe :  $\otimes$ ) permettant de comparer deux signaux ( $x(t)$  et  $y(t)$ ) et d'en mesurer la ressemblance en effectuant l'intégrale du produit des signaux que l'on décale progressivement l'un par rapport à l'autre. Cette opération est très proche de la convolution (eq. 3.2) qui permet de calculer le signal de sortie d'un filtre linéaire à l'instant  $t$  (signe :  $*$ ). La convolution est en fait une intercorrélacion dans laquelle un des signaux est renversé dans le temps.

$$[x * y](t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)y(t - \tau)d\tau \quad (3.2)$$

La corrélation sert à mesurer le degré de ressemblance de deux signaux pour en extraire une information (le temps entre deux échos dans le cas d'un RADAR). Cette opération est très puissante pour extraire un signal masqué par un bruit parce que la cohérence spectrale des signaux corrélés maximise le résultat de l'intégrale



(eq.3.2) [147]. Les équations 3.1 et 3.2 utilisent des signaux continus or les traitements que le lecteur est susceptible de réaliser sont effectués sur des signaux numérisés par l'ADC à une fréquence d'échantillonnage  $f_e = \frac{1}{T}$  [148]. L'intercorrélation et la convolution sont par conséquent utilisées dans leurs formes discrètes pour s'appliquer à des séquences numériques où  $x(n)$  correspond à la valeur du signal analogique  $x_a(t)$  au temps  $t = nT$ . Les équations 3.3 et 3.4 expriment respectivement les fonctions d'intercorrelation et de convolution.

$$\varphi_{xy}(k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)y(n+k) \quad (3.3)$$

$$[x * y](k) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(n)y(k-n) \quad (3.4)$$

En vue d'optimiser la rapidité de notre système, l'intercorrélation est réalisée dans le domaine de Fourier car une convolution dans le domaine temporel est équivalente à un produit dans le domaine de Fourier. La transformée de fourrier (eq. 3.5) est une représentation spectrale d'un signal  $x(t)$  en temps continu.

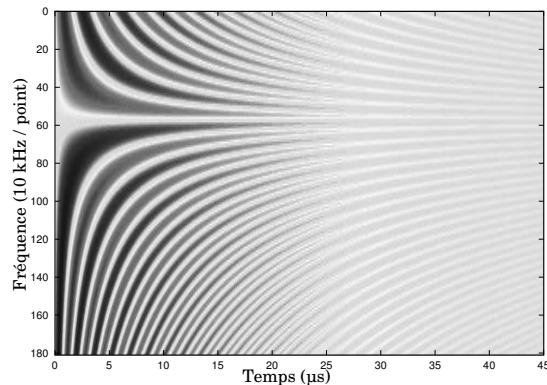
$$TF\{x(t)\} = X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.5)$$

La transformée de Fourier rapide (sigle anglais : FFT ou Fast Fourier Transform) est un algorithme de calcul de la transformée de Fourier discrète [149]. Sa complexité (nombre de multiplications à réaliser) varie en  $\mathcal{O}(N \log N)$  avec  $N$  le nombre de points, alors que la complexité de la TF discrète s'exprime en  $\mathcal{O}(N^2)$ . Chaque point d'intercorrélation nécessite  $N$  multiplications et l'on veut  $N$  points d'intercorrelation soit  $N^2$  multiplications. Dans le domaine de Fourier,  $FFT(x \otimes y) = FFT(x) \times FFT(y)$  et  $FFT(x)$  nécessite  $N \times \log N$  multiplications suivies de  $N$  multiplications donc majoré par  $N \times \log N \ll N^2$ . Les coefficients de la TF pourront être précalculés et mémorisés dans la RAM du  $\mu C$  pour un nombre précis d'échantillons numérisés lors de l'interrogation du capteur dans ces bandes de fréquence. Ces outils mathématiques vont permettre de détecter des ressemblances des réponses des décharges des deux résonateurs, même lors d'une réception bruitée.

### Décharge d'un résonateur SAW observée via un démodulateur IQ

Lors du balayage de fréquence par un pas  $\Delta f$  de fréquence issue du VCO, le capteur à ondes élastiques est excité avec une impulsion d'encombrement spectral inférieur à la largeur à mi-hauteur du résonateur, centrée sur  $f$  variable. La fraction d'énergie de l'impulsion émise recouvrant la fonction de transfert du capteur excite une onde élastique, permettant ainsi au résonateur d'accumuler de l'énergie. En fin d'émission, le résonateur renvoie un signal d'autant plus puissant que le recouvrement spectral était important (maximum lorsqu'il y a correspondance de la

FIGURE 3.3 – Simulation de la décharge d'un résonateur dans un démodulateur IQ en traçant  $\sin((2\pi f \pm F_0)t)$ , avec  $f$  le signal d'excitation issu du VCO (pour exciter le résonateur) et  $F_0$  signal fixe issu de la réponse du résonateur SAW (fréquence propre de résonance)– simulation pour une seule résonance (Résultat comparable aux signaux reçus en sorties du XE1203F suite à l'interrogation d'un capteur SEAS10 figure 3.6).



fréquence émise avec la fréquence de résonance) et ce à la fréquence propre du résonateur  $F_0$ . Le démodulateur IQ ramène le signal radio-fréquence reçu en basse fréquence par mélange avec le signal RF du VCO identique à la fréquence émise. À la sortie du mélangeur, un battement entre  $f$  et  $F_0$  dont l'expression temporelle est homogène à  $\sin((2\pi f \pm F_0)t)$ , est obtenu où seule la composante basse fréquence est conservée à la sortie des broches IQ suite à l'action d'un filtrage passe-bas. La figure (Fig. 3.3) présente la simulation de la réponse temporelle du signal en sortie du mélangeur. La réponse théorique en sortie du démodulateur laisse envisager deux solutions : éliminer les oscillations du résultat du battement ou les exploiter.

### 3.3 Radio-modems retenus

L'architecture des radio-modems est composée de trois blocs, une partie émission, un étage de réception et un circuit de gestion des informations. La synthèse de fréquence des radio-modems est majoritairement constituée de PLL fractionnaires car leur coût de fabrication est nettement plus bas que celui d'un DDS malgré la souplesse de synthèse de fréquence ainsi offerte. Le fabricant Semtech commence à intégrer des DDS dans sa nouvelle gamme de puces, comme le « Front-end RF » SX1253. La synthèse de fréquence n'est pas vraiment une limitation pour l'interrogation de capteur SAW du moment que le pas de synthèse est suffisamment fin ( $<15$  kHz). L'étage de réception des radio-modems est nettement différent de l'architecture d'interrogateur que nous avons précédemment décrite au chapitre (§ 2.3). Ces composants étant destinés à réaliser une communication numérique, l'étage de réception utilise un démodulateur IQ pour ramener en bande de base les signaux RF. Deux grandes familles de récepteurs existent selon que le passage des fréquences RF vers les basses fréquences soit direct (cas d'un récepteur homodyne) ou en plusieurs étapes (cas récepteur hétérodyne) [150].

### Architecture superhétérodyne

Le récepteur superhétérodyne existe depuis 1917. Il a été breveté et réalisé par Lucien LEVY [151]. Son principe de fonctionnement utilise la transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe (FI) puis une seconde transposition en bande de base centrée sur la fréquence centrale du canal utilisé, issue d'un RADAR, par le mélange avec le signal des oscillateurs locaux fonctionnant respectivement aux fréquences  $F_{p1}$  et  $F_{p2}$  (cf. 3.4). Cette architecture présente des avantages techniques du point de vue de la sélectivité de canal d'écoute, mais le grand nombre de filtres présents dans la chaîne de réception a pour conséquence d'augmenter les pertes d'insertion entre chaque élément, de dégrader le facteur de bruit de la chaîne de traitement et de ne pas faciliter l'intégration (Fig 3.4). Il peut difficilement répondre aux besoins de reconfigurabilité d'un système de radiocommunications multi-normes. Le radio-modem MAX7032 utilise cette architecture.

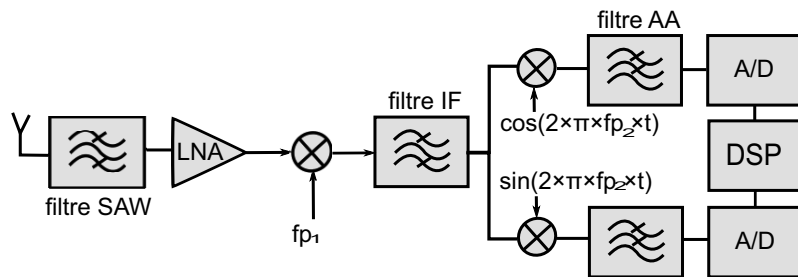


FIGURE 3.4 – Architecture d'un récepteur superhétérodyne. Le filtre SAW sélectionne la bande de fréquence RF. En sortie du mélange de l'oscillateur  $L_{p1}$  avec le signal RF, un filtre FI de fréquence centrale plus basse que le filtre de bande RF possède une sélectivité étroite permettant de relâcher les contraintes du choix du filtre de sélection de canal. Un filtre AA (anti-aliasing) coupe les hautes fréquences avant la numérisation.

### L'architecture homodyne

Contrairement à l'architecture superhétérodyne, l'architecture homodyne (appelée aussi conversion directe ou Zéro FI) transpose la bande de réception RF directement en bande de base (BB). L'oscillateur local (OL) à l'entrée du mélangeur chargé de réaliser la transposition délivre un signal de fréquence identique à la fréquence de la porteuse du signal RF reçu. Il n'y a plus de fréquence intermédiaire, le signal sortant est le signal désiré lui-même. L'inconvénient premier de cette architecture est la présence d'une tension continue de décalage en sortie des mélangeurs causée principalement par des défauts d'isolement au niveau du mélangeur entre les voies RF et OL. Le récepteur à fréquence intermédiaire basse (Low-FI) permet de transposer en

bande de base le signal RF et de s'affranchir de la tension continue de décalage car la fréquence intermédiaire n'est pas nulle mais petite devant la fréquence porteuse. Le radio-modem XE1203F exploite une réception homodyne.

### Séparation entre la partie émission et réception

Les deux radio-modems retenus possèdent tous deux un commutateur permettant le passage du mode émission vers le mode réception ainsi que des broches externes permettant de récupérer une image de la puissance reçue sur l'étage de réception. Si l'isolation fournie par ce switch interne ainsi que l'isolation du circuit bouchon (association de composants passifs pour diriger le signal RF en sortie de l'étage de synthèse vers l'antenne et le signal RF provenant de l'antenne vers l'étage de réception empêchant la liaison directe de la partie émission TX vers la partie réception RX) entre la partie émission et réception est suffisamment grande (50 à 60 dB), seul le switch interne du composant sera utilisé pour réaliser la commutation entre l'émission et la réception. Si l'isolation n'est pas suffisante et inférieure à cette valeur, le circuit bouchon peut être remplacé par un switch externe. La dernière solution d'isolation entre la partie émission et réception consiste en l'utilisation de deux radio-modems, un en émission et le second en réception avec leurs antennes distinctes. Cette solution n'a pas été testée car elle présentait la nécessité de synchroniser les horloges de référence des deux radio-modems, infaisable sur les circuits d'évaluation utilisés pour les tests mais cette solution est exploitée dans le lecteur du four Miele.

### Tests initiaux

Dans un premier temps, nous allons chercher à observer la réponse d'un résonateur SAW sur un oscilloscope pour vérifier que le temps de communication entre les parties émission et réception de ces radio-modems est suffisamment court pour visualiser la décharge du résonateur sur la broche RSSI (MAX7032) ou les sorties analogiques IQ (XE1203F). Pour ces tests, un circuit d'évaluation de chaque composant est piloté par une carte à base de MSP430 (16 bits),  $\mu C$  TI (Texas Instrument) choisi pour son mode « faible consommation » qui convient pour les systèmes embarqués. Après cette validation, ce microcontrôleur TI sera remplacé par un ADuC7026 qui dispose d'un convertisseur analogique numérique rapide (temps de conversion  $< 1\mu s$ ) et qui va réaliser les fonctions clés d'une interrogation dans les conditions adéquates.

### 3.3.1 Validation du composant XE1203F

#### Description et configuration des registres

Ce radio-modem est composé d'une chaîne d'émission à base de PLL fractionnaire programmable permettant de générer un signal RF de fréquence comprise entre  $434 \pm 8$  MHz avec un pas de synthèse de 500 Hz (Fig 3.5).

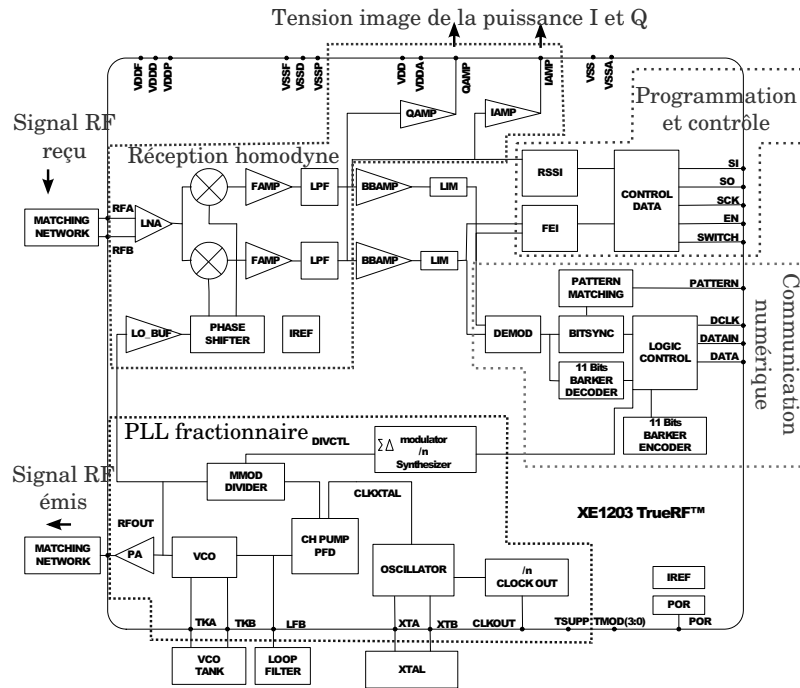


FIGURE 3.5 – Schéma block du XE1203

Comme expliqué plus haut, la chaîne de réception est fondée sur une approche homodyne. Le signal RF reçu est mélangé avec le VCO de fréquence identique à l'étage d'émission avant d'être amplifié et filtré par un filtre-passe bas (LPF) de largeur de bande réglable à 200 kHz ou à 600 kHz. Deux broches (Qamp) et (Iamp) permettent d'obtenir les signaux en sortie du filtre passe-bas : une image de la puissance ré-émise par le capteur peut être acquise par les ADCs du  $\mu C$ . Pour configurer le composant, le site du fabricant met à disposition des documentations et des manuels d'utilisation de ce radio-modem. La documentation en facilite la prise en main avec l'utilisation d'un pilote de communication [152]. Ce pilote est composé de deux fichiers (Xe1203F.c et Xe1203F.h), ces fichiers contiennent des fonctions de communication qui seront testées et adaptées à nos microcontrôleurs. Pour décrire brièvement les registres de configuration du composant, nous allons expliquer les grandes lignes du pilote. Un tableau de 21 octets est déclaré contenant la configuration des registres du composant. Lors de l'initialisation, le microcontrôleur charge les registres de l'adresse (0x00000) à (0x10110) du radiomodem au travers de la liaison SPI (communication maître-esclave avec CPOL=0 et CPHA=1). Il y a plusieurs types de registres qui permettent de configurer le système (ConfigSwitch /

RTPParam / FSPParam / SWParam / DataOut / ADParam / Pattern ). Le registre de configuration « ConfigSwitch » permet de sélectionner le mode émission ou le mode réception. Ce composant offre la possibilité de commuter entre l'un et l'autre rapidement soit en utilisant la communication SPI, soit en utilisant une commande externe d'une broche nomée *SWITCH*. En utilisant le mode *SWITCH* par broche, la commutation entre le mode réception et le mode émission est réalisée en quelques  $\mu\text{s}$ . La configuration de base du registre SWParam\_mode\_1 est déclarée en mode de transmission, le second SWParam\_mode\_2 sera en mode réception. La broche *SWITCH* présente un état haut pour le mode transmission et un état bas pour le mode réception. Bien que la puissance d'émission puisse aller jusqu'à 15 dBm, le composant sera limité à 10 dBm (norme ISM) en émission avec un étage de réception configuré en haute sensibilité de manière à obtenir le maximum d'amplification. Le registre RTPParam\_Osc est configuré pour utiliser un quartz externe pour cadencer le composant. L'activation des amplificateurs sur les broches I et Q est validée de même que le registre RTPParam\_Switch\_ext pour permettre la communication rapide entre l'émission et la réception en utilisant la broche switch externe. Le registre RTPParam\_Band est défini pour une interrogation à  $434 \pm 8$  MHz. Les registres (SWParam\_freq1 et 2) sont utilisés pour configurer la fréquence de la porteuse.

### Interrogation d'un capteur SEAS10

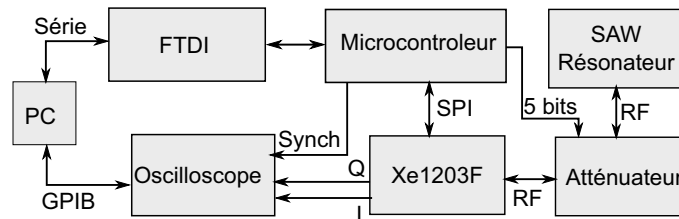


FIGURE 3.6 – Schéma de l'expérience de la validation du module Semtech pour l'interrogation d'un résonateur SAW. L'émission de fréquence dure  $30 \mu\text{s}$  pour charger le résonateur, puis on passe en mode réception pendant  $50 \mu\text{s}$  après commutation du switch, avec acquisition du signal I et Q par l'oscilloscope. Ce mode opératoire est répété pour couvrir toute la bande ISM par pas de fréquence prédéfini dans le but d'observer la réponse des résonateurs SAW.

Après une vérification de la communication avec le radio-modem, l'expérience reportée sur la Fig. 3.6 est réalisée dans le but de visualiser la décharge d'un résonateur sur les voies I et Q. L'expérience consiste à exciter le résonateur SAW par pas de fréquence prédéfini dans une bande de 433 à 435 MHz et d'observer la réponse en amplitude reçue sur un oscilloscope Lecroy (échantillonnage à 4 GS/s) durant les  $50 \mu\text{s}$  après la commutation du mode émission vers le mode réception. Pour chaque

excitation du résonateur, les données de l'oscilloscope sont relevées et stockées grâce à une connexion Ethernet (GPIB virtuel). Le programme de gestion globale (réalisé sous GNU/Octave) commande la fréquence à émettre, attend le temps de la synthèse et récupère les données des voies I et Q de l'oscilloscope au travers d'un programme. La donnée d'interrogation est récupérée chaque une fréquence de la bande. L'opération est répétée pour toutes les fréquences de la bande 433-435 MHz. Les données récupérées sont stockées dans un tableau temporaire où elles sont mises en forme (conversion chaîne de caractère vers entier) de manière à être visualisées. Cette opération est répétée pour diverses atténuations, de 5, 10, 15, 20, 25, 30 dB et sans capteur (Fig. 3.7). L'analyse de ces courbes permet d'observer l'apparition d'oscillations similaires à celles observées en Fig. 3.3. La durée de ces oscillations est supérieure au temps de décharge d'un résonateur SAW, elles correspondent à la réponse impulsionnelle du filtre de réception excité par l'impulsion retournée par le résonateur. Nous définissons alors la fréquence de résonance au maximum de puissance reçue.

### 3.3.2 Validation du composant MAX7032

Ce radiomodem utilise une chaîne d'émission à base de PLL fractionnaire programmable permettant de générer un signal RF de fréquence comprise entre 430 et 450 MHz avec une puissance RF maximale émise de 10 dBm. Contrairement au radiomodem XE1203F, le fonctionnement de ce radiomodem est fondé sur une réception hétérodyne. Le VCO de réception est décalé de 10,7 MHz par rapport au VCO d'émission (Fig. 3.8). Le filtrage de la bande intermédiaire est réalisé par un filtre céramique à 10,7 MHz après mélange du signal RF reçu avec l'oscillateur local de réception décalé en fréquence. Le composant possède 16 registres qui sont programmés par le microcontrôleur pour balayer la bande ISM434. La fréquence d'émission est imposée via les registres 0x0C et 0x0B (*TxLOW* et *TxHIGH*). Le calcul de la valeur numérique à programmer pour émettre une fréquence ( $F_{voulue}$ ) est réalisé avec la formule :  $\frac{F_{voulue}}{F_{xtal}-16} \times 4096$  sachant que  $F_{xtal}$  est de 17,634170 MHz. Une fréquence de 433 MHz est synthétisée par la programmation de 0x88DB dans le registre associé au travers d'une communication SPI. L'expérience de validation présentée en Fig. 3.6 est répétée en remplaçant le composant XE1203F par le MAX7032. Le résultat obtenu (Fig. 3.9) n'est pas satisfaisant car l'amplitude du signal récupéré sur la broche RSSI n'est pas suffisante pour interroger un capteur SAW à distance, cette limite est due à un temps de commutation entre le mode émission et le mode réception supérieur à la micro-seconde.

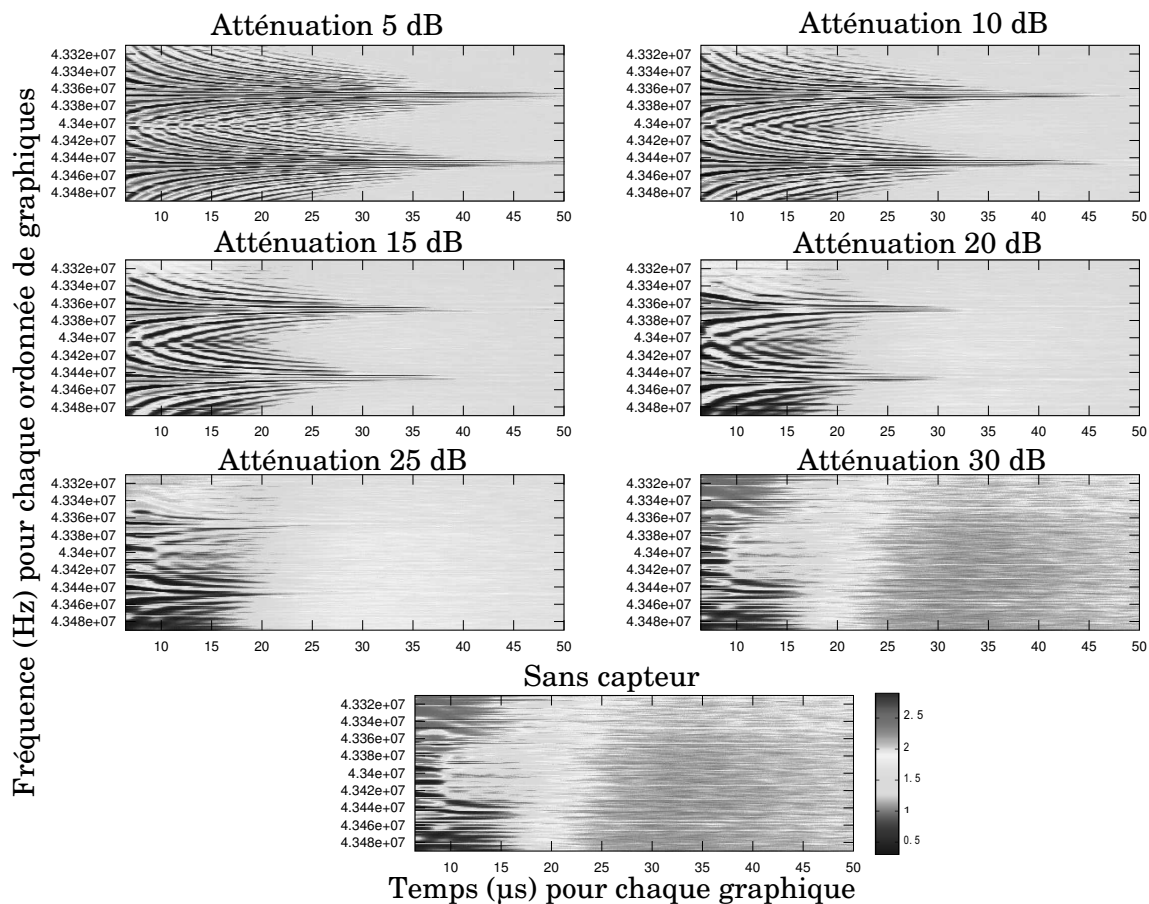


FIGURE 3.7 – Mesures expérimentales réalisées en utilisant le montage (Fig. 3.6) pour interroger un capteur SEAS10 en utilisant diverses atténuations entre le capteur et le lecteur. Ces figures correspondent aux réponses temporelles obtenues (le temps évolue selon l’axe des abscisses de 0 à 50  $\mu s$ ) via les composantes I ou Q acquises sur l’oscilloscope en fonction de la fréquence (qui évolue selon l’ordonnée entre 433 et 435 MHz) après la commutation du switch RF interne pour des atténuations de 5 à 30 dB par pas de 5 dB d’atténuation supplémentaire. Les deux signaux associés aux deux résonateurs sont visibles autour de  $F_{01} = 433,7$  et  $F_{02} = 434,4$  MHz pendant une durée de l’ordre de 15  $\mu s$  après la commutation du switch RF.

### 3.4 Conception d’un interrogateur

Les résultats obtenus avec le composant MAX7032 n’étant pas concluants pour développer un système d’interrogation, nos efforts se sont concentrés sur le radio-modem XE1203F qui lui répond à nos critères.

#### Comment obtenir la fréquence de résonance ?

L’interrogation d’un capteur SEAS10 à double résonateur (Fig. 3.7) permet de visualiser deux réponses distinctes de résonateurs SAW. À partir de cette figure,



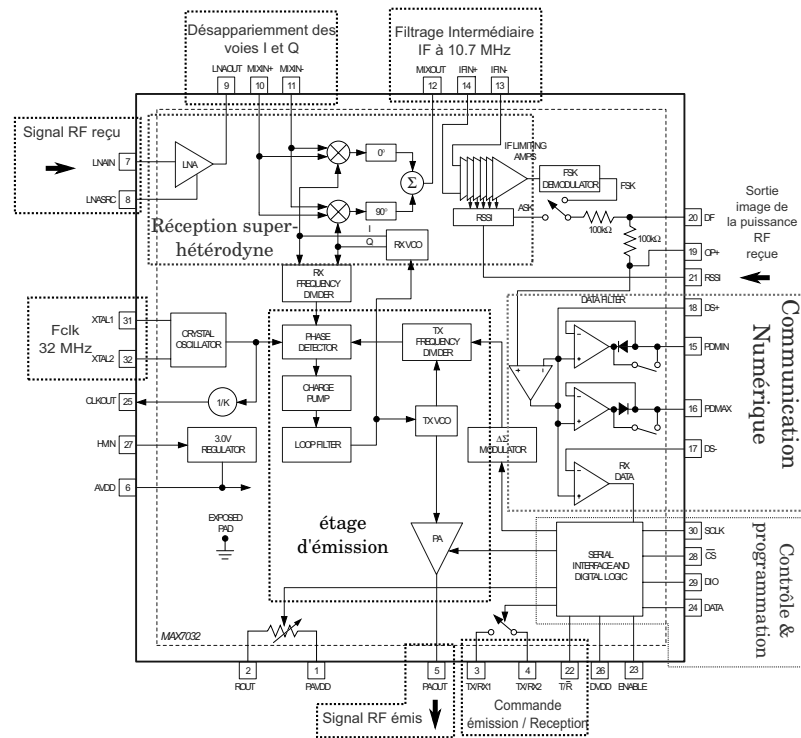


FIGURE 3.8 – Schéma bloc du MAX7032

deux solutions sont envisageables : utiliser la corrélation pour trouver la différence de fréquence entre les deux réponses obtenues ou éliminer les oscillations qui sont le résultat du battement entre le signal synthétisé et la réponse du capteur.

### 3.4.1 Méthode de recherche des résonances par annulation des oscillations

La réponse obtenue (Fig. 3.7 pour une atténuation de 20 dB) en sortie des broches I et Q lors de l'interrogation d'un capteur SAW résonant présente une tension continue d'une valeur moyenne de 1,3 V. Le filtrage et redressement de cette réponse permettent d'obtenir la (Fig. 3.10). L'identification du maximum de puissance reçue pour une fréquence d'excitation donnée conduit à la fréquence de résonance. En pratique, le signal est affranchi des oscillations avec un pont redresseur de tension suivi d'un filtrage passe-bas.

L'expérience (Fig. 3.6) est réitérée en ajoutant le redresseur et le filtrage pour une interrogation sans fils où l'acquisition est réalisée en utilisant l'ADC du microcontrôleur (un échantillonneur rapide avec un temps de conversion  $< 1 \mu s$ ), et non l'oscilloscope. Si le signal reçu est intégré entre  $23 \mu s$  et  $45 \mu s$ , la figure 3.11 est

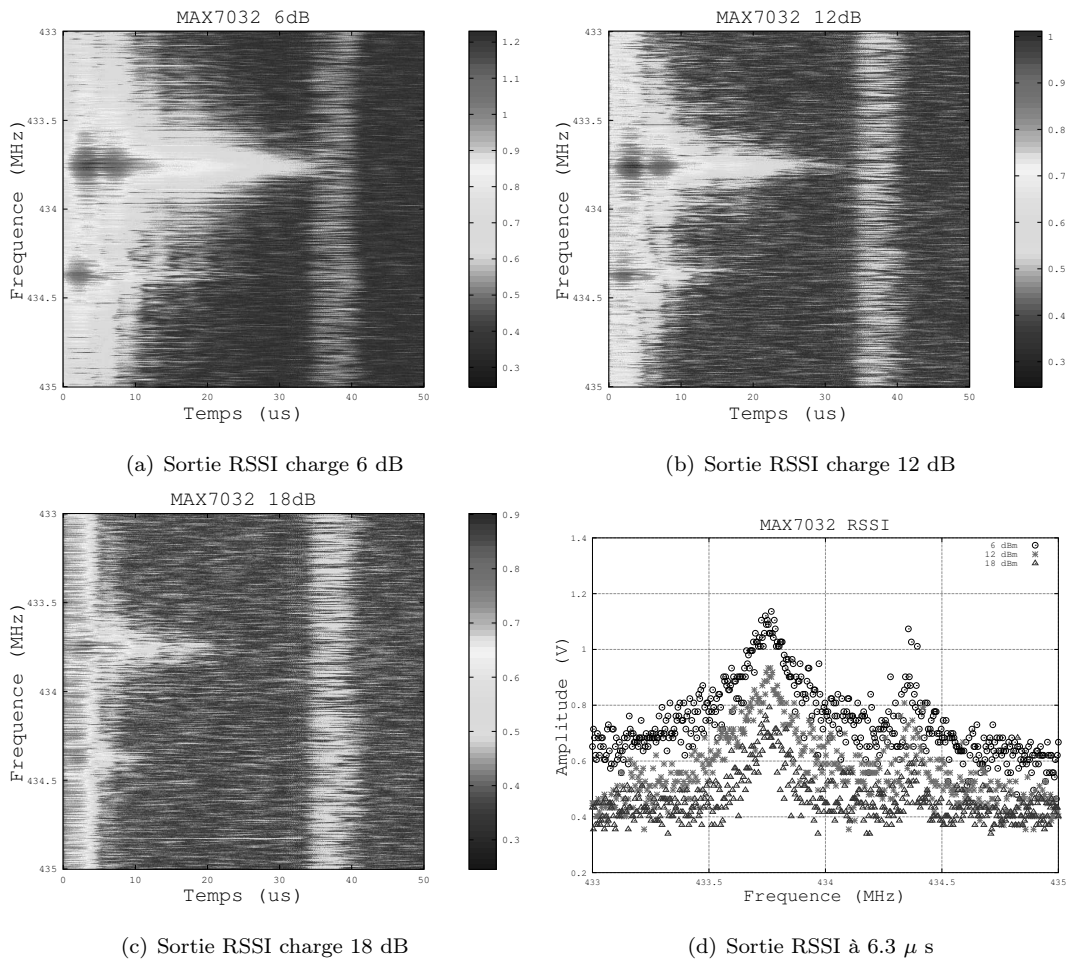


FIGURE 3.9 – Résultat d'un balayage de la bande ISM pour diverses atténuations entre le capteur et le lecteur. Le niveau de puissance détectée en sortie de la broche RSSI indique que le temps de commutation entre émission et réception est trop long par rapport à la réponse temporelle d'un résonateur et qu'il sera difficile d'interroger un capteur SAW à distance

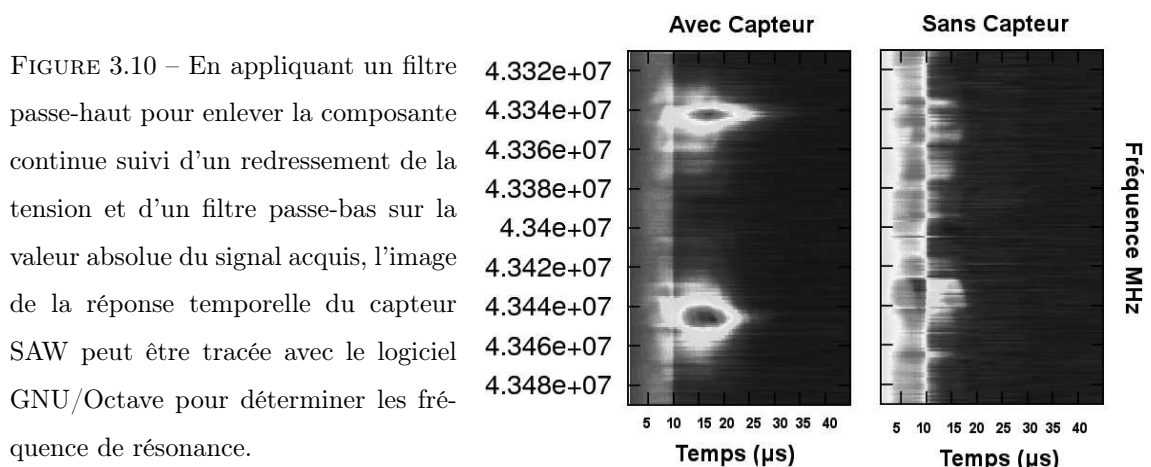


FIGURE 3.10 – En appliquant un filtre passe-haut pour enlever la composante continue suivi d'un redressement de la tension et d'un filtre passe-bas sur la valeur absolue du signal acquis, l'image de la réponse temporelle du capteur SAW peut être tracée avec le logiciel GNU/Octave pour déterminer les fréquence de résonance.

obtenue sur laquelle les deux fréquences de résonances correspondent aux maxima d'amplitude reçue.

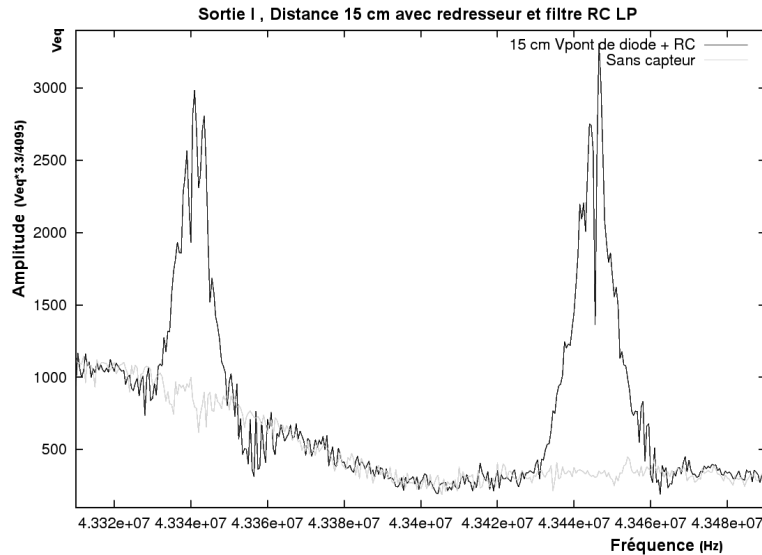


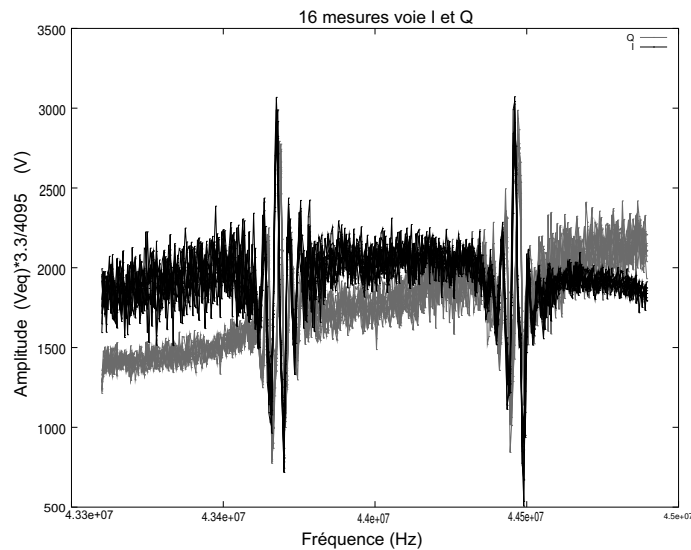
FIGURE 3.11 – Cette figure est le résultat d'un balayage de la bande 433-435 MHz avec une intégration de 23 à 45  $\mu\text{s}$  du signal obtenu sur la voie I après son filtrage et son redressement.

La forme des courbes obtenues ne permet pas d'atteindre la résolution de mesure espérée (résolution  $\approx \pm 5^\circ\text{C}$ ). À ce stade de développement, la solution avec redresseur a été abandonnée et nous avons cherché à exploiter les oscillations du signal détecté au lieu de les supprimer.

### 3.4.2 Méthode de recherche de la différence fréquentielle entre deux résonateurs par exploitation des oscillations

Le signal détecté suite à un balayage complet de la bande ISM se caractérise par des oscillations pour une date d'acquisition fixe (cf. Fig. 3.7). La similitude de ces oscillations obtenues (Fig. 3.12) par numérisation des voies I et Q permet d'utiliser une méthode de corrélation pour rechercher le décalage de fréquence qui maximise la ressemblance entre les réponses des deux résonateurs du capteur SEAS10. L'intercorrélation et l'autocorrélation sont des méthodes de traitement du signal recherchant le décalage temporel permettant de maximiser la ressemblance d'un signal par rapport à un autre (§ 3.2). Comme les capteurs SEAS10 sont composés de deux résonateurs dont les coefficients de qualité sont de même ordre de grandeur, la forme des échos obtenus pour ces résonateurs est donc similaire. La mesure de la grandeur physique recherchée est obtenue par une mesure différentielle. D'un point de vue rapidité de

FIGURE 3.12 – Observation de l'amplitude enregistrée par ADC du  $\mu C$  suite à 16 balayages de la bande ISM avec un pas de fréquence de 5555 Hz. Soit 360 points d'interrogation par balayage de la bande ISM d'un capteur SEAS10 avec 20 dB d'atténuation entre le lecteur et le capteur. À observer : la distinction de 2 groupes d'oscillations présentant des similitudes sur les voies I et Q.



calcul, l'intercorrélacion entre deux bandes prédéfinies nécessite moins de calculs que l'autocorrélacion qui est une intercorrélacion entre un signal et lui-même (Fig. 3.13). Le maximum d'intercorrélacion obtenu entre 2 bandes prédéfinies permet d'obtenir l'instant auquel ces échos se superposent. Le résultat de la mesure s'obtient par une recherche de ce maximum suivie d'un ajustement parabolique offrant une précision de mesure accrue (voir § 2.4.1). Ainsi, il est possible de remonter à la différence de fréquences entre les deux résonances. L'opération d'intercorrélacion nécessite un conditionnement du signal pour disposer de deux signaux de valeur moyenne nulle.

### Filtrage polynomial

Pour que le maximum d'intercorrélacion corresponde au point de similitude des échos reçus, les signaux à intercorrélacion doivent présenter une valeur moyenne nulle. Le biais observé en figure 3.12 doit donc être annulé. Pour s'en affranchir par traitement logiciel, un ajustement polynomial du signal est réalisé. L'unique polynôme d'interpolation de degré  $n$  passant par les points  $(x_i, y_i)$  pour  $n=2$  est exprimé, comme suit (eq. 3.6) :

$$p_n(x) = \sum_{i=0}^n a_i \times x^i = a_0 + a_1x + a_2x^2 \quad (3.6)$$

tel que pour tout  $i$ ,  $p_n(x_i) = y_i$ . Les coefficients  $(a_0, a_1, a_2)$  du polynôme sont calculés en utilisant la matrice de Vandermonde [153] ou par la fonction  $a = \text{polyfit}(x, y, n)$  du logiciel octave. De manière à réduire le temps de calcul, ces coefficients sont enregistrés dans la mémoire du microcontrôleur. Ils sont pré-calculés pour 11 points d'ajustement de manière à limiter l'encombrement mémoire du microcontrôleur. Ces coefficients sont tronqués tout en essayant de garder la meilleure précision possible (Fig. 3.14) de manière à ne pas avoir de dépassement de la capacité mémoire de

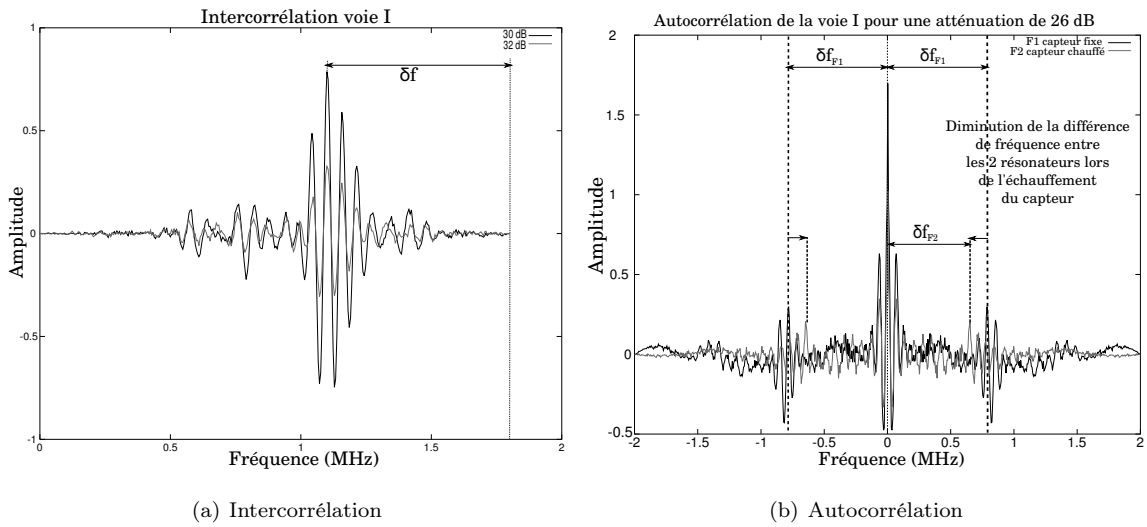


FIGURE 3.13 – (a) Intercorrélation des signaux de la première partie de la bande ISM avec la seconde partie. Le maximum d'intercorrélation est situé à une abscisse proportionnelle à l'écart de fréquences entre les deux résonances, la mesure de  $\delta f$  permet obtenir cette écart de fréquence. (b) autocorrélation du signal contenant les deux résonances, les courbes F1 et F2 sont obtenues avant et après échauffement du capteur par une source de chaleur. L'écart de fréquence entre les deux résonances est donné par la moitié de la distance entre les deux lobes secondaires ( $\delta f$ ) de part et d'autre du lobe principal correspondant au retard nul de l'autocorrélation.

stockage d'un registre du microcontrôleur.

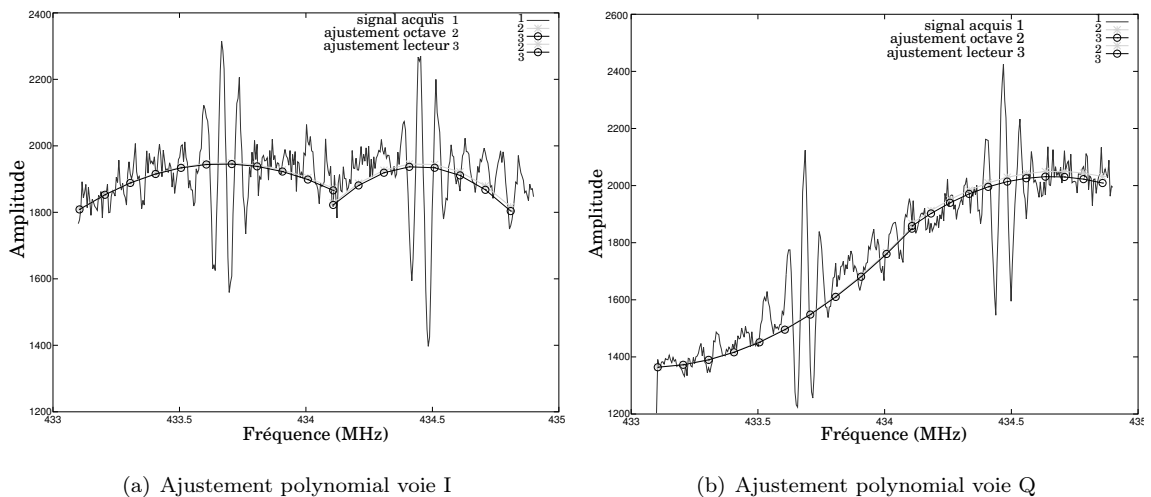


FIGURE 3.14 – Simulation d'ajustement polynomial sous le logiciel Octave en utilisant les valeurs acquises pour la voie I (a) et pour la voie Q (b). L'utilisation d'un ajustement polynomial permet d'annuler la valeur continue du signal détecté.

### 3.4.3 Architecture de l'interrogateur

#### Choix des composants

L'utilisation d'un radio-modem « transceiver » pour la conception d'un lecteur permet de réduire le nombre de composants à cinq éléments principaux : le  $\mu C$  qui est l'organe de commande, un composant (FTDI232RL) permettant la communication entre le microcontrôleur avec le PC, le radio-modem (XE1203F) qui intègre la chaîne d'émission RF et la chaîne de réception, le switch RF pour émettre ou recevoir une onde RF ainsi que le composant de gestion d'alimentation (Fig. 3.15). L'acquisition en moins de  $1 \mu s$  contraint à utiliser un microcontrôleur équipé d'un ADC rapide comme l'ADuC7026. Or ce composant ne possède qu'un ADC multiplexé sur plusieurs broches : il ne permet pas d'acquérir simultanément la voie I et la voie Q issues du radio-modem. Pour cette raison, ce microcontrôleur est remplacé par un ARM Cortex-M3 de ST Microélectronique (réduction du coût par 3), qui offre un accès direct à la mémoire (la fonction DMA) permettant l'utilisation de deux ADCs simultanément connectés aux 2 voies I et Q. Les ARM Cortex sont une génération récente de microcontrôleurs, présentant des caractéristiques fonctionnelles meilleures que leur prédécesseur d'un point de vue consommation. Un avantage à utiliser les composants de ST-Microelectronics est la normalisation des boîtiers et de leurs connectique, une empreinte au sein de la gamme permet en fonction de la gamme de prix choisie d'avoir diverses fonctionnalités. Celle-ci seront définies selon la puissance de calcul voulue, la mémoire de stockage, les périphériques de communication et le prix d'achat tout en gardant le même circuit imprimé. La taille de la version compacte de notre interrogateur est de  $75 \times 60 \text{ mm}^2$  (Fig. 3.16).

#### Communication entre microcontrôleur et radio-modem

Le microcontrôleur reprogramme la fréquence du VCO du radio-modem (émission et réception) pour chaque fréquence d'interrogation. Cette rapidité de reprogrammation a un impact sur la vitesse de rafraîchissement de la mesure. Le composant sera utilisé au maximum de ses ressources, la communication SPI entre le microcontrôleur et le XE1203F est cadencé à une fréquence de 2 MHz.

#### Communication entre microcontrôleur et atténuateur

L'atténuateur (HMC439) est commandé par cinq broches GPIO du microcontrôleur permettant  $2^5$  combinaisons d'atténuation (valeur numérique  $0 \rightarrow 31$ ) pour une gamme d'atténuation de 0 à 31 dB. Son rôle est d'ajuster la puissance émise afin d'optimiser la puissance reçue par l'étage de réception.

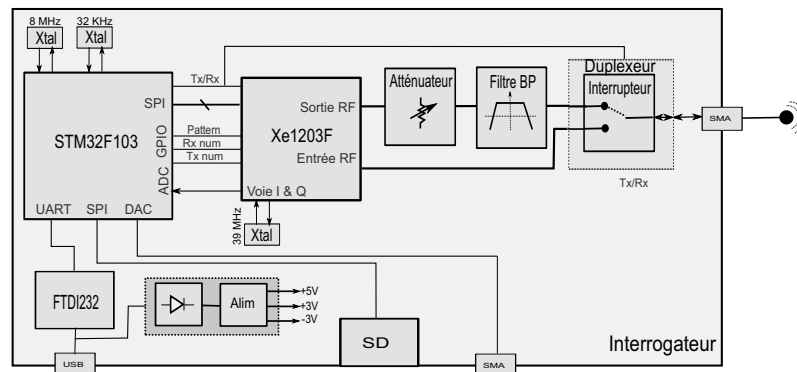


FIGURE 3.15 – Schéma décrivant les principaux blocs du lecteur mettant en évidence l'unité de contrôle, le radio-modem et l'adaptateur USB série. D'autres composants optionnels sont ajoutés comme un atténuateur (ajustement de la dynamique des signaux détectés), une sortie analogique (validation de fonctionnement, mesure large bande) et un stockage sur carte SD (enregistrement des données lors d'application lecteur portable).

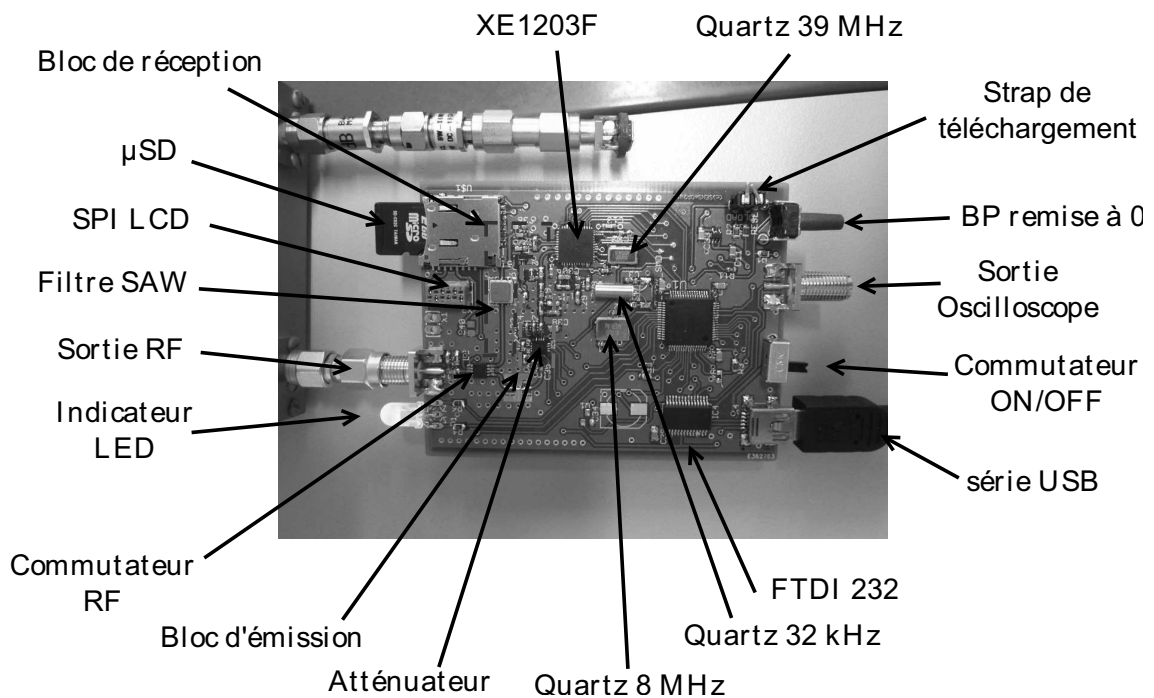


FIGURE 3.16 – Photo de la version compacte de l'interrogateur résultat de plusieurs prototypes réalisés au laboratoire. Nous y retrouvons les composants principaux mais aussi les diverses options ajoutées.

#### Communication entre microcontrôleur et l'adaptateur USB série (FTDI)

Les données numériques sont transmises par le port série du microcontrôleur vers le composant FDTI. Ce composant permet un transfert vers le port USB d'un ordinateur. Le composant FTDI est reconnu par le système d'exploitation de l'hôte

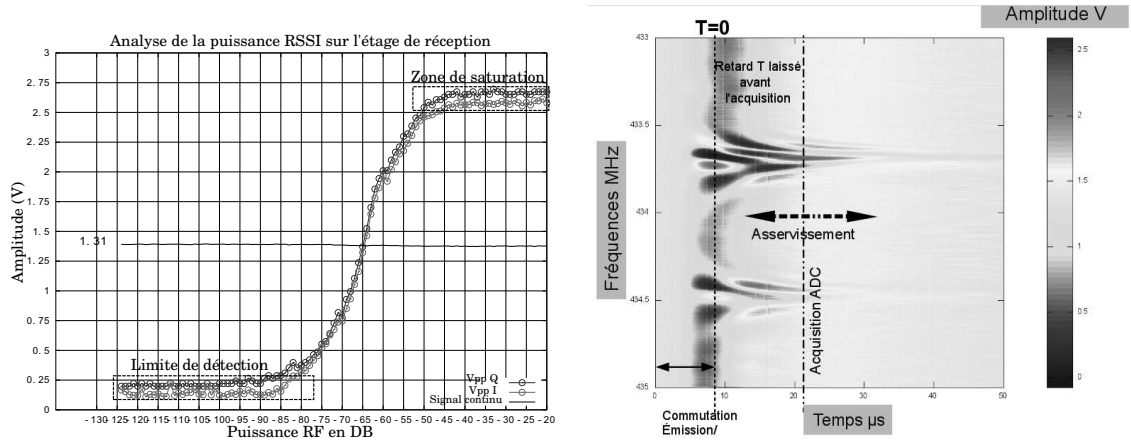
comme un port de communication série virtuel du PC.

## 3.5 Mise en œuvre expérimentale

### 3.5.1 Asservissement de la puissance

La puissance de la réponse reçue suite à la décharge d'un résonateur ne doit pas saturer la chaîne de réception du radio-modem ni être en limite de détection (Fig. 3.17). Cette puissance peut être ajustée avec deux types d'asservissements :

- un asservissement temporel où la puissance du signal reçu est diminuée par une modification de la date à laquelle la conversion analogique/numérique est effectuée. Nous réalisons un décalage temporel en incrémentant le délai laissé entre la commutation du mode émission vers réception et l'acquisition de la mesure sur la voie I et Q.
- un asservissement d'amplitude qui ajuste la puissance d'émission du signal grâce à l'utilisation d'un atténuateur sur l'étage d'émission. Dans ce cas, la date d'acquisition des ADCs reste fixe.



(a) Zone linéaire de la réponse du radiomodem

(b) Asservissement temporel

FIGURE 3.17 – (a) : Analyse de la puissance RSSI obtenue en injectant directement un signal RF à l'aide d'un synthétiseur de fréquence sur l'entrée du radio-modem, le niveau de la puissance RF est augmenté de -120 à 40 dBm et l'amplitude est déterminée par ( $V_{max}-V_{min}$ ) des voies I et Q enregistrées. Nous constatons la zone de saturation et de limite de détection de l'étage de réception du radio-modem sur la voie I et Q. (b) : Sachant que l'amplitude du signal décroît dans le temps, l'asservissement temporel consiste à augmenter le délai laissé avant l'acquisition sur l'ADC du microcontrôleur.



### Test de l'asservissement temporel

Pour tester le fonctionnement de l'asservissement temporel, le capteur est connecté par une liaison filaire RF au lecteur, un atténuateur programmable variable (0-31 dB) est placé entre les deux. Il est incrémenté de manière à vérifier le fonctionnement de l'asservissement ainsi que l'évolution de la mesure en fonction de l'atténuation. Un biais est constaté sur le résultat de la mesure de la différence fréquentielle entre les résonateurs. Ce biais est de l'ordre de 10 kHz en fonction de l'atténuation placée entre l'étage de réception et le capteur. Pour obtenir une mesure avec la précision recherchée, l'atténuateur doit être réglé à son maximum (30 dB), ce réglage a pour effet d'annuler le retard laissé avant l'acquisition de la donnée ce qui élimine l'utilisation d'asservissement temporel.

### Asservissement de puissance

L'asservissement d'amplitude de la puissance émise nécessite l'ajout d'un atténuateur programmable (0 → 31 dB) placé sur l'étage d'émission. Pour éviter toute saturation, chaque résonateur est asservi individuellement. L'asservissement de puissance garantit que la tension sur les voies I et Q soit de l'ordre de 1,35 V pour se trouver à mi-distance de la zone de saturation et de la limite de détection de l'étage de réception du composant XE1203F. L'acquisition de la mesure est fixée sur le sommet de la seconde pente du signal I correspondant à la décharge du filtre passe-bas (Fig. 3.18). Comme l'amplitude de la puissance restituée par le filtre de 200 kHz est plus élevée que celle du filtre de 600 kHz et qu'un filtre plus fin protège l'interrogateur des perturbations parasites, le filtre passe-bas de 200 kHz est utilisé. La date de conversion analogique/numérique est fixé à 13  $\mu$ s après la commutation du mode émission au mode réception, soit trois fois la constante de temps du filtre passe-bas.

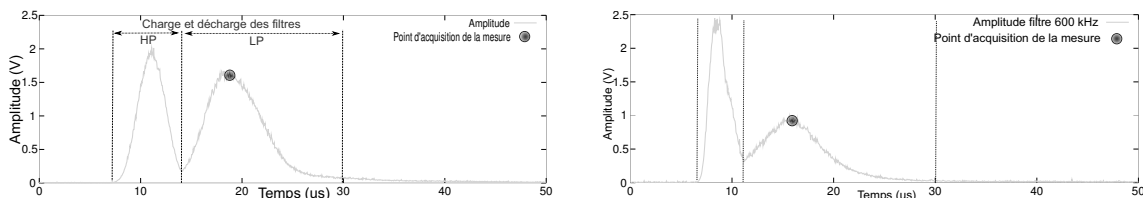
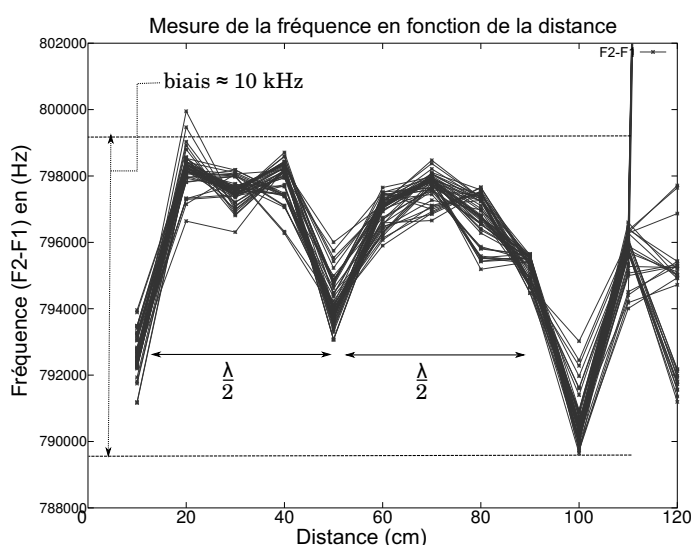


FIGURE 3.18 – Image de la puissance reçue lors de la décharge du résonateur SAW sur la voie I en fonction du temps pour un filtre passe bas de 200 kHz (Fig. de gauche) et 600 kHz (Fig. de droite). Deux maximums sont visualisés, ils sont interprétés comme les réponses impulsionnelles du filtre passe haut puis du filtre passe-bas en sortie du mélangeur. L'acquisition de la mesure est réalisée sur la seconde réponse au maximum de puissance reçue.

### 3.5.2 Biases de fréquence

Notre système est maintenant opérationnel. À travers le port série, l'interrogateur renvoie la différence de fréquences de deux résonateurs suite à l'intercorrélation de la réponse enregistrée sur la voie I pour la première partie de la bande 433-434 MHz avec celle pour la seconde partie de la bande 434-435 MHz. Une série de tests a mis en évidence un biais de 10 kHz sur l'estimation du différentiel des fréquences de résonance en fonction de la distance entre le capteur et l'interrogateur (Fig. 3.19). Nous allons donc tenter de neutraliser ce biais et pour ce faire, caractériser au mieux son origine et les paramètres associés.

FIGURE 3.19 – Superposition de résultats de mesures de la différence de fréquence de résonance des deux résonateurs d'un SEAS10 en fonction de la distance. Après traitement (critère de saturation, moyenne glissante, test de variance), un biais est constaté en fonction de la distance d'interrogation de l'ordre de 10 kHz.



#### Source du biais de fréquence

Ce biais peut avoir plusieurs sources : la première vérification se fait sur l'asservissement d'amplitude. Celui-ci doit garantir que la puissance détectée reste constante sur l'étage de réception. Le correcteur de gain (asservissement PI) doit asservir la puissance reçue par pic à une valeur de 1,3 V sur l'étage de réception, de manière à rester dans la réponse linéaire du composant pour éviter les saturations des voies I et Q, en réduisant la puissance RF émise grâce à l'atténuateur placé sur la voie d'émission. La sortie de l'interrogateur est chargée avec un atténuateur externe de manière à vérifier que le correcteur de gain fonctionne et que la mesure différentielle n'est pas affectée par la variation de gain. Ce problème est considéré (Fig. 3.20 (a)) puis écarté car la variation de fréquence est de l'ordre de 2 kHz et il n'y a pas de biais de 10 kHz. La cause du biais n'est pas l'asservissement de puissance.

Une erreur de logiciel entraînant une mauvaise correction de l'ajustement parabolique pourrait en être une cause, or celui-ci est validé tel que présenté (Fig. 3.20 (b)), le biais ne vient donc pas de l'ajustement parabolique.

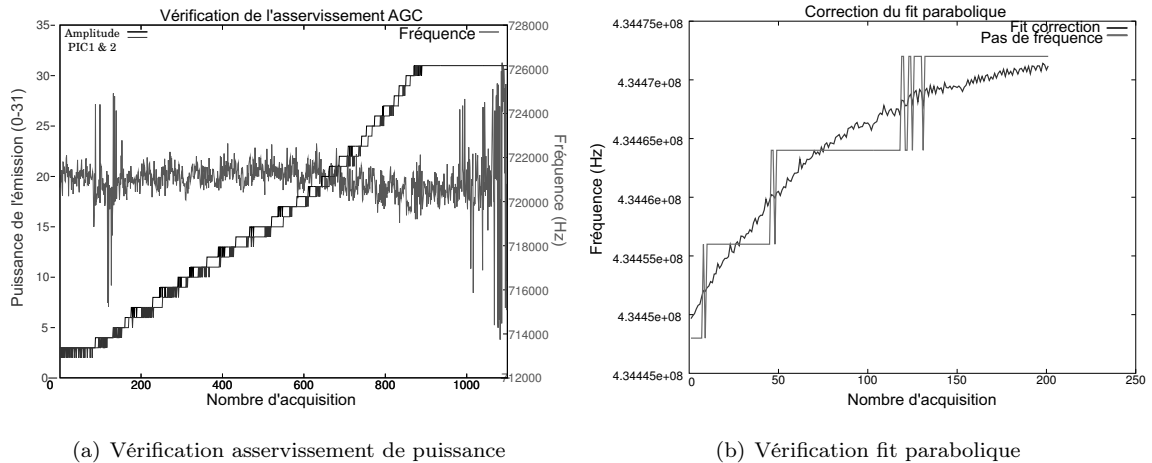
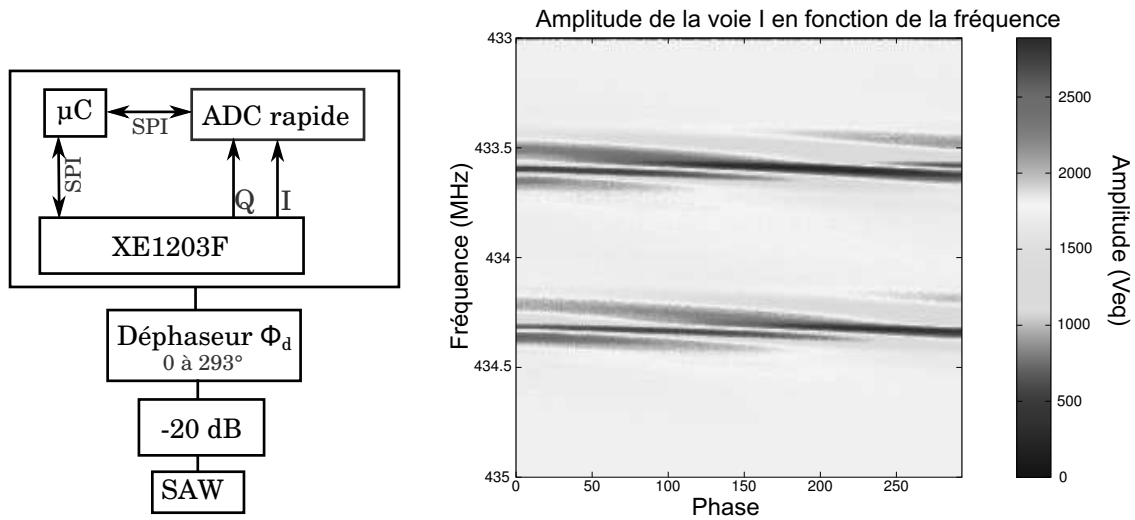


FIGURE 3.20 – (a) : Validation pratique du fonctionnement du correcteur de gain (asservissement PI) qui doit asservir la puissance reçue par pic à une valeur de 1,3 V sur l'étage de réception (courbes bleue et noire : la puissance d'émission programmée pour chaque résonance, en vert : la différence de fréquences entre les deux résonateurs du SEAS10). (b) : correction de l'ajustement parabolique. Nous constatons que l'ajustement parabolique remplit correctement son rôle, la courbe bleue est la correction apportée sur la détection du pas de fréquence correspondant au maximum de d'amplitude reçue (courbe rouge).

Nous avons vérifié que la PLL du composant est bien verrouillée sur la fréquence de synthèse programmée dans le registre de configuration du VCO, que l'adaptation d'impédance à la sortie du composant est réglée pour une émission à 433 MHz et que l'étalonnage du module  $|I^2 + Q^2|$  présente la même forme que dans la notice fournie pour le constructeur. Suite à ces vérifications, un bruit sur la voie Q est constaté dont la cause est identifiée comme la variation d'impédance de l'entrée analogique lors de la conversion de l'ADC. Pour le réduire, un amplificateur opérationnel monté en suiveur permettant d'annuler les parasites est placé comme élément d'isolation en amont du convertisseur. Il s'avère cependant que cela n'a ni corrigé le biais ni augmenté la résolution de notre interrogateur. Une dernière hypothèse est liée à l'erreur de mesure de phase : l'amplitude sur l'étage de réception étant constante, les seules variations présentes sur le démodulateur IQ sont les rotations de phase induites par la modification de la liaison RF.

#### Vérification de la source du biais

L'hypothèse du problème sur le détecteur de phase doit être vérifiée : l'expérience de la figure 3.21(a) permet d'introduire un décalage de phase de 0 à 293° grâce un déphaseur placé entre l'antenne et le capteur. Les rotations de phase de la voie I sont bien visibles (Fig. 3.21 (b)). La modification de la phase du déphaseur entraîne



(a) Ajout d'un déphaseur et d'un ADC externe

(b) Amplitude sur la voie I en fonction des variations de phase

FIGURE 3.21 – (a) Dans cette manipulation, l'interrogateur est utilisé pour relever les valeurs des amplitudes I et Q en fonction de la fréquence d'interrogation programmée. On relève ces valeurs pour une rotation de phase allant de 0 à 293 degrés simulant une modification du chemin RF. (b) Image de l'amplitude sur la voie I en fonction de la consigne de phase du déphaseur lors d'un balayage de la bande ISM

des variations de l'ordre de  $\pm 5$  kHz sur la mesure différentielle d'un SEAS10.

Dans l'état actuel, l'interrogateur effectue une mesure sur la voie I uniquement. Or tous les  $180^\circ$  de rotation de phase, le démodulateur IQ est imprécis sur une de ces voies. La voie en quadrature de phase est déphasée de  $\frac{\pi}{2}$  : une des voies est en condition optimale de fonctionnement tandis que l'autre se trouve dans le cas le plus défavorable (tension sur la voie minimale). Nous faisons l'hypothèse de moyennner les intercorrélations sur les voies I et Q : le biais sur la mesure est alors réduit à  $\pm 4$  kHz, mais cette solution peu satisfaisante nous amène à la conclusion que seul le travail sur les signaux complexes  $I + j \times Q$  et l'exploitation de la phase de l'intercorrélacion permettent de corriger ce biais.

### 3.5.3 Intercorrélation sur les signaux complexes

Au lieu de calculer l'intercorrélacion sur les voies I et Q (grandeurs réelles), nous allons réaliser une intercorrélacion complexe en utilisant I et Q sous forme de  $I + jQ$ . Pour réaliser cette intercorrélacion complexe, les mesures de la voie I et de la voie Q doivent être simultanées : l'acquisition des voies I et Q de l'interrogateur est modifiée par l'ajout d'un ADC externe (LTC1407). Cet ADC possède un échantillonneur-

bloqueur rapide garantissant la simultanéité de la mesure sur les deux voies. Le programme principal de gestion de l'interrogateur est modifié pour prendre en compte ce composant. Les modifications apportées à la carte sont détaillées (Fig. 3.21 (a)). Un signal triangulaire est appliqué à l'entrée de l'ADC pour valider la simultanéité des acquisitions et pour connaître l'incertitude de conversion de l'ADC estimé à 2 bits sur 14 bits.

### Simulation d'interrogations de capteurs SAW en utilisant une intercorrelation complexe

Nous cherchons à simuler le signal complexe  $S_{out}$  tel que numérisé par les ADCs des voies I et Q lors de l'interrogation d'un capteur à double résonateur. La réponse en amplitude de deux résonateurs décalés en fréquence (réponse (BVD) ainsi que l'inverse de l'enveloppe des réponses ( $f_{rep}^{-1}$ )) peut être aisément simulée (cf. § 1.2.4). L'étage de réception est constitué de mélangeurs, le mélange de la réponse d'un résonateur avec la fréquence du VCO ( $f_{VCO}$ ) effectuant un balayage par pas de fréquence de la bande permet de simuler le fonctionnement de l'étage de réception. La sortie des mélangeurs  $S_{out}$  est représentée par l'eq. 3.7. La partie réelle ( $\Re M$ ) du signal est donnée par l'eq. (3.8) et la partie imaginaire ( $\Im M$ ) par l'eq. 3.9 avec  $\phi_d$  la phase parasite introduite par le déphaseur,  $\phi_R$  la phase introduite par le résonateur et  $err_\phi$  l'erreur de phase provenant du mélangeur.

$$S_{out} = \Re M + i \times \Im M \quad (3.7)$$

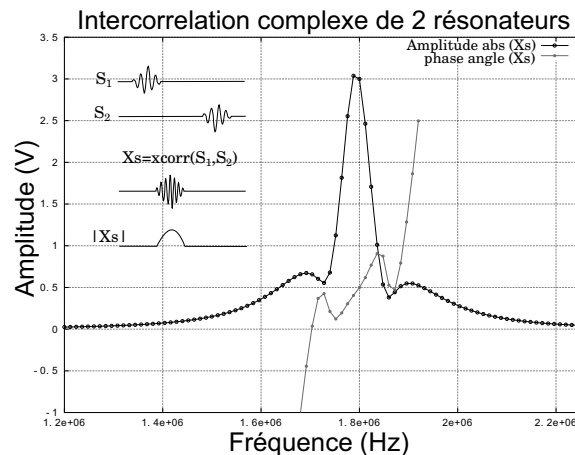
$$\Re M = \sin \left( 2\pi (f - F_0)t + \phi_d + \phi_R + \left( \frac{\pi}{2} + err_\phi \right) \right) \times f_{rep}^{-1} \times \exp(j \times \phi_s) \quad (3.8)$$

$$\Im M = \sin (2\pi (f - F_0)t + \phi_d + \phi_R) \times f_{rep}^{-1} \times \exp(j \times \phi_s) \quad (3.9)$$

Avec ces équations, nous sommes capables de simuler la courbe enregistrée par les voies I et Q lors de l'interrogation d'un résonateur. En simulant un résonateur dans la première partie de la bande ISM et un second dans la seconde partie de la bande et en réalisant l'intercorrelation entre les réponses issues des deux bandes de fréquence, le fonctionnement du lecteur est simulé. Le maximum de l'intercorrelation (Fig. 3.22) de deux réponses de circuit équivalent BVD de résonateur situées dans deux bandes séparées permet d'obtenir la différence de fréquence entre la fréquence de résonance des premier et second résonateurs ( $F_{0_2} - F_{0_1}$ ).

L'avantage d'utiliser une intercorrelation complexe est l'accessibilité à la phase de l'intercorrélacion. Le but de la simulation est d'injecter une phase parasite ( $\phi_d$ )

FIGURE 3.22 – L'intercorrelation ( $x_{corr}$ ) de la réponse d'un résonateurs BVD de la bande [433,05-433,92] MHz ( $S_1$ ) avec un second de la bande [433,92-434,79] MHz ( $S_2$ ), la différence de fréquences de résonance entre les résonateurs est déterminée par la localisation du maxima du module  $|X_s|$  de l'intercorrelation (courbe noir). La phase de l'intercorrelation ( $\varphi_s$ ) est déterminée par  $\arctan(\frac{\Im M}{\Re M})$  (courbe rouge).



en plus de la phase introduite par le résonateur ( $\phi_R$ ) sur la réponse du capteur avant de réaliser l'intercorrelation. Cette phase correspond à une phase injectée par un déphaseur situé entre l'antenne et le capteur dans le but de simuler une variation de la distance sans atténuer le signal. Quelle que soit la phase injectée dans le déphaseur, le maximum et la phase de l'intercorrelation restent inchangés (Fig. 3.23) si l'on fait l'hypothèse d'une détection IQ idéale où les deux voies de détection sont en quadrature de phase ( $err_\phi = 0$ ) dans § 3.5.3.

### Le déséquilibre IQ

La notion de déséquilibre ( $err_\phi$ ) provient de la perte de quadrature entre la voie I et la voie Q. Il est difficile d'obtenir une quadrature parfaite entre les deux voies. Le déséquilibre IQ est un défaut analogique inévitable qui affecte toutes les architectures de transposition de fréquence. Il est d'autant plus important que la fréquence est élevée. Ce déséquilibre est dû à l'écart entre la longueur effective de la ligne reliant l'OL et le mélangeur de la voie I et la longueur effective de la ligne reliant l'OL et le mélangeur de la voie Q. Ces deux longueurs doivent être identiques pour éviter un désaccord de phase. Le déséquilibre « IQ » peut aussi être dû à une différence des gains de conversion des deux mélangeurs composant le modulateur IQ [154].

L'architecture homodyne permet de répondre aux contraintes de faible coût, de consommation et d'intégrabilité. Cette architecture à transposition directe implique que le déséquilibre IQ provenant des imperfections des composants analogiques est non négligeable. Deux types de déséquilibre IQ sont distingués : le déséquilibre dit non-sélectif en fréquence dû principalement aux désaccords du modulateur et du démodulateur IQ qui dans notre cas correspond au désaccord de la fréquence issue du VCO pour l'excitation du capteur et de la réponse du capteur à sa fréquence propre. Le déséquilibre sélectif en fréquence qui provient du désaccord entre les réponses

en fréquence des voies I et Q. Dans les radiomodems récents, ce déséquilibre est pris en compte par des algorithmes de compensation préservant les caractéristiques fonctionnelles du systèmes [155].

### Simulation avec un déséquilibre entre les voies I et Q

Le déséquilibre IQ n'épargne pas le radiomodem XE1203F. Un ingénieur de SEM-TECH nous a confirmé que ce composant présente une erreur de  $\pm 3^\circ$  entre les voies I et Q. Ce déséquilibre est injecté dans l'équation 3.8 et la simulation de fonctionnement de l'interrogateur réitérée avec les voies I et Q ainsi déséquilibrées. Le résultat de cette simulation (différence de fréquences entre les deux résonateurs) est déterminé en localisant le sommet de la parabole passant par les points adjacents au maxima du sommet du module de l'intercorrélation. Le résultat de la correction par ajustement parabolique  $\delta F_{Fit}$  est pris en compte ainsi que la phase  $\varphi_S$  qui lui est associée, déterminée par une interpolation linéaire de la phase aux points adjacents le sommet. L'opération est répétée pour un incrément de la phase  $\phi_d$  de  $-\pi$  à  $\pi$ . Le résultat présenté figure 3.23 (b)) fait apparaître un biais de fréquence d'environ 1 kHz qu'il sera possible de corriger avec le calcul de la phase de l'intercorrélacion. Nous allons tester ce principe sur des données acquises par l'interrogateur.

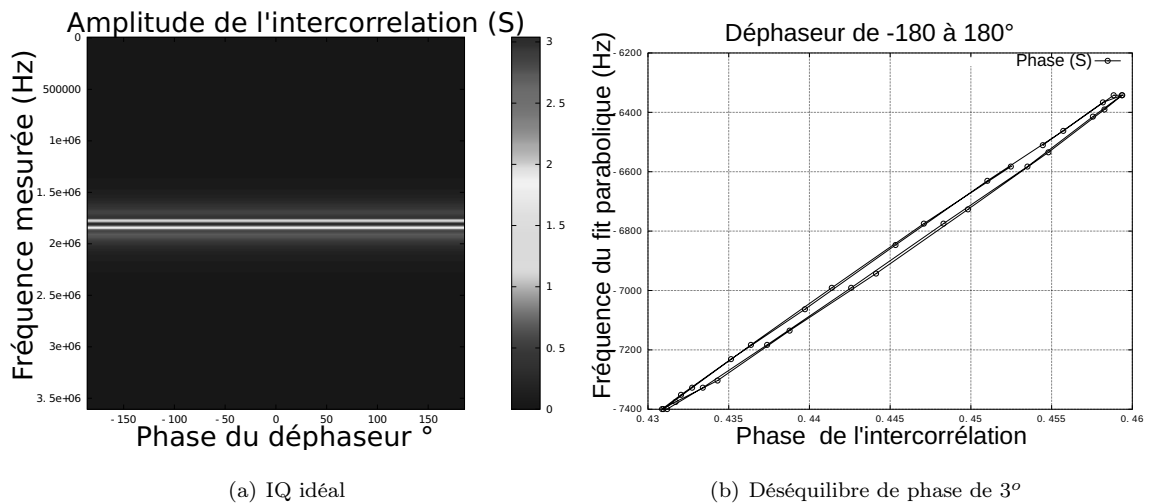


FIGURE 3.23 – Simulation de l'impact de l'erreur de phase entre les voies I et Q. (a) Dans le cas d'une démodulation en quadrature de phase parfaitement équilibrée, avec les voies I et Q déphasées de  $90^\circ$ , l'amplitude de l'intercorrélation est insensible à une modification de la phase entre l'entrée du détecteur et du capteur. (b) Dans le cas d'un déséquilibre des voies de  $\pm 3^\circ$ , la modification de la phase  $\phi_d$  de  $\pm 180^\circ$  provoque un biais de mesure de la différence de fréquence de résonance de l'ordre de 1 kHz variant linéairement avec la phase de l'intercorrélacion complexe.

### Validation logicielle

Pour réaliser une intercorrélation sur les signaux complexes  $I + jQ$  et vérifier l'analyse présentée dans le précédent paragraphe, les données sont acquises par l'interrogateur puis traitées sous GNU/Octave de manière à bénéficier de la souplesse de prototypage d'un langage interprété, avant d'être développé au sein de l'interrogateur en cas de succès. Dans notre application, on qualifie (I1, Q1) comme la première partie des données enregistrées suite à un balayage totale de la bande en  $N$  points d'interrogation ( $I1 = I_{i=0 \rightarrow \frac{N}{2}-1}$ ,  $Q1 = I_{i=0 \rightarrow \frac{N}{2}-1}$ ) et (I2, Q2) comme la seconde partie des données enregistrées ( $Q1_{i=\frac{N}{2} \rightarrow N-1}$ ,  $Q2_{i=\frac{N}{2} \rightarrow N-1}$ ). L'indice  $i$  correspond à la position des données stockées dans la mémoire d'un tableau de  $N$  données d'interrogation (128 ou 256). Sous GNU/Octave, l'intercorrélation s'obtient par la fonction `xcorr()` (après installation du paquet *signal processing toolbox*). Il y a deux solutions pour l'appliquer au complexe :

- appliquer directement sur le complexe  $S = \text{xcorr}(I1 + jQ1, I2 + jQ2)$ .
- développer la formule de l'intercorrélation, ce qui permettra une mise en œuvre sur microcontrôleur (la fonction FFT sur des nombres réels étant déjà validée) :

$$S = \text{xcorr}(I1, I2) + \text{xcorr}(Q1, Q2) + j(\text{xcorr}(Q1, I2) - \text{xcorr}(I1, Q2))$$

Nous cherchons à compléter l'information de maximum sur le module de l'amplitude  $|S(t)|$  par la phase ( $\varphi_S$ ) de  $S(t)$  à l'abscisse de ce maximum. Le module de  $S(t)$  est présenté Fig. 3.24 (a) lors d'une modification de la phase du déphaseur ( $\phi_d$ ) situé entre le lecteur et le capteur de  $-\pi$  à  $\pi$ . Le lobe d'intercorrélation est constitué d'un seul sommet sur lequel un ajustement parabolique est appliqué pour trouver la valeur de la correction de fréquence. Cette valeur de correction est donnée par l'argument de  $\varphi_S(t) = \arg(S(t)) = \arctan\left(\frac{\Im\{S(t)\}}{\Re\{S(t)\}}\right)$  au maximum du pic d'intercorrélation. Les coordonnées de ce maximum sont identifiées par une interpolation linéaire avec la correction donnée par l'ajustement parabolique (§ 2.4.1), soit  $I_0 = \text{tab}\Re[a] + \frac{\text{tab}\Re[b] - \text{tab}\Re[a]}{\Delta F} \times \delta F_{Fit}$ . Après le calcul des coordonnées ( $I_0$  et  $Q_0$ ), la phase ( $\arctan(Q/I)$ ) du signal peut être tracée (Fig. 3.24 (b)). Nous pouvons deviner avec cette courbe qu'il sera possible d'utiliser la rotation de phase pour corriger un biais de fréquence.

### Mise en oeuvre au sein de l'interrogateur

Au moyen de l'environnement de prototypage octave, nous sommes en mesure de calculer un coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ) issu de la linéarité obtenue entre la correction de fréquence du fit parabolique ( $\delta F_{Fit}$ ) en fonction de la phase de l'intercorrélation mesurée  $\varphi_S$  lors d'une variation de  $\phi_d$  de  $-\pi$  à  $\pi$  (Fig. 3.25 (a)). Ce coefficient vise à compenser le biais de fréquence. Le fonctionnement de base



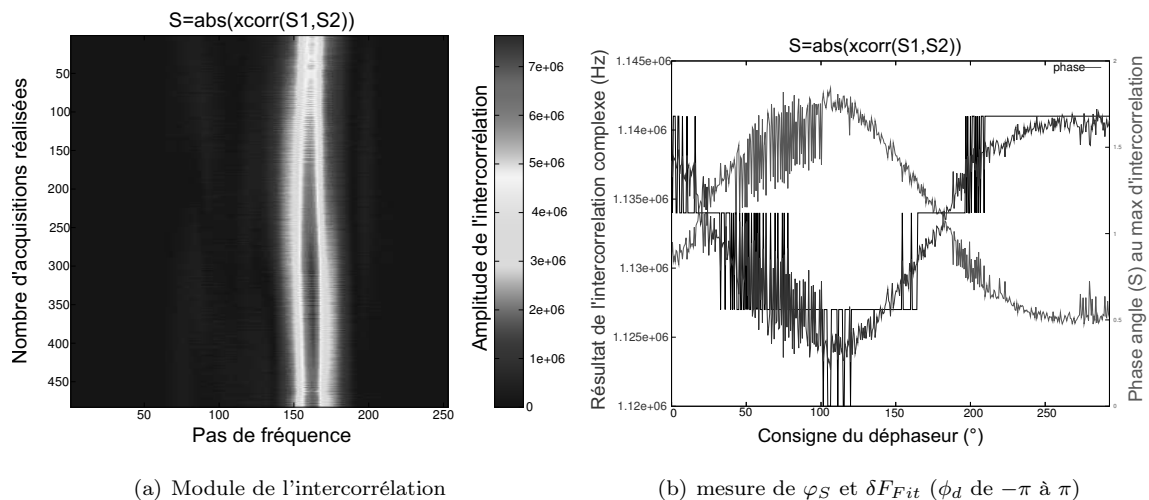


FIGURE 3.24 – Évolution de l’amplitude du module de l’intercorrélation et de la mesure différentiel des deux résonateur leurs d’une modification de la consigne du déphaseur ( $\phi_d$ ) situé entre le lecteur et le capteur de  $-\pi$  à  $\pi$ . (a) Affichage du module de l’amplitude de l’intercorrélation obtenu pour chaque acquisitions. (b) Visualisation de la détection du pas de fréquence associée à la valeur maximale de l’amplitude du module de l’intercorrélation avec et sans correction du fit parabolique (courbe bleue et courbe noire), la dernière courbe (courbe verte) correspond à la phase  $\varphi_S$  issue de la fonction `angle(S)`

est vérifié, le programme doit être installé sur l’interrogateur. Le calcul de l’intercorrélation complexe nécessite toutefois de la puissance de calcul. Pour faciliter son utilisation, il est décomposé en plusieurs calculs. Le microcontrôleur va réaliser plusieurs opérations pour calculer la phase :

- $S_{\Re} = \text{xcorr}(I1, I2) + \text{xcorr}(Q1, Q2)$
- $S_{\Im} = (\text{xcorr}(Q1, I2) - \text{xcorr}(I1, Q2))$
- $|S| = \sqrt{S_{\Re}^2 + j \times S_{\Im}^2}$
- recherche du maximum du pic d’intercorrélation sur lequel l’ajustement parabolique est appliqué pour obtenir la correction de fréquence ( $\delta F_{Fit}$ )
- interpolation linéaire pour trouver les coordonnées ( $I_0, Q_0$ )
- calcul de la phase  $\varphi_S(t) = \text{arg}(S(t)) = \text{arctan}(\Im\{S(t)\}/\Re\{S(t)\})$
- calcul du coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ) en recherchant le coefficient  $a_0$  de la courbe linéaire entre la phase mesurée de l’intercorrélation et le résultat de la mesure de fréquence obtenue par ajustement parabolique.
- restitution de la mesure (différence de fréquence entre deux résonateurs  $\delta f$ ) en retranchant la phase mesurée ( $\varphi(t)$ ) multipliée par ( $k\varphi$ ) à la mesure fréquentiel obtenue par ajustement parabolique ( $F_{res}$ )  $\delta f = (F_{res} - (\text{arctan}(Q_0/I_0) - (\text{Origine}_{K\varphi})) \times (K\varphi))$  avec ( $\text{Origine}_{K\varphi}$ ) la moitié de la valeur de correction de

fréquence associé au coefficient ( $K\varphi$ ).

Le programme étant opérationnel, l'interrogateur est testé lors d'une rotation de phase allant de 0 à 293 degrés du déphaseur placé entre l'antenne du lecteur et le capteur pour valider son fonctionnement. Nous pouvons constater sur la Fig. 3.25 (b), l'effet de cette correction par la phase sur le calcul de la fréquence : le biais est réduit de  $\pm 6$  kHz vers  $\pm 2$  kHz (soit une erreur de  $\pm 1^\circ C$  sur une mesure de température avec un SEAS10)

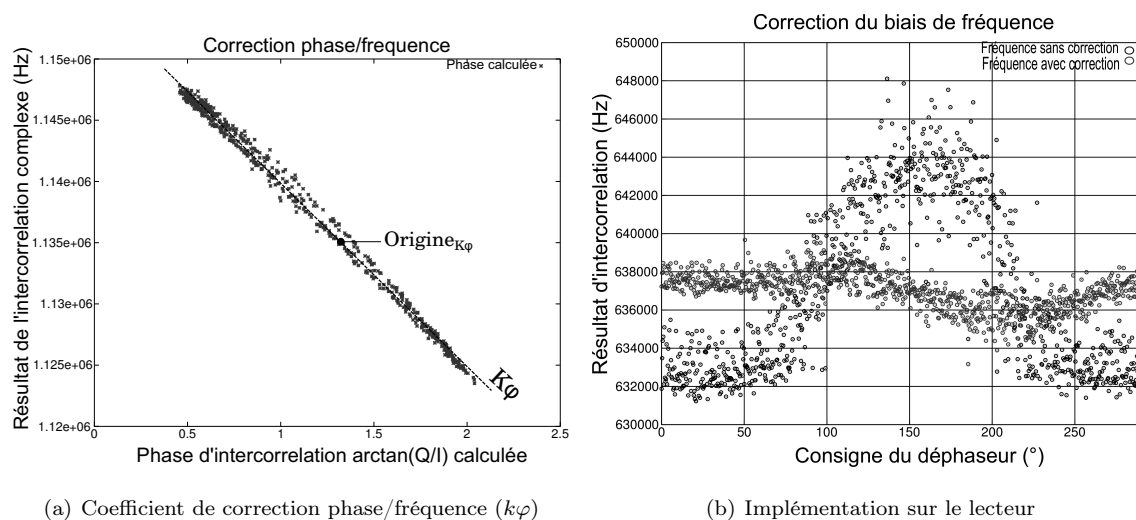


FIGURE 3.25 – Identification et application d'un coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ) lors d'une modification de la consigne du déphaseur ( $\phi_d$ ) situé entre le lecteur et le capteur de 0 à 293 degrés. (a) : La correction de fréquence du fit parabolique ( $\delta F_{Fit}$ ) en fonction de la phase de l'intercorrélation mesurée  $\varphi_S$ . La linéarité de cette courbe permet de calculer un coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ). (b) : la courbe noire ( $F_{res}$ ) représente la valeur de la fréquence obtenue avec la correction par ajustement parabolique, la courbe bleue est obtenue après correction par le terme de phase ( $F_{res} - (\arctan(Q0/I0) - 6000 (Origine_{k\varphi})) \times 1.36 (k\varphi)$ )

### 3.5.4 Tests de répétabilité sur divers interrogateurs : mesure du biais

#### Variation de la fréquence estimée par l'intercorrélation en fonction de la puissance RF émise

L'étage d'émission RF du radiomodem possède un amplificateur faible bruit (LNA) programmable. Le signal de sortie est réglable de 0 à 15 dBm par pas de 5 dBm. Le lecteur émet 10 dBm dans la configuration de base. L'asservissement de puissance commande un atténuateur 32 dB pour ajuster la puissance d'émission de manière à ce que la réponse du résonateur soit détectable par le lecteur et qu'elle ne sature pas l'étage de réception. La puissance d'émission peut être augmentée

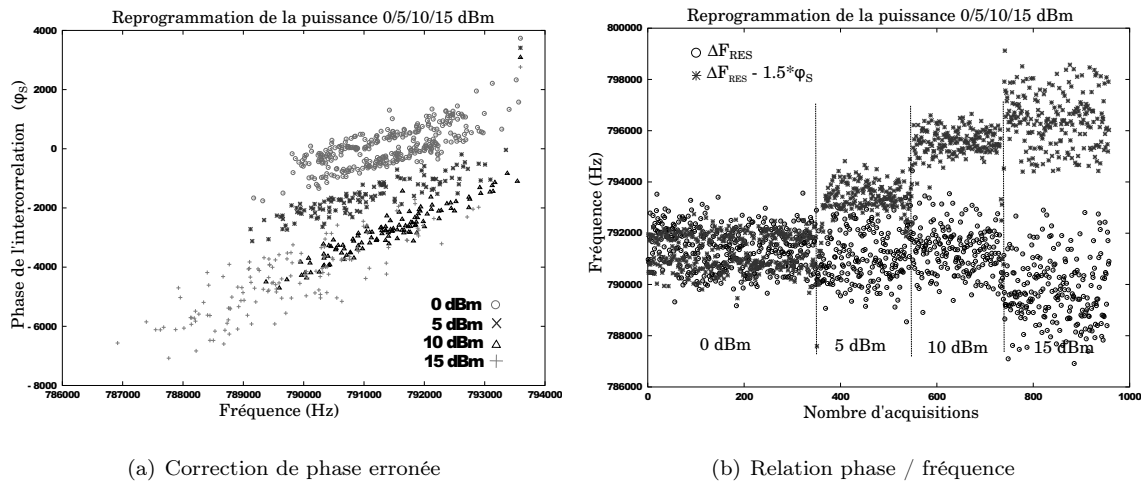


FIGURE 3.26 – Interrogation sans fils d'un capteur SEAS10 à une distance de 20 cm où la puissance d'émission est augmenté de 0 à 15 dBm par pas de 5 dB.(a) : Apparition d'un offset fréquentiel lors du calcul du coefficient phase/fréquence.(b) : Accumulation de mesure transmise par le lecteur avec et sans correction de phase

en reconfigurant le gain du PA pour obtenir une gamme de fonctionnement de -32 à 15 dBm. Or, pour émettre 0/5/10/15 dBm la reprogrammation du radiomodem a une influence sur la phase de l'intercorrélation calculée par l'interrogateur, nous pouvons le visualiser Fig. 3.26, lors de l'interrogation sans fils de capteur à une distance de 20 cm. Le capteur reste fixe et la puissance d'émission est reprogrammée de 0 à 15 dBm par pas de 5 dB. Le calcul de la phase d'intercorrélaiton subit une translation et pour les taux d'amplification du signal les plus élevés, le spectre est dégradé. L'application du coefficient de correction de phase entraîne un décalage fréquentiel. Nous avons penser que le VCO subit les phénomènes appelés "injection pulling" lorsque l'amplitude du signal RF change ou "injection locking" lorsque la fréquence de l'oscillateur local varie [156]. Les ingénieurs de SEMTECH nous ont prévenus que le VCO est sensible à la puissance émise. L'asservissement de puissance ainsi que la mesure différentielle permettent de réduire ce problème mais la reprogrammation de la puissance de sortie du PA constitue un décalage de l'origine de la courbe phase/fréquence, ce qui provoque une source d'erreur de mesure après application du coefficient ( $k\varphi$ ). Pour l'éviter, la puissance émise par le radiomodem est fixée à 10 dBm.

#### Validation de la correction de fréquence par la mesure de phase

Pour étudier la répétabilité de correction de biais de fréquence sur divers lecteurs, on cherche à déterminer le coefficient de correction ( $k\varphi$ ) sur 6 interrogateurs

équipés d'un déphaseur. Ces lecteurs interrogeront cinq capteurs dont les réponses sont présentées sur la Fig. 3.28. Le déphaseur est incrémenté pour déterminer les coefficients  $k\varphi(f)$  de chaque interrogateur, ce qui permettra de vérifier si les coefficients dépendent de l'interrogateur ou de chaque capteur. Les résultats des tests sont résumés sur le tableau 3.1. L'utilisation de la phase de l'intercorrélacion permet d'obtenir une correction significative sur le résultat obtenu et permet d'atteindre une précision de  $\pm 1.5^\circ C$  en retranchant la valeur de la mesure de phase avec un écart type (std) inférieur au kHz.

Numéro d'interrogateur :	Variable	1	2	3	4	6	7
capteur 1	$k\varphi$ :	1.5432	1.9083	1.6425	1.8012	2.0739	1.7542
	std :	632.30	674.65	359.64	973.37	800.32	478.70
capteur 2	$k\varphi$ :	2.2062	1.9781	2.1378	1.8096	2.1152	1.7872
	std :	756.32	541.75	438.78	1032.92	676.50	483.73
Capteur 3	$k\varphi$ :	1.6261	2.0471	1.7231	1.7747	2.3297	1.8504
	std :	510.40	521.28	380.65	944.45	889.85	548.20
Capteur 4	$k\varphi$ :	1.8572	2.1029	2.0921	1.8283	1.9358	1.7776
	std :	921.99	543.39	471.65	363.81	691.55	404.65
Capteur 5	$k\varphi$ :	1.7984	2.4984	2.8393	1.7741	2.1336	1.7658
	std :	719.77	715.89	776.90	594.22	844.70	545.24
Moyenne	coef :	1.806	2.107	2.087	1.7976	2.117	1.787

TABLE 3.1 – Calcul des coefficients  $k\varphi$  pour plusieurs interrogateurs et capteurs

En fonction de l'interrogateur et du capteur, les coefficients  $k\varphi$  varient. Pour simplifier l'utilisation de la correction sur divers interrogateurs, le coefficient  $k\varphi$  est fixé à une valeur moyenne de 1,9. La relation linéaire entre la fréquence et la phase de l'intercorrélacion permet de définir la relation de correction :  $\delta f(t) = F_{res}(t) - k\varphi_{moyen} \times \varphi_S(t)$  ( $\varphi_S(t)$  représente la mesure de la phase de l'intercorrélacion et  $F_{res}$  le résultat fréquentiel obtenu par ajustement parabolique). Cette relation est appliquée sur le capteur 1 pour les 6 interrogateurs. On observe une variation du résultat de mesure en fonction de l'interrogateur utilisé de  $\pm 2$  kHz ainsi qu'une augmentation de l'écart type due à l'utilisation du  $k\varphi$  moyen (tab. 3.2).

Le coefficient de correction calculé par l'interrogation de capteurs sur atténuateur doit être validé pour une communication sans fils. Le déphaseur entre la sortie RF et le capteur est supprimé puis la distance entre l'antenne de l'interrogateur et l'antenne du capteur est variée entre 5 cm et 90 cm. Le résultat (Fig. 3.29) montre que la

Numéro d'interrogateur :	1	2	3	4	6	7
Moyenne sur 200 points (Hz)	582311	583367	583019	584913	584173	584386
Écart type sur 200 points (Hz)	790	802	558	1011	797	485

TABLE 3.2 – Utilisation de la relation de correction du résultat de mesure d'un capteur pour 6 interrogateurs différents

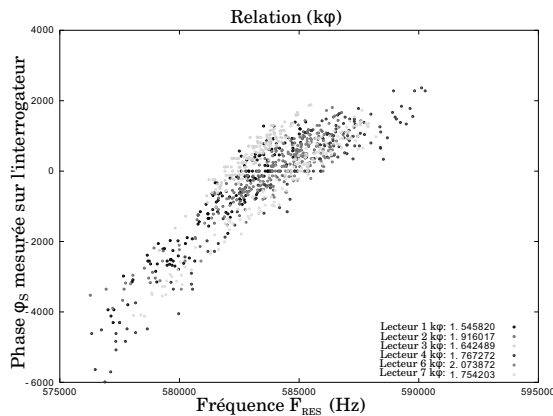


FIGURE 3.27 – Validation de la correction phase/fréquence pour 6 interrogateurs en utilisant le capteur 1

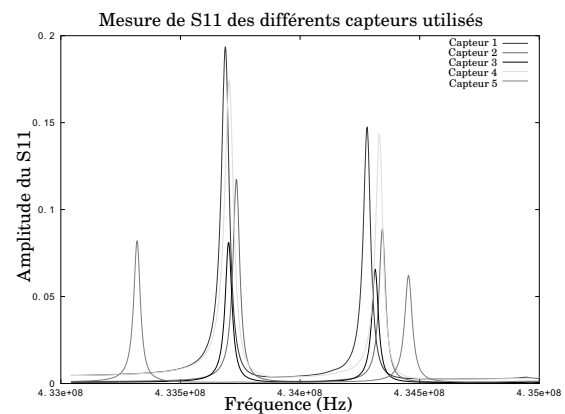


FIGURE 3.28 – Module du  $S_{11}$  de chaque capteur utilisé pour la validation de la méthode de correction

courbe où la distance entre le lecteur et le capteur a été modifiée et la courbe où la liaison est filaire avec une modification de la phase par déphaseur se superposent avec d'avantage de bruit pour la mesure sans fils. Cette superposition des courbes permet de valider la méthode de correction proposée. Le coefficient de correction à une mesure de la phase de l'intercorrélation permet une diminution de l'écart type de  $2/3$ .

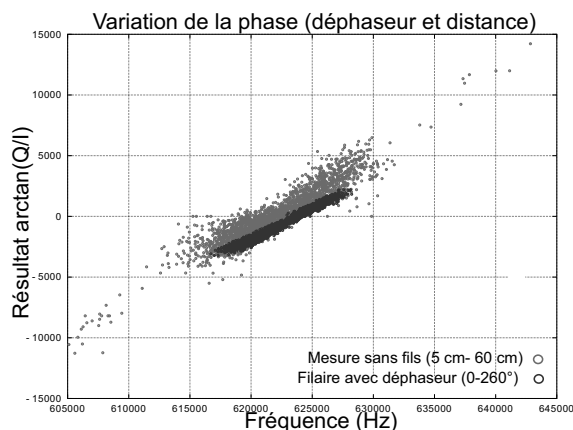


FIGURE 3.29 – Vérification de la correspondance du résultat de mesure par rapport à la mesure de la phase de l'intercorrélation entre un système (lecteur + capteur) équipé d'antennes, où le capteur est déplacé sur une distance de 60 cm et un système filaire avec variation de la consigne du déphaseur entre 0 à 260 degrés.

### 3.5.5 Recherches complémentaires sur le biais de fréquence

La variation de phase ou de distance entre l'interrogateur compact et le capteur provoque un tirage en fréquence. Même si ce phénomène peut être compensé, nous allons vérifier que ce phénomène est propre à l'étage de réception du radio-modem XE1203F en utilisant un démodulateur IQ de meilleure qualité que celui intégré à ce circuit.

#### Utilisation d'un demodulateur IQ externe

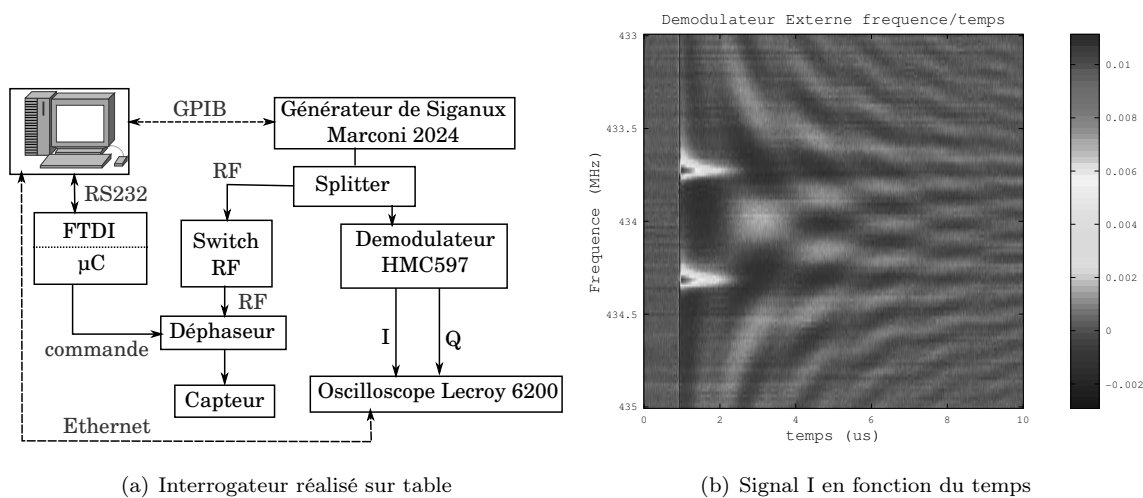


FIGURE 3.30 – Validation de l'impact de la qualité du démodulateur sur le biais de fréquence. (a) : un lecteur au moyen d'instruments; (b) : Visualisation en amplitude (V) de la réponse obtenue sur la voie I du démodulateur IQ en fonction de la fréquence d'interrogation. Le signal reçu est de quelques mV malgré une faible atténuation de 3 dB placée entre le commutateur RF et le capteur SAW. L'acquisition est répétée pour toutes les fréquences d'interrogation.

Un lecteur à base d'instruments de laboratoire supposés idéaux et d'un démodulateur externe (HMC597, Hittite) est réalisé (Fig. 3.30 (a)). Le synthétiseur de fréquence (Marconi instruments 9kHz - 2.4GHz) est piloté au travers du port GPIB pour synthétiser une fréquence d'interrogation. Une carte intégrant un microcontrôleur est utilisée pour commander le commutateur RF entre les modes « émission » et « réception » au travers d'une communication série RS232. La mesure de la voie I et de la voie Q du démodulateur HMC597 se fait au travers d'un oscilloscope piloté par liaison Ethernet. Tous les appareils sont pilotés par le logiciel octave qui se charge de traiter les informations reçues des diverses appareils. Le résultat de l'interrogation d'un capteur SEAS10 par ce lecteur est présenté sur la figure 3.30 (b). L'absence de l'étage d'amplification pour conditionner le signal en sortie du démodulateur entraîne une faible amplitude du signal enregistré à la sortie du démodulateur

(mV) et nous constatons que la décroissance exponentielle est rapide, de l'ordre de quelques micro-secondes, en accord avec la constante de temps de décharge d'un résonateur à quartz. Les étapes de traitement pour obtenir la différence de fréquence entre les résonateurs et la phase de l'intercorrélation sont répétées (voir § : 3.5.3). Dans le but de comparer ce démodulateur au démodulateur constituant le composant XE1203F, l'expérience (Fig. 3.30) est répétée en remplaçant le synthétiseur et le démodulateur HMC597 par l'interrogateur « compact ». L'acquisition des voies I et Q est réalisée avec l'oscilloscope, afin d'éliminer tout problème de simultanéité des mesures du convertisseur analogique numérique du  $\mu\text{C}$ . La figure 3.31 montre la phase de l'intercorrélation en fonction de la différence de fréquence entre les deux résonateurs d'un SEAS10. Dans le cas du démodulateur HMC597, le résultat est une concentration de points (fig. 3.31 (a)) avec un écart type de 640 Hz. Dans le cas du composant XE1203F (fig. 3.31 (b)), le résultat présente un écart type de 727 Hz pour 161 points de mesure lors d'une rotation de phase de 200 degrés, l'ajout de la correction de fréquence par le coefficient  $K\varphi$  permettant d'obtenir un écart type de 436 Hz sur cette même mesure. Toutefois, nous avons vu précédemment que l'ordre de grandeur du biais de fréquence est d'une dizaine de kilohertz pour une variation de 200 degrés (Fig. 3.29) et que si l'acquisition est réalisée par l'oscilloscope et le traitement sur PC, toutes les mesures brutes sont comprises dans une bande spectrale de 3 kHz de résolution. Cette différence peut provenir de l'accumulation d'imprécisions de mesure dues aux ADC et à l'absence d'échantillonneur bloqueur ainsi qu'aux approximations et troncatures réalisées dans le microcontrôleur lors du calcul de la FFT.

#### Utilisation d'un ADC externe équipé d'un échantillonneur bloqueur

L'utilisation du composant LTC1407 (échantillonneur bloqueur et ADC) permet une diminution de la dispersion pour une interrogation avec une atténuation de 26 dB en sortie. L'écart type passe de 1963 Hz à environ 991 Hz pour l'ADC interne et 1173 Hz à environ 548 Hz pour l'ADC externe en appliquant la correction de phase (Fig. 3.32). Pour une interrogation à distance du capteur, une dispersion de 5 à 20 kHz est observée pour les mesures brutes pouvant être réduite à 5 kHz avec une correction de phase. La différence de résolution entre le traitement sous octave et le traitement dans l'interrogateur provient des approximations effectuées dans l'interrogateur pour éviter les dépassements et limiter l'espace mémoire. Nous allons optimiser le traitement de manière à éviter tout dépassement de variable tout en limitant l'effet d'imprécision dû aux troncatures imposées par les ressources limitées du microcontrôleur.

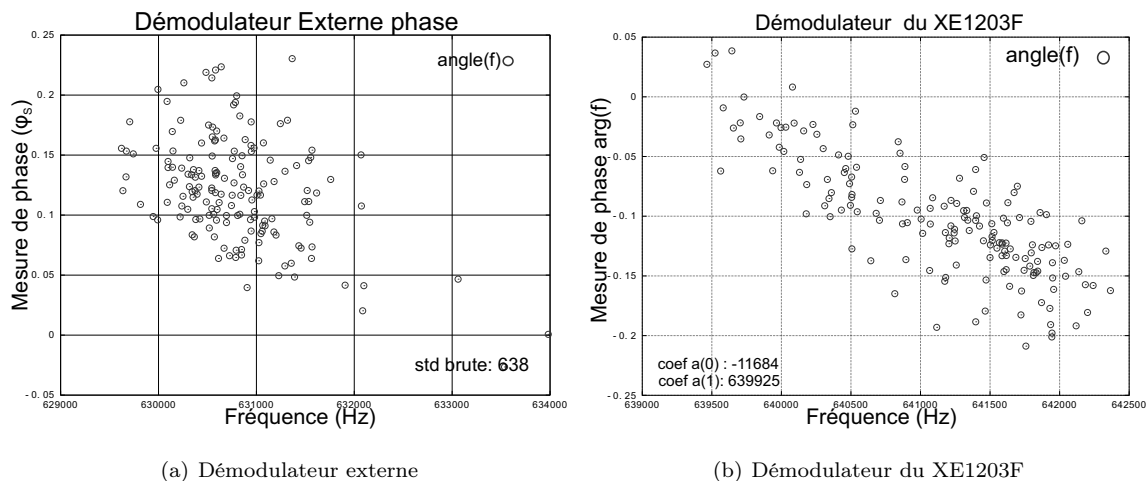
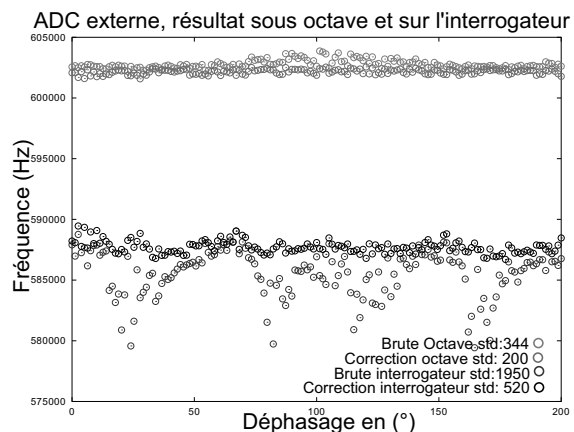


FIGURE 3.31 – Relation entre la mesure de la différence de fréquence par rapport à la mesure de phase de l'intercorrélation. Pour les deux démodulateurs toutes les mesures sont comprises dans une bande spectrale de 3 kHz.

FIGURE 3.32 – Cette figure présente la comparaison entre une acquisition réalisée avec l'ADC externe puis traitement sur l'interrogateur et traitement sur le logiciel octave. Les approximations de traitement lors de la FFT et l'identification par ajustement parabolique sur l'interrogateur limite la résolution de mesure que l'interrogateur pourrait atteindre.



### 3.5.6 Interrogation de capteur de température dans une cavité

L'interrogateur compact utilise la mesure de la phase de l'intercorrélation pour améliorer sa résolution et corriger le biais de fréquence induit par la distance entre l'antenne et le capteur. Lors d'un essai dans une cavité métallique fermée, la correction du biais de fréquence par la phase s'avère inefficace (Fig. 3.33). On constate des sauts de fréquence sur le résultat de mesure. La cavité fermée est source de réflexions multiples, l'électronique compacte est perturbée par les ondes réfléchies à l'intérieur de la cavité. Le coefficient phase-fréquence permet de réduire la dispersion des points de mesure mais n'annule pas les sauts de fréquence entre chaque déplacement du capteur à l'intérieur de la cavité. La relation phase/fréquence présente un biais dépendant de la position du capteur dans la cavité. Pour vérifier l'exactitude des mesures, le mode de débogage du lecteur permet d'accéder à l'enregistrement



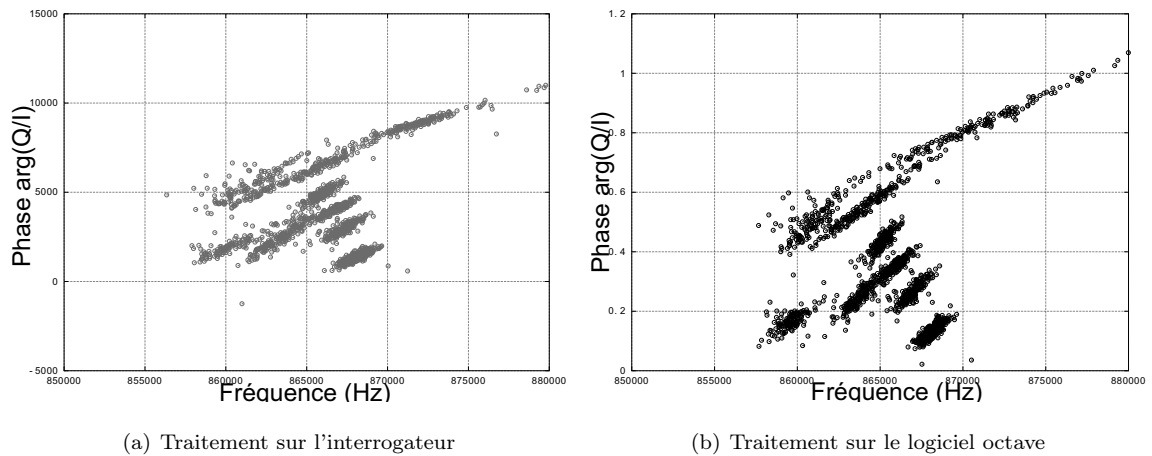


FIGURE 3.33 – Résultat fréquentiel de mesure d'un capteur SEAS10 dans une cavité fermée (abscisse) en fonction de la phase de l'intercorrélacion (mesurée par  $\arctan(Q0/I0)$ ) (en ordonnée); (a) Algorithme réalisé sur le lecteur; (b) Traitement réalisé avec les données du lecteur sur le logiciel octave. Dans les deux cas un biais fréquentiel apparaît en fonction de la position du capteur dans la cavité, créant des paliers de fréquences sur la mesure.

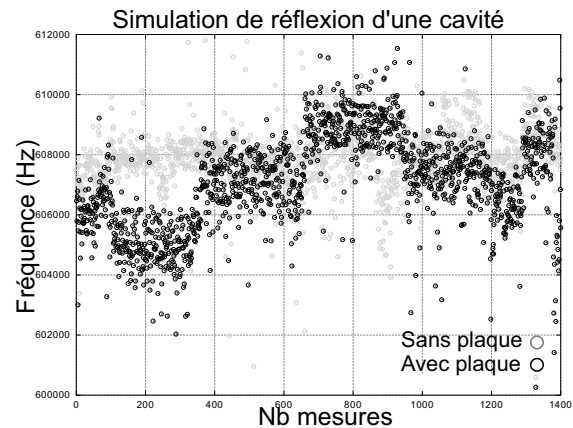
de la valeur numérique des voies I et Q pour chaque fréquence. Le traitement de ces données est effectué en parallèle sur l'interrogateur et sur le logiciel octave pour écarter tout problème de mise en œuvre et d'exécution de l'algorithme sur l'interrogateur. Le traitement des données sur le logiciel octave donne un résultat similaire au résultat obtenu avec l'interrogateur : les problèmes observés sont bien liés à la physique de la propagation de l'onde électromagnétique et non aux imprécisions du calcul de l'intercorrélacion.

L'électronique compacte a toujours été utilisée dans un espace libre pour les tests de validation, or une sensibilité aux réflexions des ondes peut être vérifiée dans une cavité fermée, elle peut être également mise en évidence sur table par l'utilisation d'une plaque métallique comme réflecteur d'ondes pour perturber le système. L'effet est immédiat (Fig. 3.34), le placement de la plaque métallique à différents distances de l'antenne perturbe la mesure.

### 3.5.7 Interrogateur utilisant une fréquence intermédiaire (FI)

Jusqu'à présent, la fréquence d'émission et la fréquence du VCO à l'entrée du mélangeur de la détection I/Q en réception sont identiques. Le capteur est excité et répond à sa fréquence de résonance. Le battement de fréquences observé sur les voies I et Q correspond à la différence entre la fréquence du VCO (LO) et la fréquence propre du capteur (RF) (Fig. 3.35).

FIGURE 3.34 – Manipulation réalisée : une plaque en métal est fixée derrière l'antenne, le capteur est déplacé à 5 endroits différents entre le lecteur et la plaque métallique en présence de la plaque et sans la plaque. Le résultat laisse apparaître une incapacité du lecteur à corriger le déplacement du capteur en présence des réflexions induites par la plaque métallique.



Des filtres sont toutefois présents entre le mélangeur et la sortie I ou Q. Le premier est un filtre passe-haut dont on ne connaît pas la fréquence de coupure, le second est un filtre configurable passe-bas configurable à 200 kHz ou 600 kHz.

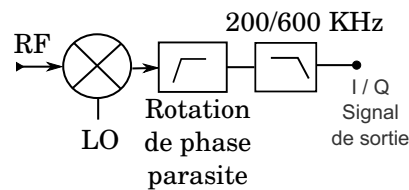


FIGURE 3.35 – Réception du radio-modem XE1203F

L'utilisation d'une FI consiste à émettre un signal dont la fréquence est décalée de façon déterminée par rapport au VCO. L'excitation d'un résonateur par un signal décalé en fréquence a comme conséquence de créer un battement du signal en sortie du mélangeur à la fréquence intermédiaire. Ce décalage de fréquence a pour but de placer le signal ré-émis par le résonateur dans la bande de fonctionnement des filtres et donc loin de leurs rotations de phase qui peuvent être la source du biais fréquence/distance rencontré. Le signal obtenu sur les voies I et Q est enregistré puis filtré par un filtre à la fréquence intermédiaire. Cette approche présente également une vertu de robustesse face à l'environnement dans laquelle baignent les capteurs.

#### Acquisition des données (I et Q) sur l'oscilloscope et traitement sous octave

Un balayage de la bande ISM est réalisé pour enregistrer la réponse d'un capteur SEAS10 interrogé par un signal dont la fréquence est décalée aux fréquences  $F_{FI}$  (positive Fig. 3.36 (a)) et négative (Fig. 3.36 (b)). Seule ce décalage négatif  $F_{VCO} - F_{FI}$  par rapport au VCO de réception est analysé par la suite. L'excitation du capteur par un signal décalé d'une fréquence  $F_{FI}$  fait apparaître un battement sur l'étage de réception à la sortie du mélangeur (Fig. 3.37 (a)). Ce battement à  $F_{FI}$  contient l'information retransmis par le capteur. Pour pouvoir la récupérer, un filtre numérique à la fréquence  $F_{FI}$  est réalisé (Fig. 3.37(b)) permettant de ne conserver que la réponse du capteur, afin d'améliorer le rapport signal sur bruit. À partir du signal filtré, les étapes de traitement de l'interrogateur compact présentées précédemment sont répétées (cf. 3.5.3). L'intercorrélacion entre la première bande et la

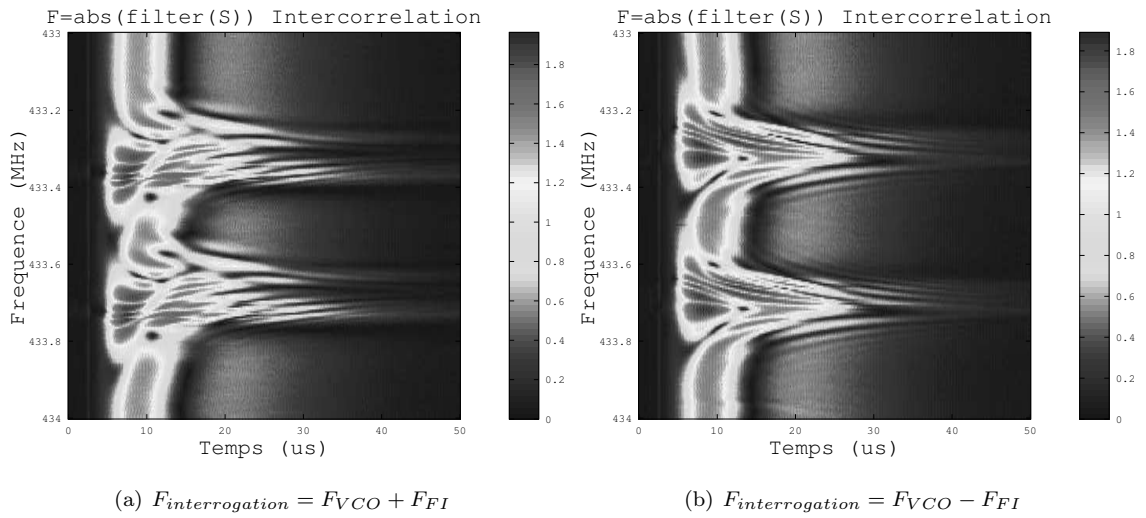


FIGURE 3.36 – Relevé à l’oscilloscope de la voie I et de la voie Q pour une interrogation avec FI de 160 kHz. Deux possibilités sont réalisables, décaler l’émission de  $F_{interrogation} + F_{FI}$  (a) ou de  $F_{interrogation} - F_{FI}$  (b). Ne constatant pas de différence sur les réponses, la solution  $F_{interrogation} - F_{FI}$  est choisie arbitrairement.

seconde bande de fréquence permet d’obtenir la différence de fréquence entre les résonateurs par recherche du maxima du module de l’intercorrélacion. La position du maxima est obtenue par ajustement parabolique et la phase de l’intercorrélacion par interpolation linéaire (Fig. 3.37).

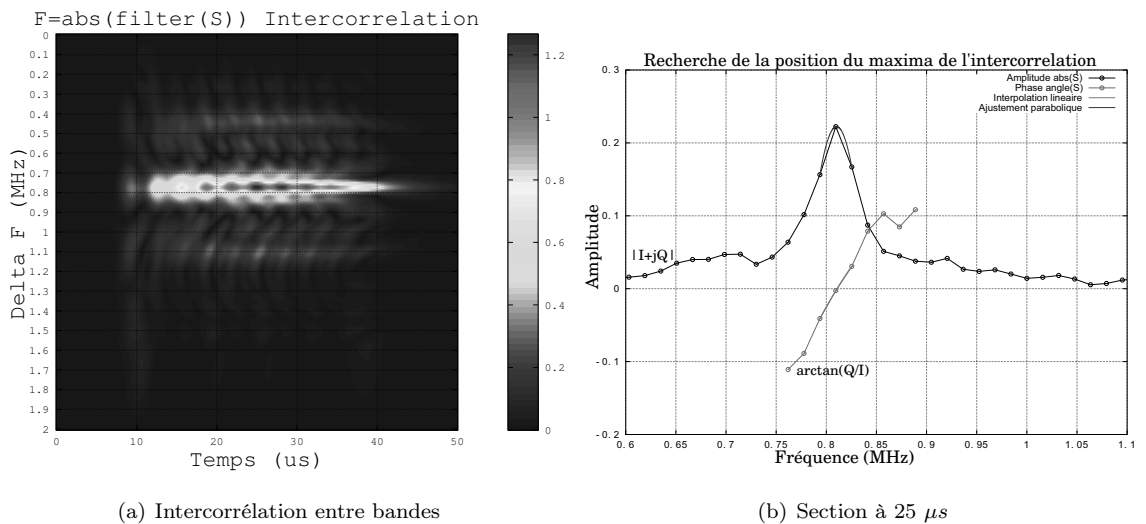


FIGURE 3.37 – (a) Résultat de l’intercorrélacion du signal d’un résonateur avec le signal du second. La figure présente le module de  $S = |I + jQ|$  en fonction du temps. (b) Recherche du maximum d’amplitude de l’intercorrélacion par un fit parabolique et une interpolation linéaire pour déterminer la phase  $\varphi_S$

### Coefficient de correction phase/fréquence

Le coefficient de correction  $k\varphi$  introduit au chapitre précédent permet à l'interrogateur dans un fonctionnement sans FI de corriger un biais de fréquence qui apparaît lors d'une modification de la phase du signal entre le capteur et l'antenne. En présence de réflexions multiples, un biais fréquentiel provoque un dysfonctionnement de cette correction. L'utilisation d'une FI devrait nous affranchir de ce biais de fréquence par l'éloignement de la fréquence de coupure du filtre passe-haut en sortie du mélangeur. Pour réaliser un filtre numérique passe-bande centré sur la FI utilisée, l'ADC du microcontrôleur doit être en mesure d'acquérir les données suffisamment rapidement pour respecter le théorème de Shannon-Nyquist (fréquence d'échantillonnage  $> 2 \times$  Fréquence de coupure du filtre). En l'absence d'un ADC assez rapide, une alternative consiste à utiliser une méthode stroboscopique en numérisant les voies I et Q simultanément avec l'ADC et en répétant cette acquisition en décalant le moment d'échantillonnage par rapport à la date d'émission de l'impulsion d'excitation. Cette méthode est facile à mettre en œuvre sur le lecteur avec un minimum de modifications du code source : L'interrogateur effectue 120 interrogations pour une même fréquence d'excitation de manière à acquérir en  $19.7 \mu\text{s}$  la décharge des voies I et Q (Fig. 3.38(a)). Le délai entre chaque décalage du moment d'échantillonnage est mesuré à  $1.6428e^{-07}$  seconde, soit une fréquence d'échantillonnage de  $F_e = 6.0870e^{+06}$  Hz pour le calcul du filtre numérique. Pour balayer la bande ISM à 434 MHz, 128 pas de fréquences sont nécessaires, soit  $128 \times 120$  excitations du capteur. Avec cette méthode stroboscopique, une mesure est obtenue de température est obtenue en  $\approx 1$  seconde. L'interrogation d'un capteur SEAS10 pour diverses configurations du déphaseur entre l'antenne et le capteur est visible sur la figure (Fig. 3.38(b)). On peut conclure de cette courbe que la déviation de fréquence en fonction de la phase du déphaseur est très faible lorsque l'interrogation utilise une FI (réduction d'un facteur 6 de  $\pm 6$  kHz (§ 3.5.3) vers  $\pm 1$  kHz). Le coefficient de correction phase/fréquence n'est plus utile.

### Interrogation d'un capteur SAW sans fils

Nous allons interroger un capteur SEAS10 à distance avec une interrogation par FI stroboscopique. L'interrogation du capteur est possible au delà de 1,50 mètre (Fig. 3.39). Pour une distance inférieure à 1 mètre, la dispersion des mesures est inférieure à 3 kHz (sans moyenne). Au delà de 120 cm, cette dispersion passe à plus de 6 kHz.

### Implémentation sur le lecteur compact

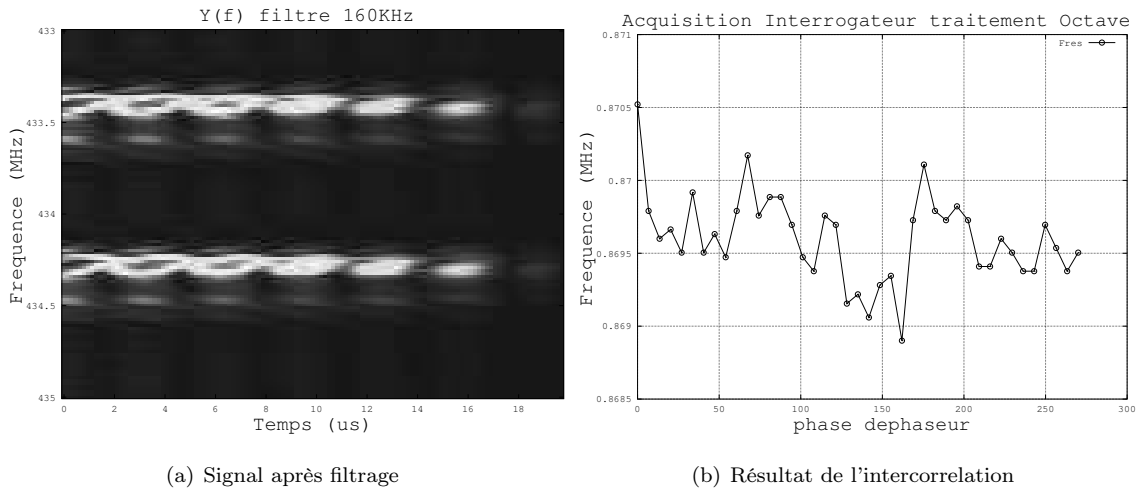


FIGURE 3.38 – (a) données acquises avec l'ADC du microcontrôleur par méthode stroboscopique constituée de 120 interrogations chacun des 128 pas de fréquence couvrant la bande 433-435 MHz. (b) Mesure de la différence de fréquence de résonance entre les deux résonateurs avec modification de la phase du déphaseur. La dispersion sur  $270^\circ$  de déphasage est de l'ordre de 2 kHz pour une atténuation de 26 dB entre le capteur et le lecteur.

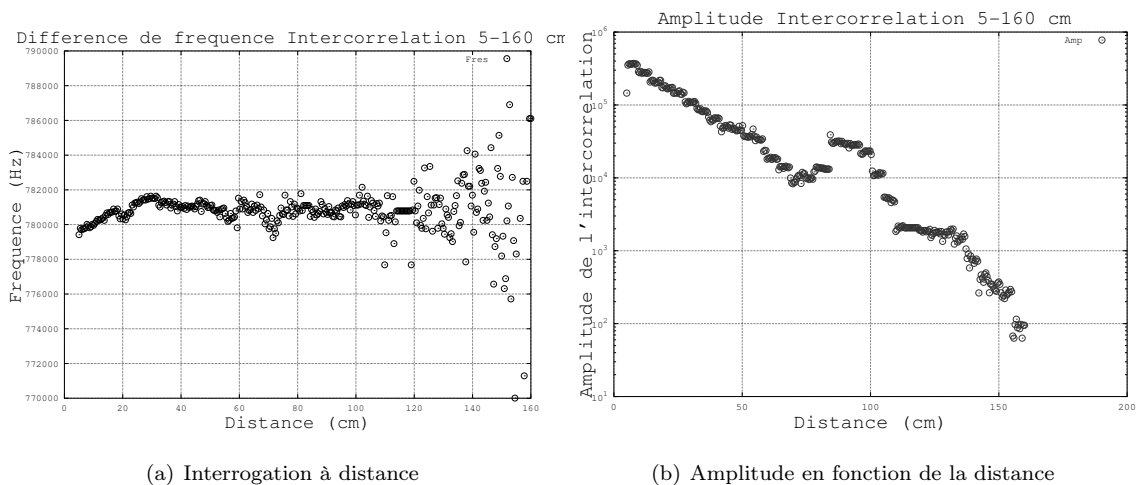


FIGURE 3.39 – Interrogation d'un capteur SEAS10 réalisée à distance sur une table par pas de 5 cm entre l'antenne du capteur et l'antenne du lecteur pour une distance de 5 cm à 160 cm. (a) Résultat de l'acquisition de la différence de fréquences de résonance du capteur. (b) Amplitude de l'intercorrelation exprimée en fonction de la distance à laquelle le capteur se trouve.

Dans cette partie, nous décrivons l'installation et l'utilisation de l'algorithme d'interrogation par FI sur l'interrogateur. Celui-ci consiste à acquérir la décharge du résonateur, réaliser un filtrage numérique à la fréquence intermédiaire et ensuite utiliser l'algorithme d'intercorrelation sur les données complexes. Les ADCs du mi-

crocontrôleur STM32 permettent de numériser simultanément les voies I et Q et de transférer le résultat en mémoire RAM. En configurant les ADCs pour qu'ils numérisent en continu le signal qui lui est transmis et en utilisant la DMA pour incrémenter l'adresse de stockage des données, il est possible de numériser la décharge des résonateurs à une fréquence d'échantillonnage de 1,7 MHz. Le battement du signal causé par le mélange du signal RF ré-émis par le capteur et l'oscillateur local est localisé dans les 23 premières micro-secondes après la commutation du mode émission vers réception. L'ADC va numériser ce signal en 40 points d'acquisition sur lequel est réalisé un filtrage numérique à la fréquence intermédiaire. Cette étape d'acquisition est répétée 128 fois pour couvrir la bande ISM avant d'utiliser l'algorithme d'intercorrélacion sur les données complexes (cf. 3.5.3). Une fois le logiciel installé, nous réitérons le test sur table (Fig. 3.40). La distance entre le lecteur et le capteur SEAS10 est augmentée par pas de 10 cm pour un temps de rafraîchissement de la mesure ramené à l'identique par l'ajout de moyennes entre les méthodes (lecteur compact avec FI : 125 points acquis, lecteur compact sans FI (FH) : 275 points acquis, lecteur WRC01 en mode 3 points (M3P) : 870 points acquis). Le lecteur WRC01 subit des sauts de fréquence entre chaque modification de la distance entre le capteur et le lecteur dont la source n'a pas été identifiée. Les écarts types des mesures obtenues pour les lecteurs sont inférieure à 1 kHz

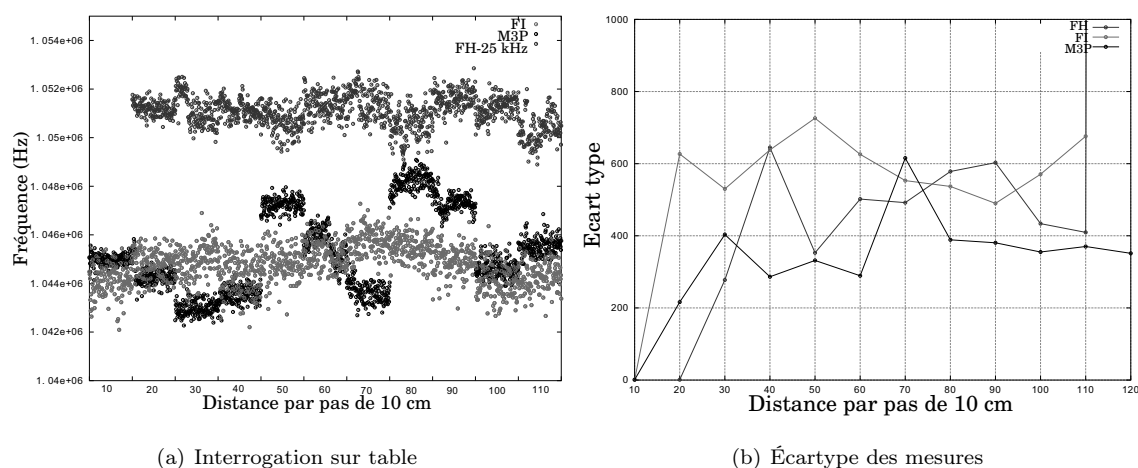


FIGURE 3.40 – Interrogation d'un capteur SEAS10 par le lecteur WRC01 (standard) en « mode 3 points » (M3P), le lecteur compact selon la méthode utilisée (avec FI et par correction de phase (FH)).

Les résultats nous permettent de conclure que l'utilisation d'une FI avec l'interrogateur compact a permis de corriger un décalage fréquentiel de l'ordre de 30 kHz entre le lecteur WRC01 (configuré en « mode 3 points ») et le lecteur compact avec

correction de phase (FH). L'interrogation par FI a permis d'enlever la contrainte du calcul de la phase de l'intercorrélacion qui dans une cavité fermée amplifie la dispersion des mesures en fonction de la position du capteur dans celle-ci. Bien que les écart-types obtenus sur table entre la méthode par correction de phase et la méthode par FI soient approximativement du même ordre de grandeur, le lecteur compact avec FI reste sensible au déplacement du capteur dans une cavité (Fig. 3.41) (a). En supposant que le lecteur WRC01 ne subit pas de sauts de fréquence dans la cavité, l'utilisation d'une FI permet d'atténuer ce phénomène (Fig. 3.41) (b).

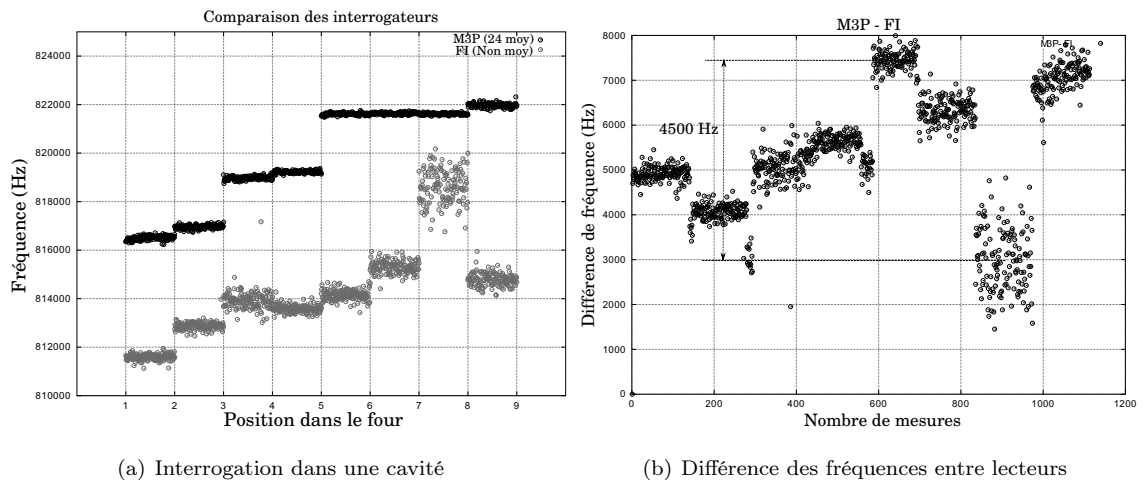


FIGURE 3.41 – Interrogation d'un capteur SEAS10 par le lecteur WRC01 en mode 3 points (M3P), le lecteur compact avec la méthode par fréquence intermédiaire (FI) dans une cavité fermée pour un temps de rafraîchissement de la mesure ramené à l'identique.

## 3.6 Résultats et mesures

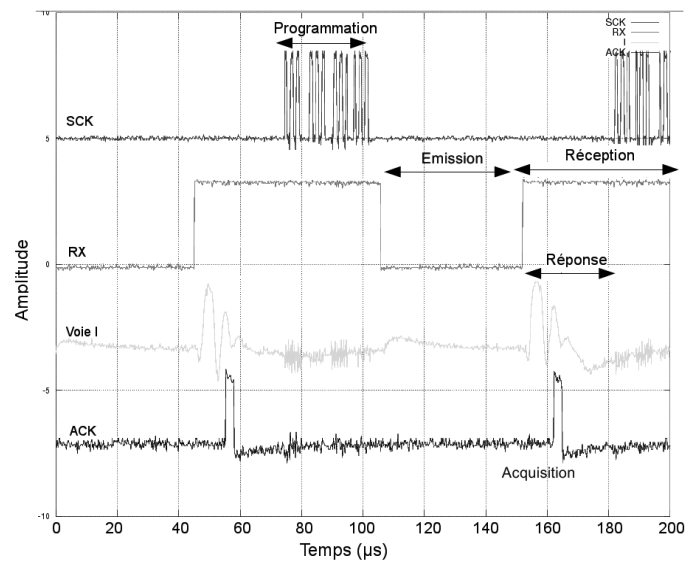
### 3.6.1 Mesure du temps d'interrogation

La vitesse pour sonder un capteur SAW dépend de la somme de trois temps : le temps pour acquérir et numériser la mesure, le temps de traitement du signal acquis et le temps de transfert du résultat.

#### Le temps d'acquisition d'une mesure

Ce temps dépend de la taille de la bande de fréquence à interroger et du pas de fréquence choisi. Il correspond au temps nécessaire pour exciter le capteur, acquérir la décharge du résonateur, reprogrammer les registres d'émission et de réception du radiomodem. La figure (Fig. 3.42) décrit ces étapes et le tableau 3.43 décrit la somme des temps parmi la hiérarchie d'événement à réaliser.

FIGURE 3.42 – Mesure des temps d'exécution des diverses séquences de communication de l'interrogateur lors de 2 interrogations du capteurs débutant aux dates 40 et 140  $\mu\text{s}$  : la reprogrammation du VCO d'émission et de réception pour la prochaine fréquence à synthétiser par le XE1203F par le bus SPI, la commande du switch (RX), la décharge du capteur de la voie I (I), le temps d'acquisition de la mesure (ACK) (une mesure dure 100  $\mu\text{s}$ ).



Temps d'acquisition d'une mesure	Temps d'émission (TE)	Temps d'excitation du résonateur	32 $\mu\text{s}$	$\Sigma \approx 92 \mu\text{s}$
	Temps de réception (TR)	Temps de décharge	60 $\mu\text{s}$	
		Temps de reprogrammation		
Temps pour balayer la bande ISM en 128 interrogations	T interrogation : $N \cdot (TE + TR) = 11 \text{ ms}$			

FIGURE 3.43 – Temps d'acquisition de N mesures (N=128)

### Le temps de traitement des mesures et de transfert du résultat

La fréquence de rafraîchissement est déterminée par la somme des temps d'acquisition, de traitement et de transfert. Elle est mesurée grâce à la sortie analogique du  $\mu\text{C}$  qui retransmet une image de l'acquisition réalisée sur la voie I ainsi qu'une synchronisation de l'oscilloscope pour chaque nouvelle mesure. La fréquence d'acquisition pour un capteur SEAS10 (2 résonateurs) avec 128 interrogations dans la bande ISM donne un taux de rafraîchissement égal à 30 Hz (soit 11 ms d'interrogation et 20 ms de traitement du signal, et environ 2 ms de communication) (Fig. 3.44). Le capteur doit être visible durant 11 ms pour réaliser une mesure car l'interrogateur passe un tiers de son temps à traiter l'information pour extraire la différence des deux fréquences de résonance. La fréquence de rafraîchissement ne peut être augmentée car le temps nécessaire pour acquérir les 128 interrogations est limité par la constante de temps des résonateurs. Le temps de traitement est limité par le calcul de l'intercorrélation.



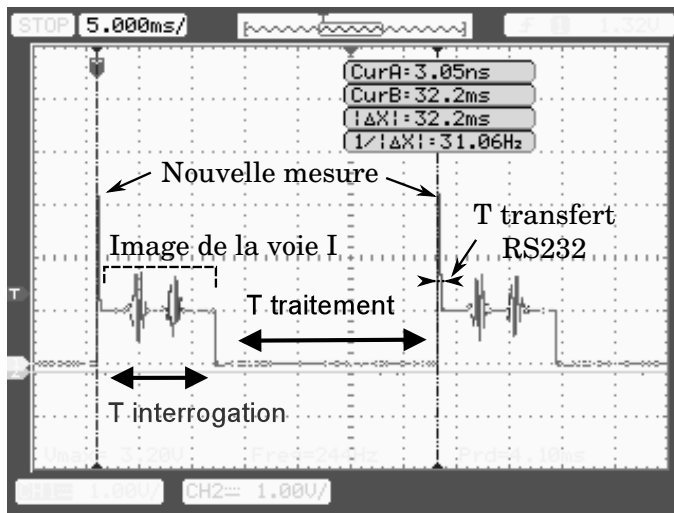


FIGURE 3.44 – L’activation de la sortie analogique permet de visualiser une image de l’acquisition obtenue sur la voie I lors d’un balayage de la bande ISM d’un capteur SAW à double résonateur. Les temps de traitement et d’interrogation ( $\approx 11\text{ ms}$ ) peuvent être mesurés pour en déduire le temps de rafraîchissement de la mesure.

### 3.6.2 Vérification de l’exactitude de la mesure différentielle

Pour vérifier qu’il est possible d’appliquer les coefficients de calibrage d’un capteur de température SEAS10 avec l’interrogateur compact, les résultats de mesure d’un interrogateur à base de XE1203F et d’un interrogateur classique SENSEOR (WRC01) sont comparés (Fig. 3.45) pour une acquisition séquentielle des mesures du même capteur sur une rampe de température de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $90^{\circ}\text{C}$ . L’interrogateur classique ne peut mesurer la réponse du capteur si un autre interrogateur émet en même temps à cause des interférences RF. L’acquisition des mesures doit donc être réalisée séquentiellement. Les coefficients de calibrage habituels sont utilisés, les fluctuations de la mesure du lecteur compact se traduisent alors par des fluctuations artificielles de température.

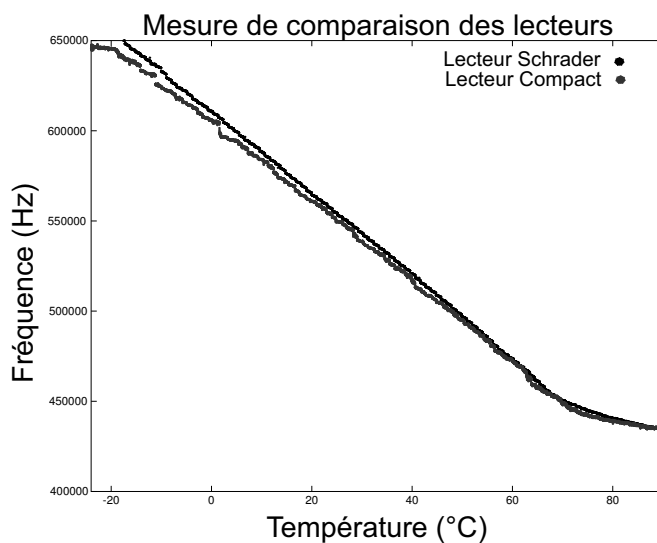
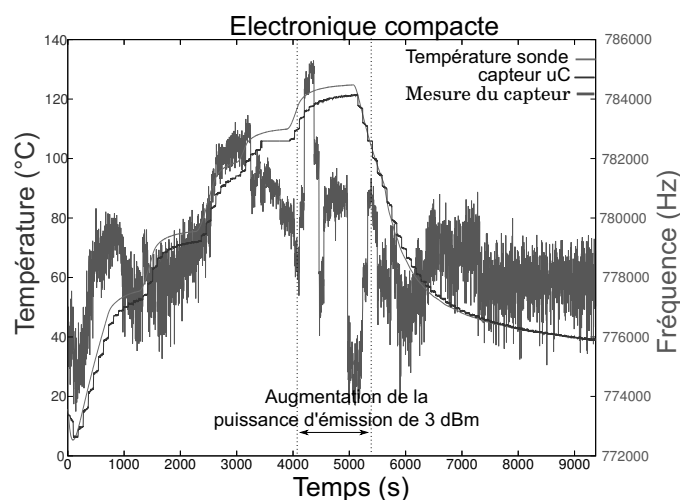


FIGURE 3.45 – Mesures séquentielles d’un capteur SEAS10 avec l’interrogateur compact et l’interrogateur classique dans le but de vérifier la cohérence des mesures entre ces deux lecteurs, le capteur est placé à l’intérieur d’un four où il subit une rampe de température de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $90^{\circ}\text{C}$ .

### 3.6.3 Résistance de l'électronique à la température

Le radiomodem XE1203F est un composant garanti fonctionnel de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $85^{\circ}\text{C}$ . Il est encapsulé dans un boîtier plastique adapté à cette gamme de température mais sans doute capable d'endurer des températures plus élevées. Après discussion avec un ingénieur de la société SEMTECH, le boîtier devrait résister à une température de  $150^{\circ}\text{C}$ . L'électronique va être soumise à une température de  $125^{\circ}\text{C}$  (Fig. 3.46) pour tester son fonctionnement lorsqu'il est soumis à un tel régime. Le microcontrôleur possède un capteur interne de température qui permet d'estimer la température à laquelle il est soumis et la carte est équipée d'une sonde Pt100. La température à l'intérieur du four est augmentée progressivement et l'électronique sonde un capteur placé hors du four relié à celle-ci par un câble SMA : à partir de  $105^{\circ}\text{C}$  l'interrogateur augmente la puissance d'émission. Cette augmentation doit être due à la variation des caractéristiques des composants passifs pour cette température, modifiant le gain en réception. L'électronique est fonctionnelle au-delà de  $85^{\circ}\text{C}$ , la mesure d'un capteur SAW est réalisable jusqu'à une exposition à  $105^{\circ}\text{C}$  de la carte.

FIGURE 3.46 – Test en température de l'électronique compacte. Une sonde Pt100 est fixée sur la carte électronique pour relever sa température (courbe rouge), une indication de température interne du microcontrôleur est relevée (courbe bleu). La mesure de la fréquence de résonance du capteur situé en dehors du four varie de 10 kHz ( $\pm 2^{\circ}\text{C}$ ). La puissance reçue diminue au dessus de  $105^{\circ}\text{C}$ .



## 3.7 Conclusion : utilisation du lecteur pour des applications industrielles

À travers ce chapitre, nous avons montré comment réaliser un lecteur de capteurs SAW à base d'un radio-modem. Le détournement de ce composant de son utilisation principale de radiocommunication pour l'interrogation de capteurs SAW a donné naissance à une électronique compacte élaborée autour de quelques compo-

sants actifs. Le radio-modem XE1203F est l'un des seuls radiomodems qui permette l'accès aux voies I et Q du mélangeur. Avec cet accès, la réponse d'un résonateur SAW suite à son excitation peut être enregistrée. Le traitement des données par un algorithme utilisant l'intercorrélation entre deux résonateurs a permis d'obtenir une mesure différentielle de fréquence directement liée à l'évolution de la température. Ayant constaté qu'un calcul limité aux seules voies I ou Q présente une sensibilité notable aux conditions opératoires, nous nous sommes tournés vers une intercorrélacion complexe (I+j×Q). Celle-ci a permis de corriger le biais de fréquence en fonction de la distance issue d'un déséquilibre entre les voies I et Q par une mesure de la phase de l'intercorrélation dans un espace libre. Lors d'une interrogation dans une cavité, nous avons toutefois constaté que la mesure de la phase de l'intercorrélacion était erronée, biaisant le résultat de mesure. Pour résoudre ce dernier problème, nous avons mis au point une solution consistant à travailler sur une fréquence intermédiaire (FI) pour s'affranchir des conditions critiques liées à l'architecture propre du radio-modem. Cette approche a permis de réduire le biais de fréquence induit pour des réflexions multiples dans une cavité fermée à moins de 6 kHz. Ainsi, nous disposons d'un système bas coût, faible consommation, capable d'interroger un capteur SAW à double résonateur avec une résolution de l'ordre de 3000 Hz soit environ  $1^{\circ}C$  d'erreur pour un capteur SEAS10 de sensibilité égale à  $2500Hz/^{\circ}C$ . Dans le chapitre suivant, nous présenterons un aspect réseau de capteur par l'utilisation du radio-modem dans sa fonction de communication numérique.



## Chapitre 4

# Au-delà de l'interrogation de capteur SAW : réseau de capteurs communiquant

Dans ce chapitre nous présenterons les tests des lecteurs sur des systèmes industriels, les améliorations et les options ajoutées au lecteur compact pour améliorer la précision de mesure et réduire sa consommation énergétique. L'aspect réseau de capteurs est abordé pour rendre le système intelligent, permettant de sonder plusieurs capteurs et de renvoyer les résultats vers un destinataire.

### 4.1 Réseau de capteurs à base de radiomodem

Un réseau de capteurs est un ensemble de capteurs reliés entre eux afin d'échanger des informations. Pour des applications réseaux de capteurs, le système d'interrogation (lecteur + capteur) est considéré comme un capteur communiquant. Après avoir sondé la réponse du capteur, le lecteur doit acheminer l'information vers un destinataire en utilisant le radiomodem dans son rôle original de communication numérique. Après une brève description des réseaux sans fils, une communication numérique (maître/esclave) entre deux lecteurs sera présentée, ce qui permet de prendre en main le radiomodem sur un aspect de communication numérique avant de réaliser un réseau Ad-Hoc. Ce réseau est caractérisé par une communication inter-capteurs à base d'ondes radio-fréquences et d'être dépourvu d'infrastructure.

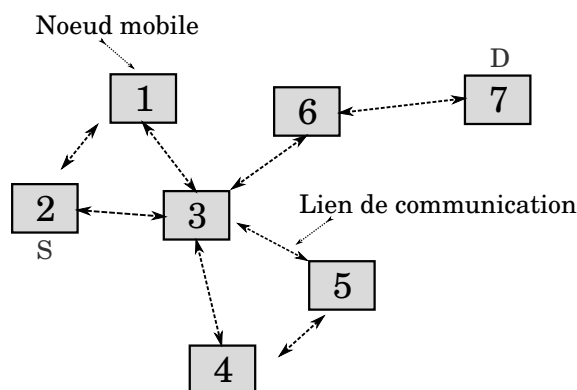
### 4.1.1 Introduction aux réseaux mobiles

Les réseaux sans fils sont des systèmes de transmissions de données conçus pour assurer une liaison indépendante de l'emplacement des périphériques qui composent le réseau. Ils sont caractérisés par une communication RF à des fréquences dédiées, d'un débit de communication et des ressources modestes, et une source d'énergie limitée pour des applications nomades (utilisation sur batterie). Les réseaux sans fils peuvent être identifiés en deux classes, les réseaux sans fils avec infrastructure (GSM) et ceux qui en sont dépourvus (Ad Hoc).

#### Les réseaux Ad Hoc

Un réseau mobile Ad Hoc est constitué de plusieurs capteurs communiquant par des ondes RF dans un territoire quelconque à l'aide de nœuds mobiles sans l'aide d'une infrastructure préexistante ou d'administration centralisée (Fig. 4.1).

FIGURE 4.1 – Un réseau Ad Hoc : le périphérique 2 est la source d'un message (S), qu'il cherche à envoyer au destinataire (D) qui est le périphérique 7. Les liens de communication et les nœuds mobiles formés par les voisins permettent d'acheminer le message.



Ces réseaux sont utilisés dans toutes les applications où le déploiement d'une infrastructure réseau filaire est trop contraignant par la localisation spatiale des périphériques (difficulté de mise en place). Ils sont caractérisés par : une bande passante limitée due au partage de la bande entre les hôtes, des contraintes d'énergie associées aux applications autonomes utilisant une batterie, des erreurs de transmission dues aux interférences (par exemple : transmissions simultanées), l'absence d'infrastructure, une topologie dynamique par une modification des nœuds et des liens entre périphériques à tout moment (mouvement d'un périphérique), des nœuds cachés [157, 158, 159].

#### Le routage des réseaux Ad Hoc

Le routage est une méthode qui consiste à choisir le chemin que va emprunter une information donnée depuis un émetteur vers un destinataire précis. Le routage permet de trouver un chemin entre les nœuds du réseau de manière à avoir un acheminement idéalement optimal des paquets de données. Un réseau Ad Hoc doit

pouvoir se construire automatiquement pour être déployable rapidement et de pouvoir s'accommoder aux conditions de propagation des ondes RF. Chaque nœud peut être susceptible de jouer un rôle dans l'acheminement du paquet vers sa destination finale si le nœud destinataire ne se trouve pas dans la portée du nœud émetteur.

#### 4.1.2 Mise en place d'une communication maître/esclave *point à point*

##### 4.1.2.1 Communication maître esclave

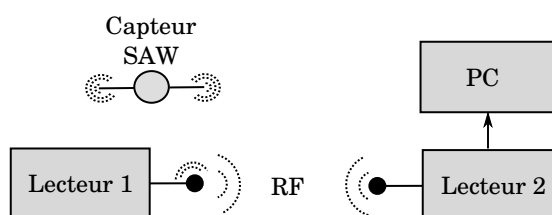


FIGURE 4.2 – Communication maître / esclave : le lecteur 1 sonde le capteur SAW et il transmet l'information vers le lecteur 2 qui transfère la donnée sur un PC

Le logiciel implanté dans le lecteur est constitué de deux modes : un mode pour interroger les capteurs SAW et le second pour transmettre l'information de l'esclave vers le maître (Fig. 4.2) La communication sans fils est une communication radiofréquence avec une modulation FSK de 55 kHz centrée à 434 MHz. Le composant choisi a la caractéristique d'être half-duplex, c'est à dire qu'il ne peut recevoir et émettre au même temps. La broche SWITCH du radiomodem permet de choisir soit l'émission, soit la réception de données. En fonctionnement classique, les données contenant le résultats des mesures sont envoyées sur le port série 1 du microcontrôleur. Lors d'une communication maître/esclave, les données sont redirigées vers le second port série du microcontrôleur. Celui-ci a la broche d'émission TX connectée sur la broche DATAIN (broche permettant la transcription des données numériques vers des données RF) et la broche réception RX sur la broche DATA (RF vers données numériques). Lorsque le mode réception est activé, le radiomodem peut détecter un message qui lui est adressé par une comparaison bit à bit de l'adresse destinataire envoyée et de son adresse enregistrée dans le registre de *motif* (de 8 à 32 bits). Lorsque ces adresses sont identiques, le composant commute l'état de la broche *pattern*, ce qui crée une interruption au sein du microcontrôleur avertissant qu'un message lui est destiné. Les trames sont constituées selon le schéma de la figure 4.3. La détection de la trame se fait dans la gestion des interruptions de l'UART2. La trame est validée lorsque la broche *pattern* est activée et que les caractères "OK" sont reçus.

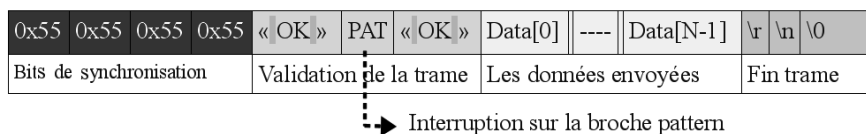


FIGURE 4.3 – Composition des trames d’émission/réception.

Pour un test préliminaire, l’activation d’un motif de 8 bits suffit, mais lors d’une communication en environnement extérieur des bruits de mesure apparaissent. Pour avoir une communication plus robuste, l’activation de la broche *pattern* se fera sur un mot de 32 bits correspondant au masque inscrit dans le radiomodem cible. La communication de données entre le XE1203F et le microcontrôleur est une communication série RS232 qui est constituée d’un bit de stop et de start. Pour activer la broche *pattern*, le composant doit recevoir le même code de 32 bits que le motif programmé dans le registre de masque. La communication RS232 ajoute des bits de start et de stop : le code d’identification reçu doit donc tenir compte des bits ajoutés par la communication asynchrone (Fig. 4.4). Une fonction de mise en forme du code est créée, qui adapte le code en réception et élimine l’octet de trop (40 bits envoyés, dont seul 32 serviront pour le masque). L’utilisation du port série plutôt que des broches entrée/sortie commutées manuellement permet de s’affranchir de la gestion du temps de commutation. Les données émises ou reçues sont stockées dans des tableaux temporaires avant d’être traitées. Une communication point à point permet ainsi de sonder un capteur SAW et de transmettre l’information de mesure vers un autre lecteur.

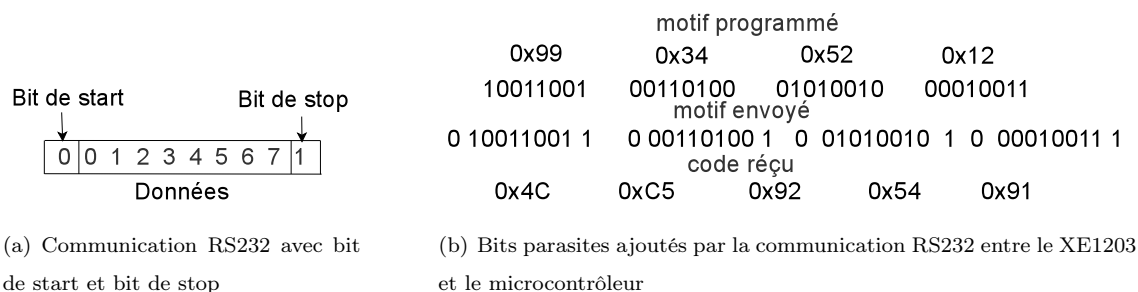


FIGURE 4.4 – La communication série entre le microcontrôleur et radiomodem ajoute des bits supplémentaires qu’il faut prendre en compte dans l’enregistrement du motif d’adresse du lecteur récepteur.



### 4.1.3 Création d'un réseau Ad Hoc

Le projet BQR (Bonus Qualité Recherche) nommé SURECI (SURveillance d'un système complexe par RÉseaux de Capteurs Intelligents) consiste à développer un réseau de capteurs communiquant visant à collecter l'information, router les chemins pour acheminer les données de la source vers un destinataire pour que celui-ci les traite. Si nous utilisons la communication point à point précédemment réalisée pour router l'information, cela implique d'implémenter le protocole haut niveau à la main. Dans le but d'éviter cette contrainte, il a été décidé d'installer TinyOS sur les interrogateurs dans l'espoir de pouvoir exploiter les protocoles de communication qui y sont implémentés. La difficulté consiste dans cette approche à porter le logiciel embarqué de mesure de réponse de capteur SAW à l'environnement TinyOS en respectant son architecture événementielle.

#### TinyOS

TinyOS est un système d'exploitation open-source développé par l'université américaine de Berkeley [160]. Il a été spécialement conçu pour les réseaux de capteurs [161] et il a été programmé en NesC (dialecte du C). Il se caractérise par un fonctionnement événementiel et il est constitué d'une bibliothèque de composants qui implémentent un ensemble spécifique de services (composant, interfaces, plateforme, bibliothèque). La principale raison d'utilisation de TinyOS comme système d'exploitation sur les lecteurs est de pouvoir exploiter les fonctionnalités déjà développées au sein de ce logiciel et en particulier pour le routage de signaux. Pour ce faire, il a fallu développer un certain nombre de fichiers constituant la couche physique pour rendre compatible le pilote du XE1203F sur les entrées et sorties fournies par la couche de liaison *ActiveMessageC* (Fig. 4.5). Cette interface permet de faire la liaison entre la couche réseau et la couche physique et de faire abstraction du matériel utilisé. Cela permet d'assurer la compatibilité multiplateforme pour toutes les plateformes possédant ce fichier.

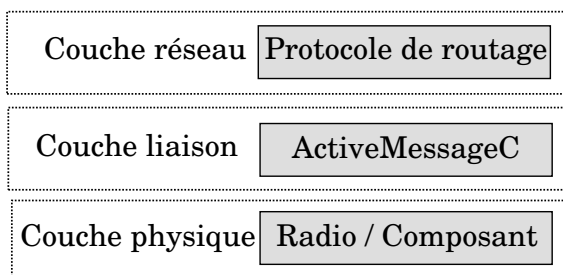


FIGURE 4.5 – La couche réseau permet d'utiliser les protocoles de routage implémentés dans TinyOS (gestion de haut niveau), la couche liaison permet de transcrire les informations en données compatibles avec par la couche physique gérant le composant.

Utilisation du protocole CTP [162] disponible dans l'interface TinyOS

Le protocole CTP (Collection Tree Protocol) utilise ETX (Expected Transmission Count) [163] pour définir un gradient de distribution sur chaque nœud indiquant combien de fois un message à l'origine de ce nœud est transmis avant qu'il n'atteigne la destination finale. Chaque nœud avec CTP diffuse des messages contenant des informations concernant son rang calculé. Ce protocole est dit adress-free dans la mesure où un nœud (lecteur) n'envoie pas un paquet à la station de base (la racine de l'arbre) en particulier. Son implémentation est disponible avec la version TinyOS 2.1, qui est directement utilisable pour réaliser des réseaux de capteurs (WSN). CTP est un protocole qui définit un ou plusieurs arbres pour collecter l'information. Le root joue un rôle de puits de données. Les différents nœuds constituant le réseau vont choisir la route à emprunter pour arriver au puits grâce à un gradient de routage sur chaque nœuds. Lorsqu'un nœud veut envoyer une information au puits, il l'envoie à travers l'arbre. L'acheminement des données doit faire face à un certain nombre de difficultés :

- la détection de boucles, ceci se produit lorsqu'un nœud choisit comme parent un de ses descendants,
- la détection de la duplication d'un message suite à la perte de l'accusé de réception dans le réseau, afin d'éviter de l'encombrer avec des messages dupliqués,
- savoir choisir parmi les voisins d'un nœud lequel est le meilleur voisin.

Pour faire face à ces difficultés, le protocoles CTP s'organise en différents composants donc les principaux sont *Forwarding Engine*, *Routing Engine*, *Link Estimator* (Fig. 4.6).

- *Link Estimator* : ce composant sert à évaluer les routes en envoyant périodiquement des messages contenant une table de routage, en particulier la valeur du gradient de routage nommé ETX. Un root a un ETX égale à 0, l'ETX d'un nœud est égale à l'ETX de son parent auquel on ajoute l'ETX du lien entre lui et son parent.
- *Routing Engine* : ce composant est responsable du choix du meilleur parent pour la transmission de données. Il enregistre les valeurs des ETX des voisins du nœud courant dans la table de routage et il choisit celui qui possède le plus petit ETX.
- *Forwarding Engine* : ce composant gère la transmission des paquets vers le prochain nœud, en les retransmettant en cas d'échec. Il décide à quel moment le paquet sera transmis et détecte les incohérences de routage. Il est responsable de la gestion de la pile des messages à retransmettre et de détecter les doublons causés par la perte des accusés de réception.

L'application EasyCollection permet de recueillir les données générées dans le

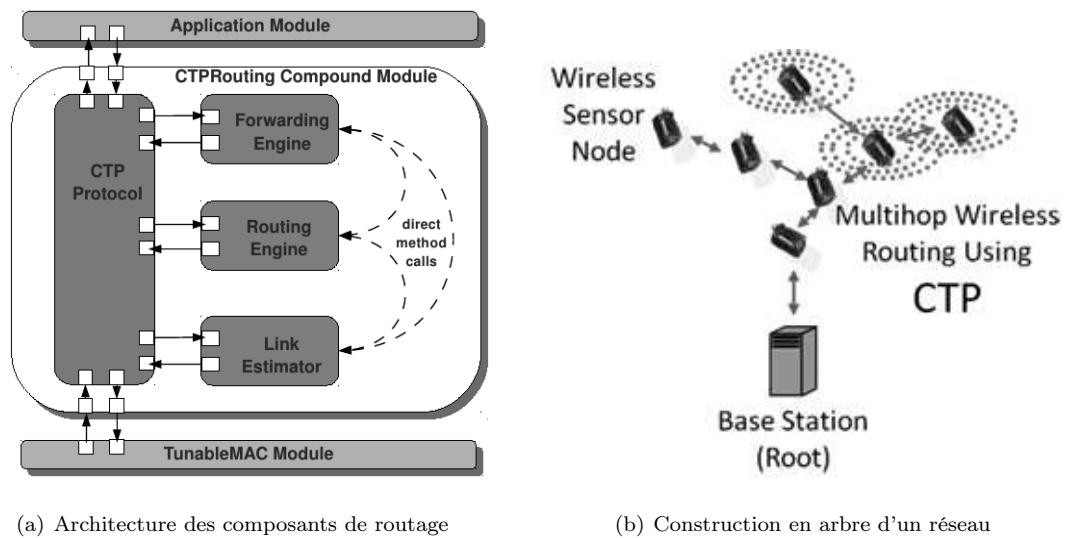


FIGURE 4.6 – (a) Architecture du protocole CTP : les blocs chargés de router les informations [164]. (b) Les nœuds de ces réseaux recueillent les données des capteurs et relaient les informations vers la station de base par liaison sans fil multi-sauts.[165]

réseau et de les envoyer vers un puits. Pour collecter les informations, un ou plusieurs arbres peuvent être construits dont chacun est enraciné dans une station de base (le root).

### Application

Nous avons testé les deux types de collecte d'informations implémentés (Fig. 4.7). L'une utilise la communication maître/esclave avec une liaison point à point et l'autre le protocole CTP avec le logiciel TinyOS. Une difficulté majeure rencontrée dans le portage du logiciel d'interrogation de capteurs SAW tient au rôle dual du radiomodem, tantôt utilisé comme composant numérique (communication) et tantôt analogique (Mesure de capteur SAW). Ainsi, en fonction de la tâche activée par un évènement de TinyOS, une reconfiguration du modem est nécessaire.

### Test maître/esclave

La communication maître/esclave utilise une liaison point à point exploitant les radio-modems sans capacité de routage des paquets. Ceci est avantageux du point de vue économie d'énergie. En mode réception, le radiomodem peut détecter si le message lui est destiné. Si c'est le cas, il active la broche « pattern » qui réveille le microcontrôleur. Cela permet de limiter la consommation énergétique en maintenant le microcontrôleur en état de veille. Le fonctionnement séquentiel permet d'ordonner aux esclaves de mesurer les uns après les autres leurs capteurs SAW sans qu'il y aie

d'émission simultanée qui risquerait de perturber l'acquisition du lecteur voisin.

### Test avec le protocole CTP

Le protocole CPT disponible dans le bibliothèque de TinyOS permet le routage et l'acheminement des messages vers un puits. Nous l'avons implémenté sur 4 lecteurs, 3 lecteurs fonctionnent sur batterie collectent les informations et les transmettent au quatrième qui est le puits connecté à un PC. Le puits est toujours alimenté mais pour économiser l'énergie des autres lecteurs, nous avons décidé de les endormir et de les réveiller simultanément dans des créneaux de 15 min. À leurs réveil, les lecteurs reconstruisent l'arbre pour transférer le résultat de la mesure. Il s'avère à l'usage qu'au bout d'un certain temps (quelques heures), certains lecteurs ne répondent plus. Nous n'avons pas eu le temps d'étudier plus en détail le code de haut niveau du protocole CTP implémenté dans TinyOS pour déterminer la source d'erreur, provenant peut être d'un oubli de la couche MAC ou tout simplement d'une erreur d'implémentation du code.

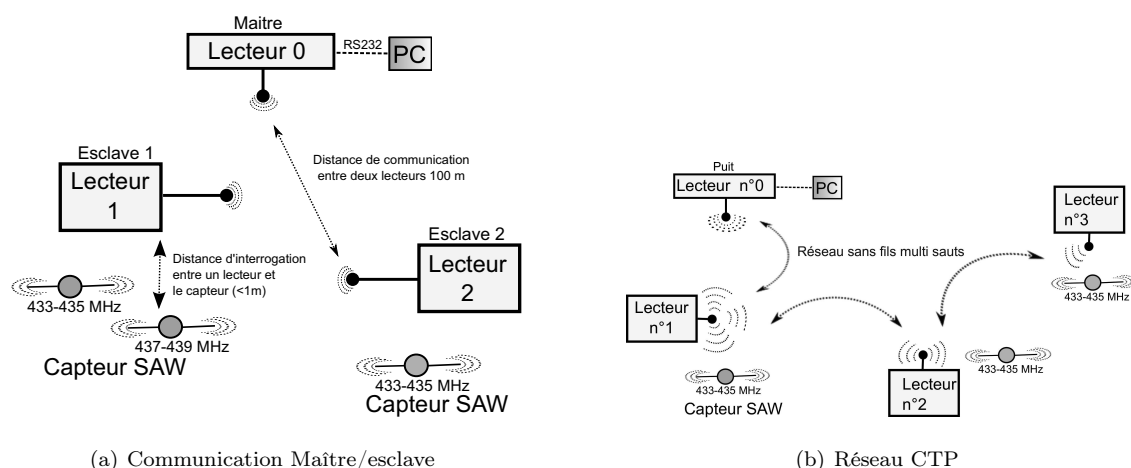


FIGURE 4.7 – (a) Première approche : utilisation de plusieurs interrogateurs, un en maître et les autres en esclaves. Le maître réveille les esclaves endormis séquentiellement. L'esclave sonde le capteur SAW, retransmet au maître la mesure et se rendort. (b) Seconde approche : un puits de collecte d'information est chargé de recueillir les mesures des lecteurs détectés au travers de l'arbre, le multi-saut permet au lecteur 3 de transmettre sa mesure au puits de données.

## 4.2 Lecteur compact sur batterie

L'utilisation d'un radiomodem pour l'interrogation de capteurs SAW présente un avantage pour une utilisation sur batterie. En effet, le composant XE1203F propose un mode faible consommation dit « mode de veille » tout comme le microcontrôleur

Cortex-M3, ce qui permet de développer une application où le lecteur fonctionne sur batterie. Un exemple est détaillé (Fig. 4.8). Dans cette application visant à relever périodiquement la température, le lecteur est réveillé à intervalle de temps régulier défini par le microcontrôleur. Chaque mesure est datée puis stockée sur une microcarte SD (système FAT 32) pour être facilement prélevée. La consommation de l'électronique est détaillée dans le tableau (4.1). En utilisant une batterie rechargeable Lithium de 6000mAh, le mode « standby » total offre une autonomie d'environ 40 jours ce qui contraint l'utilisateur à aller la remplacer 10 fois dans l'année. Dans ces conditions le circuit n'est pas exploitable sur pile. En retirant l'interface USB-RS232 (FTDI), l'autonomie est augmentée à 6 mois. Le courant de fuite résiduel provient de la carte SD qui permet un stockage redondant des informations transmises : le microcontrôleur seul en mode veille sans carte SD, entouré de composants passifs optimisés (fortes valeurs de résistance de tirage) consomme moins de  $10 \mu\text{A}$ .

TABLE 4.1 – Mesure de la consommation énergétique de la carte compacte

Fonctionnement sélectionné	Consommation
Émission continue	140 mA
Interrogation	80 mA
Mode standby microcontrôleur et Radio modem réception	22,3 mA
Mode standby total	6 mA
Sans interface USB-RS232 FTDI	1,2 mA

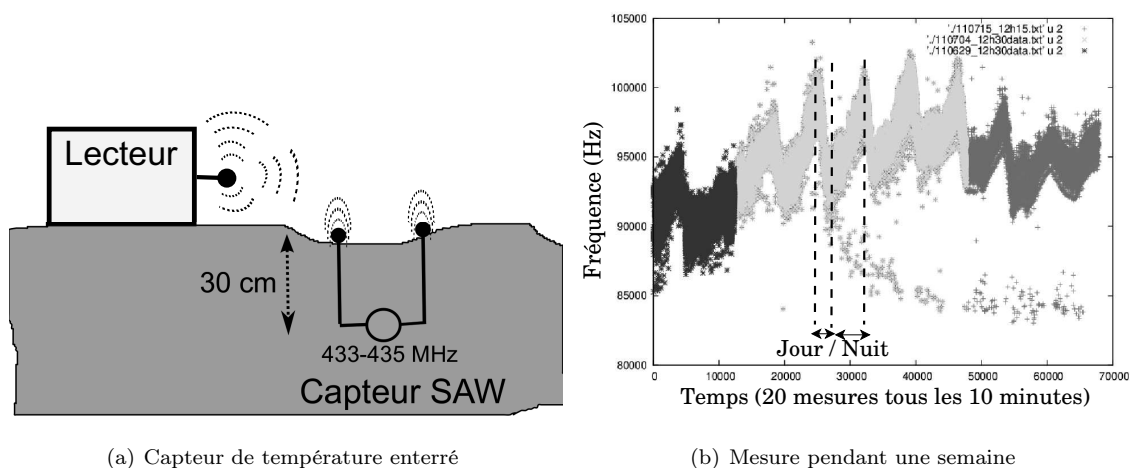


FIGURE 4.8 – (a) Lecteur SAW autonome sur batterie pour la mesure d'un capteur de température enterré à 30 cm de profondeur. (b) Résultat de la mesure d'une semaine avec 20 mesures toutes les 10 minutes.

### 4.3 Démonstration de réseau de capteur au salon Micronora Besançon 2012

Le salon des micro-techniques et de précision prend place à Besançon du 25-28 septembre 2012. Ce salon existe depuis quarante ans, il bénéficie d'un développement régulier et d'une forte notoriété. L'institut FEMTO-ST expose sur un stand les réalisations de la salle blanche. Les capteurs SAW hautes températures réalisés dans le cadre du projet SAWHOT sont conçus en salle blanche. C'est pourquoi on se propose de réaliser une démonstration d'une application réseau de capteurs. Seuls deux capteurs sont utilisés, un capteur (SEAS10 support quartz) pour mesurer la température ambiante de la pièce et un capteur LGS pour la mesure haute température dans le four. Les deux capteurs ont une gamme de fonctionnement de (430-440) MHz. Cela implique une gestion temporelle du réseau d'interrogation pour ne pas avoir des lecteurs interrogeant simultanément leurs capteurs de températures.

#### 4.3.1 Interrogation large bande

La plage d'interrogation des capteurs LGS dépasse le maximum de fréquence synthétisable par l'interrogateur compact équipé d'un quartz de 39 MHz : la synthèse de fréquence à base de PLL fractionnaire est capable de synthétiser une fréquence de  $434 \text{ MHz} \pm 8 \text{ MHz}$ . La gamme d'utilisation des capteurs à base de LGS dépasse 442 MHz. La solution consiste à décaler la fréquence de référence au dessus de 39 MHz afin que la borne supérieure de l'intervalle des fréquences soit au dessus de 442 MHz. La première solution pour cadencer le radiomodem consiste à utiliser un synthétiseur de fréquence externe de manière à obtenir un décalage fréquentiel de 4 MHz soit une fréquence de 438 MHz pour une programmation nulle dans le registre de gestion de la PLL (qui devrait correspondre à une fréquence de sortie de 434 MHz). Cette solution temporaire est encombrante : le générateur de fréquence est remplacé par un quartz à 39,321 MHz qui permet d'obtenir 437617800 Hz en sortie du radiomodem lors de la programmation des registres supposés générer 434 MHz lors du cadencement par un quartz de 39 MHz. Ce quartz oscille sur son mode d'harmonique 3, il n'a pas de mode fondamental autour de 39 MHz. Pour le forcer à osciller sur la troisième harmonique, une association LC devrait y être ajoutée mais on se contente d'une résistance en parallèle entre les broches dont la valeur est déterminée de manière empirique (utilisation d'un potentiomètre pour faire osciller le quartz sur son harmonique 3 puis mesure de la résistance du potentiomètre (2,2 K $\Omega$ )).

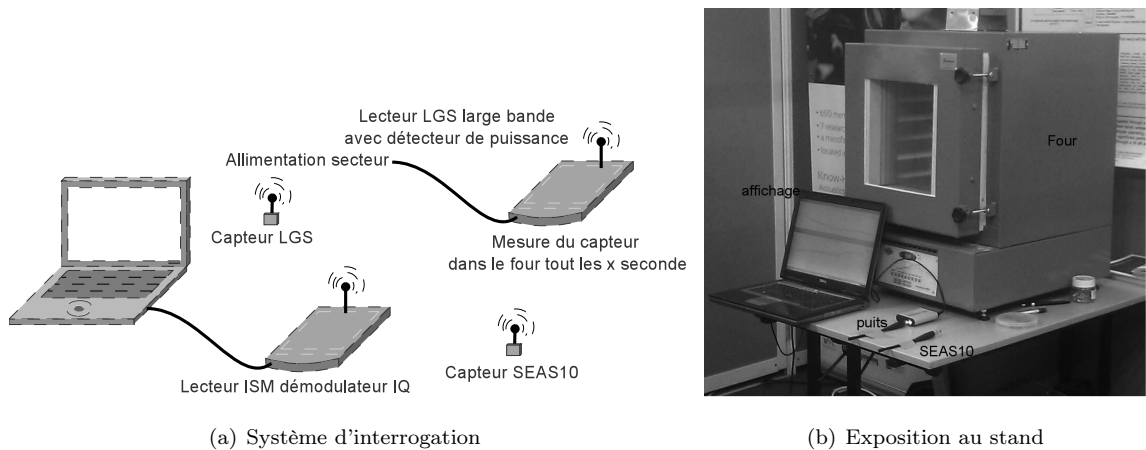


FIGURE 4.9 – (a) Schéma de principe de fonctionnement pour le multiplexage temporel ; (b) photo de la démonstration sur le salon Micronora : un système se trouve devant le four et un autre derrière le four pour sonder le capteur à l'intérieur de celui-ci.

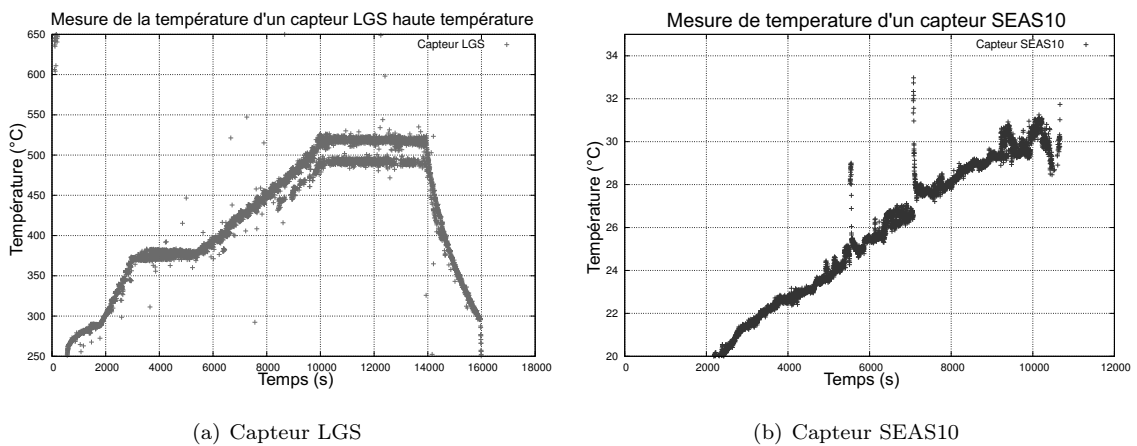


FIGURE 4.10 – (a) Mesure du capteur langasite présent dans le four toutes les 2 secondes (b) Mesure du capteur SEAS10 à la température ambiante

### 4.3.2 Exposition du système

L'expérience se constitue de 2 interrogateurs (Fig. 4.9), un lecteur possède une réception par radiomodem et l'autre une configuration hybride incompatible avec la réception de signaux numériques. Par conséquent, un seul lecteur peut recevoir une trame de communication alors que les deux peuvent transmettre des informations. Le premier lecteur large bande avec détecteur de puissance est en charge d'interroger le capteur LGS qui se trouve dans un four haute température. Le temps alloué pour cette mesure est inférieur à une seconde pour faire une moyenne de 16 acquisitions. Une fois la mesure réalisée, ce lecteur passe son radiomodem en mode émission

de données numériques pour transmettre l'information de mesure, puis il coupe l'émission RF pour ne pas perturber le second interrogateur. Le second lecteur est connecté au PC, il est en charge de récupérer les mesures transmises par le lecteur LGS. Lorsqu'elles sont acquises, il sonde le capteur SEAS10 avant de transmettre les trames acquises au PC (sa mesure et la mesure du premier interrogateur. Le temps alloué pour cette tâche est de une seconde. Le premier lecteur se réveille après 2 secondes pour réaliser une nouvelle mesure. Ce multiplexage temporel permet de garantir que nos interrogateurs n'émettent pas de signaux simultanément. Les trames acquises sont affichées sur le PC en utilisant une interface graphique réalisée avec `gnuplot` permettant un rafraîchissement de l'affichage toutes les 2 secondes (Fig. 4.10).

## Conclusion

L'électronique embarquée du lecteur permet d'avoir un système intelligent pouvant être utilisé pour collecter et stocker les informations de mesure sur carte SD pour des applications autonomes ou pour réaliser des applications réseaux de capteurs. Les fonctionnalités présentes dans TinyOS ont permis de réaliser un réseau de capteurs en utilisant l'implémentation du protocole CTP disponible dans les composants du logiciel, mais cela a suscité un développement des fichiers de bas niveau ainsi que la couche `activeMessageC`. Pour étendre l'utilisation à N lecteurs, ce travail nécessite d'être approfondi, notamment par l'ajout de la couche MAC pour éviter que deux lecteurs n'émettent simultanément.



# Conclusion générale et perspectives

Les travaux réalisés dans le cadre de cette thèse s'attachent à démontrer la possibilité de réaliser une électronique d'interrogation pour sonder un capteur à ondes élastiques de surface pour la mesure de température supérieure à  $650^{\circ}C$ . Ces trois années de recherche nous ont permis de mener un projet dans sa globalité afin de comprendre les principes de base de la conception et fabrication d'un composant SAW, la conception et réalisation de l'électronique d'interrogation ainsi que leur caractérisation expérimentale.

Afin de situer le contexte dans lequel s'est inscrit notre travail de recherche, nous avons tout d'abord présenté quelques exemples de capteurs de température filaires et quelques notions portant sur la mesure de température à distance avec et sans contact. Nous avons décrit des applications de mesure de température sans fils liées notamment à l'utilisation des étiquettes RFID ainsi qu'à la technologie SAW après une introduction à la piézoélectricité. La bande UHF est compatible avec l'exploitation de deux types de capteurs de température : l'un utilise des puces à base de silicium où l'activation de la celle-ci s'effectue avec une réception minimale de puissance émise par le lecteur dépassant la tension de seuil de la diode, tandis que la seconde exploite un substrat piézoélectrique qui répond linéairement aux sollicitation RF et étend par conséquent la portée de la mesure.

Le projet SAWHOT a consisté à réaliser un capteur à base de langasite (LGS), qui est un matériau capable de résister aux hautes températures, ainsi que la conception d'une électronique dédiée pour sonder ce capteur. Pour une bonne prise en main du sujet, le fonctionnement de la technologie SAW a été présenté avec utilisation des peignes interdigités pour la conception de dispositif. Parmi ces dispositifs, les lignes à retard permettent d'identifier le capteur et de réaliser une mesure de température. Une mesure sans fil n'est possible que par l'utilisation d'un matériau fortement couplé. Cette condition n'est pas respectée par la LGS. Le projet SAWHOT a conduit à créer des capteurs constitués de deux résonateurs SAW. Pour réaliser une électronique d'interrogation de ces capteurs, une étude des systèmes d'interrogation existant

a été effectuée ainsi que l'analyse des étages constituant ces systèmes de radiocommunication, émetteur et récepteur. L'architecture des électroniques créées est basée sur le fonctionnement d'un analyseur de réseau à balayage de fréquence suivi d'une analyse de l'énergie réémise par le capteur suite à son excitation. Le premier lecteur est qualifié de lecteur haute performance, son architecture est équipée d'une synthèse numérique à base de DDS et d'un détecteur de puissance permettant de balayer une large bande de fréquence. Cette large bande d'utilisation permet de suivre l'évolution des capteurs LGS hors de la bande ISM. Pour rendre le lecteur plus robuste, différents algorithmes ont été créés. Le premier consiste à sonder la bande ISM par pas de fréquence prédéfini pour obtenir un minimum de trois points d'interrogation nécessaires au fit parabolique. Celui-ci permet d'identifier la fréquence pour laquelle le maximum d'énergie reçue lors du balayage correspond à la fréquence de résonance du dispositif. La vitesse d'acquisition d'une mesure va dépendre du nombre d'interrogations réalisées pour identifier la fréquence de résonance. Le temps pour obtenir une mesure constituée de 16 moyennes est de  $16 \times 7,7$  ms soit 0,12 s. Pour augmenter la fréquence de rafraichissement du système, le temps d'interrogation est diminué par un asservissement sur le pic de résonance : il se contente de 3 points d'acquisition après une identification initiale de la fréquence de résonance. La vitesse d'acquisition du système permet une mesure en  $180 \mu s$  avec une précision de 100 Hz avec 16 moyennes. Pour un capteur présentant une sensibilité de  $2500 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$ , la précision en température est d'environ  $0,05^\circ\text{C}$ . Pour augmenter cette précision nous nous sommes orientés vers une interrogation par modulation de fréquence. L'architecture matérielle du lecteur ne permettant pas d'obtenir une mesure de phase, nous avons utilisé le principe de la conversion fréquence vers amplitude au travers de la fonction de transfert du résonateur. La réponse en amplitude et le signe (positif ou négatif) de la phase de part et d'autre de la résonance a permis de réaliser un asservissement sur celle-ci : ainsi, la fréquence de résonance peut être trouvée avec une précision de 25 Hz. La latence introduite par l'accumulation d'interrogations pour réaliser un filtrage numérique limite la fréquence de rafraichissement de la mesure à 3-4 Hz. Pour remédier à ce problème, nous avons utilisé seulement deux points d'interrogation pour réaliser un asservissement sur la rotation de phase. La vitesse d'acquisition est alors comparable au mode trois points avec une précision de 25 Hz.

Afin de répondre aux exigences du projet SAWHOT dans lequel le capteur est susceptible d'être placé à proximité de la source de chaleur, un fonctionnement d'une électronique jusqu'à  $140^\circ\text{C}$  a été validée.

Nous avons ensuite cherché à réaliser une électronique compacte dans le but de

minimiser le nombre de composants constituant la carte de l'électronique. Le détournement de radio-modems pour l'interrogation de résonateur SAW semble être une voie intéressante. Ces composants ont été conçus pour réaliser de la communication RF : ils intègrent un étage de synthèse et de réception RF. Les constantes de temps de décharge de résonateur sont très faibles ( $< 10 \mu s$ ) : seul un radio-modem (XE1203F) répond à nos exigences (synthèse de fréquence, temps de commutation et sorties IQ analogiques). L'architecture compacte est composée d'un minimum de composants ( $\mu C$ , radio-modem, atténuateur et switch RF). Nous avons dû adapter de nouveaux algorithmes pour sonder un capteur constitué de deux résonances en utilisant un étage de réception homodyne. Les outils de traitement du signal RADAR comme l'intercorrélacion ont permis d'extraire la différence de fréquences entre 2 résonateurs selon un principe exploitant au mieux l'architecture différentielle des capteurs. Nous avons dû faire face au problème de déséquilibre entre la voie en phase et en quadrature de phase du démodulateur sur l'étage de réception du radio-modem, se traduisant par un biais sur le résultat de mesure en fonction de la distance séparant le capteur du lecteur. L'analyse de la phase de l'intercorrélacion a permis de proposer une correction de ce problème. Lors de tests dans une cavité fermée, la relation entre la phase de l'intercorrélacion et le résultat fréquentiel a été source d'erreurs de mesure : nous nous sommes tournés vers la réalisation d'une méthode d'interrogation par fréquence intermédiaire pour se placer dans un régime de fonctionnement hors des rotations de phase des filtres de l'étage de réception susceptibles d'être la source de ce biais. L'application de coefficients de calibrage permet de déduire la température subie par le capteur.

À ce jour, nous avons fait la démonstration de notre capacité à réaliser une électronique compacte, qui a l'avantage d'utiliser un élément de radiocommunication pour sonder un capteur SAW à distance (0 à 100 cm) et de transférer l'information au travers une liaison RF à 434 MHz. Ainsi, des applications réseaux de capteurs peuvent être réalisées en utilisant une communication point à point entre lecteurs, de type maître/esclave, ou en utilisant le protocole CTP disponible grâce à la plateforme TinyOS pour former un réseau Ad-hoc de capteurs. De futurs développements concernant ce protocole peuvent être envisagés, notamment l'utilisation de la couche MAC pour éviter que deux lecteurs émettent simultanément.

Ces dernières années, les capteurs sans fils se sont développés dans de nombreuses applications : mesures de température, de pression et de couple. L'amélioration de la sensibilité, la réduction des dimensions et la réduction des prix des systèmes de mesure contribuent fortement à cette avancée. Les étiquettes RFID à base de puces équipées de capteurs de température vise à optimiser la consommation de leurs circuits ou

à recycler de l'énergie par la récupération d'énergie environnante. Néanmoins, la technologie utilisant les ondes élastiques de surface permet une mesure sans fils dans des milieux où la température atteint  $650^{\circ}C$ , température à laquelle les puces RFID à base de silicium ne peuvent résister. Cette gamme de mesure étendue de température offre un avenir prometteur au capteur SAW.

# Table des figures

1.1	Fonction de transfert d'un capteur . . . . .	7
1.2	La mesure sans contact permet la mesure de température (de l'ambiante à des températures $>1000\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) mais nécessite que le capteur ait une vision directe de la cible. La mesure par contact peut réaliser une mesure sans vision directe de la cible en utilisant un capteur implanté sur l'objet à instrumenter communiquant par transmission RF . . . .	13
1.3	Spectre de radio-fréquence . . . . .	14
1.4	Le système utilisant un champ proche s'appuie sur le champ magnétique créé au travers du couplage inductif de l'antenne de l'étiquette. En utilisant le principe de l'induction de Faraday, le courant circulant au travers de la bobine du lecteur provoque un champ magnétique autour d'elle, capté par la bobine de l'étiquette. La communication entre le lecteur et l'étiquette se fait grâce à une modulation de charge : l'étiquette fait varier le courant par modification de la charge, toute variation du courant dans la bobine de l'étiquette provoque une variation de courant dans la bobine du lecteur détectée par celui-ci. Le système utilisant le champ lointain utilise le champ électromagnétique : l'antenne de étiquette capte l'énergie RF émise par le lecteur, la modification de charge de l'antenne permet de renvoyer une partie de cette énergie incidente en raison d'une différence d'impédance entre l'antenne et le circuit de charge. Cette technique est appelée rétro-diffusion. . . . .	15
1.5	Atténuation en fonction de la fréquence d'interrogation dans un sol avec des pertes moyennes. . . . .	16
1.6	Cette figure est extraite du livre [20]. Elle permet de comparer la distance d'interrogation d'étiquettes par des lecteurs RFIDs qui utilisent différentes fréquences de fonctionnement avec une intensité de champ magnétique et une aire d'antenne qui sont maintenues constantes. . .	17

1.7	Application industrielle existante extraite de [42] : l'étiquette KSW Microtec TempSens permet la mesure de température de $-15^{\circ}\text{C}/50^{\circ}\text{C}$ à une distance supérieure à 50 cm pour une taille de capteur type carte de crédit. Elle permet le contrôle de la chaîne de température dans de nombreux domaines (agroalimentaire, pharmaceutique...)	21
1.8	Déplacement mécanique de l'onde de Rayleigh et de l'onde de Love [55]	23
1.9	Les principales dates des découvertes conduisant à l'apparition des dispositifs SAW [61]	24
1.10	Paramètre d'un IDT	24
1.11	Transducteur interdigité à pondération d'ouverture. La réponse d'un tel dispositif peut être utilisée pour réaliser des filtres RF	25
1.12	Étapes technologiques pour la réalisation de peignes IDT à partir d'un wafer nu (1) : par gravure, (2) dépôt couche d'accroche et métal, (3) recouvrement de résine photosensible, (4) insolation et révélation de la résine, (5) gravure sèche ou humide de la couche métallique. Par lift-off : (2) recouvrement de résine photosensible, (3) structuration de la résine, (4) dépôt d'une couche d'accroche et de métal, (5) élimination de la résine et du métal qu'elle supporte.	27
1.13	Étude de la maîtrise du dépôt de platine (150 nm) sur un substrat de Langasite coupe $\text{YXlt}/48.5/26.7$ [65]. Un surplus de dépôt provoque une réduction de la vitesse de l'onde donc une réduction de la fréquence de résonance du dispositif. L'utilisation d'électrodes de densité élevée ( $20 \text{ kg}/\text{m}^3$ ) maximise la sensibilité de la vitesse de phase à la charge massique de surface.	27
1.14	Réponse fréquentielle filtre SAW	28
1.15	L'émission d'une impulsion RF à une fréquence donnée crée une onde électrique qui est captée par l'antenne du dispositif (a), l'extrémité de l'antenne est reliée à un peigne inter-digité, l'effet piézoélectrique du matériau choisi transforme l'onde EM en onde de surface qui est retournée par les réflecteurs vers la source. L'effet piézoélectrique direct convertit cette onde réfléchiée en une onde RF que l'étage de réception détecte sous forme d'échos RF. Ces échos RF sont observés lors de l'interrogation de lignes à retard (ici acquise auprès de CTR (Carinthian Tech Research), Autriche), pour un fonctionnement entre 2,4 et 2,45 GHz (b).	31

- 1.16 Ligne à retard dispersive à ondes de surface. Le signal RF est transformé en ondes élastiques de surface par les IDTs. La variation de distance d'une paire d'électrodes à la suivante permet de générer des ondes élastiques de longueurs d'ondes différentes. Les longueurs d'ondes les plus longues parcourent une plus grande distance que les longueurs d'ondes courtes [93]. . . . . 32
- 1.17 La puissance transmise par le lecteur au résonateur est déterminée par le recouvrement spectral entre l'impulsion émise et la fonction de transfert du transducteur. L'onde électrique est captée par l'antenne puis transformée en ondes élastiques de surface, la périodicité des peignes constituant les miroirs déposés sur le dispositif permet d'emmagasiner l'énergie (condition de Bragg). Une fois l'excitation coupée, l'amplitude de la réponse temporelle décroît exponentiellement. un signal électromagnétique proportionnel est ré-émis par l'antenne. . . . . 34
- 1.18 (a) Schéma équivalent de Butterworth-Van Dyke (BVD) d'un résonateur SAW. La première branche est constituée d'une inductance, d'une capacité et d'une résistance, la seconde branche représente la capacité statique. (b) La réponse en amplitude du résonateur (réponse (BVD) S11 ainsi que l'inverse de l'enveloppe de la réponse ( $f_{rep}^{-1}$ ), forme caractéristique d'une acquisition telle que réalisée par un lecteur RF dédié (recherche du minimum du S11). . . . . 34
- 1.19 (a) : calibrage d'un capteur LGS double résonance. Les courbes présentent l'évolution des fréquences F1 et F2 en fonction de la température ainsi que la différence de fréquence  $\delta f$ . En recherchant la parabole passant par tous les points des courbes, il est possible de déterminer les coefficients liant température et fréquence. Après application des coefficients sur la différence de fréquences, la figure (b) est tracée, représentant une comparaison entre la mesure réalisée par le capteur SAW et la mesure de référence de la sonde Pt100. . . . . 37
- 1.20 Synoptique simplifié d'un analyseur de réseau : pour trouver les paramètres S, il faut connaître les signaux réfléchis ( $V_{SR}$ ) et transmis ( $V_{ST}$ ) et le signal incident ( $V_S I$ ) en entrée et sortie du DST (dispositif sous test). Après une division par deux du signal de la source RF, une partie prélevée sert de référence et l'autre attaque le DST (signal incident). Une partie du signal est transmise et l'autre est réfléchi, une partie des signaux ( $V_{SR}, V_{ST}$ ) est dérivée grâce à des coupleurs pour calculer les paramètres S du DST [103] . . . . . 38

1.21	Principe de fonctionnement d'un détecteur synchrone . . . . .	38
1.22	Exemples de caractérisation de composants SAW à l'analyseur de réseau ; gauche : mesure de l'amplitude ( $ V_{SR} $ ) et de la phase $\phi$ à l'analyseur de réseau d'un résonateur centré autour de 434 MHz. Droite : la réponse d'une ligne à retard de 4 bits. La réponse temporelle des échos des quatre réflecteurs suite à leur excitation peut être visualisée après une TF inverse. . . . .	39
1.23	Principe d'interrogation d'un capteur SAW . . . . .	40
1.24	Cette figure présente un schéma de principe de fonctionnement d'interrogateur de capteur SAW pour l'interrogation de capteur SAW. Pour une interrogation à fréquence fixe, la source de fréquence sera un oscillateur, dans le cas d'une interrogation par modulation de fréquence la source de fréquence sera une source de fréquence variable. . . . .	41
1.25	La figure (a) représente une interrogation d'une ligne à retard avec émission d'une impulsion de fréquence fixe (a). La réception est constituée d'un train d'échos correspondant à chaque réflecteur de la ligne. (b) Interrogation d'une ligne à retard dans le cas d'une émission de modulation de fréquence : les échos sont une image de la rampe de fréquence d'émission retardée dans le temps. . . . .	44
1.26	L'expérience (a) a pour but la visualisation à l'oscilloscope (échantillonnage à 2 GHz) de la charge et la décharge d'un résonateur. Le générateur d'impulsion est utilisé pour commander le commutateur RF de manière à envoyer un train d'impulsions pour visualiser la charge du résonateur sur l'oscilloscope. Le résultat de cette expérience (b) montre la charge du résonateur pendant $20 \mu s$ correspondant à la partie émission de fréquence, la décharge sur une dizaine de $\mu s$ reçue par la partie réception. Trois acquisitions successives sont réalisées à différentes fréquences d'émission (F0, F0-40 kHz, F0-120 kHz). F0 est l'interrogation pour une excitation par un signal de fréquence très proche de la fréquence de résonance, c'est à cette réponse que le maximum d'énergie est emmagasiné puis restitué par le résonateur. Lorsque l'excitation est coupée , l'énergie reçue décroît exponentiellement ( $e^{-\frac{t}{\tau}}$ ). . . . .	45
1.27	Exemple de séparation entre l'étage d'émission et l'étage de réception. (a) Mode bistatique à 2 antennes, (b) circulateur, (c) un coupleur , (d) $90^\circ$ -hybride, (e) commutateur RX/TX [121] . . . . .	47



- 1.28 La densité spectrale de bruit de phase ( $\alpha$ ) en bande latérale unique  $L(f)$  est défini en  $dBc/Hz$  lorsque la puissance  $P_n$  est déterminée sur une bande de largeur 1 Hz. Il est défini par  $L(f_m, B) = 10 \log_{10} \frac{P_n}{P_0}$  avec  $P_n = \frac{1}{B} \int_{f_0+f_m-B/2}^{f_0+f_m+B/2} DSP(f)df$ , la puissance de bruit dans une bande de fréquence B de 1 Hz à la distance  $f_m$  de la porteuse,  $f_0$  la fréquence porteuse,  $P_0$  désigne la puissance à  $f_0$ . . . . . 49
- 1.29 (a) Un VCO délivre une fréquence de sortie proportionnelle à la tension de commande présente à son entrée. (b) Schéma d'une PLL simple : la boucle à verrouillage de phase se compose de trois éléments, l'oscillateur commandé en tension (VCO), le comparateur de phase et le filtre de boucle. Le comparateur de phase produit une tension proportionnelle à la différence de phase des signaux à son entrée, cette tension après filtrage et amplification alimente un oscillateur commandé en tension dont la fréquence d'oscillation varie avec cette tension. Cette fréquence est proportionnelle à la fréquence de l'oscillateur de référence. La boucle de contre-réaction prélève un échantillon du signal divisé par  $N$  pour le comparer à la fréquence de l'oscillateur de référence. . . . . 49
- 1.30 Ces deux figures illustrent les principaux problèmes d'utilisation d'une PLL. (a) Le temps minimum nécessaire pour passer d'une fréquence à une autre avec l'utilisation de la PLL d'un radiomodem XE1203F. (b) La mesure de bruit de phase de la PLL ADF4360-0, elle n'est pas asservie correctement, la constante de temps de la boucle de rétroaction apparaît comme un maximum de bruit de phase, ici autour de 30 kHz comparé au synthétiseur de fréquence RS-sma100 . . . . . 50
- 1.31 Schéma d'une PLL fractionnaire : un diviseur d'un facteur M est ajouté entre l'oscillateur de référence et le comparateur de phase. . . 51
- 1.32 Schéma de principe d'un DDS [126] . . . . . 51
- 1.33 Analyse du spectre d'une synthèse de fréquence par DDS (AD9954) : ce DDS est un DDS 32 bits, l'horloge est cadencée à une fréquence  $f_{clk}$  de 360 MHz (quartz de 20 MHz multiplié par un facteur 18), en utilisant l'équation (1.22), le composant génère une fréquence à 70 MHz. Les raies parasites  $F_{clk}$ ,  $F_{clk} - F_{DDS}$  et  $F_{clk} + F_{DDS}$  doivent être filtrées pour ne pas perturber d'autres bandes de fréquence (en particulier pour ne pas émettre hors bande ISM). . . . . 52

1.34 Exemples de circuits-blocs de synthèse de fréquence : (a) Synthèse par mélange entre un DDS et un oscillateur local (cas d'un signal possédant des parties réelle et imaginaire); (b) Synthèse par utilisation d'une source de fréquence intermédiaire; (c) Synthèse par multiplication. . . . .	54
1.35 Principe RADAR . . . . .	54
1.36 Schéma d'interrogation de dispositifs SAW par un lecteur à une distance $R$ . Le lecteur émet un signal de puissance $P_L$ par une antenne qui présente un gain $G_L$ et une surface apparente $A_{WL}$ . L'antenne du dispositif SAW présente un gain $G_S$ et une surface apparente $A_{WS}$ , elle reçoit une puissance $P_{L \rightarrow S}$ [W] dépendant de la densité de puissance émise par le lecteur $S_L$ [ $W/m^2$ ]. Le dispositif SAW présente des pertes $\sigma$ , il ré-émet une puissance $P_R$ au travers de son antenne. L'étage de réception du lecteur reçoit un signal de puissance $P_{EL}$ [W] dépendant de la densité de puissance émise par le dispositif SAW $S_R$ [ $W/m^2$ ]. . . . .	57
1.37 Simulation de la distance d'interrogation en utilisant l'équation 1.32 pour plusieurs dispositifs SAW : un résonateur avec 5 dB de pertes, un gain d'antenne (GA) unitaire à 433 MHz; une LAR, 35 dB de pertes d'insertion (IL), GA unitaire à 433 MHz; une LAR, 35 dB de IL, GA de 22 dB, fonctionnement 2,45 GHz; une LAR, 35 dB de IL, GA unitaire fonctionnent à 2,45 GHz. . . . .	58
2.1 Amplitude du coefficient de réflexion $S_{11}$ d'un capteur SEAS10 obtenue à l'analyseur de réseau. Ce capteur est constitué de deux résonateurs SAW. Le premier résonateur est sensible à la grandeur à mesurer (la température). La plage de fréquence allouée correspond à la première partie de la bande ISM [433,05-433.9] MHz. Le second résonateur présente une dérive fréquentielle moins importante, il se trouve dans la seconde partie de la bande ISM [433,9-434.79] MHz. Une mesure différentielle entre les deux résonateurs permet de remonter à la grandeur physique recherchée après calibrage du capteur. Le coefficient au premier ordre ( $CTF_1$ ) reliant température et différence des fréquences est de 2500 Hz/ $^{\circ}C$ . . . . .	65

2.2	Analyse de l'influence du temps de charge d'un des résonateurs d'un capteur SEAS10 en fonction de la durée de l'impulsion d'interrogation. Elle nous permet de déterminer la valeur numérique à programmer dans la variable gérant le temps de charge. Cette analyse permet de vérifier qu'un temps de charge de $30 \mu s$ est suffisant et nécessaire pour tirer le meilleur parti du résonateur. . . . .	65
2.3	Synoptique de l'interrogateur . . . . .	68
2.4	Schéma bloc de l'interrogateur . . . . .	69
2.5	Analyse d'un enregistrement d'une réponse du capteur à une fréquence proche de la résonance : le signal RF (C3) est émis pendant $30 \mu s$ . Lorsque le résonateur est chargé, la commande de réception est activée par le $\mu C$ qui bascule la commutation (émission/réception) en mode réception et active le commutateur de la chaîne de réception ( $cmd_{réception}$ ). Après une micro-seconde d'attente, le $\mu C$ numérise la réponse en amplitude obtenue du capteur pour une fréquence d'excitation donnée. Cette séquence est alors répétée pour chaque point de fréquence du spectre. . . . .	70
2.6	Image représentant l'enregistrement stocké dans le tableau du $\mu C$ , l'ordonnée correspond à l'amplitude du signal convertie par l'ADC de 12 bits soit 4095 pour une tension de 3,3V, l'abscisse correspond à chaque fréquence émise, chaque point représente un pas de fréquence dans l'intervalle de $F_{start}$ à $F_{stop}$ divisé par $NB_{pas}$ , soit $\frac{434,79-433,05}{128} = 13,594$ kHz. . . . .	71
2.7	Analyse radio-fréquence de la sortie de l'étage de synthèse de fréquence. Le DDS est programmé pour émettre un signal de fréquence à 33 MHz qui est mélangé avec le signal provenant de la PLL fixe à 400 MHz. Après multiplication du signal en sortie de la PLL par le signal provenant du DDS, deux nouveaux signaux ( $F_P \pm F_{DDS}$ ) sont générés ainsi que des harmoniques et des fréquences de battement. Les filtres passe bandes permettent de sélectionner la fréquence voulue.	72
2.8	Le détecteur de puissance délivre une tension proportionnelle au logarithme de la puissance RF détectée. Pour augmenter la sensibilité de détection de l'étage de réception, le $\mu C$ peut diminuer l'offset pour remonter le niveau artificiellement du signal reçu ou l'augmenter en cas de saturation de la mesure. Cette opération permet d'atteindre une dynamique de détection de l'ordre de 72 dB (atténuation de l'onde aller/retour). . . . .	73

2.9	Angle de visibilité . . . . .	74
2.10	Illustration de la stratégie fondée sur l'utilisation de la formule 2.1. Son but est d'améliorer la résolution de mesure en utilisant un ajustement parabolique sur l'amplitude du signal reçu et de réduire le temps d'interrogation. En ordonnée, l'amplitude enregistrée et en abscisse les fréquences interrogées (F1,F2,F3) sachant que le résultat est égal à $F2 + \delta F_{Fit}$ . . . . .	75
2.11	Principe de l'agrandissement de la fenêtre d'interrogation centrée sur $F_0$ ( $F_0$ ancienne fréquence de résonance déterminée). En cas de perte de la liaison avec le capteur, le nombre d'interrogations augmente allant de 3 à 64 interrogations couvrant toute la plage fréquentielle de la bande ISM allouée à chaque résonateur. . . . .	77
2.12	Dans le cas de perturbations électromagnétiques, il arrive que le lecteur reçoive un surplus d'énergie d'une source extérieure, provoquant un pic d'amplitude. La sortie analogique du lecteur permet de visualiser les perturbations comme sur l'oscillogramme ci-dessus. En mode 3 points, le lecteur peut s'accrocher sur le pic de perturbation si la puissance de celui-ci est plus importante que la puissance ré-émise par le capteur. . . . .	77
2.13	Interrogation d'un capteur SEAS10 en rotation (3000 rpm) sur un disque circulaire, le lecteur est placé à une quarantaine de centimètres du disque tournant. Le résultat est constitué de 3 courbes, la première courbe (M3P : mode 3 points) présente l'utilisation du mode 3 points, la deuxième ( M3P moyenné) est une moyenne de la courbe M3P pour avoir un taux de rafraichissement de la mesure proche du mode continu. La dernière présente le mode continu (Mconti). . . . .	79
2.14	Principe de la détection d'un signal FM sur un flanc de résonance avec conversion en signal AM. Un maximum d'amplitude du signal à la fréquence de modulation $\Omega$ et obtenu sur les flancs de la résonance. À la fréquence de résonance, le signal de fréquence $\Omega$ est annulé mais un signal à $2\Omega$ apparaît. Selon que l'on détecte sur un flanc ou l'autre de la résonance, le signe du signal démodulé est inversé. . . . .	81

- 2.15 Signaux obtenus lors de l'interrogation d'un résonateur pour une manipulation sur table réalisée à l'aide d'un générateur FM, d'un commutateur RF et de sa commande, d'un filtrage passe bande à la fréquence de modulation suivi d'une amplification de 20 dB. L'acquisition des signaux est réalisée avec un oscilloscope numérique. Pour valider l'expérience et le principe d'interrogation, trois signaux de fréquences porteuses différentes sont utilisés. La fréquence d'émission (1) est fixée à 433.121 MHz, dans ce cas le signal est émis à une fréquence hors de la bande passante du résonateur. La deuxième (fréquence d'émission (2) 433,34 MHz) se trouve sur le flanc du résonateur. La fréquence d'émission (3) à 433,41 MHz est une interrogation à la fréquence de résonance. Ces résultats sont conformes aux modèles mis en œuvre pour ce travail, permettant ainsi de valider l'implantation sur le logiciel au sein du lecteur. . . . . 82
- 2.16 Création d'une sinusoïde constituée de 100 mots programmés dans la RAM du DDS. Chaque point correspond à un MCF enregistré dans une adresse de la RAM. Ces mots sont pré-enregistrés pour donner un signal en sortie du DDS avec une excursion de fréquence  $\Delta\omega$  de 10 kHz et une fréquence de modulation ( $f_m$ ) de 2 kHz. . . . . 83
- 2.17 (a) Deux filtres passe-bandes à  $\Omega = 2$  kHz et  $2\Omega = 4$  kHz sont ajoutés entre le DAC et les ADCs du lecteur. Le lecteur interroge le capteur SAW dans une bande de  $\pm 300$  kHz autour de la résonance d'un résonateur avec un pas de fréquence de 200 Hz. Le signal reçu sur le détecteur de puissance est ré-émis vers le DAC pour être filtré avant d'être re-numérisé. (b) Signaux numérisés par les ADCs après filtrage à  $\Omega$  et  $2\Omega$ . . . . . 84
- 2.18 Accumulation des FFTs réalisées sur les données enregistrées des 400 courbes obtenues lors d'un balayage de  $\pm 200$  kHz autour de la fréquence de résonance avec un pas  $\Delta F$  de 1 kHz pour une fréquence de modulation  $\Omega$  de 2 kHz et une excursion de 10 kHz et 40 kHz. La composante à  $\Omega$  est visible pour les deux excursions mais à  $2\Omega$  elle n'est visible que pour 40 kHz d'excursion. . . . . 85

- 2.19 Résultats de l'interrogation d'un résonateur SAW par un signal FM avec une excursion de 10 kHz. La courbe bleue représente la moyenne de l'amplitude du signal numérisé par l'ADC, après filtrage à  $\Omega$  la courbe rouge est obtenue. Cette courbe présente une maximisation de la réponse sur les flancs de la résonance et l'annulation de celle-ci à la résonance. . . . . 86
- 2.20 Évolution de l'écart type de la fréquence en fonction de l'excursion du signal modulé. Pour une excursion trop faible ( $< 10$  kHz), le signal modulé est noyé dans le bruit. Pour une excursion trop grande ( $\geq 50$  kHz), le résonateur n'accumule pas suffisamment d'énergie. La valeur de l'excursion dépend du Q du résonateur : pour un résonateur de  $Q=10000$ , l'excursion doit se trouver entre 10 kHz et 40 kHz. . . . 87
- 2.21 Rotation de phase de chaque coté de la fréquence de résonance . . . . 87
- 2.22 Validation de l'apparition de la phase avec le mode deux points avec  $\Delta\omega = 10$  kHz. La soustraction F2-F1 permet d'obtenir le signe positif ou négatif de la phase. . . . . 89
- 2.23 Interrogation alternative du mode classique sur 128 points suivie d'une interrogation par asservissement sur la phase. L'interrogation par asservissement sur la phase permet la correction du biais de l'ajustement parabolique mais nécessite un temps d'asservissement. . . . . 89
- 2.24 (a) Test de suivi de contraintes transitoires dans une structure vibrante. Photographie de l'expérience réalisée. (b) L'enregistrement en fonction du temps de la sortie DAC correspondant à la mesure de la fréquence de résonance du capteur de contrainte collé au diapason qui est excité à une fréquence de 442 Hz pour différentes amplitudes (de 0 à  $1.8 V_{pp}$ ). La modification d'amplitude observée est de 20 mV. Ainsi que la transformée de Fourier de la tension en sortie du DAC, la fréquence de résonance du diapason est visible à 442 Hz avec son annulation pour une émission nulle. La fréquence d'échantillonnage est visible à  $f_s/2$ . . . . . 92
- 2.25 Test du fonctionnement de l'électronique soumise à différentes températures. L'électronique est placée dans un four avec un sonde de température collée sur la carte pour connaître la température exacte. Le lecteur sonde un capteur SEAS10 placé hors du four. L'électronique reste fonctionnelle pour des températures allant jusqu'à  $140^\circ C$  pour une exposition de courte durée. . . . . 92

- 3.1 Liste de radio-modems que l'on peut trouver dans le commerce sur les sites fournisseurs Radiospare et Farnell . . . . . 97
- 3.2 Décomposition d'un signal  $x(t)$  sous la forme complexe à l'aide d'un démodulateur IQ. L'acquisition des signaux  $x_I(t)$  et  $x_Q(t)$  par des ADCs sur des voies I et Q en sortie des filtres passe-bas (LPF) permet de reconstruire le signal  $S(t) = x_I(t) + j \times x_Q(t)$  numériquement [146]. 98
- 3.3 Simulation de la décharge d'un résonateur dans un démodulateur IQ en traçant  $\sin((2\pi f \pm F_0) t)$ , avec  $f$  le signal d'excitation issu du VCO (pour exciter le résonateur) et  $F_0$  signal fixe issu de la réponse du résonateur SAW (fréquence propre de résonance)– simulation pour une seule résonance (Résultat comparable aux signaux reçus en sorties du XE1203F suite à l'interrogation d'un capteur SEAS10 figure 3.6). 100
- 3.4 Architecture d'un récepteur superhétérodyne. Le filtre SAW sélectionne la bande de fréquence RF. En sortie du mélange de l'oscillateur Lp1 avec le signal RF, un filtre FI de fréquence centrale plus basse que le filtre de bande RF possède une sélectivité étroite permettant de relâcher les contraintes du choix du filtre de sélection de canal. Un filtre AA (anti-aliasing) coupe les hautes fréquences avant la numérisation. 101
- 3.5 Schéma block du XE1203 . . . . . 103
- 3.6 Schéma de l'expérience de la validation du module Semtech pour l'interrogation d'un résonateur SAW. L'émission de fréquence dure  $30 \mu s$  pour charger le résonateur, puis on passe en mode réception pendant  $50 \mu s$  après commutation du switch, avec acquisition du signal I et Q par l'oscilloscope. Ce mode opératoire est répété pour couvrir toute la bande ISM par pas de fréquence prédéfini dans le but d'observer la réponse des résonateurs SAW. . . . . 104
- 3.7 Mesures expérimentales réalisées en utilisant le montage (Fig. 3.6) pour interroger un capteur SEAS10 en utilisant diverses atténuations entre le capteur et le lecteur. Ces figures correspondent aux réponses temporelles obtenues (le temps évolue selon l'axe des abscisses de 0 à  $50 \mu s$ ) via les composantes I ou Q acquises sur l'oscilloscope en fonction de la fréquence (qui évolue selon l'ordonnée entre 433 et 435 MHz) après la commutation du switch RF interne pour des atténuations de 5 à 30 dB par pas de 5 dB d'atténuation supplémentaire. Les deux signaux associés aux deux résonateurs sont visibles autour de  $F_{01} = 433,7$  et  $F_{02} = 434,4$  MHz pendant une durée de l'ordre de  $15 \mu s$  après la commutation du switch RF. . . . . 106

3.8	Schéma bloc du MAX7032 . . . . .	107
3.9	Résultat d'un balayage de la bande ISM pour diverses atténuations entre le capteur et le lecteur. Le niveau de puissance détectée en sortie de la broche RSSI indique que le temps de commutation entre émission et réception est trop long par rapport à la réponse temporelle d'un résonateur et qu'il sera difficile d'interroger un capteur SAW à distance	108
3.10	En appliquant un filtre passe-haut pour enlever la composante continue suivi d'un redressement de la tension et d'un filtre passe-bas sur la valeur absolue du signal acquis, l'image de la réponse temporelle du capteur SAW peut être tracée avec le logiciel GNU/Octave pour déterminer les fréquence de résonance. . . . .	108
3.11	Cette figure est le résultat d'un balayage de la bande 433-435 MHz avec une intégration de 23 à 45 $\mu$ s du signal obtenu sur la voie I après son filtrage et son redressement. . . . .	109
3.12	Observation de l'amplitude enregistrée par ADC du $\mu$ C suite à 16 balayages de la bande ISM avec un pas de fréquence de 5555 Hz. Soit 360 points d'interrogation par balayage de la bande ISM d'un capteur SEAS10 avec 20 dB d'atténuation entre le lecteur et le capteur. À observer : la distinction de 2 groupes d'oscillations présentant des similitudes sur les voies I et Q. . . . .	110
3.13	(a) Intercorrélation des signaux de la première partie de la bande ISM avec la seconde partie. Le maximum d'intercorrélation est situé à une abscisse proportionnelle à l'écart de fréquences entre les deux résonances, la mesure de $\delta f$ permet obtenir cette écart de fréquence. (b) autocorrélation du signal contenant les deux résonances, les courbes F1 et F2 sont obtenues avant et après échauffement du capteur par une source de chaleur. L'écart de fréquence entre les deux résonances est donné par la moitié de la distance entre les deux lobes secondaires ( $\delta f$ ) de part et d'autre du lobe principal correspondant au retard nul de l'autocorrélation. . . . .	111
3.14	Simulation d'ajustement polynomial sous le logiciel Octave en utilisant les valeurs acquises pour la voie I (a) et pour la voie Q (b). L'utilisation d'un ajustement polynomial permet d'annuler la valeur continue du signal détecté. . . . .	111



- 3.15 Schéma décrivant les principaux blocs du lecteur mettant en évidence l'unité de contrôle, le radio-modem et l'adaptateur USB série. D'autres composants optionnels sont ajoutés comme un atténuateur (ajustement de la dynamique des signaux détectés), une sortie analogique (validation de fonctionnement, mesure large bande) et un stockage sur carte SD (enregistrement des données lors d'application lecteur portable). . . . . 113
- 3.16 Photo de la version compacte de l'interrogateur résultat de plusieurs prototypes réalisés au laboratoire. Nous y retrouvons les composants principaux mais aussi les diverses options ajoutées. . . . . 113
- 3.17 (a) : Analyse de la puissance RSSI obtenue en injectant directement un signal RF à l'aide d'un synthétiseur de fréquence sur l'entrée du radio-modem, le niveau de la puissance RF est augmenté de -120 à 40 dBm et l'amplitude est déterminée par ( $V_{max}-V_{min}$ ) des voies I et Q enregistrées. Nous constatons la zone de saturation et de limite de détection de l'étage de réception du radio-modem sur la voie I et Q. (b) : Sachant que l'amplitude du signal décroît dans le temps, l'asservissement temporel consiste à augmenter le délai laissé avant l'acquisition sur l'ADC du microcontrôleur. . . . . 114
- 3.18 Image de la puissance reçue lors de la décharge du résonateur SAW sur la voie I en fonction du temps pour un filtre passe bas de 200 kHz (Fig. de gauche) et 600 kHz (Fig. de droite). Deux maximums sont visualisés, ils sont interprétés comme les réponses impulsionnelles du filtre passe haut puis du filtre passe-bas en sortie du mélangeur. L'acquisition de la mesure est réalisée sur la seconde réponse au maximum de puissance reçue. . . . . 115
- 3.19 Superposition de résultats de mesures de la différence de fréquence de résonance des deux résonateurs d'un SEAS10 en fonction de la distance. Après traitement (critère de saturation, moyenne glissante, test de variance), un biais est constaté en fonction de la distance d'interrogation de l'ordre de 10 kHz. . . . . 116

- 3.20 (a) : Validation pratique du fonctionnement du correcteur de gain (asservissement PI) qui doit asservir la puissance reçue par pic à une valeur de 1,3 V sur l'étage de réception (courbes bleue et noire : la puissance d'émission programmée pour chaque résonance, en vert : la différence de fréquences entre les deux résonateurs du SEAS10). (b) : correction de l'ajustement parabolique. Nous constatons que l'ajustement parabolique remplit correctement son rôle, la courbe bleue est la correction apportée sur la détection du pas de fréquence correspondant au maximum de d'amplitude reçue (courbe rouge). . . . . 117
- 3.21 (a) Dans cette manipulation, l'interrogateur est utilisé pour relever les valeurs des amplitudes I et Q en fonction de la fréquence d'interrogation programmée. On relève ces valeurs pour une rotation de phase allant de 0 à 293 degrés simulant une modification du chemin RF. (b) Image de l'amplitude sur la voie I en fonction de la consigne de phase du déphaseur lors d'un balayage de la bande ISM . . . . . 118
- 3.22 L'intercorrelation (xcorr) de la réponse d'un résonateurs BVD de la bande [433,05-433,92] MHz ( $S_1$ ) avec un second de la bande [433,92-434,79] MHz ( $S_2$ ), la différence de fréquences de résonance entre les résonateurs est déterminée par la localisation du maxima du module  $|X_s|$  de l'intercorrelation (courbe noir). La phase de l'intercorrelation ( $\varphi_s$ ) est déterminée par  $\arctan(\frac{\Im M}{\Re M})$  (courbe rouge). . . . . 120
- 3.23 Simulation de l'impact de l'erreur de phase entre les voies I et Q. (a) Dans le cas d'une démodulation en quadrature de phase parfaitement équilibrée, avec les voies I et Q déphasées de  $90^\circ$ , l'amplitude de l'intercorrelation est insensible à une modification de la phase entre l'entrée du détecteur et du capteur. (b) Dans le cas d'un déséquilibre des voies de  $\pm 3^\circ$ , la modification de la phase  $\phi_d$  de  $\pm 180^\circ$  provoque un biais de mesure de la différence de fréquence de résonance de l'ordre de 1 kHz variant linéairement avec la phase de l'intercorrélacion complexe. . . 121

- 3.24 Évolution de l'amplitude du module de l'intercorrélation et de la mesure différentiel des deux résonateur leurs d'une modification de la consigne du déphaseur ( $\phi_d$ ) situé entre le lecteur et le capteur de  $-\pi$  à  $\pi$ . (a) Affichage du module de l'amplitude de l'intercorrélation obtenu pour chaque acquisitions. (b) Visualisation de la détection du pas de fréquence associée à la valeur maximale de l'amplitude du module de l'intercorrélation avec et sans correction du fit parabolique (courbe bleue et courbe noire), la dernière courbe (courbe verte) correspond à la phase  $\varphi_S$  issue de la fonction `angle(S)` . . . . . 123
- 3.25 Identification et application d'un coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ) lors d'une modification de la consigne du déphaseur ( $\phi_d$ ) situé entre le lecteur et le capteur de 0 à 293 degrés. (a) : La correction de fréquence du fit parabolique ( $\delta F_{Fit}$ ) en fonction de la phase de l'intercorrélation mesurée  $\varphi_S$ . La linéarité de cette courbe permet de calculer un coefficient de correction phase/fréquence ( $k\varphi$ ). (b) : la courbe noire ( $F_{res}$ ) représente la valeur de la fréquence obtenue avec la correction par ajustement parabolique, la courbe bleue est obtenue après correction par le terme de phase ( $F_{res} - (\arctan(Q0/I0) - 6000 (Origine_{k\varphi})) \times 1.36 (k\varphi)$ ) . . . . . 124
- 3.26 Interrogation sans fils d'un capteur SEAS10 à une distance de 20 cm où la puissance d'émission est augmenté de 0 à 15 dBm par pas de 5 dB.(a) : Apparition d'un offset fréquentiel lors du calcul du coefficient phase/fréquence.(b) : Accumulation de mesure transmise par le lecteur avec et sans correction de phase . . . . . 125
- 3.27 Validation de la correction phase/fréquence pour 6 interrogateurs en utilisant le capteur 1 . . . . . 127
- 3.28 Module du  $S_{11}$  de chaque capteur utilisé pour la validation de la méthode de correction . . . . . 127
- 3.29 Vérification de la correspondance du résultat de mesure par rapport à la mesure de la phase de l'intercorrélation entre un système (lecteur + capteur) équipé d'antennes, où le capteur est déplacé sur une distance de 60 cm et un système filaire avec variation de la consigne du déphaseur entre 0 à 260 degrés. . . . . 127

- 3.30 Validation de l'impact de la qualité du démodulateur sur le biais de fréquence. (a) : un lecteur au moyen d'instruments ; (b) : Visualisation en amplitude (V) de la réponse obtenue sur la voie I du démodulateur IQ en fonction de la fréquence d'interrogation. Le signal reçu est de quelques mV malgré une faible atténuation de 3 dB placée entre le commutateur RF et le capteur SAW. L'acquisition est répétée pour toutes les fréquences d'interrogation. . . . . 128
- 3.31 Relation entre la mesure de la différence de fréquence par rapport à la mesure de phase de l'intercorrélation. Pour les deux démodulateurs toutes les mesures sont comprises dans une bande spectrale de 3 kHz. 130
- 3.32 Cette figure présente la comparaison entre une acquisition réalisée avec l'ADC externe puis traitement sur l'interrogateur et traitement sur le logiciel octave. Les approximations de traitement lors de la FFT et l'identification par ajustement parabolique sur l'interrogateur limite la résolution de mesure que l'interrogateur pourrait atteindre. 130
- 3.33 Résultat fréquentiel de mesure d'un capteur SEAS10 dans une cavité fermée (abscisse) en fonction de la phase de l'intercorrélacion (mesurée par  $\arctan(Q0/I0)$ ) (en ordonnée) ; (a) Algorithme réalisé sur le lecteur ; (b) Traitement réalisé avec les données du lecteur sur le logiciel octave. Dans les deux cas un biais fréquentiel apparaît en fonction de la position du capteur dans la cavité, créant des paliers de fréquences sur la mesure. . . . . 131
- 3.34 Manipulation réalisée : une plaque en métal est fixée derrière l'antenne, le capteur est déplacé à 5 endroits différents entre le lecteur et la plaque métallique en présence de la plaque et sans la plaque. Le résultat laisse apparaître une incapacité du lecteur à corriger le déplacement du capteur en présence des réflexions induites par la plaque métallique. . . . . 132
- 3.35 Réception du radio-modem XE1203F . . . . . 132
- 3.36 Relevé à l'oscilloscope de la voie I et de la voie Q pour une interrogation avec FI de 160 kHz. Deux possibilités sont réalisables, décaler l'émission de  $F_{interrogation} + F_{FI}$  (a) ou de  $F_{interrogation} - F_{FI}$  (b). Ne constatant pas de différence sur les réponses, la solution  $F_{interrogation} - F_{FI}$  est choisie arbitrairement. . . . . 133

- 3.37 (a) Résultat de l'intercorrélation du signal d'un résonateur avec le signal du second. La figure présente le module de  $S = |I + jQ|$  en fonction du temps. (b) Recherche du maximum d'amplitude de l'intercorrélation par un fit parabolique et une interpolation linéaire pour déterminer la phase  $\varphi_S$  . . . . . 133
- 3.38 (a) données acquises avec l'ADC du microcontrôleur par méthode stroboscopique constituée de 120 interrogations chacun des 128 pas de fréquence couvrant la bande 433-435 MHz. (b) Mesure de la différence de fréquence de résonance entre les deux résonateurs avec modification de la phase du déphaseur. La dispersion sur  $270^\circ$  de déphasage est de l'ordre de 2 kHz pour une atténuation de 26 dB entre le capteur et le lecteur. . . . . 135
- 3.39 Interrogation d'un capteur SEAS10 réalisée à distance sur une table par pas de 5 cm entre l'antenne du capteur et l'antenne du lecteur pour une distance de 5 cm à 160 cm. (a) Résultat de l'acquisition de la différence de fréquences de résonance du capteur. (b) Amplitude de l'intercorrélation exprimée en fonction de la distance à laquelle le capteur se trouve. . . . . 135
- 3.40 Interrogation d'un capteur SEAS10 par le lecteur WRC01 (standard) en « mode 3 points » (M3P), le lecteur compact selon la méthode utilisée (avec FI et par correction de phase (FH)). . . . . 136
- 3.41 Interrogation d'un capteur SEAS10 par le lecteur WRC01 en mode 3 points (M3P), le lecteur compact avec la méthode par fréquence intermédiaire (FI) dans une cavité fermée pour un temps de rafraîchissement de la mesure ramené à l'identique. . . . . 137
- 3.42 Mesure des temps d'exécution des diverses séquences de communication de l'interrogateur lors de 2 interrogations du capteurs débutant aux dates 40 et 140  $\mu s$  : la reprogrammation du VCO d'émission et de réception pour la prochaine fréquence à synthétiser par le XE1203F par le bus SPI, la commande du switch (RX), la décharge du capteur de la voie I (I), le temps d'acquisition de la mesure (ACK) (une mesure dure 100  $\mu s$ ). . . . . 138
- 3.43 Temps d'acquisition de N mesures (N=128) . . . . . 138

- 3.44 L'activation de la sortie analogique permet de visualiser une image de l'acquisition obtenue sur la voie I lors d'un balayage de la bande ISM d'un capteur SAW à double résonateur. Les temps de traitement et d'interrogation ( $\approx 11 ms$ ) peuvent être mesurés pour en déduire le temps de rafraîchissement de la mesure. . . . . 139
- 3.45 Mesures séquentielles d'un capteur SEAS10 avec l'interrogateur compact et l'interrogateur classique dans le but de vérifier la cohérence des mesures entre ces deux lecteurs, le capteur est placé à l'intérieur d'un four où il subit une rampe de température de  $-20^{\circ}C$  à  $90^{\circ}C$ . . . 139
- 3.46 Test en température de l'électronique compacte. Une sonde Pt100 est fixée sur la carte électronique pour relever sa température (courbe rouge), une indication de température interne du microcontrôleur est relevée (courbe bleu). La mesure de la fréquence de résonance du capteur situé en dehors du four varie de 10 kHz ( $\pm 2^{\circ}C$ ). La puissance reçue diminue au dessus de  $105^{\circ}C$ . . . . . 140
- 4.1 Un réseau Ad Hoc : le périphérique 2 est la source d'un message (S), qu'il cherche à envoyer au destinataire (D) qui est le périphérique 7. Les liens de communication et les noeuds mobiles formés par les voisins permettent d'acheminer le message. . . . . 144
- 4.2 Communication maître / esclave : le lecteur 1 sonde le capteur SAW et il transmet l'information vers le lecteur 2 qui transfère la donnée sur un PC . . . . . 145
- 4.3 Composition des trames d'émission/réception. . . . . 146
- 4.4 La communication série entre le microcontrôleur et radiomodem ajoute des bits supplémentaires qu'il faut prendre en compte dans l'enregistrement du motif d'adresse du lecteur récepteur. . . . . 146
- 4.5 La couche réseau permet d'utiliser les protocoles de routage implémentés dans TinyOS (gestion de haut niveau), la couche liaison permet de transcrire les informations en données compatibles avec par la couche physique gérant le composant. . . . . 147
- 4.6 (a) Architecture du protocole CTP : les blocs chargés de router les informations [164]. (b) Les noeuds de ces réseaux recueillent les données des capteurs et relaient les informations vers la station de base par liaison sans fil multi-sauts.[165] . . . . . 149

- 4.7 (a) Première approche : utilisation de plusieurs interrogateurs, un en maître et les autres en esclaves. Le maître réveille les esclaves endormis séquentiellement. L'esclave sonde le capteur SAW, retransmet au maître la mesure et se rendort. (b) Seconde approche : un puits de collecte d'information est chargé de recueillir les mesures des lecteurs détectés au travers de l'arbre, le multi-saut permet au lecteur 3 de transmettre sa mesure au puits de données. . . . . 150
- 4.8 (a) Lecteur SAW autonome sur batterie pour la mesure d'un capteur de température enterré à 30 cm de profondeur. (b) Résultat de la mesure d'une semaine avec 20 mesures toutes les 10 minutes. . . . . 151
- 4.9 (a) Schéma de principe de fonctionnement pour le multiplexage temporel; (b) photo de la démonstration sur le salon Micronora : un système se trouve devant le four et un autre derrière le four pour sonder le capteur à l'intérieur de celui-ci. . . . . 153
- 4.10 (a) Mesure du capteur langasite présent dans le four toutes les 2 secondes (b) Mesure du capteur SEAS10 à la température ambiante . 153





# Liste des tableaux

1.1	Températures maximales d'utilisation pour les thermocouples [6] . . .	11
1.2	Domaines de températures de différents thermomètres à résistance . .	11
1.3	Comparaison entre un thermocouple et une sonde à résistance [7] . .	11
1.4	Bandes ISM et applications . . . . .	14
1.5	Table des matériaux . . . . .	29
1.6	Réglementation de la bande à 434 MHz [20] . . . . .	46
2.1	Écart type pour différents modes d'acquisition . . . . .	79
2.2	Températures de fonctionnement des principaux composants du lecteur	93
3.1	Calcul des coefficients $k\varphi$ pour plusieurs interrogateurs et capteurs . .	126
3.2	Utilisation de la relation de correction du résultat de mesure d'un capteur pour 6 interrogateurs différents . . . . .	127
4.1	Mesure de la consommation énergétique de la carte compacte . . . . .	151



# Bibliographie

- [1] Aurélien JACQUOT, Gil DE SOUSA, Jean-Pierre CHANET, François PINET *et al.* : Réseau de capteurs sans fil pour le suivi de l'humidité du sol des vignes. *ECOTECHS'2011, Capteurs et systèmes de mesures pour les applications environnementales*, 2011.
- [2] P. DESGOUTTES et G. ASCH : *Les Capteurs en Instrumentation Industrielle*. Dunod L'Usine nouvelle, 2010.
- [3] D. STEPHENSON : Tool-work thermocouple temperature measurements—theory and implementation issues. *Journal of Engineering for Industry(Transactions of the ASME)(USA)*, 115(4):432–437, 1993.
- [4] Matthias NAU : *Mesure électrique de la température*. JUMO, 2003.
- [5] Manuel de RÉFÉRENCE : Sondes à résistance et thermocouples – manuel de référence, 2009. <http://www.rosemount.com>.
- [6] Thermatec process CONTROL : Generalites sur la mesure de temperature, septembre 2013. <http://www.thermatecprocess.com/tpcfiches.php>.
- [7] R.PISTIS : Métrologie des températures. *Thermibel*, page 64, 2011.
- [8] Ringo DOE : Basic principles of non-contact temperature measurement, Octobre 2012. [www.optris.fr/tl\\_files/pdf/Downloads/IR-Basics.pdf](http://www.optris.fr/tl_files/pdf/Downloads/IR-Basics.pdf).
- [9] CALIBRATEUR DE THERMOMÈTRE : Thermocouples et sondes de thermomètres infrarouges sans contact, 2013.
- [10] S. HODGES et D. MCFARLANE : RFID : le concept et l'incidence. *L'économie de la sécurité*, page 61, 2004.
- [11] H. STOCKMAN : Communication by means of reflected power. *Proceedings of the IRE*, 36(10):1196–1204, 1948.
- [12] Melanie R RIEBACK, Bruno CRISPO, Andrew S TANENBAUM *et al.* : The evolution of RFID security. *IEEE Pervasive Computing*, 5(1):62–69, 2006.
- [13] R. WANT : An introduction to RFID technology. *Pervasive Computing, IEEE*, 5(1):25–33, 2006.

- [14] SA Weis SA : Rfid (radio frequency identification) : Principles and applications. *Retrieved from www. eecs. harvard. edu/rfid-article. pdf on*, 1, 2011.
- [15] C ROQUES : Pratique de l'électrothérapie. *Electrophysiothérapie pratique appliquée à la médecine physique et à la masso-kinésithérapie*, page 14, 1997.
- [16] Fred GARDIOL : *Electromagnétisme*, volume 3. PPUR, 2002.
- [17] D.J. DANIELS : *Ground Penetrating Radar 2nd Edition*. IEE, 2005.
- [18] S. AHUJA et P. POTTI : An introduction to RFID technology. *Communications and Network*, 2(3):183–186, 2010.
- [19] V. CHAWLA et D.S. HA : An overview of passive RFID. *Communications Magazine, IEEE*, 45(9):11–17, 2007.
- [20] Klaus FINKENZELLER : *RFID handbook : fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication*. Wiley, 2010.
- [21] J. LAURENT, H. NONO WOUAFO *et al.* : Contrôle de capteurs bio sourcés par liaison RFID, 2011. <http://hal.archives-ouvertes.fr/hal-00662690>.
- [22] William STURGEON : *The Annals of Electricity, Magnetism, and Chemistry, and Guardian of Experimental Science*, volume 9. Sherwood, Gilbert, Piper and W. Annan, 1842.
- [23] Jean-Claude DEBOUZY, David CROUZIER, Vincent DABOUI et Anne PERIN : RFID : application dans le milieu médical. *Techniques hospitalières*, 63(707):45–49, 2008.
- [24] C. ACHKAR, J. MOLINA, Y. HAENTJENS, A. LEBORGNE, G. ALQUIE, G. SOU, F. KOSKAS, N. BERTSCH, P. TALBOT, G. STUTZ *et al.* : Capture électronique des données pour le suivi médical personnalisé. *IRBM*, 32(2):113–117, 2011.
- [25] A. OGASAWARA et K. YAMASAKI : A temperature-managed traceability system using RFID tags with embedded temperature sensors. *NEC technical journal*, 1(2):82–86, 2006.
- [26] LE WALLACE, JA PATERSON, L GAGNON, R CLARK, K DAVIS et M MILLER : Evaluation of implantable RFID microchips for readability and measurement of body temperature in mature horses. *American Society of Animal Science, Western Section*, 59:99–101, 2008.
- [27] G. POPE, T.E. MYERS, S. KAYE et J. BURCHELL : Shelf-life monitoring sensor-transponder system. Google Patents, février 2009. US Patent 7,495,558.

- [28] I.J. FORSTER : RFID temperature device and method. Google Patents, janvier 2005. US Patent 6,847,912.
- [29] Hai LIU, Miodrag BOLIC, Amiya NAYAK et I STOJMENOVIE : Integration of RFID and wireless sensor networks. *Proceedings of Sense ID 2007 Workop at ACN SenSys*, pages 6–9, 2007.
- [30] Sheng-Hua ZHOU et Nan-Jian WU : UHF RFID front-end with magnetic sensor. In *Solid-State and Integrated Circuit Technology, 2006. ICSICT'06. 8th International Conference on*, pages 554–556. IEEE, 2006.
- [31] Cecilia AMADOR, Jean-Pierre EMOND et Maria Cecilia do Nascimento NUNES : Application of RFID technologies in the temperature mapping of the pineapple supply chain. *Sensing and Instrumentation for Food Quality and Safety*, 3(1): 26–33, 2009.
- [32] Kihun CHANG, Yong-Ho KIM, Yong-Jun KIM et Young Joong YOON : Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesised polyimide for passive RFID sensing. *Electronics letters*, 43(5):7–8, 2007.
- [33] Benjamin TODD, Mallory PHILLIPS, Stephen M SCHULTZ, Aaron R HAWKINS et Brian D JENSEN : Low-cost RFID threshold shock sensors. *Sensors Journal, IEEE*, 9(4):464–469, 2009.
- [34] E ABAD, F PALACIO, M NUIN, A ZÁRATE, A JUARROS, JM GÓMEZ et S MARCO : Rfid smart tag for traceability and cold chain monitoring of foods : Demonstration in an intercontinental fresh fish logistic chain. *Journal of Food Engineering*, 93(4):394–399, 2009.
- [35] R. WANT : Enabling ubiquitous sensing with RFID. *Computer*, 37(4):84–86, 2004.
- [36] C. OCCHIUZZI, S. CIPPITELLI et G. MARROCCO : Modeling, design and experimentation of wearable RFID sensor tag. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 58(8):2490–2498, 2010.
- [37] J. VIRTANEN, L. UKKONEN, T. BJORNINEN, L. SYDANHEIMO et A.Z. ELSHERBENI : Temperature sensor tag for passive UHF RFID systems. In *Sensors Applications Symposium (SAS), 2011 IEEE*, pages 312–317. IEEE, 2011.
- [38] N. CHO, S.J. SONG, S. KIM, S. KIM et H.J. YOO : A 5.1- $\mu$ W UHF RFID tag chip integrated with sensors for wireless environmental monitoring. In *Solid-State Circuits Conference, 2005. ESSCIRC 2005. Proceedings of the 31st European*, pages 279–282. IEEE, 2005.
- [39] K. OPASJUMRUSKIT, T. THANTHIPWAN, O. SATHUSEN, P. SIRINAMARATANA, P. GADMANEE, E. POOTARAPAN, N. WONGKOMET, A. THANACHAYA-

- NONT et M. THAMSIRIANUNT : Self-powered wireless temperature sensors exploit RFID technology. *Pervasive computing, IEEE*, 5(1):54–61, 2006.
- [40] J. YIN, J. YI, M.K. LAW, Y. LING, M.C. LEE, K.P. NG, B. GAO, H.C. LUONG, A. BERMAK, M. CHAN *et al.* : A system-on-chip EPC Gen-2 passive UHF RFID tag with embedded temperature sensor. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 45(11):2404–2420, 2010.
- [41] Hongwei SHEN, Lilan LI et Yumei ZHOU : Fully integrated passive UHF RFID tag with temperature sensor for environment monitoring. *In ASIC, 2007. ASICON'07. 7th International Conference on*, pages 360–363. IEEE, 2007.
- [42] Alvin SYSTEMS : Mobile RFID sensor based temperature monitoring solution for cold chain management, 2012. [www.alvinsystems.com/.../pdf/MobileRFIDSensor.pdf](http://www.alvinsystems.com/.../pdf/MobileRFIDSensor.pdf).
- [43] J. CURIE, P. CURIE *et al.* : Phénomènes électriques des cristaux hémihédres à faces inclinées. *J. Phys. Theor. Appl.*, 1(1):245–251, 1882.
- [44] P CURIE : Dilatation électrique du quartz. *Journal de Physique Théorique et Appliquée*, 8(1):149–168, 1889.
- [45] Henri PAILLOUX : Piézoélectricité. calcul des vitesses de propagation. *J. phys. radium*, 19(5):523–526, 1958.
- [46] GG GOYER et R. WATSON : Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, 1965.
- [47] IA VIKTOROV : Tapped ultrasonic delay line and uses therefor. Google Patents, novembre 1966. US Patent 3,289,114.
- [48] Bertram Alexander AULD : *Acoustic fields and waves in solids*, volume 1. Wiley New York, 1973.
- [49] E. DIEULESAINT et D. ROYER : *Ondes élastiques dans les solides : application au traitement du signal*, volume 13. Masson, 1974.
- [50] RH TANCRELL et MG HOLLAND : Acoustic surface wave filters. *Proceedings of the IEEE*, 59(3):393–409, 1971.
- [51] C. LARDAT, C. MAERFELD et P. TOURNOIS : Theory and performance of acoustical dispersive surface wave delay lines. *Proceedings of the IEEE*, 59(3):355–368, 1971.
- [52] R.M. WHITE : Surface elastic waves. *Proceedings of the IEEE*, 58(8):1238–1276, 1970.
- [53] L. RAYLEIGH : On waves propagated along the plane surface of an elastic solid. *Proceedings of the London Mathematical Society*, 1(1):4–11, 1885.

- [54] B. JAKOBY et M.J. VELLEKOOP : Analysis and optimization of Love wave liquid sensors. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 45(5):1293–1302, 1998.
- [55] Google image, 2012. <http://whs.moodledo.co.uk/mod/resource/view.php?inpopup=true&id=13695>.
- [56] CF QUATE et RB THOMPSON : Convolution and correlation in real time with nonlinear acoustics. *Applied Physics Letters*, 16(12):494–496, 1970.
- [57] M. LUUKKALA et GS KINO : Convolution and time inversion using parametric interactions of acoustic surface waves. *Applied Physics Letters*, 18(9):393–394, 1971.
- [58] M. FELDMANN et J. HENAFF : Propagation des ondes élastiques de surface-atlas des configurations calculées pour le quartz, le tantalate de lithium, le niobate de lithium et le vanado-sulfure de thallium en ce qui concerne les coefficients de température et le couplage piézo-électrique. *Revue de Physique appliquée*, 12(11):1775–1788, 1977.
- [59] Laurent A FRANCIS : *Thin film acoustic waveguides and resonators for gravimetric sensing applications in liquid*. Thèse de doctorat, Université catholique de Louvain, 2006.
- [60] E. GIZELI et C. R. LOWE : *Biomolecular sensors*. CRC Press, 2004.
- [61] Pascal NICOLAY : *Les capteurs à ondes élastique de surface : applications pour la mesure de basses pressions et des hautes températures*. Thèse de doctorat, Nancy université henri poincarré, 2007. DOCTORAT EN PHYSIQUE DES MICROSYSTEMES.
- [62] THOMSON MICROSONICS SAW components, data book, 2000-2001.
- [63] Catherine ALGANI : Conception de circuits hautes fréquences : Mmic, 2012. [easytp.cnam.fr/algani/images/MMIC\\_ESCPI\\_CNAM\\_1.pdf](http://easytp.cnam.fr/algani/images/MMIC_ESCPI_CNAM_1.pdf).
- [64] François BRUNO : *Capteurs passif à ondes élastique de surface sans fils pour mesures paramétriques sur une gamme de température étendue (-196/+650° C)*. Thèse de doctorat, UFR des sciences et techniques de l'université de franche-comt'e, 2013. Sciences pour l'Ingénieur.
- [65] N. NAUMENKO et L. SOLIE : Optimal cuts of langasite,  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$  for SAW devices. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 48(2):530–537, 2001.
- [66] J MACHUI, G MULLER, W RUILE, L REINDL, R WEIGEL et P RUSSE : A new low loss SAW filter structure with extremely wide bandwidth for mobile

- communication systems. *In Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International*, pages 1501–1504. IEEE, 1993.
- [67] Japan RADIO : Saw filter, 2012. <http://www.jrc.co.jp/eng/product/saw/list/gps.html>.
- [68] RFM : Application saw filter gps, wlan, sdar, 2012. <http://www.rfm.com/products/sawfilters.php>.
- [69] L. REINDL et W. RUILE : Programmable reflectors for SAW-ID-tags. *In Ultrasonics Symposium, 1993. Proceedings., IEEE*, volume 1, pages 125–130, 1993.
- [70] L REINDL, R STEINDL, A POHL, J HORNSTEINER, E RIHA et F SEIFERT : Passive SAW sensors for temperature and other measurands. *In Proc. Temp-mekeo*, volume 99, pages 424–429, 1999.
- [71] G. SCHOLL, C. KORDEN, E. RIHA, CCW RUPPEL, U. WOLFF, G. RIHA, L. REINDL et R. WEIGEL : SAW-based radio sensor systems for short-range applications. *Microwave Magazine, IEEE*, 4(4):68–76, 2003.
- [72] A. SPRINGER, R. WEIGEL, A. POHL et F. SEIFERT : Wireless identification and sensing using surface acoustic wave devices. *Mechatronics*, 9(7):745–756, 1999.
- [73] L. WEI, H. TAO et S. YONGAN : Surface acoustic wave based radio frequency identification tags. *In e-Business Engineering, 2008. ICEBE'08. IEEE International Conference on*, pages 563–567. IEEE, 2008.
- [74] D. MORGAN : *Surface acoustic wave filters*. Elsevier, 2007.
- [75] J.J. CAMPBELL et W.R. JONES : A method for estimating optimal crystal cuts and propagation directions for excitation of piezoelectric surface waves. *Sonics and Ultrasonics, IEEE Transactions on*, 15(4):209–217, 1968.
- [76] S. BALLANDRAS : *Sensibilite des oscillateurs a quartz a ondes de surface aux contraintes et gradients thermiques*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 1991. Science pour l'Ingénieur.
- [77] JB BRIOT, S. BALLANDRAS, E. BIGLER, E. GAVIGNET et G. MARTIN : Transverse waves trapped by metallic gratings deposited on thin quartz plates. *Sensors and Actuators A : Physical*, 62(1-3):543–550, 1997.
- [78] FOMOS-MATERIALS : piezoelectric materials and devices, September 2012. <http://newpiezo.com/langatate.html>.
- [79] J. BOHM, RB HEIMANN, M. HENGST, R. ROEWER et J. SCHINDLER : Czochralski growth and characterization of piezoelectric single crystals with



- langasite structure :  $\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$  (LGS),  $\text{La}_3\text{Ga}_{5.5}\text{Nb}_{0.5}\text{O}_{14}$  (LGN), and  $\text{La}_3\text{Ga}_{5.5}\text{Ta}_{0.5}\text{O}_{14}$  (LGT) : Part I. *Journal of crystal growth*, 204(1):128–136, 1999.
- [80] S GANSCHOW, Claudio CAVALLONI, Peter REICHE et R UECKER : Growth of  $\text{la}_3\text{ga}_5\text{siO}_{14}$  : a modern material for high-temperature piezoelectric application. *In Solid State Crystals : Materials Science and Applications*, pages 55–58. International Society for Optics and Photonics, 1995.
- [81] J. HORNSTEINER, E. BORN, G. FISCHERAUER et E. RIHA : Surface acoustic wave sensors for high-temperature applications. *In International Frequency Control Symposium, 1998. Proceedings of the 1998 IEEE*, pages 615–620. IEEE, 1998.
- [82] D. DAMJANOVIC : Materials for high temperature piezoelectric transducers. *Current Opinion in Solid State and Materials Science*, 3(5):469–473, 1998.
- [83] S. SAKHAROV, P. SENUSHENCOV, A. MEDVEDEV et Y. PISAREVSKY : New data on temperature stability and acoustical losses of langasite crystals. *In Frequency Control Symposium, 1995. 49th., Proceedings of the 1995 IEEE International*, pages 647–652. IEEE, 1995.
- [84] J. HORNSTEINER, E. BORN et E. RIHA : Langasite for high temperature surface acoustic wave applications. *physica status solidi (a)*, 163(1):R3–R4, 1997.
- [85] P. KREMPL, G. SCHLEINZER *et al.* : Gallium phosphate,  $\text{GaPO}_4$  : a new piezoelectric crystal material for high-temperature sensorics. *Sensors and Actuators A : Physical*, 61(1):361–363, 1997.
- [86] Damien PALMIER : *Optimisation de la cristallogenèse et de la caractérisation des propriétés piézo-électriques du phosphate de gallium,  $\text{GaPO}_4$ , généralisation des relations «structures-propriétés» pour les isotopes du quartz*. Thèse de doctorat, Université de Montpellier, 1996.
- [87] K. YAMANOUCHI, G. SHIMIZU et K. MORISHITA : 2.5 Ghz-range SAW propagation and reflection characteristics and application to passive electronic tag and matched filter. *In Ultrasonics Symposium, 1993. Proceedings., IEEE 1993*, pages 1267–1270. IEEE, 1993.
- [88] Clinton S HARTMANN : A global SAW ID tag with large data capacity. *In Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE*, volume 1, pages 65–69. IEEE, 2002.
- [89] XQ BAO, W. BURKHARD, VV VARADAN et VK VARADAN : SAW temperature

- sensor and remote reading system. *In IEEE 1987 Ultrasonics Symposium*, pages 583–586. IEEE, 1987.
- [90] G. SCHIMETTA, F. DOLLINGER et R. WEIGEL : A wireless pressure-measurement system using a SAW hybrid sensor. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 48(12):2730–2735, 2000.
- [91] L. REINDL, G. SCHOLL, T. OSTERTAG, CCW RUPPEL, W.E. BULST et F. SEIFERT : SAW devices as wireless passive sensors. *In Ultrasonics Symposium, 1996. Proceedings., IEEE*, volume 1, pages 363–367, 1996.
- [92] R. FACHBERGER, G. BRUCKNER, G. KNOLL, R. HAUSER, J. BINIASCH et L. REINDL : Applicability of  $\text{linbo}_3$ , langasite and  $\text{gapo}_4$  in high temperature SAW sensors operating at radio frequencies. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 51(11):1427–1431, 2004.
- [93] J. KLAUDER, A. PRICE, S. DARLINGTON et W. ALBERSHEIM : The theory and design of chirp radars. *American Telephone and Telegraph Company*, 39:745, 1960.
- [94] M.A. JACK, PM GRANT et J.H. COLLINS : The theory, design, and applications of surface acoustic wave fourier-transform processors. *Proceedings of the IEEE*, 68(4):450–468, 1980.
- [95] P. TOURNOIS, J.L. VERNET et J. BIENVENU : Lignes à retard dispersives applicables au domaine sonar. *In 1° Colloque sur le traitement du signal et des images, FRA, 1967*. GRETSI, Groupe d’Etudes du Traitement du Signal et des Images, 1967.
- [96] W.E. BULST, G. FISCHERAUER et L. REINDL : State of the art in wireless sensing with surface acoustic waves. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 48(2):265–271, 2001.
- [97] R. STEINDL, A. POHL, L. REINDL et F. SEIFERT : SAW delay lines for wirelessly requestable conventional sensors. *In Ultrasonics Symposium, 1998. Proceedings., 1998 IEEE*, volume 1, pages 351–354, 1998.
- [98] G. SCHIMETTA, F. DOLLINGER, G. SCHOLL et R. WEIGEL : Wireless pressure and temperature measurement using a SAW hybrid sensor. *In Proc. of the IEEE Ultr. Symp.*, volume 1, pages 445–448, 2000.
- [99] R.W. BROCATO : Passive wireless sensor tags. *Albuquerque, NM : Sandia National Laboratories*, 2006.
- [100] R. MATSUZAKI et A. TODOROKI : Wireless monitoring of automobile tires for intelligent tires. *Sensors*, 8(12):8123–8138, 2008.

- [101] J.G. OH, B. CHOI et S.Y. LEE : SAW based passive sensor with passive signal conditioning using MEMS A/D converter. *Sensors and Actuators A : Physical*, 141(2):631–639, 2008.
- [102] JEAN-PIERRE LANDRAGIN et PHILIPPE SCHWARTZ : Les analyseurs de réseau scalaires et vectoriels, septembre 2005. [www.electronique.biz/pdf/ELM200509010161074.pdf](http://www.electronique.biz/pdf/ELM200509010161074.pdf).
- [103] Principe de fonctionnement d'un analyseur de réseaux vectoriel, 2002. [www.bde.enseeiht.fr/clubs/ieee/documents/arv.pdf](http://www.bde.enseeiht.fr/clubs/ieee/documents/arv.pdf).
- [104] RFM : Agilent technologies 8510c network analyseur system operating and programming manual, janvier 2012. [sigma.ucsd.edu/Facilities/manuals/8510C.pdf](http://sigma.ucsd.edu/Facilities/manuals/8510C.pdf).
- [105] A. POHL : A review of wireless SAW sensors. *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, 47(2):317–332, 2000.
- [106] Thomas FINNBERG, Anna KARILAINEN et Jörg MÜLLER : Mobile interrogation unit for passive saw-sensors in long-term ecg-monitoring. *In Proceedings of the 3rd European Medical and Biological Engineering Conference, Prague, Czech Rep., Nov*, pages 20–25, 2004.
- [107] F SCHMIDT, O SCZESNY, L REINDL et V MAGORI : Remote sensing of physical parameters by means of passive surface acoustic wave devices (&ldquo; id-tag&rdquo;). *In Ultrasonics Symposium, 1994. Proceedings., 1994 IEEE*, volume 1, pages 589–592. IEEE, 1994.
- [108] V. KALININ : Modelling of a wireless SAW system for multiple parameter measurement. *In Proc. IEEE Int. Ultrason. Symp*, pages 1790–1793, 2001.
- [109] W. BUFF : SAW sensors for direct and remote measurement. *In Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE*, volume 1, pages 435–443, 2002.
- [110] M. HAMSCH, R. HOFFMANN, W. BUFF, M. BINHACK et S. KLETT : An interrogation unit for passive wireless SAW sensors based on Fourier transform. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, 51(11): 1449, 2004.
- [111] V. KALININ, G. BOWN, J. BECKLEY et R. LOHR : Pulsed interrogation of the SAW torque sensor for electrical power assisted steering. *In Ultrasonics Symposium, 2004 IEEE*, volume 3, pages 1577–1580. IEEE, 2004.
- [112] L.M. REINDL, A. POHL, G. SCHOLL et R. WEIGEL : Saw-based radio sensor systems. *Sensors Journal, IEEE*, 1(1):69–78, 2001.

- [113] U. WOLFF, F. SCHMIDT, G. SCHOLL et V. MAGORI : Radio accessible SAW sensors for non-contact measurement of torque and temperature. *In Ultrasonics Symposium, 1996. Proceedings., 1996 IEEE*, volume 1, pages 359–362. IEEE, 1996.
- [114] G BRUCKNER, R HAUSER, A STELZER, L MAURER, L REINDL, R TEICHMANN et J BINIASCH : High temperature stable SAW based tagging system for identifying a pressure sensor. *In Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International*, pages a942–a947. IEEE, 2003.
- [115] L. REINDL, I. SHRENA, H. RICHTER et R. PETER : High precision wireless measurement of temperature by using surface acoustic waves sensors. *In Proc. 2003 IEEE Freq. Control Symp*, 2003.
- [116] L. REINDL, I. SHRENA, S. KENSIL et R. PETER : Wireless measurement of temperature using surface acoustic waves sensors. *In Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum, 2003. Proceedings of the 2003 IEEE International*, pages 935–941. IEEE, 2003.
- [117] D. PARET : *RFID en ultra et super hautes fréquences : UHF-SHF-Théorie et mise en oeuvre : Théorie et mise en oeuvre*. Dunod, 2008.
- [118] T. BOYAJIAN : *Etude et réalisation d'un circulateur hyperfréquence à nano particules magnétiques orientées dans la bande 40-60GHz*. Thèse de doctorat, Université Jean Monnet-Saint-Etienne, 2011.
- [119] Philips SEMICONDUCTORS : Circulators and isolators, unique passive devices AN98035, 1998.
- [120] HITTITE : datasheet des produits hittite, September 2012. <http://www.hittite.com/>.
- [121] Andreas STELZER, Stefan SCHUSTER et Stefan SCHEIBLHOFER : Readout unit for wireless SAW sensors and ID-tags. *In International Workshop on SiP/SoC Integration of MEMS and Passive Components with RF-ICs*, pages 37–43, 2004.
- [122] F. DE DIEULEVEULT et O. ROMAIN : *Électronique appliquée aux hautes fréquences : principes et applications*. Dunod/L'Usine nouvelle, 2008.
- [123] G. LISSORGUES : Mélangeurs – oscillateurs – pll, 2005. [www.esiee.fr/.../st4rf1\\_transposition%20\\_frequence.pdf](http://www.esiee.fr/.../st4rf1_transposition%20_frequence.pdf).
- [124] H. de BELLESCIZE : *La reception synchrone*. E. Chiron, 1932. vol.11, pp.

- [125] M. GIRARD et G. CABRISY : *Boucles à verrouillage de phase*. McGraw-Hill, 1988.
- [126] Stéphane THURIES : *Conception et intégration d'un synthétiseur digital direct micro-onde en technologie silicium SiGe : C 0.25 um*. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier-Toulouse III, 2006.
- [127] Direct-digital-synthesis-DDS, 2012. <http://www.analog.com/en/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/products/index.html>.
- [128] J.R. KLAUDER : The design of radar signals having both high range resolution and high velocity resolution. *Bell System Technical Journal*, 39:809–820, 1960.
- [129] RM WHITE et FW VOLTMER : Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied Physics Letters*, 7(12):314–316, 1965.
- [130] Oskar LARSSON et Jimmy KARLSSON : *SDR radar demonstrator using OFDM-modulation*. Thèse de doctorat, Örebro University, 2009.
- [131] E. MACKENSEN et L. REINDL : Wireless passive SAW identification marks and sensors. *Smart sensors and MEMS*, pages 155–202, 2004.
- [132] R. FACHBERGER, G. BRUCKNER, R. HAUSER et L. REINDL : Wireless SAW based high-temperature measurement systems. *In International Frequency Control Symposium and Exposition, 2006 IEEE*, pages 358–367. IEEE, 2006.
- [133] D.S. STEVENS, J.C. ANDLE, S. SABAH, S.J. JUMANI, B.W.A. WALL, M. BAIER, T. MARTENS et R. GRUENWALD : Applications of wireless temperature measurement using SAW resonators. *In Fourth International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, Chiba University, Japan*, 2010.
- [134] J. BECKLEY, V. KALININ, M. LEE et K. VOLIANSKY : Non-contact torque sensor based on SAW resonators. *In IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition*, pages 202–213, 2002.
- [135] V. KALININ, R. LOHR, A. LEIGH, J. BECKEY et G. BOWN : High-speed high dynamic range resonant SAW torque sensor for kinetic energy recovery system. *In Proc. 24th European Freq. and Time Forum*, pages 13–16, 2010.
- [136] J.M. FRIEDT, C. DROIT, G. MARTIN et S. BALLANDRAS : A wireless interrogation system exploiting narrowband acoustic resonator for remote physical quantity measurement. *Review of scientific instruments*, 81(1):014701, 2010.
- [137] J.M. FRIEDT, T. RÉTORNAZ, G. MARTIN, T. LAROCHE, E. CARRY, S. BALLANDRAS et J.P. SIMONNET : Surface acoustic wave resonators as passive

- buried sensors. *In Frequency Control Symposium, 2009 Joint with the 22nd European Frequency and Time forum. IEEE International*, pages 100–105. IEEE, 2009.
- [138] Martin Gilles et Ballandras Sylvain RETORNAZ THIBAUT, Friedt Jean Michel : USRP and GNURadio for prototyping radiofrequency communication algorithms, 2009. <http://2009.rml.info/USRP-and-GNURadio-for-prototyping.html?lang=en>.
- [139] J.C. LAMBERT : *A RADAR Interrogator for Wireless Passive Temperature Sensing*. Thèse de doctorat, University of Central Florida Orlando, FL, 2011. for the degree of Master of Science in Electrical Engineering.
- [140] C DROIT, JM FRIEDT, T RÉTORNAZ et S BALLANDRASA : C. droit, jm friedt, t. rétonaz, s. ballandrasa. *Procedia Engineering*, 25:1024–1027, 2011.
- [141] G. ASCH : *Les capteurs en instrumentation industrielle-7ème édition*. Dunod, 2010.
- [142] B.J. PETERSON, A.V. OLSON et T.J. KAISER : A wireless sensor interrogator design for passive resonant frequency sensors using frequency modulation spectroscopy. *Sensors Journal, IEEE*, 10(12):1884–1890, 2010.
- [143] J-M FRIEDT, C DROIT, S BALLANDRAS, S ALZUAGA, G MARTIN et P SANDOZ : Remote vibration measurement : A wireless passive surface acoustic wave resonator fast probing strategy. *Review of Scientific Instruments*, 83(5):055001–055001, 2012.
- [144] Jean-Michel FRIEDT : Method for querying a piezoelectric resonator and querying device implementing said querying method, 27 août 2009. Brevet, numéro de publication WO2009103769 A1 (Sensor).
- [145] Christophe Droit Jean-Michel Friedt Gilles Martin Sylvain BALLANDRAS : Method of rapidly interrogating elastic wave sensors, 10 06 2011. Brevet United States Patent Application, numéro de publication 20110241482 (Sensor).
- [146] Z. PEYTON JR : *Radar principles*. John Wiley & Sons, 1998.
- [147] Jean-Michel FRIEDT : Auto et intercorrélation, recherche de ressemblance dans les signaux : application à l’identification d’images floutées, 27 01 2013. GNU/Linux Magazine.
- [148] Jean-Luc MARI, Françoise COPPENS et François GLANGEAUD : *Traitement du signal pour géologues et géophysiciens*. Editions Technip, 1997.
- [149] Transformée de fourier rapide, 2013. [fr.wikipedia.org/wiki/Transformée\\_de\\_Fourier\\_rapide](http://fr.wikipedia.org/wiki/Transformée_de_Fourier_rapide).

- [150] M. VILLEGAS, C. BERLAND, D. COURIVAUD, G. BAZIN-LISSORGUES, O. PICON, C. RIPOLL et G. BAUDOIN : *Radiocommunications Numériques : Conception de circuits intégrés RF et micro-ondes*. Dunod, 2007.
- [151] WALTER SCHOTTKY : On the origin of the super-heterodyne method'. *Proc. IRE*, 14:695–8, 1926.
- [152] SEMTECH : Notice d'utilisation radiomodem *l'an1200\_01\_extrssi.pdf*, 2012. <http://www.semtech.com/>.
- [153] Allen KLINGER : The vandermonde matrix. *The American Mathematical Monthly*, 74(5):571–574, 1967.
- [154] A.A. ABIDI : Direct-conversion radio transceivers for digital communications. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 30(12):1399–1410, 1995.
- [155] S. TRAVERSO : *Transposition de fréquence et compensation du déséquilibre IQ pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence*. Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, 2007.
- [156] B. RAZAVI : A study of injection pulling and locking in oscillators. *In Custom Integrated Circuits Conference, 2003. Proceedings of the IEEE 2003*, pages 305–312. IEEE, 2003.
- [157] Mohammad ILYAS : *The handbook of ad hoc wireless networks*. CRC press, 2010.
- [158] Dominique DHOUTAUT : Etude du standard ieee 802.11 dans le cadre des réseaux ad hoc : de la simulation à l'expérimentation. *Laboratoire CITI, INSA de Lyon*, 11, 2003.
- [159] Nadia MANSOURI : Protocole de routage multichemin avec équilibrage de charge dans les réseaux mobiles ad hoc, 2006. Rapport de Projet de fin d'études, cycle de formation des ingénieurs en Télécommunications.
- [160] Philip LEVIS, Nelson LEE, Matt WELSH et David CULLER : Tossim : Accurate and scalable simulation of entire tinyos applications. *In Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems*, pages 126–137. ACM, 2003.
- [161] Philip LEVIS, Sam MADDEN, Joseph POLASTRE, Robert SZEWCZYK, Kamin WHITEHOUSE, Alec WOO, David GAY, Jason HILL, Matt WELSH, Eric BREWER *et al.* : Tinyos : An operating system for sensor networks. *In Ambient intelligence*, pages 115–148. Springer, 2005.
- [162] O. GNAWALI, R. FONSECA, K. JAMIESON, D. MOSS et P. LEVIS : Collection tree protocol. *In Proceedings of the 7th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems*, pages 1–14. ACM, 2009.

- [163] D.S.J.D. COUTO, D. AGUAYO, J. BICKET et R. MORRIS : A high-throughput path metric for multi-hop wireless routing. *Wireless Networks*, 11(4):419–434, 2005.
- [164] U. COLESANTI et S. SANTINI : A performance evaluation of the collection tree protocol based on its implementation for the castalia wireless sensor networks simulator. *month*, 2010.
- [165] Omprakash GNAWALI, Philip LEVIS, Rodrigo FONSECA, Kyle JAMIESON et David MOSS : Ctp : Collection tree protocol, janvier 2012. [http ://sing.stanford.edu/gnawali/ctp/](http://sing.stanford.edu/gnawali/ctp/).