



HAL
open science

Développement de techniques de séparation et d'identification de capteurs passifs SAW

Christophe Jendrzejjczak

► **To cite this version:**

Christophe Jendrzejjczak. Développement de techniques de séparation et d'identification de capteurs passifs SAW. Electronique. Université Côte d'Azur, 2021. Français. NNT : 2021COAZ4119 . tel-03709877

HAL Id: tel-03709877

<https://theses.hal.science/tel-03709877v1>

Submitted on 30 Jun 2022

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

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

THÈSE DE DOCTORAT

Développement de techniques de séparation et d'identification de capteurs passifs SAW

Christophe Jendrzeczak

Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications (LEAT)

**Présentée en vue de l'obtention
du grade de docteur en électronique
d'Université Côte d'Azur**

Dirigée par : Claire Migliaccio / Jean-Yves
Dauvignac

Co-encadrée par : Luc Chommeloux

Soutenue le : 30/11/2021

Devant le jury, composé de :

Nathalie Rolland, Professeure, Université de Lille 1
Smail Tedjini, Professeur, LCIS, Grenoble INP-UGA
Christophe Gaquière, Professeur, IEMN, Université de
Lille 1
Jean-Yves Dauvignac, Professeur, LEAT, Université
Côte d'Azur
Sylvie Icart, Maîtresse de Conférences HDR, I3S
Université Côte d'Azur
Luc Chommeloux, Docteur, SENSEOR

Développement de techniques de séparation et d'identification de capteurs passifs SAW

Jury :

Président du jury

- Christophe Gaquière, Professeur, IEMN, Université de Lille 1

Rapporteurs

- Nathalie Rolland, Professeure, Université de Lille 1
- Smail Tedjini, Professeur, LCIS, Grenoble INP-UGA

Examineurs

- Sylvie Icart, Maîtresse de Conférences HDR, I3S Université Côte d'Azur
- Jean-Yves Dauvignac, Professeur, LEAT, Université Côte d'Azur
- Luc Chommeloux, Docteur, SENSEOR

Résumé

De par leur nature purement passive, les capteurs utilisant la technologie SAW (Surface Acoustic Wave) présentent un fort intérêt dans le cas d'environnements sévères (forts champs électromagnétiques, haute température, ...). Ces capteurs sont majoritairement basés sur la mise en parallèle de résonateurs dont la fréquence va varier en fonction de la température, chaque capteur occupant une bande de fréquence définie (sous-bande) et différente (multiplexage fréquentiel). Une des limitations actuelles est la largeur limitée des bandes ISM en Europe qui ne permet de ne gérer qu'un faible nombre de sous bandes et limite par conséquent le nombre de capteurs. Deux méthodes ont été étudiées afin de résoudre les problèmes d'identification et de séparation des mesures issues des capteurs SAW.

La première méthode dite méthode du nul de rayonnement directement applicable dans le cas de deux capteurs, est basée sur l'utilisation d'un lecteur à 434 MHz qui possède deux sorties antennes déphasées et consiste à ajuster la puissance et la phase des deux signaux émis par chacune des antennes de façon à créer un nul de rayonnement localisé à l'emplacement d'un des deux capteurs. Cette méthode a fait l'objet d'une phase de simulation puis d'une validation expérimentale probante.

La seconde méthode est basée sur la mesure de la superposition des réponses temporelles des résonateurs SAW (oscillations amorties caractérisées chacune par quatre paramètres : amplitude A , phase ϕ , fréquence de résonance f et amortissement σ) en deux points de l'espace et le traitement ultérieur de ces mesures à l'aide des techniques hautes résolutions introduites par Prony au début du 19ème siècle. Cette méthode présente l'avantage potentiel de pouvoir fonctionner dans le cas de N capteurs (N supérieur ou égal à 1) avec l'utilisation de deux antennes uniquement connectées au lecteur. Cette méthode permet via un échantillonnage adéquat du signal temporel de construire un système d'équations dont la résolution conduit à la détermination des quatre paramètres A , ϕ , f et σ pour chacun des résonateurs, l'information de fréquence étant le paramètre recherché, afin de pouvoir en déduire l'information de température dans le cas d'un capteur de température par exemple. Le système étant fixe, la différence de phase des ondes réémises par les résonateurs permet d'identifier les capteurs.

Mots-clés : capteur à ondes acoustiques de surface, communication sans fils, environnement difficile, télémessure

Abstract

Due to their purely passive nature, sensors using Surface Acoustic Wave (SAW) technology are of great interest in severe environments (strong electromagnetic fields, high temperature ...). These sensors are mainly based on the paralleling of resonators whose frequency will vary depending on the temperature, each sensor occupying a defined frequency band (sub-band and frequency multiplexing). One of the current limitations is the bandwidth of the ISM bands in Europe, which allows only a small number of sub-bands and therefore sensors to be managed. Two methods have been studied to solve the problems of identification and separation of measurements from SAW sensors.

The first one, known as the radiation null method directly applicable in the case of two sensors, is based on the use of a 434 MHz reader which has two out-of-phase antenna outputs and consists in adjusting the power and the phase of the two emitted signals. Each of the antennas create a null radiation toward one of the two sensors. This method has been first validated in simulations and then experimentally.

The second method is based on the measurement of the superposition of the temporal responses of the SAW resonators (damped oscillations each characterized by four parameters: amplitude A , phase φ , resonance frequency f and damping σ) at two spatial points and the post-processing of these measurements using the high-resolution techniques introduced by Prony in the early 19th century. This method is advantageous because it enables to operate in the case of N sensors (N greater than or equal to 1) with the use of two antennas only connected to the reader. This method makes it possible, through an adequate sampling of the temporal signal, to construct a system of equations whose resolution leads to the determination of the four parameters A , φ , f and σ for every resonator, the frequency information is the desired parameter. For example, we can extract the temperature in the case of a thermal sensor.

The system is fixed; the phase difference of the waves re-emitted by the resonators makes it possible to identify the sensors.

Keywords : surface acoustic wave sensor, wireless communication, difficult environment, telemetry

Remerciements

Je tiens tout d'abord à adresser mes premiers remerciements à ma directrice de thèse : Claire MIGLIACCIO, Professeur à l'Université Nice Côte d'Azur et à mon co-directeur de thèse : Monsieur Jean-Yves Dauvignac, professeur à l'Université De Nice Côte d'Azur. J'ai eu la chance d'être accompagné par ces professeurs exceptionnels depuis ma licence jusqu'à ma thèse. Je leur suis sincèrement reconnaissant pour le soutien, les conseils ainsi que le partage de connaissance qu'ils ont eu à mon égard.

Mes remerciements vont également à mon encadrant industriel Dr Luc Chommeloux. Une thèse ne peut se réaliser seul, Luc a été la personne indispensable qui a su guider mes réflexions, il s'est engagé personnellement et il m'a apporté une aide considérable lors de la rédaction du manuscrit. Merci d'avoir été là.

Merci à Mme Sylvie Icart, maître de conférences à l'université de Nice Sophia-Antipolis pour ses conseils ainsi que son expertise sur les comportements transitoires qui mon permis de réaliser l'étude théorique du résonateur SAW.

Je remercie aussi le dispositif Cifre qui a rendu cette thèse possible grâce à leur aide financière ainsi qu'aux directeurs Mr Gerard Heider et Mr Didier Giraud qui ont accepté de m'accueillir au sein de l'entreprise SENSEOR.

Je tiens également à remercier l'ensemble du personnel de SENSEOR pour leur accueil. Avec cette équipe j'ai pu approfondir mes connaissances aussi bien techniques que fonctionnelles, ils ont mis à ma disposition tous les moyens nécessaires à la réussite de cette thèse.

J'adresse tous mes remerciements à l'ensemble du jury qui ont accepté d'être rapporteurs et examinateurs de cette thèse.

Enfin merci à mes parents, qui m'ont donné toutes les chances dans la vie pour réussir et à ma femme, qui a toujours été à mes côtés pendant toutes ces années.

Acronymes

ADC	Analog-to-Digital Converter
BAW	Bulk Acoustic Waves
BVD	Butterworth-Van Dyke
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CPU	Central Processing Unit
CW	Continuous Wave
DDS	Direct Digital Synthesizer
DMA	Direct Memory Access
DUT	Device Under Test
FBAR	Film Bulk Acoustic Resonator
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
HBAR	High-overtone Bulk Acoustic Resonator
\Im	Partie imaginaire d'un complexe
LO	Local Oscillator
PIRE	Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente
PLD	Programmable Logic Device
PLL	Phase-Locked Loop
PSAW	Pseudo Surface Acoustic Waves
\Re	Partie réelle d'un nombre complexe
RADAR	RADio Detection And Ranging
RSAW	Rayleigh-type Surface Acoustic Waves
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency Identification
SAW	Surface Acoustic Wave
TCF	Temperature Coefficients of Frequency

TSAW Traveling Surface Acoustic Wave

LiNbO_3 niobate de lithium

Table des matières

Introduction	16
1 Capteurs pour la mesure de température	18
1.1 Les capteurs filaires.....	19
1.1.1 Les thermomètres à résistance et thermistance	19
1.1.2 Les thermocouples	21
1.2 Les capteurs sans fil.....	22
1.2.1 Les capteurs sans-fil actifs	22
1.2.1.1 Capteurs munis d'une batterie.....	22
1.2.1.2 La pyrométrie optique.....	24
1.2.2 Les capteurs sans fil passifs.....	26
1.2.2.1 Les systèmes RFID télé-alimentés de type champ proche	26
1.2.2.2 Les systèmes RFID télé-alimentés UHF de type champ lointain	27
2 Capteurs sans fils passifs à ondes acoustiques de surface.....	29
2.1 Effet et matériau piézoélectrique	29
2.2 Les ondes élastiques	32
2.2.1 Les ondes de volume.....	32
2.2.2 Les ondes de surface	33
2.3 Dispositifs à ondes de volume.....	37
2.4 Le transducteur à peigne interdigité (PID).....	41
2.5 Les dispositifs basés sur PID	44
2.6 Fabrication de dispositifs SAW par photolithographie.....	47
2.7 Capteurs passif SAW	50
2.7.1 Les lignes à retard SAW pour la mesure de température	51
2.7.1.1 Méthode d'interrogation d'une ligne à retard	53
2.7.1.1.1 Méthode temporelle	53
2.7.1.1.2 Méthode fréquentielle.....	56
2.7.1.2 Multi-capteurs	61
2.7.2 Capteurs à base de résonateurs SAW et système associé	63
2.7.2.1 Description des résonateurs utilisés dans la conception des capteurs SAW à 434 MHz	66
2.7.2.2 Description d'un capteur de température SAW	67

2.7.2.3	Capteur de déformation et mesure de couple	70
2.7.2.3.1	Jauge de déformation	70
2.7.2.3.2	Mesure de couple.....	71
2.7.2.4	Mesure combinée de la température et de la déformation - capteur de pression et de température	72
3	Modèle théorique du comportement du résonateur SAW en régime d'interrogation impulsionnelle	76
3.1	Caractérisation expérimentale du résonateur SAW	77
3.2	Modèles électriques pour résonateur SAW et antenne.....	80
3.2.1	Modèle électrique pour résonateur SAW	80
3.2.2	Schéma électrique équivalent antenne capteur	86
3.3	Formulation analytique du comportement du résonateur SAW en régime transitoire	89
3.3.1	Utilisation de la transformée de Laplace	89
3.3.2	Modèle analytique pour la charge du résonateur sur 50 Ohms	93
3.3.3	Extension du modèle analytique à la décharge du résonateur sur 50 Ohms	95
3.3.4	Exploitation du modèle analytique du résonateur SAW en fonction du temps de charge	97
3.3.5	Impact de la fréquence d'interrogation sur l'amplitude et la phase à l'origine de la réponse du résonateur.....	101
3.3.6	Modèle analytique pour la charge d'un résonateur connecté à une antenne	102
3.3.7	Extension du modèle analytique à la décharge du résonateur connecté à une antenne	107
4	Méthodes d'interrogation permettant d'extraire l'information de fréquence du résonateur SAW	109
4.1	Transformée de Fourier appliquée à la réponse du résonateur.....	111
4.2	Transposition de fréquence de la réponse du résonateur.....	113
4.3	Méthode de mesure d'un résonateur SAW par le système d'interrogation de SENSEOR .	116
4.4	Méthode d'interrogation alternative basée sur l'utilisation d'un comparateur de phase	119
4.4.1	Présentation du composant AD8302.....	119
4.4.2	Réponse du composant AD8302 pour des fréquences d'entrée différentes.....	121
4.5	Méthode d'interrogation basée sur l'émission simultanée de deux signaux à des fréquences différentes.....	125
4.5.1	Formulation de la réponse simultanée de deux résonateurs SAW	125
4.5.2	Génération du signal d'émission constitué de deux fréquences	127
4.5.3	Résultats expérimentaux issus de la méthode d'interrogation utilisant deux fréquences d'émission.....	128
4.6	Conclusion du chapitre 4	130

5	Discrimination de capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences	131
5.1	Problème posé par la discrimination des capteurs avec le système actuel	133
5.2	Méthode d'interrogation basée sur la création d'un nul rayonnement	135
5.2.1	Description du principe du nul de rayonnement	135
5.2.2	Mise en place de la méthode de nul de rayonnement.....	136
5.2.3	Modélisation du nul de rayonnement électromagnétique.....	141
5.3	Adaptation de la méthode de Prony pour la discrimination de capteurs à base de résonateurs SAW fonctionnant dans la même bande de fréquence	150
5.3.1	Méthode d'identification des signaux basée sur la différence de phase à l'origine	152
5.3.2	Présentation de la méthode de Prony	154
5.3.3	Application de la méthode de Prony en présence de bruit.....	160
5.3.4	Description de l'algorithme MUSIC.....	161
5.3.5	Application de la méthode de MUSIC à des données expérimentales	162
5.4	Conclusion du chapitre 5	171
6	Conclusion générale.....	172
7	Bibliographie	176
8	Publications et communications	181

Table des figures

Figure 1 : Sonde de platine type PT100	19
Figure 2 : Exemple de thermistances	20
Figure 3 : Variation de la résistance en fonction de la température pour une thermistance (-) et une sonde platine PT100 (-)	20
Figure 4 : Thermocouple avec son instrumentation	21
Figure 5 : Architecture générale d'un nœud de capteur sans fil	23
Figure 6 : Thermomètre infrarouge	25
Figure 7: Caméra thermique (PRO FLIR Série T)	25
Figure 8 : Thermographie des antérieurs d'un cheval	26
Figure 9 : Lignes de champ pour les systèmes de type couplage inductif	27
Figure 10 : (a) représentation schématique d'une maille du cristal de quartz en l'absence de contrainte ; (b) représentation de l'effet piézoélectrique direct : une compression de la maille crée une tension électrique	30
Figure 11 : Découpe d'un lingot de quartz suivant une orientation pour obtenir une tranche de 10 cm de diamètre	31
Figure 12 Propagation des ondes de volume à travers un solide	33
Figure 13 : Propagation des ondes de surface à travers un solide	34
Figure 14 : Diminution des composantes longitudinale et transversale en fonction de la profondeur du substrat piézoélectrique d'une onde de Rayleigh	34
Figure 15 : Enregistrement des ondes de volume et de surface suite à un tremblement de terre	35
Figure 16 : Largeurs d'électrodes constituant les transducteurs à peigne interdigité utilisés pour les dispositifs SAW à différentes fréquences	37
Figure 17 : Structure de base d'un résonateur BAW	38
Figure 18 : Modes de résonance d'un résonateur BAW	39
Figure 19 : Résonateur BAW de type : (a) FBAR ; (b) SMR ; (c) HBAR	39
Figure 20 : Variation fréquentielle de l'admittance d'un capteur BAW suite à une réaction chimique ..	40
Figure 21 : Représentation schématique d'un IDT ou PID	41
Figure 22 : (a) variation de la tension aux bornes du transducteur ; (b) visualisation du d'une onde acoustique de surface au microscope numérique à balayage	42
Figure 23 : Evolution de l'onde acoustique résultante dans le matériau piézo-électrique en fonction du signal électrique d'entrée avec : (a) la fréquence du signal électrique correspond à la fréquence de synchronisme du PID ; (b) la fréquence du signal électrique est différente de la fréquence de synchronisme du PID	43
Figure 24 : Structure d'une ligne à retard 2 ports	45
Figure 25 : Structure d'une ligne à retard SAW avec réflecteur	45
Figure 26 : Processus de fabrication de dispositifs SAW par lift off	48
Figure 27 : Schéma global du système	49

Figure 28 : Principe d'une interrogation sans fil d'un capteur de température basé sur une ligne à retard SAW un accès	52
Figure 29 : Ligne à retard dans son package.....	53
Figure 30 : Système d'interrogation temporelle d'une ligne à retard testé en laboratoire	54
Figure 31 : Mesure avec l'oscilloscope de la réponse temporelle d'une ligne à retard constituée de 4 réflecteurs.....	54
Figure 32 : Principe de la mesure de phase.....	55
Figure 33 : Procédure de mesure de la température en plusieurs étapes	56
Figure 34 : Schéma de principe d'un interrogateur pour la méthode fréquentielle dans le cas de la configuration mono-statique	57
Figure 35 : Mesure à l'oscilloscope de la réponse temporelle d'une ligne à retard constituée de 4 réflecteurs.....	58
Figure 36 : Evolution de la fréquence en fonction du temps dans le cas FSCW	59
Figure 37 : Mesures du $ S_{11} $ d'une ligne à retard à 856 MHz composée de 4 réflecteurs pour deux bandes de fréquence différentes 60 MHz (rouge) et 15 MHz (bleu) [VKM 08].....	60
Figure 38 : Réponse dans le domaine temporel de la ligne à retard à 856 MHz constituée de quatre réflecteurs calculés sur la base de la mesure du S_{11} dans une bande de fréquence de 60 MHz (en bleu) et dans une bande de 15 MHz (en vert).....	60
Figure 39 : Processus de calcul de phase d'une ligne à retard	61
Figure 40 : Disposition des réflecteurs sur les quatre lignes à retard (gauche) ; Réponses impulsionnelles des quatre capteurs (droite).....	61
Figure 41 : Variation de la différence de retard τ_{13} en fonction de la température [KTEER 06].....	62
Figure 42 : Système de mesure sans fil intégrant un capteur passif à base de résonateurs SAW	63
Figure 43 : Schéma de principe de l'interrogateur utilisé pour la mesure sans fil d'un capteur à base de résonateurs SAW	64
Figure 44 : Stratégie d'interrogation d'un capteur à base de résonateurs	65
Figure 45 : Schéma de principe d'un résonateur SAW (a) vue d'ensemble – (b) détail d'une période de métallisation.....	67
Figure 46 : Structure différentielle du capteur de température SEAS10.....	68
Figure 47 : Occupation spectrale typique de la bande ISM (gauche) et variation de l'écart de fréquence en fonction de la température (droite)	69
Figure 48 : Schéma d'un élément de base de type résonateur rentrant en jeu dans un capteur de déformation (gauche) ; illustration avec six éléments (droite).....	70
Figure 49 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la déformation à température ambiante (gauche) ; variation de la fréquence de résonance en fonction de la température sans déformation (droite)	71
Figure 50: Orientation des jauges SAW par rapport à l'axe du rotor. Les résonateurs SAW sont inclinés à + 45° et – 45 °par rapport à l'axe du rotor	72

Figure 51 : Structure de l'élément sensible pour le capteur de pression et de température SAW utilisant trois résonateurs	73
Figure 52 : Exemple d'encombrement spectral d'un capteur de pression et de température fonctionnant à 434 MHz	73
Figure 53 : Exemple de capteur de pression et de température à 434MHz utilisant l'élément sensible à trois résonateurs (dimensions en mm)	75
Figure 54 : Système d'interrogation temporelle d'un résonateur SAW	78
Figure 55 : Visualisation de la tension aux bornes du résonateur pendant les phases de charge (50 μ s) et de décharge.....	78
Figure 56 : Circuit électrique équivalent pour le résonateur SAW	80
Figure 57 : Module de l'impédance $ Z_{BVD} $, résistance $Real(Z_{BVD})$, réactance $Im(Z_{BVD})$ ainsi que la réactance de l'impédance de la branche RLC $Im(Z_{RLC})$	82
Figure 58 : Passage des paramètres S au circuit équivalent de type BVD	83
Figure 59 : Modèle considéré pour le résonateur SAW à un port	83
Figure 60 : Conductance du résonateur SAW.....	85
Figure 61 : Susceptance du résonateur SAW	86
Figure 62 : Modélisation de l'impédance d'une antenne dipôle au voisinage de la fréquence de résonance	87
Figure 63 : Module et phase de l'impédance de l'antenne dipôle mesurée	88
Figure 64 : Signal d'émission transmis au résonateur	89
Figure 65 : Impédances des dipôles élémentaires électriques dans le domaine de Laplace lorsqu'aucune énergie n'est stockée initialement.....	91
Figure 66 : Schéma électrique équivalent du résonateur chargé par une résistance R_g de 50 Ω	91
Figure 67: les courbes a, b, c représentent les différentes contributions à la tension aux bornes du résonateurs ; la courbe d représente la résultante.....	95
Figure 68 : les courbes a, b, c représentent les différentes contributions à la tension aux bornes du résonateurs pour une durée d'impulsion de 50 μ s; la courbe d représente la résultante	96
Figure 69: (a) tension enregistrée à l'oscilloscope lors des phases de charge et de décharge- (b) tension calculée à l'aide l'expression analytique (52)	97
Figure 70: Evolution du signal V_{saw2} pour une durée d'impulsion de (a) 4.5 μ s puis (b) 25 μ s	98
Figure 71 : Evolution de la fréquence d'oscillation libre renvoyée par le résonateur en fonction de la résistance R_g	100
Figure 72 : Amplitude de la tension réémise par le résonateur en fonction de la fréquence d'émission	101
Figure 73 : Phase à l'origine de la décroissance du résonateur en fonction de la fréquence d'émission	102
Figure 74 : Schéma électrique équivalent du résonateur chargé par une antenne d'impédance Z_a .	102

Figure 75 : Illustration des trois termes (a), (b), (c) rentrant en jeu dans la composition du signal représentant la variation de tension pendant la période de charge aux bornes du résonateur (d) signal résultant.....	106
Figure 76: Illustration des trois termes (a), (b), (c) rentrant en jeu dans la composition du signal représentant la variation de tension pendant la période de charge et de décharge aux bornes du résonateur, (d) signal résultant.....	108
Figure 77: Mesure du module du coefficient de réflexion $ S_{11} $	109
Figure 78: Isolation obtenue à l'aide d'un système fonctionnant en régime pulsé (avec switch TX/RX)	110
Figure 79: Oscillation amortie v_{sawt} et module de sa transformée de Fourier $ V_{saw\omega} $	112
Figure 80: Schéma bloc du système d'interrogation développé par l'université d'Ilmenau	113
Figure 81: Réponse du résonateur à différentes étapes de la chaîne de réception	114
Figure 82: Écart type des résultats de mesure en fonction du rapport signal sur bruit des signaux d'entrée	114
Figure 83: Amplitude de la décroissance en fonction de la fréquence d'émission	116
Figure 84: Scénario de la séquence d'interrogation du résonateur SAW	117
Figure 85: Interpolation parabolique de la réponse fréquentielle échantillonnée du résonateur pour déterminer la fréquence de résonance f_0	117
Figure 86: Schéma du composant AD8302 avec identification des deux signaux d'entrée V_{INA} et V_{INB} et du signal de sortie V_{PHS}	120
Figure 87: Tension de sortie V_{PHS} en fonction de la différence de phase entre les signaux d'entrée. 120	
Figure 88: (a) signaux d'entrée et différence de phase simulée en sortie du composant AD8302, (b) mesure à l'aide du comparateur de phase	122
Figure 89: Schéma fonctionnel de l'ensemble du système d'interrogation	122
Figure 90: Evolution de la différence de phase en fonction de la fréquence d'émission	123
Figure 91: Représentation temporelle de la somme des deux réponses des résonateurs.....	126
Figure 92 : estimation des fréquences en fonction de la température locale.....	127
Figure 93 : Balayage des fréquences en fonctions des coefficients de calibrage	127
Figure 94: Schéma fonctionnel du système d'interrogation à 2 fréquences	128
Figure 95: (a) signal d'émission et (b) battement résultant	128
Figure 96: Réponse en fréquence typique de 15 capteurs de température SAW multiplexés en fréquence	131
Figure 97: (a) mesure de deux capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence, (b) réponses séparées, (c) réponses confondues	133
Figure 98: Conditions d'amplitude et de phase des signaux issus des deux antennes pour créer un nul de rayonnement.....	136
Figure 99: Représentation schématique du système électronique pour la création de nul de rayonnement.....	137
Figure 100: Première étape de mesure.....	138

Figure 101: Seconde étape de mesure	139
Figure 102: Troisième étape de mesure	140
Figure 103: Quatrième étape de mesure	140
Figure 104 : Zone de séparation entre le champ proche et le champ lointain à 433Mhz	142
Figure 105: Représentation schématique d'une antenne dipôle demi-onde.....	143
Figure 106: Réseau de deux antennes demi-onde espacées de la demi-longueur d'onde.....	144
Figure 107 : Réseau de deux antennes dans le plan xO_y	145
Figure 108: Nul de rayonnement sur le capteur 1	146
Figure 109: Nul de rayonnement sur le capteur 2	146
Figure 110: Maximum d'énergie sur le capteur n°2	147
Figure 111: Représentation d'une cellule moyenne tension permettant de visualiser les jeux de barres, la partie disjoncteur et les câbles	148
Figure 112: Vue intérieure de la cellule moyenne tension instrumentée avec deux capteurs SAW... ..	148
Figure 113: Mesure de la fréquence des 2 résonateurs fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences	149
Figure 114: Signal analogique du résonateur SAW	151
Figure 115: Visualisation des décharges individuelles des deux capteurs et de leur superposition temporelle	151
Figure 116: Visualisation de la décharge d'un résonateur mesurée par deux antennes connectées au système d'interrogation	152
Figure 117: Visualisation de la superposition des décharges des deux capteurs par les antennes 1 et 2	153
Figure 118: Configuration de mesure pour le premier capteur SAW	163
Figure 119: Oscilloscope Tektronix MDO4054-3	163
Figure 120 : Fichier généré par l'oscilloscope.....	164
Figure 121: (a) et (b) représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2.....	164
Figure 122: Configuration pour la mesure des capteurs a et b	166
Figure 123: représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2 en présence des capteurs a et b.....	166
Figure 124: configuration de la mesure pour les capteurs a, b et c	168
Figure 125: (a) et (b) représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2 en présence des capteurs a, b et c	168
Figure 126: (a) et (b) représentent la valeur du déphasage entre les deux antennes espacées d'une demi-longueur d'onde pour une fréquence de capteur de 433 MHz et de 433.5 MHz	170

Table des tableaux

Tableau 1 : Ordre de grandeur des vitesses de propagation des ondes sismiques	35
Tableau 2 : Valeurs des paramètres pour le capteur a	165
Tableau 3 : Valeurs des paramètres pour les capteurs a et b	167
Tableau 4 : Valeurs des paramètres pour les capteurs a, b et c.....	169

Introduction

Ces dernières années, une nouvelle ère industrielle est annoncée, celle du monde ultra-connecté considéré comme la quatrième révolution. Elle doit permettre de créer un lien cognitif entre l'homme, la machine, le produit et les chaînes de production. Pour se faire, la collecte d'information appelée « Big Data » devient le point de départ de cette nouvelle industrie.

Cette industrie 4.0 repose directement sur l'information produite par des capteurs. Leur rôle est de quantifier une grandeur physique (température, pression, position, lumière, son etc...) en une autre grandeur physique manipulable (généralement un signal électrique).

Ces capteurs sont devenus les organes sensoriels de nos produits. Les secteurs de l'automobile, de l'énergie et de l'aéronautique sont sûrement les plus avancés dans cette industrie du futur. Ces grands groupes investissent énormément dans ce domaine et il est clair que l'avenir de ces entreprises et les opportunités de marché se trouvent dans ce virage numérique.

Parmi la multitude des capteurs présents sur le marché, les capteurs basés sur la technologie des ondes acoustiques de surface (SAW) ont connu de nombreux développements depuis les années 1970.

Ces capteurs présentent un fort intérêt dans le cas d'environnements sévères (forts champs électromagnétiques, haute température, ...). Ils sont majoritairement basés sur la mise en parallèle de résonateurs SAW dont la fréquence va varier en fonction de la température, chaque capteur occupant une bande de fréquence définie (sous-bande) et différente (multiplexage fréquentiel). Une des limitations actuelles est la largeur limitée de la bande ISM à 434 MHz qui ne permet de gérer qu'un faible nombre de sous bandes et par conséquent de capteurs.

C'est pourquoi, l'objectif de cette thèse est de mettre au point de nouvelles méthodes d'interrogation ou d'analyse de signaux qui permettent de séparer et d'identifier plusieurs capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquence.

Nous commencerons, dans le premier chapitre par une présentation exhaustive des différents types de capteurs de température, filaires/sans fils ou basés sur des technologies actives et passives que nous retrouvons dans le monde industriel.

Le second chapitre permet d'introduire la technologie des ondes acoustiques de surface. Nous illustrerons ainsi le principe de piézoélectricité ainsi que de la propagation des ondes élastiques dans les matériaux piézoélectriques. Par la suite, nous présenterons quelques

dispositifs utilisant les transducteurs à ondes de volumes et de surface. L'objectif de ce chapitre est de présenter les capteurs utilisant les ondes acoustiques de surface. C'est pourquoi, nous ferons une revue d'ensemble des deux principaux types de capteurs utilisant les ondes acoustiques de surface qui sont les lignes à retard et les résonateurs SAW.

Le troisième chapitre sera consacré à la dimension analogique du comportement du résonateur SAW soumis à un pulse mono-fréquence. L'objectif de ce chapitre est de mettre en équation l'évolution de la tension aux bornes du résonateur SAW pendant sa phase de charge et de décharge. Cette modélisation est fondamentale car elle permettra de décrire mathématiquement le phénomène physique étudié et de comprendre toutes les subtilités de son comportement.

Grâce aux modélisations du troisième chapitre, de nouvelles méthodes d'interrogation ont été découvertes. C'est pourquoi, dans le quatrième chapitre nous rappellerons les principales méthodes d'extraction de l'information de fréquence d'un capteur SAW et nous présenterons ces deux nouvelles méthodes. L'objectif est d'étudier ces deux nouvelles méthodes ainsi que de les comparer avec les méthodes d'interrogations existantes.

Enfin, le cinquième chapitre proposera les différentes innovations concernant la séparation ainsi que l'identification des capteurs SAW. Tout d'abord, nous présenterons la complexité ainsi que les limitations d'interrogation de notre système actuel. Nous rappellerons que certaines contraintes industrielles concernant le nombre d'antennes nous ont été imposées (deux antennes). Par la suite, afin de répondre à la problématique de la thèse nous avons développé deux approches. Nous avons tout d'abord cherché à comprendre s'il n'était pas possible d'améliorer le système actuel afin d'augmenter le nombre de capteurs SAW par sous bande. Dans le domaine de l'industrie, cette approche est fondamentale car elle permet avant toute modification d'exploiter au maximum les capacités du système actuel. Cela a permis d'identifier une nouvelle méthode d'interrogation basée sur le nul de rayonnement. Une modélisation complète vous sera présentée ainsi que des résultats expérimentaux dans un environnement industriel dans le cas de deux capteurs fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences. Ensuite, grâce à une bonne compréhension de la dimension analogique des signaux, une nouvelle approche d'analyse des signaux basée sur la modélisation paramétrique de Prony, est présentée. L'objectif est de comprendre s'il est possible de mesurer plus de deux capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes sous bandes de fréquences en gardant comme unique conditions deux antennes d'interrogation.

1 Capteurs pour la mesure de température

L'objectif de ce chapitre est de fournir une vue d'ensemble des différentes familles de capteurs. Nous aborderons principalement le cas des capteurs de température qui constituent la catégorie de capteurs la plus répandue. Cela vient du fait que la température est avec la pression, l'un des deux paramètres physiques les plus cruciaux dans de très nombreux domaines tant industriels que domestiques comme : les appareils électroménagers (four, réfrigérateur, ...), l'automobile (moteur, habitacle), l'industrie de transformation (plastique, alimentaire, chimie, automobile, électronique, ...). Des dispositifs de contrôle sont aussi nécessaires afin d'éviter des catastrophes. En effet, une trop forte augmentation de la température peut entraîner des défaillances structurelles lourdes de conséquences comme la surchauffe des disques de freins d'un train, ou de la tête d'une bielle d'un moteur de navire de type pétrolier **[TEC 09] [K 09]**.

Ces capteurs de température utilisent d'une façon générale des transducteurs capables de convertir la grandeur physique d'entrée en un signal de sortie généralement électrique (analogique ou numérique) qui peut être interprété par un dispositif de contrôle ou de commande. Il est nécessaire d'étalonner (calibrer) ces capteurs afin de connaître l'évolution de la grandeur de sortie en fonction de la grandeur d'entrée. A partir de la mesure de la grandeur physique d'entrée et en se référant à la courbe d'étalonnage, il est possible d'en déduire la température. Cette grandeur peut être une force électromotrice, une énergie rayonnée, l'expansion d'un volume, ou toute autre variation physique reproduisant l'évolution de la température **[PIC 09] [FLU 09] [BUF 98] [KOC 06]**.

Dans ce chapitre, nous décrirons brièvement dans un premier temps les capteurs de température filaires (majoritaires dans le domaine de la mesure de température) capables de mesurer des températures jusqu'à 1200°C. Nous aborderons par la suite la possibilité d'utiliser ces capteurs en mode sans fil en les couplant à des modules de communication Radio Fréquence ainsi que la possibilité d'utiliser des technologies de type pyrométrie optique qui rentrent également dans la catégorie des méthodes de mesure température sans fil. Nous présenterons finalement plus en détail les capteurs de température sans fil passifs en décrivant les capteurs basés sur la technologie RFID.

1.1 Les capteurs filaires

1.1.1 Les thermomètres à résistance et thermistance

Le fonctionnement des thermomètres à résistance et thermistance est basé sur l'influence de la température sur la résistance électrique d'un conducteur. La mesure d'une température est donc ramenée à la mesure d'une résistance. Comme la caractéristique de variation de la résistance en fonction de la température est différente pour un métal ou un agglomérat d'oxydes métalliques, deux cas sont distingués : on parle de thermomètre à résistance d'une part et de thermistance d'autre part.

Pour un thermomètre à résistance, le conducteur est un élément métallique. Il existe une relation entre la résistance R et la température T . La gamme de température que peut mesurer ce type de capteur varie de -200°C à 1000°C . Le platine est le matériau conducteur le plus utilisé car sa résistance est très sensible aux variations de température. Le schéma d'un thermomètre à résistance avec filament de platine appelée sonde PT100 [M 06] est donné ci-dessous.

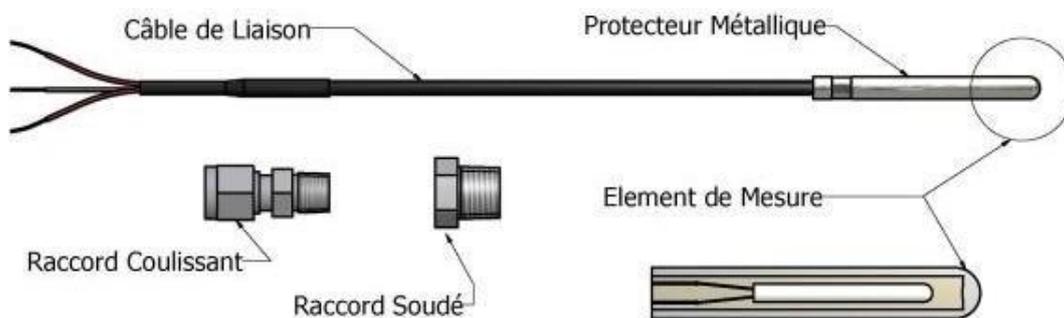


Figure 1 : Sonde de platine type PT100

La résistance de la sonde PT100 vaut 100 Ohms à 0°C et 138,5 Ohms à 100°C . Cette sonde platine peut atteindre une précision de $0,2^{\circ}\text{C}$. Elle est typiquement employée comme capteur de référence filaire lors de la calibration des capteurs SAW que nous utiliserons au cours de ces travaux de recherche.

Dans le cas de la thermistance, le conducteur est un agglomérat d'oxydes métalliques frittés (Fe_2O_3 oxyde de ferrique, Zn_2TiO_4 titane de zinc).

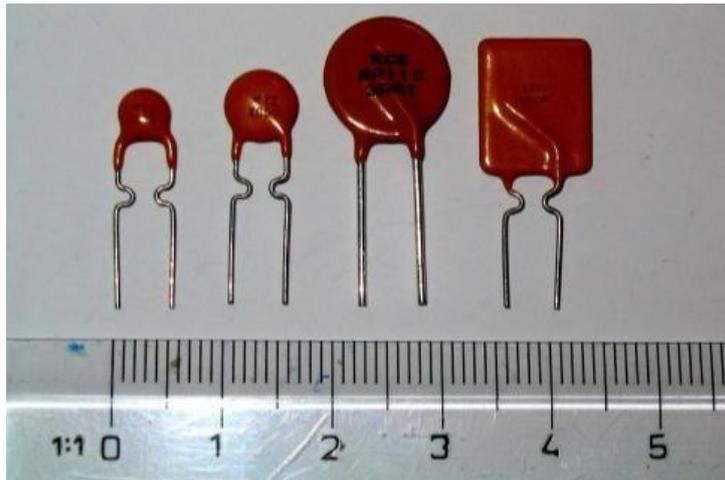


Figure 2 : Exemple de thermistances

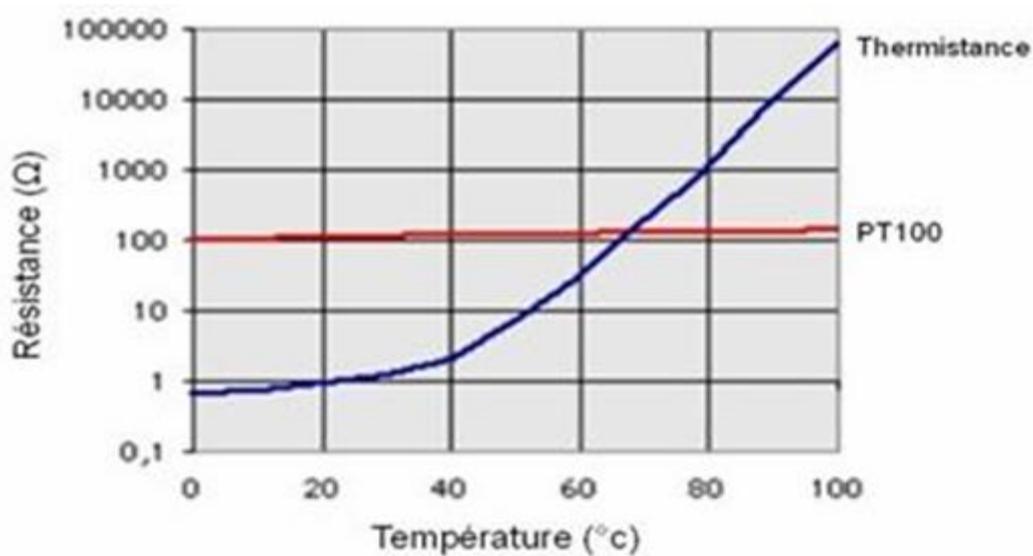


Figure 3 : Variation de la résistance en fonction de la température pour une thermistance (-) et une sonde platine PT100 (-)

La résistance électrique d'une thermistance est plus sensible aux évolutions de température que celle d'un thermomètre à résistance. La variation de la résistance des thermistances dépend des matériaux utilisés. Généralement, elle permet de mesurer une température dans la gamme -80°C à $+700^{\circ}\text{C}$ avec une précision comprise entre $0,1^{\circ}\text{C}$ et $0,5^{\circ}\text{C}$. L'emploi des thermistances présente aussi des avantages en termes de sensibilité et d'encombrement par rapport aux thermomètres à résistance. L'inconvénient est que la loi de variation de la résistance en fonction de la température n'est pas linéaire (Figure 3).

1.1.2 Les thermocouples

Un thermocouple est constitué de deux fils métalliques de natures différentes. Ces deux fils sont soudés à l'une de leurs extrémités et reliés par deux fils de raccordement à l'autre extrémité. Ces fils de raccordement sont à la même température (T_{amb}) qui est généralement la température de l'appareil de mesure. Lorsque la température au niveau de la soudure (T_{var}) varie, le passage d'un courant électrique est observé et provient d'une force électromotrice thermoélectrique créée au niveau des fils de raccordement : c'est l'effet SEEBECK [SEE 1822].

Cette force dépend des deux températures T_{var} et T_{amb} et de la nature des deux conducteurs A et B. Connaissant la valeur de la température à l'extrémité des deux fils de raccordement et la valeur de la tension, il est possible de déterminer la température au niveau de la soudure.

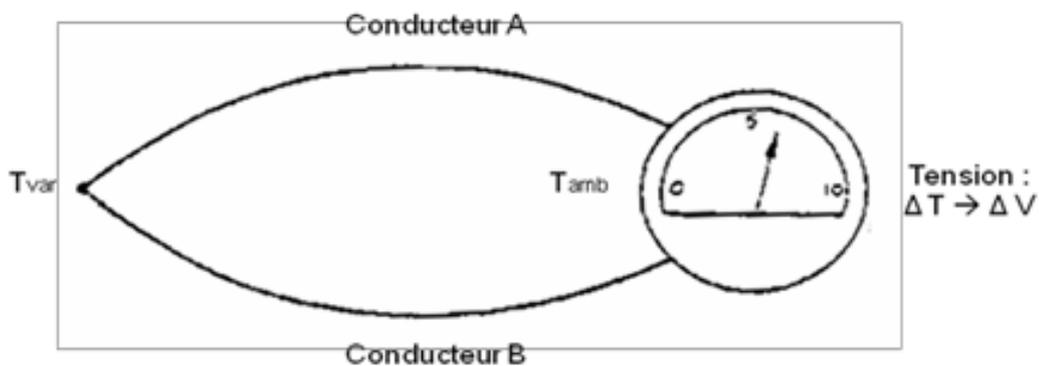


Figure 4 : Thermocouple avec son instrumentation

Chaque sonde est caractérisée pour fonctionner dans une certaine gamme de température avec différentes résolutions en température [THE 09]. Pour les thermocouples normalisés, il existe des tables de références qui fournissent, pour une température de référence fixée à 0°C , la force électromotrice (F.E.M) en fonction de la température à mesurer. Les tables de références ITS-90 [SRD 09] sont nécessaires pour déterminer la F.E.M. fournie par les principaux types de thermocouple.

Les thermocouples sont utilisés pour des mesures variant de températures ultra froides (-200°C) à très chaudes (1200°C) avec une précision de l'ordre de $0,1^{\circ}\text{C}$. Le thermocouple a une capacité calorifique plus faible que les capteurs à variation de résistance vus précédemment, ce qui se traduit par un temps de réponse plus court. L'inconvénient des thermocouples est que le signal de sortie obtenu reste très faible et peut par conséquent être affecté par le bruit environnant.

1.2 Les capteurs sans fil

Les capteurs filaires présentent de bonnes performances et une bonne robustesse, néanmoins l'unique solution pour acheminer les données du capteur jusqu'au contrôleur central est un câblage qui reste encombrant, vulnérable et quelquefois onéreux.

Aujourd'hui, les progrès des techniques des communications sans fil ont permis de mesurer et de renvoyer l'information sans connexion filaire. Ces systèmes complets peuvent intégrer :

- Une unité de mesure, permettant de récupérer diverses grandeurs physiques (chaleur, humidité, vibrations) et de les transformer en grandeurs numériques.
- Une unité de traitement informatique et de stockage de données.
- Un module de transmission sans fil.

Ces capteurs peuvent avoir besoin d'une alimentation propre pour pouvoir fonctionner.

Nous définirons deux types de capteurs sans fils : les capteurs actifs et passifs.

1.2.1 Les capteurs sans-fil actifs

Un capteur sans fil actif a besoin d'une source d'énergie embarquée pour réaliser les fonctions de mesure, de traitement et de transmission de l'information. Généralement, cette source d'énergie locale est assurée par une batterie. Deux types de technologies de capteurs actifs pour la mesure de température peuvent être identifiés :

- Les réseaux de capteurs actifs sans-fil (Wireless Sensor Networks) sont composés de modules mono-capteurs ou multi-capteurs. Tous les capteurs décrits précédemment peuvent fonctionner sans fil, s'ils sont associés à des modules de communication fonctionnant sur batterie ou grâce à un système de récupération d'énergie (chaleur, lumière, vibrations etc.) adjoint au capteur.
- La pyrométrie optique qui est basée sur la relation entre la température et le rayonnement dans l'infra-rouge d'un objet.

1.2.1.1 Capteurs munis d'une batterie

Ces capteurs sans fil sont en général utilisés dans une configuration de type réseau. Les nœuds de ce type de réseaux sont composés d'un grand nombre de capteurs, capables de mesurer et de transmettre des informations d'une façon générale, sur diverses grandeurs physiques de manière autonome.

Les données mesurées par un capteur sont acheminées à un nœud (voir figure 5 ci-dessous) considéré comme un point de collecte. Ce nœud peut être relié à internet, permettant à l'utilisateur d'envoyer des requêtes aux autres nœuds du réseau en précisant le type de données requises et récupérer l'information. Chaque nœud comprend six unités de bases :

- Un capteur permettant la mesure d'une donnée environnementale telle qu'une température, une accélération, de l'humidité, une intensité etc....
- Une unité de traitement des données
- Une mémoire
- Une unité de contrôle de l'énergie associé à une batterie
- Un module de communication qui permet de transmettre les informations. Cette unité travaille essentiellement dans la bande ISM autour de 2,45GHz
- Une antenne permettant d'émettre le signal portant l'information du paramètre physique mesuré

On retrouve ces réseaux de capteurs dans diverses applications comme l'industrie automobile, le militaire ou dans les applications environnementales. La société SenTec Elektronik GmbH propose par exemple différents modules pour mesurer une température [SEN 09]. L'entreprise Crossbow Technology offre des solutions complètes pour des applications liées à l'agriculture et à l'environnement [XBO 09].

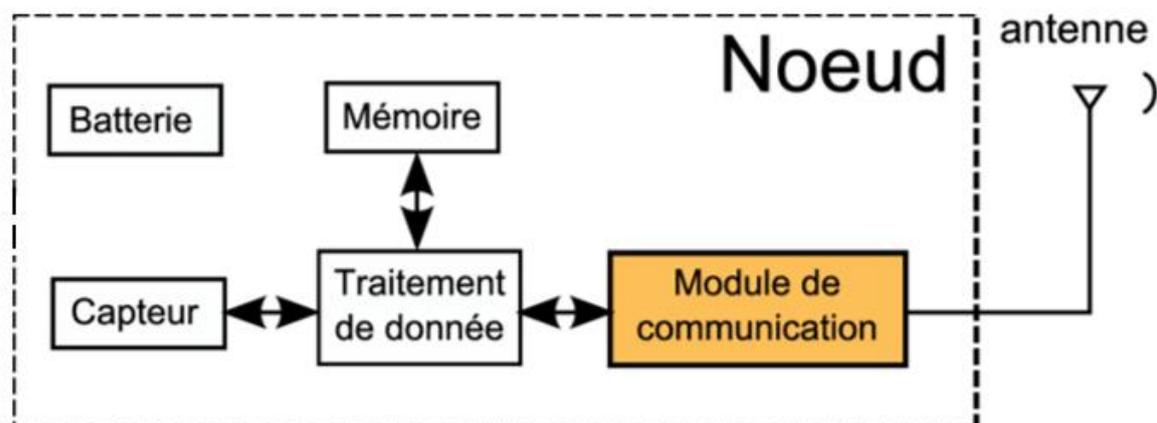


Figure 5 : Architecture générale d'un nœud de capteur sans fil

L'alimentation en énergie du capteur sans fil peut soit se faire par l'intermédiaire d'une batterie ou bien par un système de récupération d'énergie qui permet de tirer cette énergie de sources externes (solaire, éolienne, thermique, vibratoire, cinétique, chimique, etc.) en quantités

infinitésimales, puis l'emmagasiner dans la batterie pour servir au fonctionnement autonome du capteur.

Micropelt GmbH est un exemple de société qui propose une solution de récupération d'énergie pour des capteurs de mesure de température sur des machines mobiles et tournantes. L'essentiel de son activité, concerne les thermo-générateurs composés d'un procédé "thin-film" analogue aux MEMS. Ce procédé 'couche mince' est une évaporation sous vide de couches actives (semi-conductrices) de seulement quelques microns. Ces thermos-générateurs apportent une solution de récupération d'énergie se basant sur leurs forts rendements. L'idée de base, est de récupérer de l'énergie provenant d'une variation de température, en quantité suffisante, afin de l'adjoindre à la plateforme des capteurs. Cette société commercialise les solutions appelées TE-Power Bolt, TE-Power Probe, TE-Power Clamp [MIC 09]. Lorsque les capteurs de ces solutions sont placés à proximité de l'élément à mesurer, un thermo-générateur se sert de la différence de température (typiquement 5°K minimum) pour fournir l'énergie nécessaire au fonctionnement d'une plateforme multi-capteurs. Toutefois, la mesure d'une température reste limitée aux alentours de 140°C, car l'électronique et le thermo-générateur en Bismuth / Tellure ne permet pas de dépasser ce seuil.

La société EnOcean propose des solutions de capteurs capables de mesurer une température, une luminosité, de l'humidité, et certains gaz sans batterie, dans lesquelles l'énergie est apportée via des cellules solaires [ENO 09]. Cependant, à cause de leur alimentation par batterie et de l'électronique embarquée, il est très difficile de mesurer des températures supérieures à la centaine de degrés Celsius.

1.2.1.2 La pyrométrie optique

La pyrométrie optique est une méthode de mesure passive permettant de mesurer la température d'un objet à partir du rayonnement lumineux qu'il émet. Les capteurs utilisés sont donc des capteurs optiques, photo-électriques ou thermiques. Tous les corps émettent spontanément et en permanence un rayonnement électromagnétique dont le spectre est fonction de la température : c'est le rayonnement thermique. L'intérêt de la pyrométrie optique est de permettre la mesure d'une température sans contact avec un objet statique ou en mouvement pouvant atteindre des températures très élevées (parfois supérieures à 2000 °C).

Le rayonnement mesuré dépend de l'émissivité de l'objet et de l'uniformité de la source. Cette méthode nécessite donc une bonne calibration pour mesurer précisément une température. Pour des niveaux de température courants (de -50°C à 2000°C environ), les ondes émises naturellement par les matériaux appartiennent au domaine infrarouge, c'est pour cela que l'on parle de thermomètre infrarouge. Ces thermomètres offrent une excellente résolution

thermique (0,1°C). Ce système étant de plus, non invasif **[FLU 09]**, il est très utilisé pour des applications médicales ou de génie civil.



Figure 6 : Thermomètre infrarouge

Des caméras infrarouges permettent de faire de l'imagerie thermique. Cette technique mesure et transcrit en images les rayonnements infrarouges émis par des installations en fonction de leur luminance. Ce type de caméra est utilisé, entre autres, dans des applications de contrôle de procédés comme le refroidissement de matériaux, fours, etc. La société Flir commercialise ce type de caméras thermiques **[FLI 09]**.



Figure 7: Caméra thermique (PRO FLIR Série T)

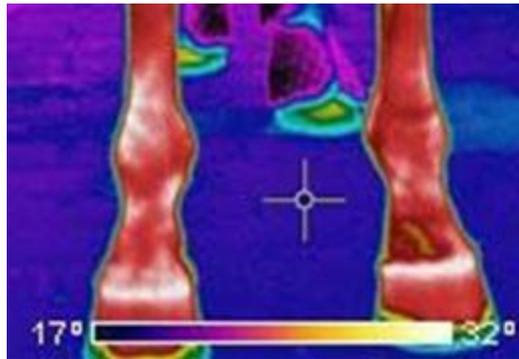


Figure 8 : Thermographie des antérieurs d'un cheval

Dans des applications de type vétérinaires, la thermographie est considérée comme une imagerie physiologique car elle reflète les modifications du métabolisme de l'animal. La mesure des différences de température aide les vétérinaires à détecter de manière précoce des indications de modifications inflammatoires dans les articulations, les tendons et les tissus d'un cheval par exemple, avant même que la boiterie ne se soit manifestée (Figure 8).

1.2.2 Les capteurs sans fil passifs

Les capteurs passifs ne possèdent pas de source d'énergie embarquée. Ces capteurs sont en particulier compatibles avec des environnements sévères en particulier de températures élevées (> 150°C) pour lesquelles le bon fonctionnement des batteries n'est plus garanti et ne nécessitent pas de maintenance pour l'alimentation en énergie. Ils peuvent être intégrés dans des milieux diélectriques (bois, ciment, plastiques, ...) et ainsi fournir une mesure sur une durée de plusieurs dizaines d'années.

Deux technologies de capteurs passifs sont connues pour la transmission de données :

- La transmission inductive ou capacitive (fonctionnement champ proche)
- La transmission radio basée sur la réflexion ou la réémission des ondes électromagnétiques (fonctionnement champ lointain).

1.2.2.1 Les systèmes RFID télé-alimentés de type champ proche

Ce type de capteurs est télé-alimenté, c'est-à-dire qu'ils obtiennent l'énergie nécessaire à leur fonctionnement, du signal RF émis par l'unité d'interrogation. Le courant induit aux bornes de l'antenne reliée au capteur suffit à l'activer et permet la transmission de données. Ce lien RF entre l'antenne et l'unité d'interrogation qui peut se faire par couplage inductif ou capacitif est basé sur le phénomène d'induction (régi par les lois de Faraday et de Lenz). Ces systèmes fonctionnent à des fréquences inférieures à 30MHz avec des distances d'interrogation faibles (de 0 à la dizaine de centimètre) [FIN 03]. Cette limitation est due à la nature des champs

générés par des antennes de type boucle pour cette gamme de fréquence. Comme la distance est très petite devant la longueur d'onde du signal, c'est un fonctionnement en champ proche.

La figure 9 montre le schéma de principe d'un couplage magnétique. Lorsque l'antenne de type boucle associée au capteur entre dans le champ induit par l'antenne de l'unité d'interrogation, le capteur est activé et alimenté. L'information sur la mesure de la température, à travers une modification de la fréquence de résonance est transmise via ce lien inductif. Une variation de la température vient modifier la valeur de la capacité au sein du capteur [FCTL 17]. L'unité d'interrogation est capable de détecter ces variations de fréquence renvoyées par le capteur, en contrôlant la variation d'impédance.

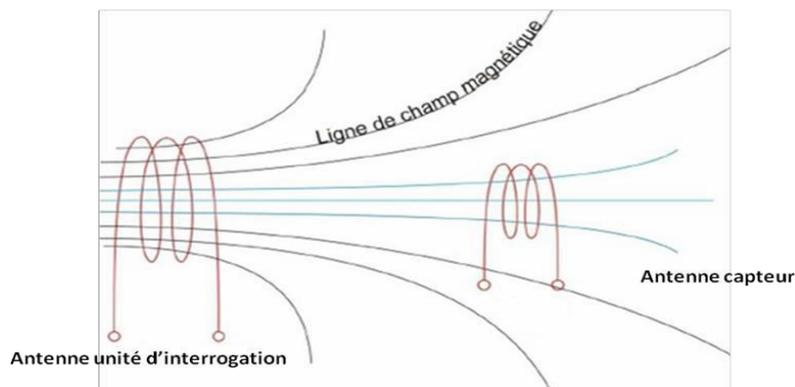


Figure 9 : Lignes de champ pour les systèmes de type couplage inductif

Le transfert d'énergie dépend de la position et de l'orientation des deux antennes boucles. Ce transfert est optimal lorsque les deux antennes boucles sont orientées de façon identique.

Les systèmes fonctionnant en couplage capacitif sont destinés à des applications ne nécessitant qu'une très faible distance d'interrogation allant de 0 à 1cm. On parle alors de fonctionnement de type « presque contact » [PAR 01]. Le couplage capacitif qui permet une télé-alimentation très robuste, est donc utilisé pour le contrôle d'accès ou le paiement sécurisé [FIN 03].

1.2.2.2 Les systèmes RFID télé-alimentés UHF de type champ lointain

La technologie RFID est connue pour son utilisation dans l'identification [HPPN 18] mais elle peut également être exploitée dans des systèmes de mesure de température. Le dispositif utilisé est composé d'un microprocesseur associé à un élément sensible et à une antenne.

Ce type de système sera utilisé si l'application requiert une distance d'interrogation plus grande que 1m. Le phénomène de rayonnement n'est plus basé sur les lois du couplage mais sur celles de la propagation. C'est un fonctionnement de type champ lointain. La frontière entre

le champ proche et le champ lointain se situe à une distance noté « r » de l'antenne associée à l'unité d'interrogation. L'équation 1 permet de calculer cette distance :

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1)$$

Avec λ la longueur d'onde du signal et D la plus grande dimension de l'antenne [BAL 97].

En champ lointain, l'amplitude du champ électrique qui se propage décroît en $1/r$ au lieu de $1/r^3$ pour le champ proche. Ces systèmes permettent donc une plus grande distance d'interrogation.

Le principe de fonctionnement est le même que précédemment à savoir que l'énergie véhiculée par l'onde électromagnétique transmise par l'unité d'interrogation permet d'alimenter le capteur. Le renvoi de l'information du capteur vers l'unité d'interrogation est assuré par la technique de rétro-modulation. Cette technique est basée sur le principe de la réflexion de l'onde électromagnétique émise par l'unité d'interrogation. La variation de l'impédance d'entrée du capteur (résultant d'une variation de température) crée ainsi une désadaptation d'impédance impliquant une variation du coefficient de réflexion. L'onde incidente est alors plus ou moins réfléchi. Ces systèmes sont plus complexes à réaliser par rapport aux systèmes fonctionnant en champ proche. De plus, la propagation est plus sensible aux interférences et aux pertes de propagation notamment pour des applications médicales (propagation dans un liquide) dans lesquelles un système à couplage inductif sera préférable.

Dans le domaine des capteurs sans fil passifs, nous retrouvons aussi la technologie de capteurs à ondes acoustiques de surface. Le sujet de thèse est focalisé sur cette technologie, dont nous détaillons l'état de l'art au chapitre suivant.

2 Capteurs sans fils passifs à ondes acoustiques de surface

Les dispositifs à ondes élastiques de surface, le plus souvent dénommés d'après leur acronyme anglais *Surface Acoustic Wave (SAW)*, sont le fruit de plus de cinquante années de recherche et développement. Les dispositifs SAW sont aujourd'hui utilisés dans de très nombreux domaines principalement pour des applications de filtrage. On les retrouve dans les téléviseurs ainsi que dans la plupart des systèmes de communication. Ils sont notamment l'un des éléments clés de la téléphonie mobile. Fabriqués à plusieurs milliards d'exemplaires par an, les dispositifs SAW représentent un marché considérable et sont le cœur d'activité de nombreuses entreprises. Les développements dans le domaine des capteurs SAW s'inscrivent dans la continuité de ces travaux puisque l'idée de base consiste à exploiter la sensibilité de ces dispositifs à un certain nombre de paramètres physiques tels que la température qui sont identifiés comme des faiblesses pour les applications filtrage.

2.1 Effet et matériau piézoélectrique

La piézoélectricité est un phénomène physique exploité dans de nombreux domaines d'application. À titre d'exemple, le briquet électronique ou l'allume gaz sont des systèmes qui transforment une pression en une décharge électrique. À l'inverse, le générateur à ultrason pour l'échographie ou l'injecteur électronique des voitures transforment une commande électrique en déplacement mécanique. Le secteur des télécommunications est le plus gros consommateur de circuits piézoélectriques (filtres à ondes de surfaces, oscillateurs à Quartz, lignes à retard). L'essor grandissant des systèmes sans fils n'a fait qu'accélérer cette tendance. La piézoélectricité est une propriété que possèdent certains matériaux à transformer une énergie mécanique en une énergie électrique et réciproquement.

Les premiers travaux concernant la piézoélectricité ont été introduits en 1817 par l'abbé René-Just Haüy [Haü17]. En effet, il a pu observer de manière qualitative l'apparition d'une électrisation à la surface d'un cristal lorsqu'il est soumis à une déformation mécanique. Ce n'est qu'en 1881 que les frères Pierre et Jaques Curie ont démontré théoriquement et expérimentalement l'effet piézoélectrique direct sur différentes structures cristallines telles que le quartz ou encore la tourmaline [CC 81]. Un an plus tard, c'est le physicien Gabriel Lippmann [Lip 81] qui démontre théoriquement l'effet piézoélectrique inverse, en utilisant des principes de la thermodynamique, il montre qu'un matériau piézoélectrique subit une déformation par l'action d'un champ électrique. Dans la même année les frères Curie valident la réciproque.

On propose alors le terme de piézoélectricité du grec « piezin » qui signifie presser appuyer pour désigner ce nouveau phénomène physique.

Pour qu'une structure cristalline présente des propriétés piézoélectriques, la maille définissant la structure doit être non centrosymétrique. Cela signifie qu'en l'absence de déformation, la maille de la structure est électriquement neutre. Cependant, lorsqu'une contrainte mécanique est appliquée, un dipôle électrique dans chaque maille du réseau va apparaître. Cela est dû au déplacement des centres de gravité des charges positives et négatives lors de la déformation.

Afin d'illustrer ce phénomène d'un point de vue microscopique, prenons l'exemple du quartz qui est composé d'atomes de silicium portant la charge positive et d'atomes d'oxygène portant la charge négative.

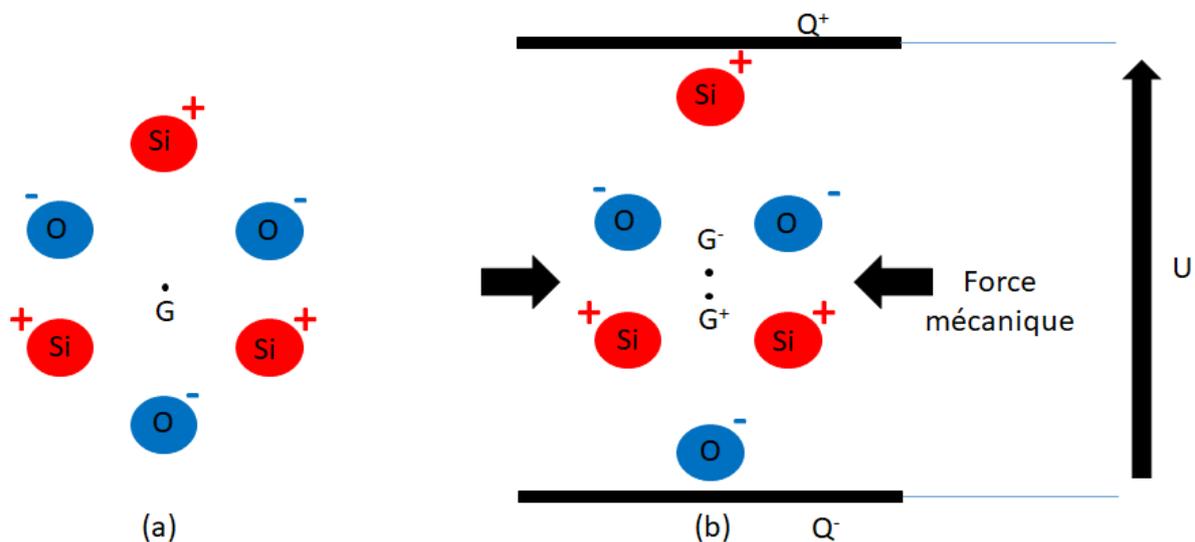


Figure 10 : (a) représentation schématique d'une maille du cristal de quartz en l'absence de contrainte ; (b) représentation de l'effet piézoélectrique direct : une compression de la maille crée une tension électrique

On peut constater sur la figure 10 (a) que les barycentres des charges positives et négatives sont confondus au point G. Sur la figure 10 (b), la maille est soumise à une force mécanique qui sépare les barycentres des charges et crée un moment électrique. Ce phénomène étendu à l'ensemble du cristal, a pour conséquence de faire apparaître un champ électrique à chaque extrémité de celui-ci, qui est la résultante macroscopique de l'effet piézoélectrique.

Nous verrons par la suite que le quartz est un matériau piézoélectrique couramment utilisé pour la fabrication des capteurs de température SAW à base de résonateurs. Ce matériau présente en effet des caractéristiques idéales pour la conception de résonateurs SAW dans

une gamme allant typiquement de -30°C à 150°C . Les pertes acoustiques ainsi que la variation de la fréquence en fonction de la température sont des caractéristiques qui dépendent à la fois du matériau utilisé ainsi que de l'orientation de la coupe du matériau (voir figure 11) et celles-ci sont compatibles dans le cas du quartz des contraintes dictées par les règles d'utilisation des bandes de fréquence ISM. La figure 11 ci-dessous montre un lingot de quartz duquel on va venir extraire un certain nombre de tranches. Celles-ci ont typiquement une épaisseur de $350\ \mu\text{m}$ et un diamètre de $100\ \text{mm}$. Selon l'angle de coupe, on obtiendra des vitesses de propagation d'ondes ainsi que des sensibilités à la température différentes.

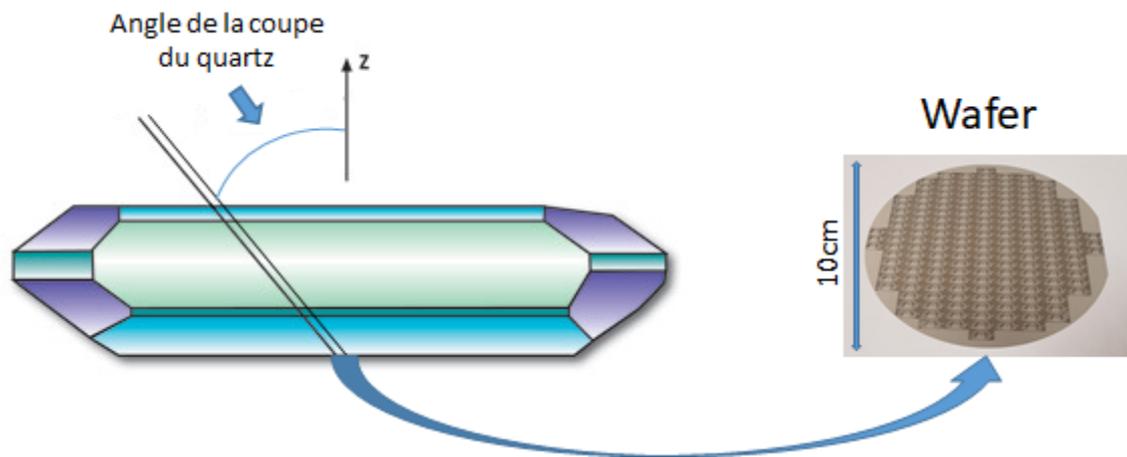


Figure 11 : Découpe d'un lingot de quartz suivant une orientation pour obtenir une tranche de 10 cm de diamètre.

D'autres cristaux piézoélectriques peuvent être utilisés comme le Niobate de lithium (LiNbO_3) ou encore le Tantalate de Lithium (LiTaO_3). On utilisera en particulier le Niobate de Lithium pour la conception capteurs de température basés sur des lignes à retard un accès. Nous détaillerons ultérieurement les raisons pour lesquelles le quartz est un choix pertinent pour les applications de mesure de température.

2.2 Les ondes élastiques

La piézoélectricité est donc la propriété physique que possèdent certains matériaux à se polariser électriquement lorsqu'ils sont soumis à une contrainte mécanique (effet direct) et à se déformer mécaniquement lorsqu'ils sont soumis à un champ électrique (effet indirect).

L'application d'un champ électrique alternatif entraîne l'apparition d'une onde élastique et vice-versa. La déformation associée à la propagation de l'onde est dite élastique car le matériau reprend sa forme initiale (pas de variation irréversible des propriétés physiques du milieu), si tel n'était pas le cas celle-ci serait qualifiée de plastique.

L'application d'un champ électrique sur un matériau piézoélectrique crée une déformation mécanique. Si cette excitation est variable, la réponse le sera aussi. Ainsi, des ondes acoustiques peuvent être générées par un signal électrique périodique. Leur propagation et leur polarisation dépendent alors des propriétés électromécaniques du matériau. La résolution du système d'équation [DR 99] faisant intervenir les tenseurs des contraintes, des déformations, des rigidités mécaniques, des permittivités ainsi que le tenseur piézoélectrique et le champ électrique permet de déterminer la réponse du milieu.

Il existe principalement deux types d'onde qui peuvent se propager dans le matériau piézoélectrique : les ondes acoustiques de volume et les ondes acoustiques de surface qui se propagent principalement à la surface du matériau.

2.2.1 Les ondes de volume

La propagation d'une onde acoustique dans un milieu matériel s'effectue de proche en proche par un déplacement de matière. Suivant une direction de propagation donnée, deux types d'ondes peuvent être identifiées pour les milieux isotropes.

Les ondes longitudinales ou ondes de compression, appelées ondes P en sismologie, (Figure 12 haut) possèdent une polarisation colinéaire à la direction de propagation. Les particules du milieu effectuent des va-et-vient autour de leur position de repos. Les plans parallèles contenant ces particules forment une succession de compressions et de dilatations et reproduisent à leur tour le mouvement du plan précédent. Comme leur cheminement est direct, ces ondes sont les plus rapides.

Les ondes transversales ou ondes de cisaillement (Figure 12 bas), appelées ondes S en sismologie, possèdent une polarisation perpendiculaire à la direction de propagation. Les particules oscillent autour de leur position de repos en effectuant des allers et venues de part et d'autre de l'axe de propagation. Chaque point reproduit à son tour le mouvement du point

précédent. Les plans contenant les particules glissent les uns par rapport aux autres en conservant leurs distances. Elles sont plus lentes qu'une onde longitudinale.

Pour les milieux anisotropes, cas des matériaux piézoélectriques, trois types d'ondes peuvent se propager :

- une onde quasi longitudinale : la polarisation forme un angle inférieur à 45° avec la direction de propagation,
- une onde quasi-transversale rapide,
- une onde quasi transversale lente.

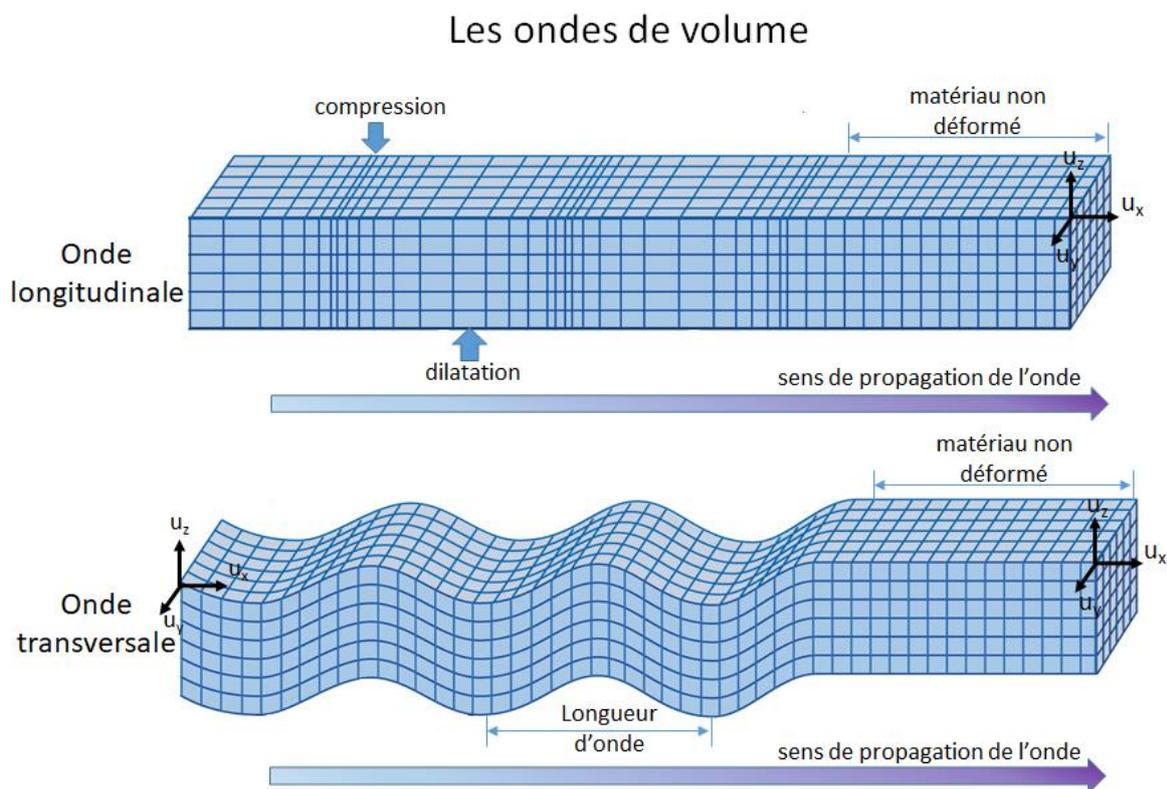


Figure 12 Propagation des ondes de volume à travers un solide

2.2.2 Les ondes de surface

En ce qui concerne les ondes acoustiques de surface (SAW), deux types d'onde peuvent se propager dans un milieu semi-infini (épaisseur du substrat grande devant la longueur d'onde) comme indiqué sur la figure 13.

L'onde de Rayleigh a été découverte par John William Strutt Rayleigh en 1885 [Ray 85]. La polarisation de cette onde est elliptique car le déplacement mécanique a deux composantes :

une composante selon la direction de propagation (composante longitudinale u_x) et une composante perpendiculaire à la direction de propagation et normale à la surface (composante transversale suivant u_z). L'effet de déformation dans le matériau n'est visible que sur une profondeur égale à une longueur d'onde environ et l'amplitude des déplacements décroît d'une façon exponentielle en fonction de la profondeur dans le milieu (voir figure 14).

Le second type d'onde de surface est l'onde de Love, elle a été mise en évidence par Augustus Edward Hough Love en 1911 [Lov 11]. C'est une onde transversale qui se propage également suivant u_x mais le déplacement mécanique est polarisé selon u_y . Il s'agit d'une onde de cisaillement.

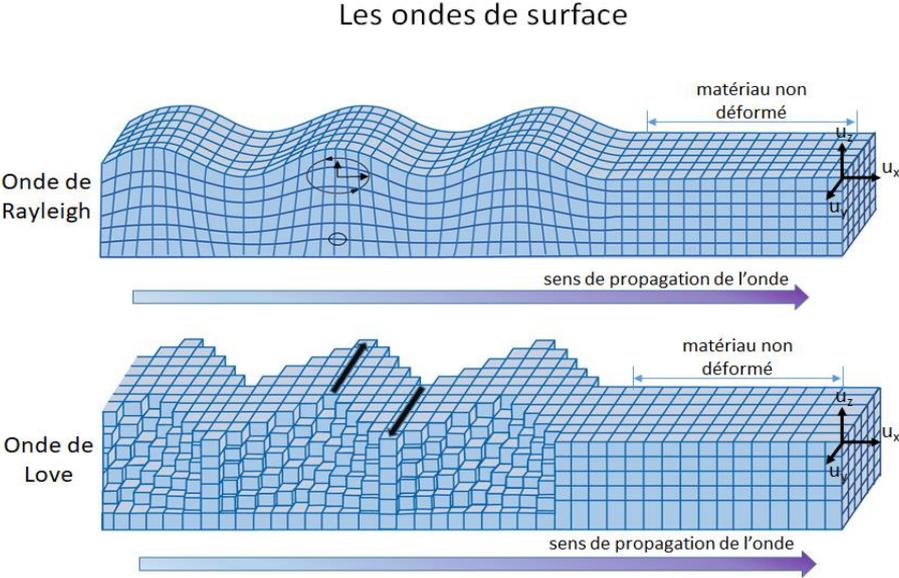


Figure 13 : Propagation des ondes de surface à travers un solide

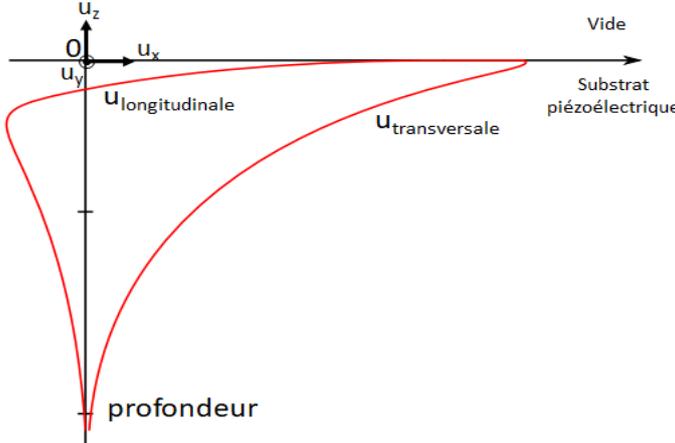


Figure 14 : Diminution des composantes longitudinale et transversale en fonction de la profondeur du substrat piézoélectrique d'une onde de Rayleigh

A titre d'exemple, on peut illustrer (voir figure 15), ces différentes ondes élastiques dans le cas d'un milieu isotrope. Celles-ci permettent de caractériser le mouvement du sol causé par un tremblement de terre et d'appréhender la structure de la croûte terrestre. Ces mouvements peuvent être mesurés à partir d'un sismographe qui relève les déplacements du sol.

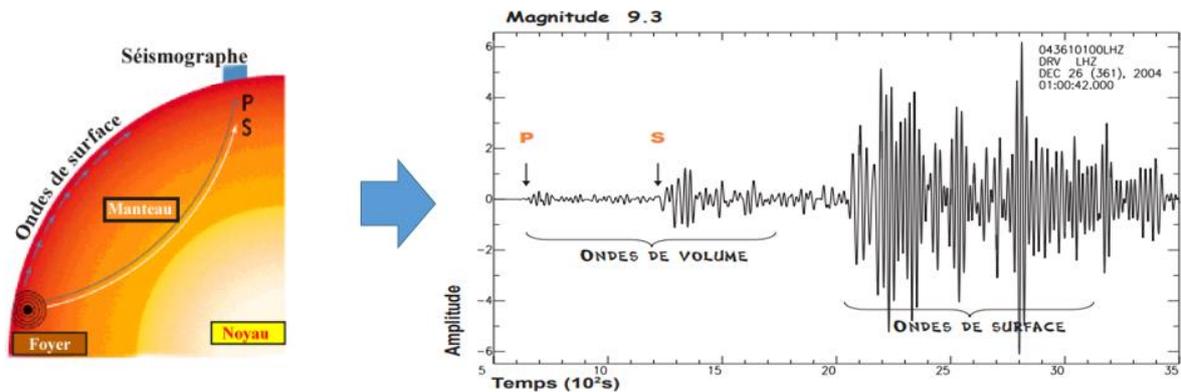


Figure 15 : Enregistrement des ondes de volume et de surface suite à un tremblement de terre

On constate que toutes les ondes partent d'un même point de départ appelé foyer mais n'arrivent pas en même temps au lieu d'observation. La première onde observée est l'onde de volume P suivi de l'onde de volume S et enfin quasiment simultanément, on peut observer les ondes de surface (Love et Rayleigh). En effet, chacune de ces ondes a sa propre vitesse de propagation (voir tableau 1) qui sera également affectée par les caractéristiques des milieux traversés. On peut également noter sur la figure 15 que l'amplitude des ondes de surface est beaucoup plus importante que celle des ondes de volumes. Cela vient principalement du fait que l'énergie de ces ondes est localisée en surface ce qui diminue les pertes de propagation.

Onde	Onde P	Onde S	Onde de Love	Onde de Rayleigh
Vitesse	8000 m/s	6000 m/s	4000 m/s	3000 m/s

Tableau 1 : Ordre de grandeur des vitesses de propagation des ondes sismiques

On notera en particulier que la vitesse de propagation typique des ondes de Rayleigh (3×10^3 m/s) est 100 000 plus faible que la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide (3×10^8 m/s). Cette constatation a historiquement motivé la réalisation de lignes à retard pour introduire des retards sur la base de dispositifs à ondes de Rayleigh. En effet cette technologie a permis

de réaliser des retards sur des structures très compactes puisqu'il est possible de générer un retard de $3\mu\text{s}$ avec une ligne à retard SAW de 10 mm de long alors qu'il serait nécessaire d'avoir une distance de propagation de 1 km avec une onde électromagnétique pour générer le même retard.

2.3 Dispositifs à ondes de volume

Les filtres et sources à ondes de surface sont très largement employés dans les terminaux radio des appareils portables actuels. Les résonateurs SAW permettent de réunir de bonnes performances pour un encombrement réduit. Néanmoins, la montée en fréquence et le besoin de puissance d'émission ont poussé les concepteurs à envisager d'autres solutions (SAW passivés). En effet, la fréquence d'utilisation des résonateurs SAW est principalement limitée par la résolution des procédés de photolithographie (qui seront détaillés ultérieurement dans ce mémoire) employés lors de la fabrication des motifs inter-digités (voir figure 16). La tenue en puissance est directement liée à l'épaisseur des doigts et à leur écartement. Des courants trop élevés entraînent un échauffement du métal et un phénomène d'électro-migration [LPNL 05] détériore la structure des liaisons métalliques. Des tensions trop importantes entraînent des phénomènes de claquage dans l'air entre les électrodes. La fiabilité des applications SAW limite donc leur utilisation à des niveaux de puissance inférieurs à 1W [SNI 98], voire 3W grâce aux techniques de passivation les plus avancées. Il existe une alternative à la technologie SAW si l'on souhaite dépasser les limites de fréquence et de puissance qui porte le nom de BAW pour Bulk Acoustic Wave. Cette technologie n'utilise plus la création d'onde acoustique de surface mais de volume.

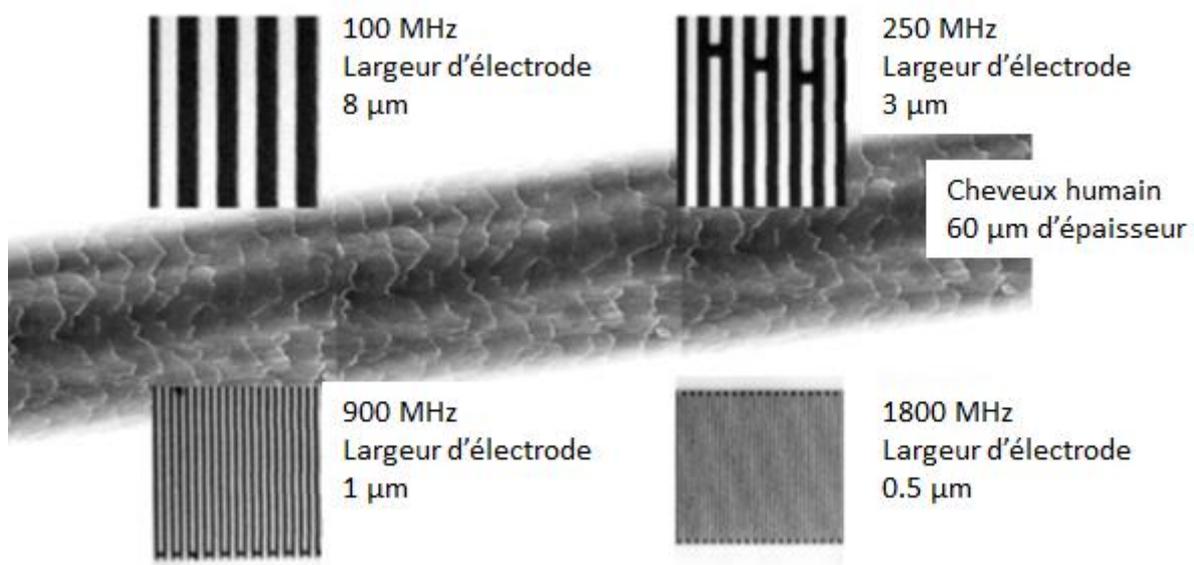


Figure 16 : Largeurs d'électrodes constituant les transducteurs à peigne interdigité utilisés pour les dispositifs SAW à différentes fréquences

Le résonateur BAW élémentaire est constitué d'une couche de matériau piézoélectrique dont les deux faces sont métallisées (Figure 17). L'excitation électrique appliquée entre les

électrodes crée une onde acoustique qui se réfléchit aux interfaces entre le matériau et l'air. À certaines fréquences, ces multiples réflexions se recombinent en phase ou en opposition de phase. Dans le premier cas, l'interférence est constructive et donne naissance à une onde stationnaire dont le déplacement mécanique est maximum. Cette fréquence particulière est appelée : « fréquence de résonance » ou « fréquence de résonance série ». L'impédance électrique du résonateur passe alors par un minimum. Dans le second cas, l'interférence est destructive et l'impédance électrique est maximale puisque le déplacement mécanique et la polarisation électrique sont en opposition de phase. Cette fréquence est appelée : « fréquence d'anti-résonance » ou « fréquence de résonance parallèle ».

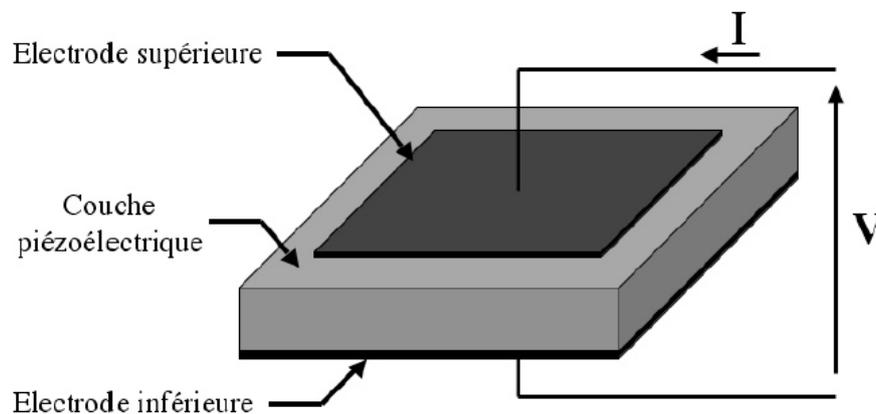


Figure 17 : Structure de base d'un résonateur BAW

La résonance du mode fondamental s'établit lorsque la demi-longueur d'onde acoustique correspond à l'épaisseur totale du résonateur (Figure 18). Les résonances harmoniques s'établissent pour des multiples impairs de la demi-longueur d'onde. Les modes pairs ne peuvent être excités puisque le couplage piézoélectrique ne s'effectue que lorsque les électrodes sont portées à des potentiels différents. En dehors des fréquences de résonances, le résonateur se comporte comme une capacité. Le matériau piézoélectrique possède une permittivité non nulle et se comporte comme un diélectrique.

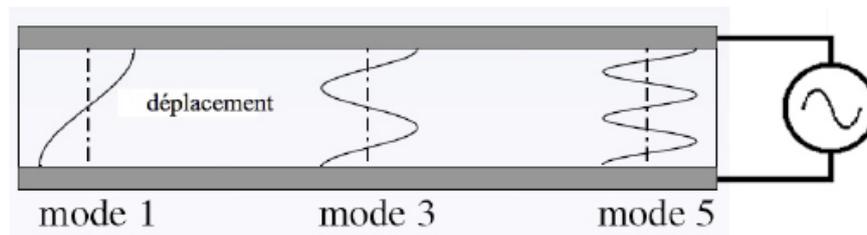


Figure 18 : Modes de résonance d'un résonateur BAW

Cette technologie permet de réaliser des composants allant jusqu'à 10 GHz [LMR 95]. Différentes structures peuvent être envisagées les résonateurs BAW sur membrane appelé FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) [Mue 01], sur réflecteur de Bragg appelé SMR (Solidly Mounted Resonator) [LCR 95] ou encore sur cavité résonante appelé HBAR (High Over Bulk Resonator) [Gac 07]. Le support de la structure FBAR par exemple est constitué d'une membrane, généralement d'épaisseur inférieure ou égale à celle de la couche piézoélectrique, et d'un substrat. Le résonateur élémentaire et sa membrane sont ensuite suspendus dans l'air par micro-usinage de volume (Figure 19 (a) ci-dessous) ou de surface. Dans le cas du résonateur SMR, le résonateur élémentaire est isolé du substrat grâce à un ensemble de couches d'isolation (Figure 19 (b)) acoustique alors que dans le cas du HBAR (Figure 19 (c)), celui-ci se comporte comme un transducteur excitant une cavité sur un mode harmonique.

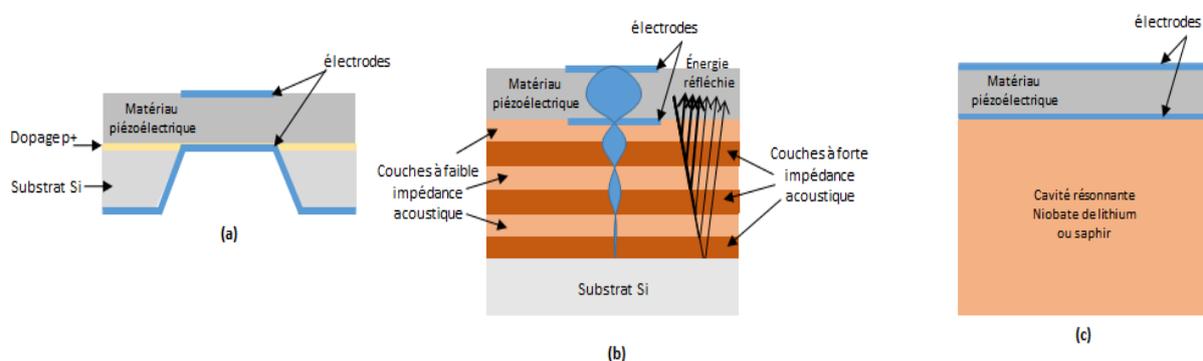


Figure 19 : Résonateur BAW de type : (a) FBAR ; (b) SMR ; (c) HBAR

Ces résonateurs sont principalement utilisés pour la réalisation de filtres passe bande. On peut identifier deux catégories de filtre qui dépendent du mode de couplage utilisé. Pour les filtres en échelle (Ladder) ou en treillis (Lattice) [Aig 07] les résonateurs sont couplés électriquement alors que pour les filtres SCF et CRF les résonateurs sont couplés acoustiquement.

Les résonateurs HBAR sont utilisés pour la réalisation d'oscillateur en exploitant en particulier leur aptitude à réaliser des produits à coefficients de qualité très élevées. La majeure partie

des oscillateurs locaux utilisent des résonateurs à quartz car ils sont caractérisés par une fréquence extrêmement stable en température et par un coût de production peu élevé [MHM 81]. Cette technologie est limitée en fréquence et ne peut être utilisée pour les oscillateurs haute fréquence (supérieur au GHz) rentrant par exemple dans la composition d'horloge atomique. Les résonateurs HBAR répondent à ce besoin et permettent d'obtenir des oscillateurs à 3.6 GHz avec une faible consommation ainsi qu'un bruit de phase réduit [DJM 92].

Nous retrouvons aussi les dispositifs BAW dans le domaine des capteurs. En effet, une variation de la grandeur physique comme la pression ou l'effet d'une réaction chimique peuvent modifier d'une façon significative l'impédance ou l'admittance du résonateur BAW. L'analyse de l'impédance permet de mettre en évidence la variation ou la détection de la grandeur physique voir figure 20.

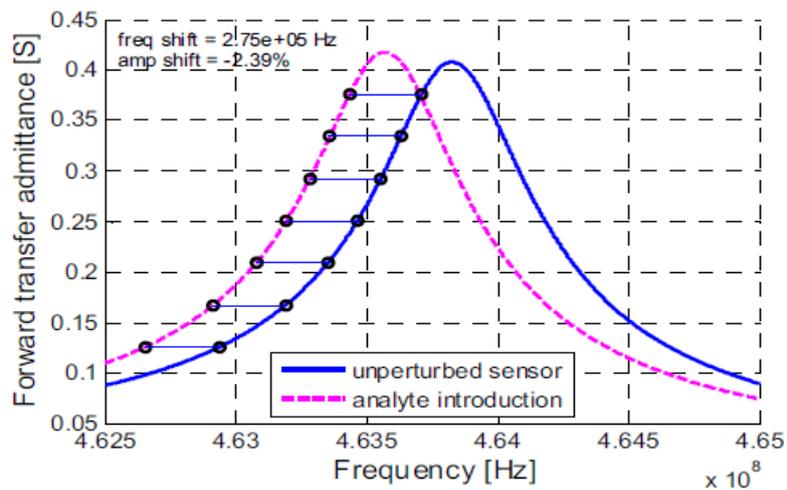


Figure 20 : Variation fréquentielle de l'admittance d'un capteur BAW suite à une réaction chimique

Nous allons dans la suite de ce chapitre aborder la technologie SAW dans le cadre de la réalisation de capteurs passifs sans fil.

2.4 Le transducteur à peigne interdigité (PID)

La structure pour générer des ondes de surface (IDT *Inter Digital Transducer* en Anglais ou PID Peigne Inter Digité en Français) à partir d'un matériau piézoélectrique a été proposée en 1965 par R.M. White et F.W. Voltmer [WV 65]. Celle-ci est constituée d'électrodes métalliques alternativement reliées à deux bus indépendants, déposées à la surface d'un substrat piézoélectrique (Figure 21).

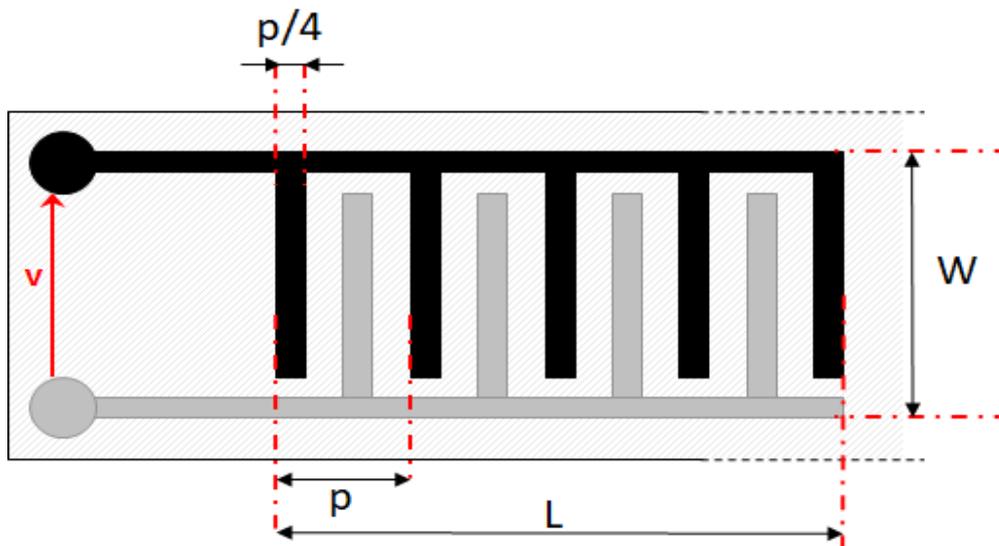


Figure 21 : Représentation schématique d'un IDT ou PID

Le principe de fonctionnement du transducteur inter-digité utilise le phénomène piézoélectrique indirect. Lorsqu'une différence de potentiel électrique est appliquée aux bornes du transducteur, une onde acoustique va être générée dans l'ouverture acoustique (qui correspond à la zone de recouvrement entre électrodes de différentes polarités) et se propager à la surface du matériau piézoélectrique (figure 22 dans le cas d'une tension sinusoïdale). Le transducteur est caractérisé par une période p et un taux de métallisation a/p où a désigne la largeur des électrodes. La figure 21 correspond au cas $a/p = 0.25$.

Cette conversion électro-acoustique permet de transformer un signal électrique qui se propage à une vitesse proche de la lumière ($300\,000\text{ km/s}$) en une onde acoustique dont la vitesse est beaucoup plus faible typiquement de l'ordre de 3000 m/s . La longueur L du PID interdigité est proportionnelle à la longueur d'onde acoustique définie par la relation suivante :

$$p = \frac{v_a}{f_s} \quad (2)$$

où p représente la période du peigne interdigité, f_s représente la fréquence de fonctionnement (ou de synchronisme) et v_a la vitesse de propagation de l'onde de surface. Pour les applications capteurs où l'on utilise majoritairement le quartz comme substrat piézoélectrique, l'onde de Rayleigh générée a une vitesse 3150 m/s ce qui correspond à une longueur d'onde acoustique $p = 7.3 \mu\text{m}$ pour une fréquence de 433 MHz (à comparer avec la longueur d'onde électromagnétique de l'ordre de 0.7m).

Le PID est donc caractérisé par un nombre d'électrodes N tel que $L = N.p$, une largeur d'électrode a , une période p et une ouverture acoustique W . Il faut néanmoins rajouter un paramètre essentiel qui est l'épaisseur h de métal (en général l'Aluminium) des électrodes. Celle-ci s'exprime en termes de pourcentage de la longueur d'onde acoustique et est de l'ordre de 2% pour les capteurs sur quartz à 434 MHz soit une épaisseur de l'ordre de 140 nm .

La taille des composants à base de PID étant proportionnelle à la longueur d'onde acoustique, il est possible de proposer avec cette technologie des composants de taille réduite d'autant plus que la fréquence de fonctionnement est élevée. A titre d'exemple un résonateur à 434 MHz dont le détail de la structure sera présenté ultérieurement, est compatible d'un boîtier présentant un encombrement de $3.8\text{mm} \times 3.8\text{mm}$.

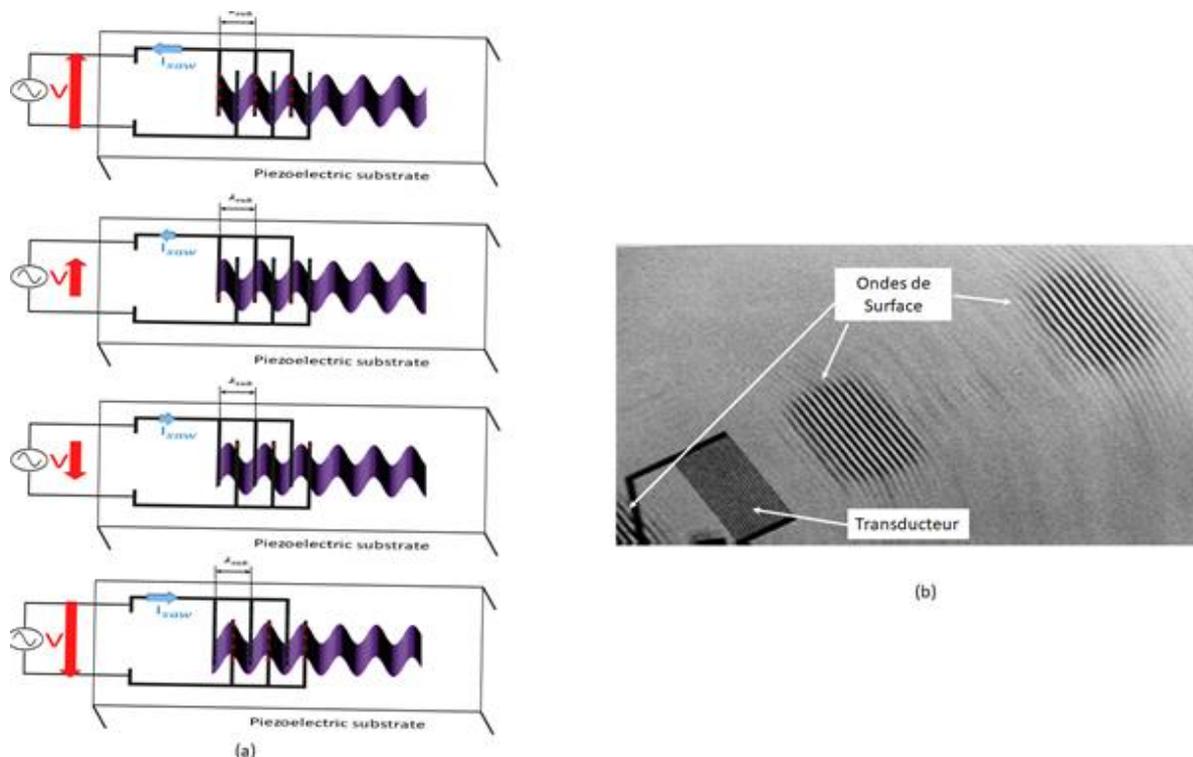


Figure 22 : (a) variation de la tension aux bornes du transducteur ; (b) visualisation du d'une onde acoustique de surface au microscope numérique à balayage

On notera que le PID présente une fréquence de synchronisme déterminée par le paramètre p et par la nature du matériau piézoélectrique qui détermine majoritairement la vitesse de propagation de l'onde de surface v_a . L'énergie convertie entre le signal électrique et l'onde acoustique présente un maximum lorsque la fréquence du signal électrique d'excitation correspond à la fréquence de synchronisme du PID (voir figure 23 ci-dessous).

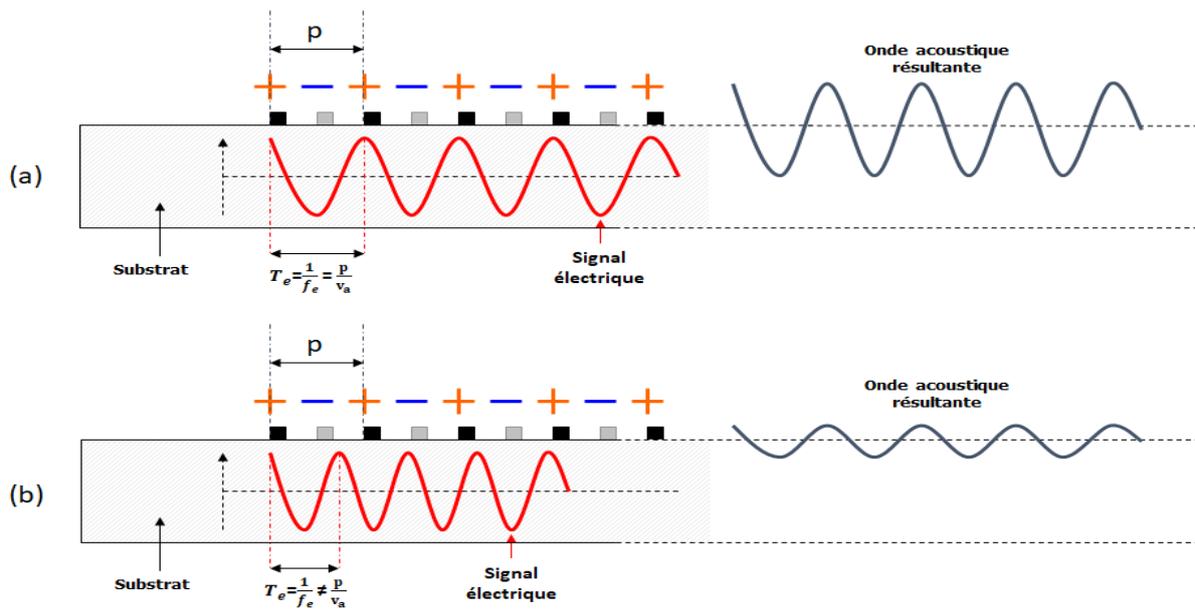


Figure 23 : Evolution de l'onde acoustique résultante dans le matériau piézo-électrique en fonction du signal électrique d'entrée avec : (a) la fréquence du signal électrique correspond à la fréquence de synchronisme du PID ; (b) la fréquence du signal électrique est différente de la fréquence de synchronisme du PID

2.5 Les dispositifs basés sur PID

Suite aux premières études concernant les PID dans les années 60, de nombreux travaux ont été effectués sur des dispositifs intégrant ces structures. On citera en particulier les dispositifs SAW dispersifs pour la compression d'impulsions dans le domaine du RADAR initialement développées pour les applications militaires [TSBDH 69]. Dans les années 70 les premiers résonateurs basés sur des PID et des réflecteurs [ARH 69] ont été proposés ainsi que les techniques pondération par ouverture des PID [HD 69] qui sont toujours utilisées aujourd'hui pour réduire l'amplitude de certains modes parasites des résonateurs SAW. Une grande diversité de structures basées sur des résonateurs ont été imaginées par la suite en couplant ces derniers électriquement [IMMNS 92] ou acoustiquement [TS 77]. A partir des années 1985 débute une période de maturation et d'explosion industrielle d'une technologie déjà bien installée. Les dispositifs SAW à base de PID se sont finalement imposés dans deux grands types d'application : les filtres pour la télévision et ceux pour les télécommunications mobiles. Le succès des composants SAW dans ces deux domaines a été obtenu en exploitant leurs capacités de présenter :

- Une grande diversité de réponses en fréquence que l'on peut adapter à un gabarit.
- Un encombrement réduit compatible avec les circuits électroniques imprimés et le montage en surface
- Un faible coût de production
- Une grande fiabilité de fonctionnement

La gamme des filtres SAW s'étend de 70 MHz à 2.4 GHz. En dessous de 70 MHz, la longueur de substrat devient trop grande pour les applications visées. Au-dessus de 2.4 GHz, l'intervalle entre les électrodes devient trop petit pour la photolithographie optique.

La structure (ligne à retard deux ports) la plus simple utilisant des PID est présentée sur la figure 24 ci-dessous. Cette structure composée de deux transducteurs est loin d'être une structure efficace pour les applications de filtrage mais peut être exploitée pour générer un retard proportionnel à la distance qui sépare les transducteurs d'entrée et de sortie.

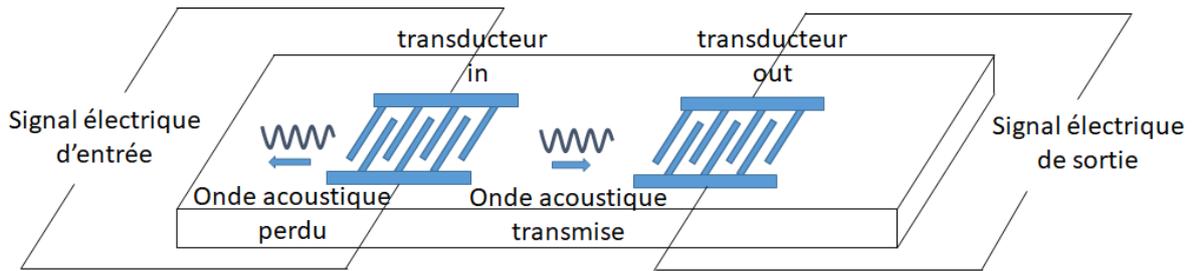


Figure 24 : Structure d'une ligne à retard 2 ports

Les pertes d'insertions de ce type de structure sont importantes. En effet, le signal électrique injecté au transducteur va générer deux ondes de part et d'autre, d'égale amplitude du fait de la bidirectionnalité du transducteur d'entrée. La moitié de l'énergie va être transmise au transducteur de sortie tandis que l'autre moitié sera perdue puisque l'onde qui se dirige vers le bord du matériau piézoélectrique peut se réfléchir sur celui-ci et engendrer des signaux parasites qui vont interférer avec le trajet direct en les transducteurs d'entrée et de sortie. Afin d'éviter ce problème on procède généralement à une découpe en biseau du matériau et on ajoute un matériau qui permet d'absorber ces signaux parasite. D'autres pertes comme les pertes résistives dues aux propriétés des conducteurs métalliques, les pertes de désadaptations ainsi que les pertes de propagation de l'onde de surface dans le cristal viennent s'ajouter. Les pertes d'insertion pour ce type de structure peuvent atteindre 30 dB.

Des travaux ont été menés afin de diminuer les pertes d'insertion de ce type de dispositif. L'idée générale consiste à intégrer des électrodes réfléchissantes (appelées également réflecteurs) qui permettent d'obtenir une émission idéalement unidirectionnelle. Un exemple de mise en œuvre est présenté sur la figure 25 ci-dessous. Dans cette configuration simplifiée, un réseau de réflecteurs en nombre suffisamment important est intégré à proximité de chaque transducteur.

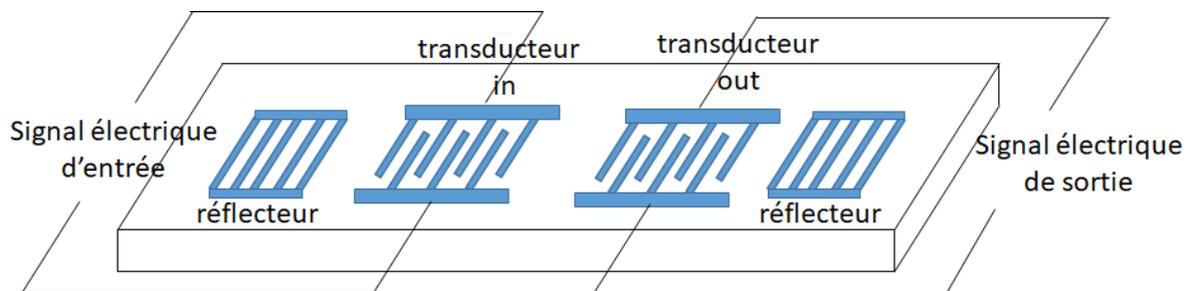


Figure 25 : Structure d'une ligne à retard SAW avec réflecteur

Pour un nombre de réflecteurs suffisant, ces réseaux se comportent comme des miroirs. Un soin particulier doit être apporté pour définir la distance séparant les réflecteurs des

transducteurs afin que les ondes directement émises et celles qui sont réfléchies soient en phase. Des techniques de conception plus sophistiquées (DART, SPUDT) de transducteurs faibles pertes [YKSY 05] ont été mises au point par la suite.

2.6 Fabrication de dispositifs SAW par photolithographie

Les fabrications de dispositifs SAW utilisent le procédé de photolithographie. Cette méthode permet de couvrir une large gamme de fréquence allant d'une dizaine de *MHz* jusqu'à plusieurs *GHz*. Pour ces gammes de fréquence la photolithographie est extrêmement compétitive car, d'une part le procédé de fabrication est très simple, d'autre part les temps de fabrication sont très courts (quelques heures). Il existe principalement deux méthodes pour réaliser des pistes métalliques **[Fem]**.

- La méthode par gravure directe,
- La méthode par *lift-off*.

Dans le cas des capteurs à base des résonateurs SAW à 434 *MHz* et 920 *MHz*, la méthode de *lift-off* est utilisée.

La figure 26 ci-dessous présente les différentes étapes de fabrication associées à ce procédé. La première étape consiste à déposer sur toute la surface du substrat suite à un nettoyage, une résine photosensible. La hauteur de la résine doit être supérieure à la hauteur du métal à déposer. A l'aide d'un masque de photolithographie (voir étape c), la résine est exposée à des radiations ultraviolettes (UV) qui vont partiellement détruire cette dernière aux endroits insolés. Il en résulte un dépôt de résine structuré selon les motifs du masque. Le métal est ensuite déposé sur toute la surface. La résine est finalement détruite par attaque chimique. Les dépôts de métal se situant sur la résine sont évacués en même temps que la résine. Il reste ainsi uniquement le métal en contact direct avec le substrat.

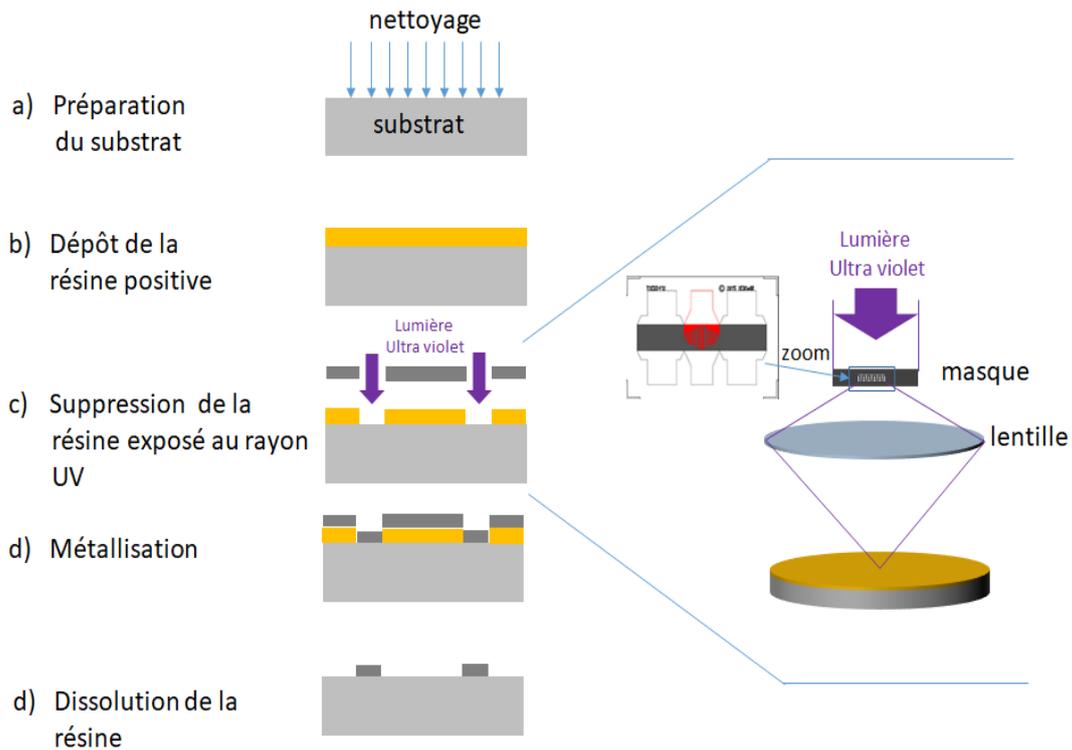


Figure 26 : Processus de fabrication de dispositifs SAW par lift off

Ce procédé de fabrication présente néanmoins quelques limitations liées à la résolution accessible. La largeur d'une électrode est typiquement égale à un quart de la longueur d'onde qui dépend à la fois de la vitesse de l'onde et de la fréquence de fonctionnement. Pour une vitesse de 3000 m/s et une fréquence de 2.4 GHz la largeur d'une électrode est de 300 nm , ce qui est proche de la limite technologique (250 nm) pour ce procédé de fabrication. Pour des fréquences plus élevées, il est nécessaire d'utiliser des méthodes de fabrication alternatives telle que la méthode de photolithographie à faisceaux d'électrons (EBL : Electron Beam Lithography) qui peuvent être utilisées jusqu'à des résolutions de 10 nm [Los 09]. Cette méthode consiste à balayer à l'aide un faisceau d'électrons de petite longueur d'onde la zone à imprimer. Le processus est néanmoins unitaire ce qui augmente considérablement les temps ainsi que les coûts de fabrication.

Comme cela a été évoqué précédemment, la tenue en puissance des PID des dispositifs SAW induit également des limitations sur les conditions d'utilisation. La conversion électro-acoustique produite par le PID va générer une onde à la surface du matériau qui va exercer des contraintes mécaniques répétées (proportionnelles à la puissance émise) sur les électrodes métalliques qui peuvent se dégrader sur le long terme. On parle alors de « migration d'atome » qui se concrétise par une dégradation de la surface des électrodes (apparition de

creux et de bosses sur celles-ci) [LPNL 05]. Les principaux paramètres qui conditionnent ce phénomène sont : la qualité du métal composant les électrodes, leur largeur ainsi que la puissance reçue.

Dans le cas des applications capteurs à base de résonateurs SAW fonctionnant dans la bande ISM à 434 MHz, les puissances émises sont limitées à 0 dBm ou à 10 dBm selon le rapport cyclique utilisé, ce qui nous met à l'abri des dégradations précitées. La puissance reçue par le dispositif SAW est de surcroît bien inférieure à celle émise au pied d'antenne de l'interrogateur du fait de l'atténuation du signal en $1/d^2$, où d désigne la distance séparant l'antenne du lecteur et l'antenne du capteur (voir canal de propagation) sur la figure 27 ci-dessous.

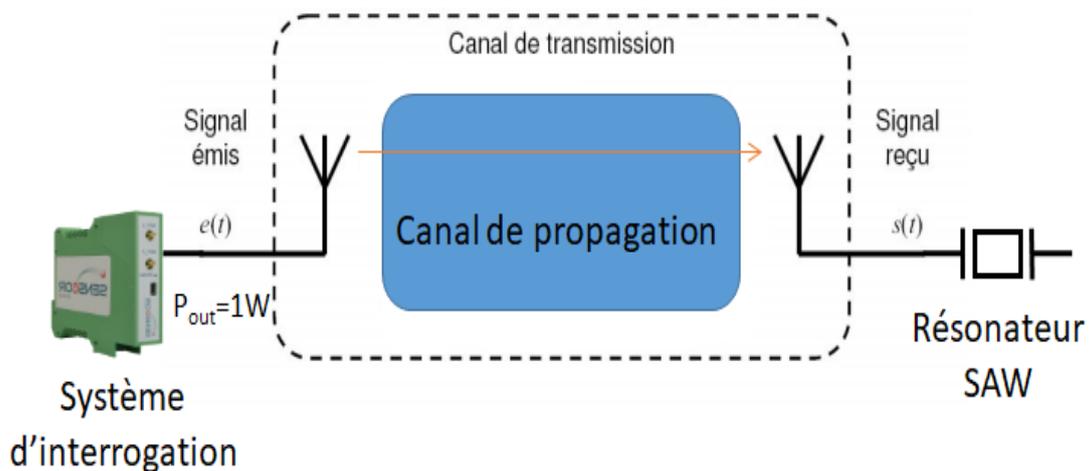


Figure 27 : Schéma global du système

2.7 Capteurs passif SAW

Les dispositifs à ondes acoustiques sont sensibles à toute perturbation susceptible d'affecter la vitesse, la distance de parcours ou encore le mode de propagation des ondes. Une perturbation se traduit par une variation de la réponse électrique du dispositif (fréquence, amplitude, retard, phase...). Les systèmes SAW ne font pas exception à cette règle et sont sensibles à trois grands types de perturbations : la variation de température, la déformation et le dépôt d'espèces gazeuses, liquides ou solides en surface. La variation de température et la déformation provoquent à la fois une variation de la vitesse (altération des coefficients élastiques et piézoélectriques) et une modification de la longueur à parcourir.

Le dépôt d'espèces gazeuses fait varier la vitesse des ondes [AMD 17]. Cette variation peut résulter d'une modification de l'inertie mécanique en surface (augmentation de la masse à mouvoir), d'une modification des coefficients élastiques (consécutive à la diffusion d'espèces chimiques adsorbées dans le milieu de propagation) ou encore d'une perturbation du champ électrique de surface.

Le dépôt d'espèces liquides ou solides modifie quant à lui le mode de propagation des ondes. L'ajout d'une couche de liquide sur la surface peut notamment engendrer l'apparition de modes guidés à des fréquences particulières. La vitesse de ces modes dépend des paramètres physiques de la couche de guidage et il est donc possible de les mesurer en suivant l'évolution de la réponse fréquentielle des dispositifs. Ces paramètres sont la viscosité, la densité, la rigidité, l'épaisseur etc...

Tous les capteurs SAW présents sur le marché exploitent l'une ou l'autre de ces trois sensibilités.

Les capteurs de déformation, de pression et de couple utilisent la sensibilité à la déformation mécanique. Dans le cas de la mesure de pression, une membrane piézoélectrique déformable est équipée de PID (s). Cette configuration de type 'diaphragme' a été proposée pour la première fois en 1975 par Raeder et Cullen [RC 75]. Un second PID de référence peut être placé près du premier, de sorte à subir la même variation de température mais sans les contraintes mécaniques. Ceci permet de compenser, après traitement, l'effet indésirable de la température.

Il existe deux types d'éléments sensibles utilisant des PID qui sont à la base des capteurs passifs SAW permettant une interrogation par lien RF : les lignes à retard et les résonateurs. Le comportement des lignes à retard sera décrit dans le domaine temporel alors que celui des résonateurs sera décrit dans le domaine fréquentiel.

Nous allons dans un premier temps décrire l'impact d'une variation de température sur les lignes à retard SAW ainsi que les méthodes mises en œuvre pour mesurer cette grandeur physique.

Nous aborderons ensuite les résonateurs SAW et les capteurs de température qui découlent de leur association et qui constituent un des points essentiels du périmètre de la thèse. La modélisation, la mise en équation ainsi que leur comportement à fait l'objet d'une étude complète afin de comprendre au mieux la nature des signaux à exploiter.

2.7.1 Les lignes à retard SAW pour la mesure de température

Les lignes à retard peuvent être à un ou deux accès. Les lignes à retard à deux accès [Zha 09] sont utilisées dans le cas d'une connexion filaire. Dans le cadre d'une utilisation de type capteur sans fil, seules les lignes à retard simple accès [BBVV 87] sont utilisées. Nous nous limiterons donc à présenter le fonctionnement de ces dernières dans le cadre de ce travail.

$$t_i = \frac{2d_i}{v} \quad (3)$$

Où d_i représente la distance séparant le réflecteur n° i du PID et v est la vitesse de propagation de l'onde de surface. Rappelons que l'intérêt de travailler avec une onde acoustique de surface est de disposer d'une faible vitesse de propagation. En effet, pour créer un retard de $1 \mu s$, il suffit d'avoir une distance de propagation de $2 mm$ pour une vitesse de propagation de $4000 m/s$.

L'onde acoustique (Figure 28) va rencontrer au cours de sa propagation plusieurs réflecteurs à différentes distances. Pour chaque réflecteur une partie de l'onde va être transmise à travers le réflecteur tandis que l'autre partie va être réfléchi par celui-ci. Afin de compenser les pertes de propagation et de collision entre l'onde et chaque réflecteur, le nombre d'électrodes constituant les réflecteurs augmente proportionnellement avec la distance. Ainsi l'onde réémise par chaque réflecteur a sensiblement la même amplitude.

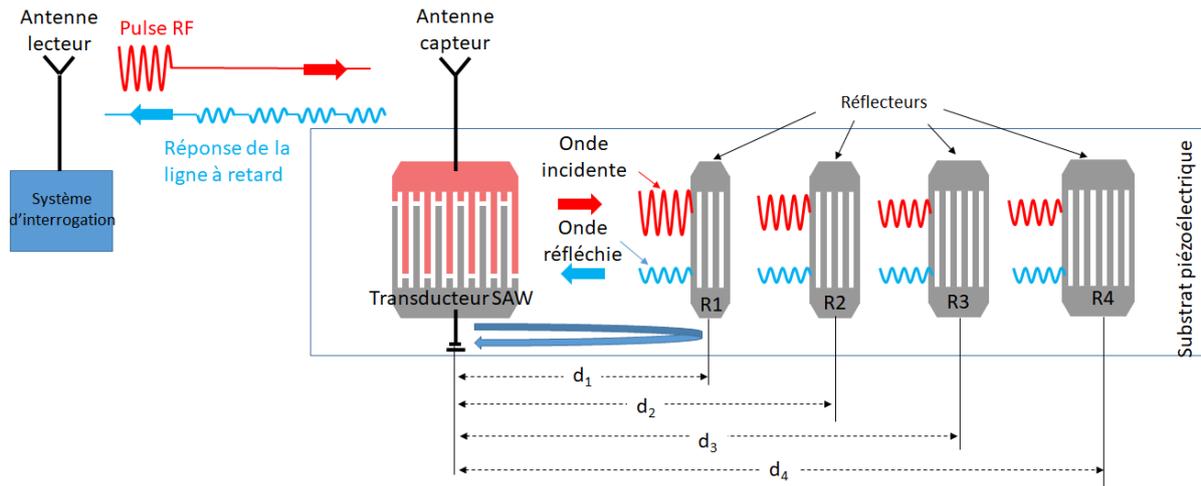


Figure 28 : Principe d'une interrogation sans fil d'un capteur de température basé sur une ligne à retard SAW un accès

Pour réaliser un capteur de température il faut que la ligne à retard soit constituée au minimum de deux réflecteurs dont le premier servira de référence. La mesure de température est basée sur la mesure de la différence de temps de propagation de l'onde entre ces deux réflecteurs.

Cette mesure différentielle est indispensable car l'objectif est de mesurer une variation du temps de propagation de l'onde sur le substrat piézoélectrique. Ce temps doit être indépendant du temps de propagation entre l'antenne lecteur et l'antenne capteur. La mesure différentielle répond à ce besoin et permet d'obtenir une relation entre la température et le temps de propagation entre les deux réflecteurs caractérisés par la différence retard τ [KTEER 06]:

$$\tau(\Delta T) = \tau_0(1 + T_{CD} \cdot \Delta T) \quad (4)$$

Où, $\Delta T = T - T_0$ correspond à l'écart de température par rapport à une température de référence T_0 (généralement $T_0 = 25^\circ C$), τ_0 est le retard de référence à la température T_0 et T_{CD} est le coefficient du retard de température défini par :

$$T_{CD} = \frac{1}{\tau} \frac{\partial \tau}{\partial T} = \frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial T} - \frac{1}{v_a} \frac{\partial v_a}{\partial T} \quad (5)$$

Le premier terme $\frac{1}{l} \frac{\partial l}{\partial T}$ correspond au coefficient d'expansion thermique et le second terme $\frac{1}{v_a} \frac{\partial v_a}{\partial T}$ correspond à la variation de la vitesse de propagation.

2.7.1.1 Méthode d'interrogation d'une ligne à retard

Deux méthodes d'interrogation pour la mesure de température à l'aide d'une ligne à retard à un accès peuvent être mises en œuvre : la méthode temporelle et la méthode fréquentielle. Ces méthodes sont détaillées dans la suite de ce paragraphe.

2.7.1.1.1 Méthode temporelle

La méthode temporelle peut être réalisée par un système d'interrogation connecté à une antenne, constitué d'un émetteur radiofréquence (RF), d'un récepteur et d'une unité de traitement du signal. Ce système va générer via l'antenne une impulsion RF brève dont la fréquence est incluse dans la bande passante du PID de la ligne à retard. Nous avons vu (figure 28) que pendant sa progression, l'impulsion initiale va être réfléchié partiellement, formant ainsi un train d'impulsion. Le PID et l'antenne qui lui est connectée sont des éléments réciproques ce qui va permettre de convertir le train d'impulsion acoustique et train d'impulsions électromagnétiques qui vont être réémises vers le système d'interrogation. L'analyse de ce train d'impulsion va permettre au système de remonter à l'information de température du dispositif SAW [KTEER 06].

SENSeOR possède une forte expertise dans le domaine de la conception de lignes à retard SAW. La société produit chaque année plus de 10 000 composants de ce type pour des applications de contrôle de la température de moteurs de pétroliers qui utilisent une ligne à retard fonctionnant à 856 MHz (Figure 29).

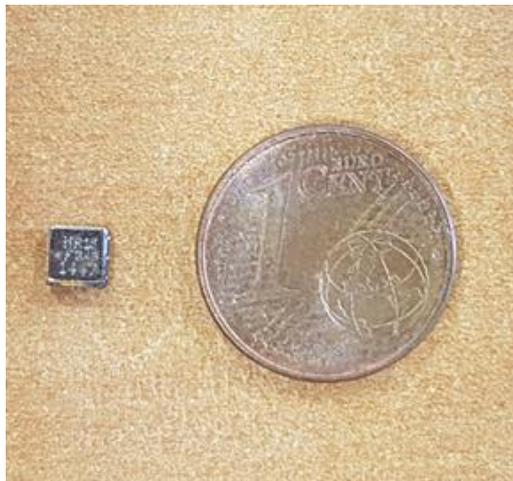


Figure 29 : Ligne à retard dans son package

Cette ligne à retard est basée sur un substrat piézoélectrique de Niobate de lithium LiNbO_3 de coupe YZ avec un angle de 0° . L'élément sensible du capteur (ligne à retard dans un boîtier

CMS $9.8\text{ mm} \times 3\text{ mm}$) est intégré dans un capteur de type doigt de gant qui permet de réaliser des mesures jusqu'à 200°C .

Ne disposant pas du système d'interrogation adapté à cette ligne à retard, j'ai été amené à réaliser un montage reprenant le principe de l'interrogation temporelle (voir figure 30 ci-dessous) afin de vérifier le fonctionnement théorique d'un tel système.

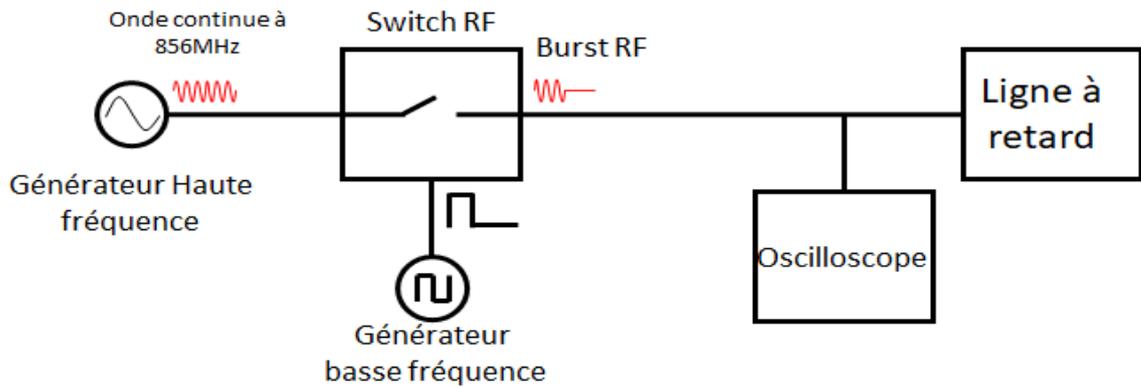


Figure 30 : Système d'interrogation temporelle d'une ligne à retard testé en laboratoire

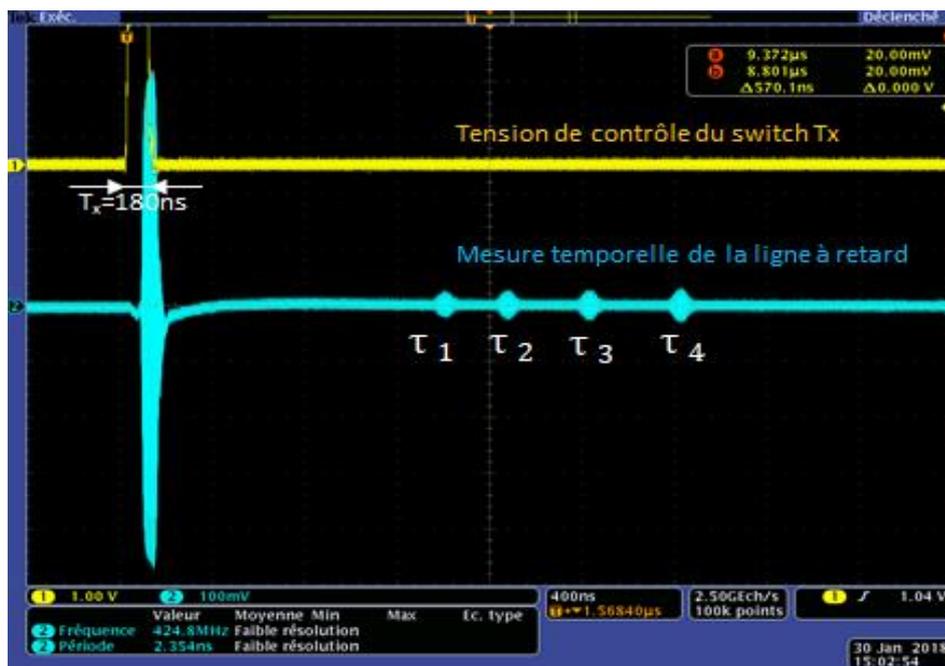


Figure 31 : Mesure avec l'oscilloscope de la réponse temporelle d'une ligne à retard constituée de 4 réflecteurs

La figure 31 montre (outre l'impulsion émise de largeur 18 ns) les échos correspondant à chaque réflecteur du dispositif SAW. La mesure de température peut être faite de différentes

manières. La première méthode consiste à échantillonner le signal afin de déterminer la différence de temps entre le premier réflecteur et le dernier.

$$\tau_{41} = \tau_4 - \tau_1 \quad (6)$$

En injectant la valeur de la différence de temps (6) dans l'équation (4), il est possible connaissant le coefficient de sensibilité à la température T_{CD} de déterminer la température T vue par le dispositif SAW. Cette méthode est néanmoins sensible aux erreurs de mesure. La sensibilité thermique du retard est donnée par :

$$S_\tau = \frac{\partial \tau}{\partial T} = \tau_0 \cdot T_{CD} \quad (7)$$

Pour une valeur de τ_0 égale à $1\mu s$, étant donnée la sensibilité en température est de l'ordre de $0.1ns/K$, on peut obtenir en pratique des erreurs de plus de $10^\circ C$ à cause de l'erreur faite sur la mesure du retard. Une solution alternative plus précise, basée sur la mesure du déphasage entre les échos des réflecteurs et un signal de référence en phase avec le signal émis a été proposée [KTEER 06] (figure 32).

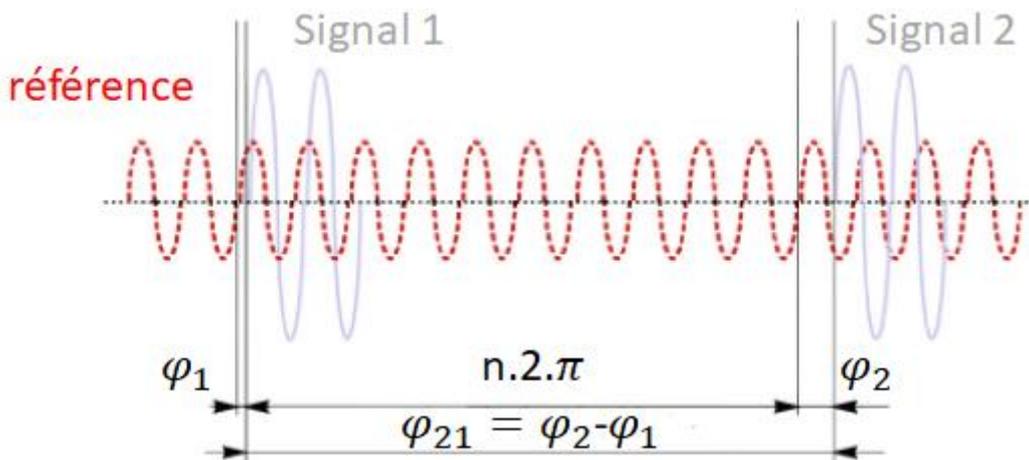


Figure 32 : Principe de la mesure de phase

Cette mesure de phase est faite généralement à l'aide d'un démodulateur I/Q [GBL 15]. Elle améliore considérablement la précision et permet d'obtenir en pratique une précision de $0.1^\circ C$. Cependant, un problème survient lorsque les variations de phase en fonction de la température deviennent supérieures à 2π . En effet, la phase n'est plus bijective (ambiguïté de phase) car il est possible d'associer à une même valeur de phase plusieurs valeurs de température (figure 33). Afin de résoudre ce problème, l'ajout d'un réflecteur est nécessaire et permet de réaliser plusieurs estimations grossières de la température afin d'obtenir une précision satisfaisante [KTEER 06].

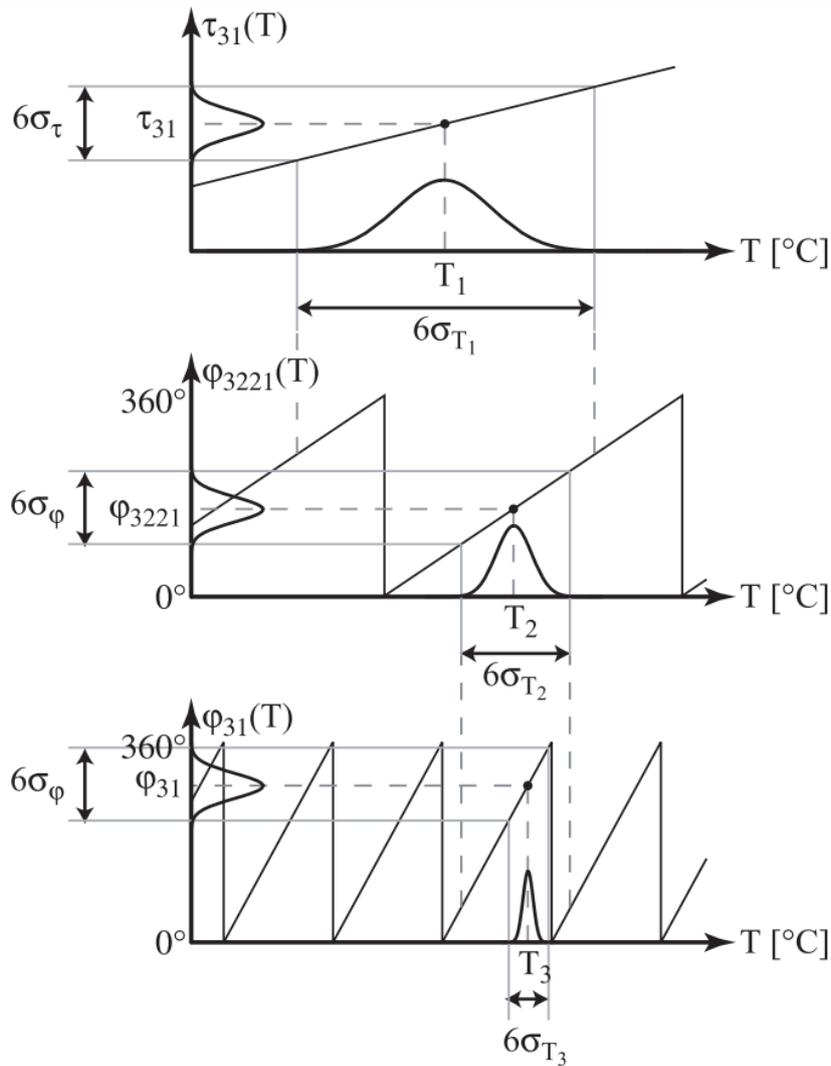


Figure 33 : Procédure de mesure de la température en plusieurs étapes

Le principal avantage de la méthode temporelle est sa vitesse d'exécution. En effet, la mesure de température d'une ligne à retard peut être faite en une seule impulsion. Ainsi, en cumulant les temps inhérents à la partie transmission et la partie réception, le temps d'interrogation est seulement de quelques μs . Cependant, la partie réception du système d'interrogation nécessite un échantillonnage rapide ce qui augmente considérablement le coût de fabrication du système. De plus, la durée d'impulsion du signal émis ne doit pas excéder la plus petite distance entre 2 réflecteurs de la ligne à retard (généralement moins de 250 ns) ce qui peut poser des problèmes vis-à-vis des bandes de fréquence autorisées.

2.7.1.1.2 Méthode fréquentielle

La méthode fréquentielle est basée sur une stratégie d'onde entretenue CW (Continuous Wave) et plus particulièrement sur les méthodes dérivées de la CW telles que la *Frequency*

Modulation (FMCW), la *Frequency Step* (FSCW) ou encore la *Switched Frequency Step* (S-FSCW) [SSRS 06]. La stratégie d'interrogation est fondamentalement différente de la méthode temporelle présentée au paragraphe précédent puisqu'il n'y a pas d'interruption du signal d'émission durant ces mesures.

Afin de s'affranchir de la pollution de la voie réception par le signal d'émission différentes solutions peuvent être mises en œuvre : l'utilisation de deux antennes (configuration bi-statique) qui permet d'assurer une excellente isolation ou l'utilisation d'un circulateur compatible d'un système mono-statique (une seule antenne).

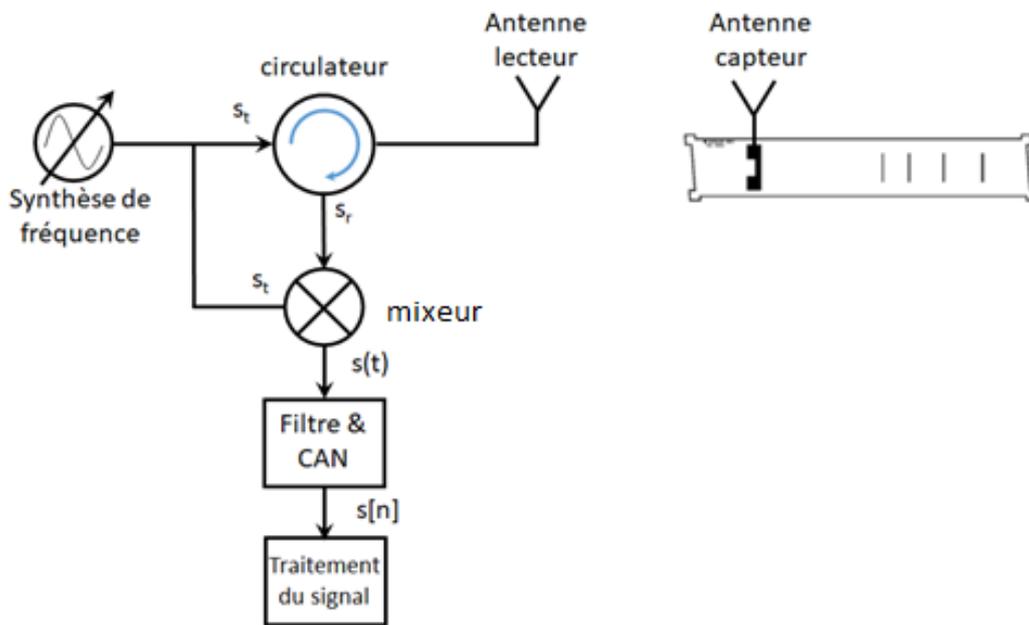


Figure 34 : Schéma de principe d'un interrogateur pour la méthode fréquentielle dans le cas de la configuration mono-statique

Le point clé de cette méthode consiste à utiliser un signal d'émission dont la durée est plus importante que le temps minimum de propagation entre deux réflecteurs conduisant ainsi à des interférences associées à la combinaison de l'ensemble des signaux provenant des différents réflecteurs (Figure 35).

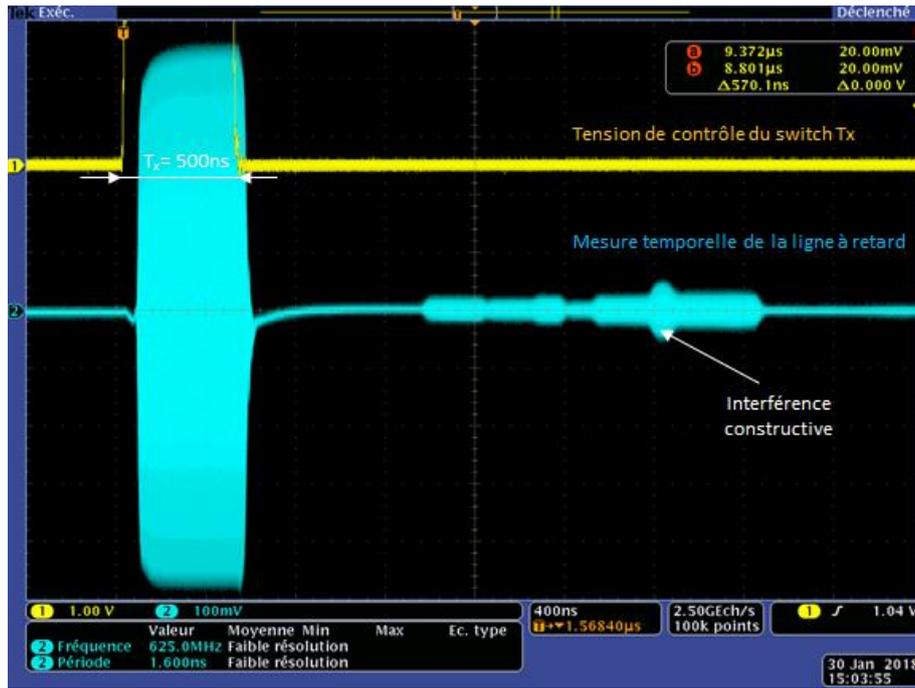


Figure 35 : Mesure à l’oscilloscope de la réponse temporelle d’une ligne à retard constituée de 4 réflecteurs

La durée du signal émis est généralement supérieure à 100 ns. En augmentant la durée du signal d’émission (voir figure 35), on donne naissance à des interférences qui peuvent être constructives ou destructives. Dans le cas d’interférences constructives, l’amplitude du signal réfléchi par la ligne à retard sera bien plus importante, ce qui permet en particulier d’augmenter la distance d’interrogation. Pour plus de détails concernant cette méthode il est conseillé de prendre connaissance de la publication [SSS 06] d’Alfred Pohl qui a été précurseur dans l’utilisation de la FMCW pour les lignes à retard.

La seconde caractéristique de cette méthode est la partie modulation de fréquence du signal émis qui va permettre de modifier les combinaisons des signaux provenant des réflecteurs. A titre d’exemple, on considère un signal généré dans le cas d’une interrogation FSCW (Frequency Step Continuous Wave). La fréquence du signal évolue par palier et s’écrit donc de la façon suivante :

$$f_n = f_0 + \frac{B}{N}n \quad (8)$$

B représente la largeur de bande, N est le nombre de fréquences, $n \in [0 : N-1]$ et f_0 représente la fréquence minimum de la bande de fréquence.

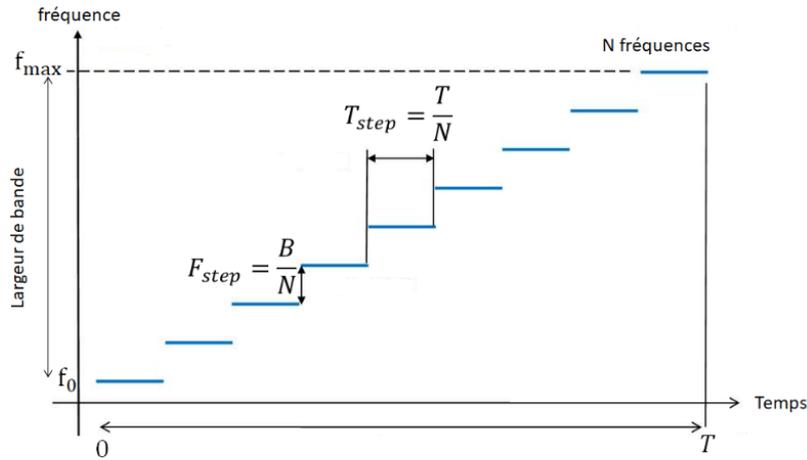


Figure 36 : Evolution de la fréquence en fonction du temps dans le cas FSCW

Le signal émis s_t peut s'exprimer de la façon suivante :

$$s_t(t, n) = A_t \cos(2\pi f_n t + \varphi_0) \quad (9)$$

Avec :

- $f_n = f_0 + \frac{B}{N}$ où B représentation la bande passante et N le nombre total de fréquences

Le signal reçu s_r peut s'exprimer d'une façon similaire en tenant compte de l'atténuation α_1 et du retard τ correspondant au temps de propagation aller/retour entre l'antenne lecteur et le réflecteur de la ligne à retard, en prenant le soin de prendre $T_{step} \gg T$ (voir figure 36) :

$$s_r(t, n) = \alpha_1 s_t(t - \tau, n) = \alpha_1 A_t \cos(2\pi f_n(t - \tau) + \varphi_0) \quad (10)$$

Le mélangeur va réaliser le produit entre le signal transmis et le signal reçu. Ce signal va être traité par un filtre passe bas afin d'obtenir le signal regroupant l'ensemble des signaux provenant des p réflecteurs et enfin numérisé pour chaque pallier de fréquence en posant $t = n \cdot T_{step}$ ce qui nous donne :

$$s[n] = \sum_{i=1}^p A_i \cos(2\pi \tau_i (f_0 + \frac{B}{N} n) + \varphi_{ref,i}) \quad (11)$$

Ce signal représente la réponse de la ligne à retard pour chaque pallier de fréquence ce qui constitue la réponse fréquentielle de la ligne à retard. En utilisant la transformation de Fourier, il est possible d'obtenir la réponse temporelle de la ligne à retard.

Afin d'illustrer ce propos ce propos, considérons la mesure de la réponse fréquentielle d'une ligne à retard faite à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) qui rappelons-le permet de mesurer le coefficient de réflexion S_{11} caractérisé par sa partie réelle et sa partie imaginaire, dans une certaine bande de fréquence.

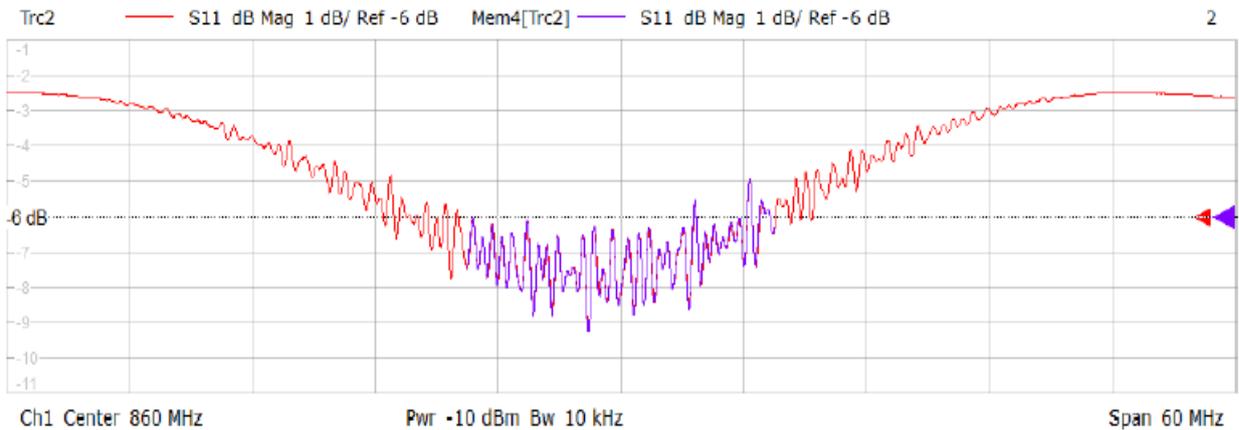


Figure 37 : Mesures du $|S_{11}|$ d'une ligne à retard à 856 MHz composée de 4 réflecteurs pour deux bandes de fréquence différentes 60 MHz (rouge) et 15 MHz (bleu) [VKM 08]

La figure 37 ci-dessus présente la superposition de deux mesures du module du S_{11} pour une ligne à retard fonctionnant à 856 MHz dans deux bandes de fréquence différentes. Le pas d'échantillonnage fréquentiel est constant et le nombre de points d'échantillonnage est différent. Comme cela a été mentionné précédemment, la réponse temporelle du dispositif peut être obtenue en calculant la transformée de Fourier inverse de ce signal :

$$s_{11}(t) = F^{-1}\{S_{11}(f) \cdot W(f)\} \quad (12)$$

Où W représente le type de fenêtrage appliqué aux données mesurées. Dans notre cas la fonction de fenêtrage appliquée sera la fonction rectangle.

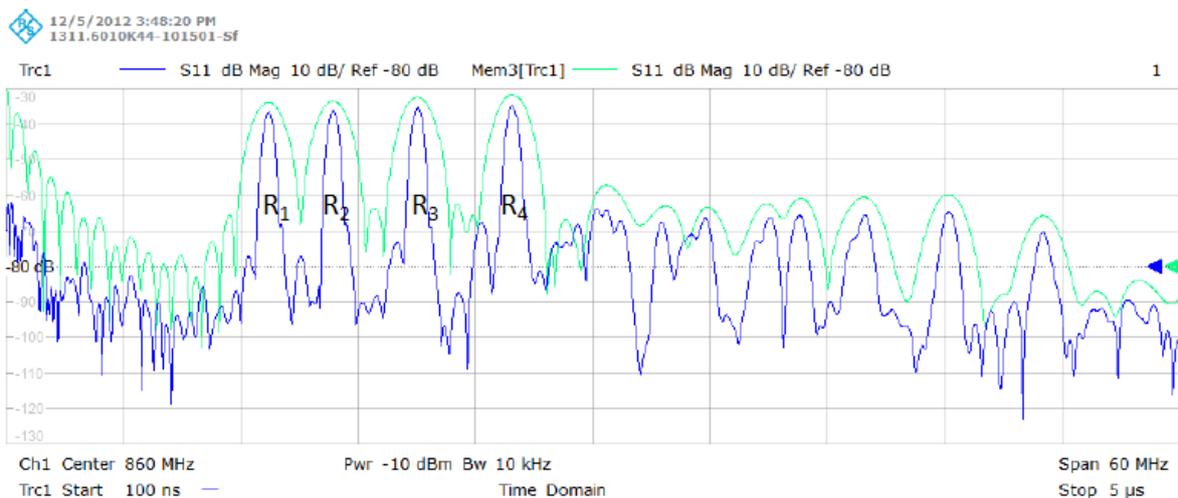


Figure 38 : Réponse dans le domaine temporel de la ligne à retard à 856 MHz constituée de quatre réflecteurs calculés sur la base de la mesure du S_{11} dans une bande de fréquence de 60 MHz (en bleu) et dans une bande de 15 MHz (en vert)

La figure 38 représente le résultat de la transformée de Fourier inverse (réponses impulsionnelles) des signaux de la figure 37. Les quatre échos R_1, R_2, R_3, R_4 associés aux quatre réflecteurs peuvent être identifiés. On constate que ces échos sont mieux résolus dans le cas de la mesure du S_{11} sur la bande de 60 MHz. Si le support temporel est le même pour les deux réponses impulsionnelles, le pas d'échantillonnage de la courbe verte demeure quatre fois plus grand (60/15) que le pas d'échantillonnage de la courbe bleue. On privilégiera donc en pratique les mesures dans la bande de 60 MHz au détriment de la place mémoire. L'optimisation de la méthode FMCW pour les lignes à retard a fait l'objet de nombreuses publications, que ce soit au niveau du type de fenêtrage [CDF 01] ou concernant le processus de calcul de la phase [HLLW 09]. La figure ci-dessous permet de synthétiser les principales étapes de la mesure du retard.

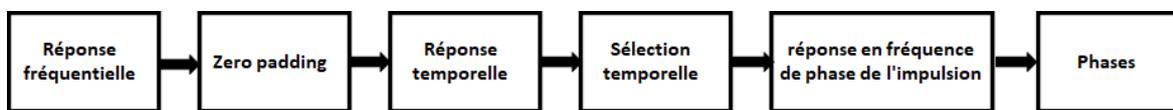


Figure 39 : Processus de calcul de phase d'une ligne à retard

2.7.1.2 Multi-capteurs

Suite à ce survol des stratégies d'interrogation ainsi que des méthodes de mesure de la température sur la base des retards, l'objet de ce paragraphe est d'aborder la possibilité d'interroger plusieurs capteurs à base de lignes à retard avec un seul interrogateur.

Il est effectivement possible d'interroger plusieurs capteurs fonctionnant dans le même environnement avec un seul interrogateur, grâce à des techniques de type TDMA (Time Division Multiple Access). Pour chaque ligne à retard, la disposition des réflecteurs va être spécifiquement organisée de façon à séparer temporellement les différentes réponses (voir figure 40). Ce principe a été exploité dans le cadre de simulations puis validé expérimentalement, pour l'interrogation de quatre capteurs à 2.45 GHz [KTEER 06].

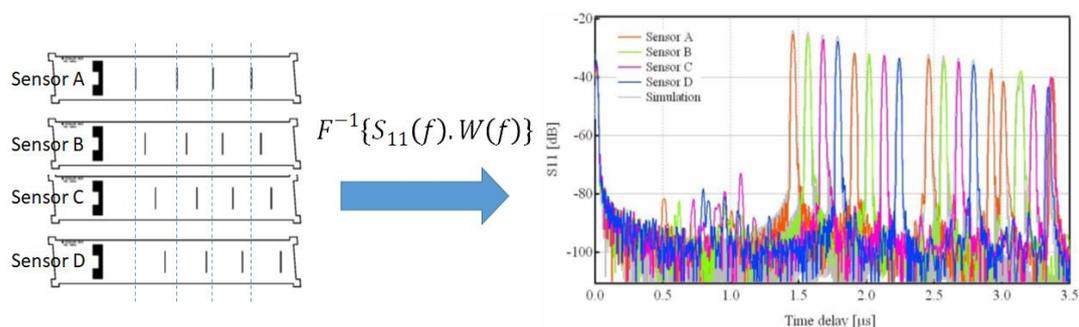


Figure 40 : Disposition des réflecteurs sur les quatre lignes à retard (gauche) ; Réponses impulsionnelles des quatre capteurs (droite)

Le bon fonctionnement d'un système multi-capteurs sous-entend que celui-ci est capable de séparer les réponses des différents capteurs (séparation) et d'identifier pour chaque réponse le capteur qui doit lui être associé (identification).

Les systèmes utilisant des capteurs basés sur des lignes à retard satisfont ces deux conditions. On peut constater sur l'exemple de la figure 40 une séparation temporelle des différents échos d'au minimum 100 ns. Cette séparation temporelle permet d'éviter tout chevauchement de pics lors d'une variation de température. En effet, pour une variation de 20°C à 130°C, les variations des retards ne dépassent les 7ns (voir Figure 41).

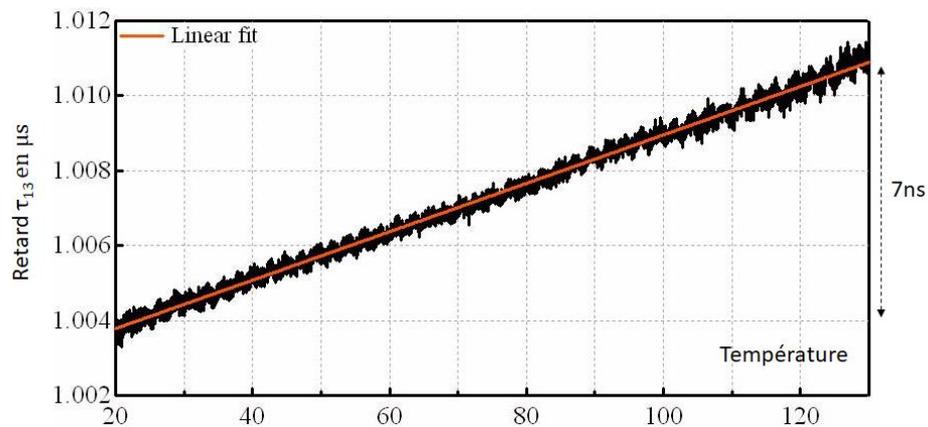


Figure 41 : Variation de la différence de retard τ_{13} en fonction de la température [KTEER 06]

L'identification est effectuée grâce à la conception des lignes à retard qui intègrent un codage de type TDMA.

Les systèmes multi-capteurs utilisant des lignes à retard présentent néanmoins deux inconvénients majeurs. Le premier inconvénient est la nécessité de devoir fabriquer différents types de capteurs ce qui génère une logistique plus complexe et donc des coûts de fabrication plus élevés. Le deuxième inconvénient réside dans les pertes intrinsèques de la ligne à retard (cf. figures 31 et 35). Pour les lignes à retard ces pertes varient entre 25 et 30 dB alors que pour les résonateurs SAW, celles-ci sont plutôt de l'ordre de 3dB. C'est la principale raison qui a orienté les développements de nouveaux capteurs SAW vers la technologie des résonateurs.

Cette dernière solution ainsi que les travaux qui ont été menés sur ce sujet dans le cadre de cette thèse sont présentés au paragraphe suivant.

2.7.2 Capteurs à base de résonateurs SAW et système associé

De la même façon que pour les lignes à retard, il est possible d'exploiter la dépendance des ondes de surface vis-à-vis des conditions environnementales (température, contrainte mécanique) via la conception de capteurs à base de résonateurs. Le dispositif SAW est de type résonateur ce qui permet d'accéder à des structures de taille réduite.

On s'attachera dans ce cas à mesurer la variation de la fréquence de résonance en fonction de la grandeur mesurée.

Le matériau piézoélectrique le plus couramment utilisé pour la fabrication des résonateurs est le quartz car celui-ci permet de réaliser des dispositifs avec des surtensions ou facteurs de qualité élevés compatibles avec les précisions et distances d'interrogation visées. Les variations de fréquence associées aux variations des paramètres mesurés (température, contrainte mécanique) demeurent par ailleurs compatibles des largeurs de bande autorisées par les exigences normatives. Nous pouvons citer entre autres, la norme ISM en Europe ou bien la norme FCC aux états unis.

A titre d'exemple nous considérerons un système fonctionnant dans la bande ISM 434 MHz [433.05 MHz, 434.79 MHz] utilisée en Europe. Le système complet se compose d'une unité d'interrogation (constituée elle-même d'une partie émettrice et d'une partie réceptrice i.e. Tx/Rx) et du capteur à base de résonateurs SAW. Le système d'interrogation ainsi que le capteur SAW sont munis d'une antenne adaptée à la bande de fréquence de travail ce qui permet d'effectuer une interrogation sans fil du capteur (voir figure ci-dessous).

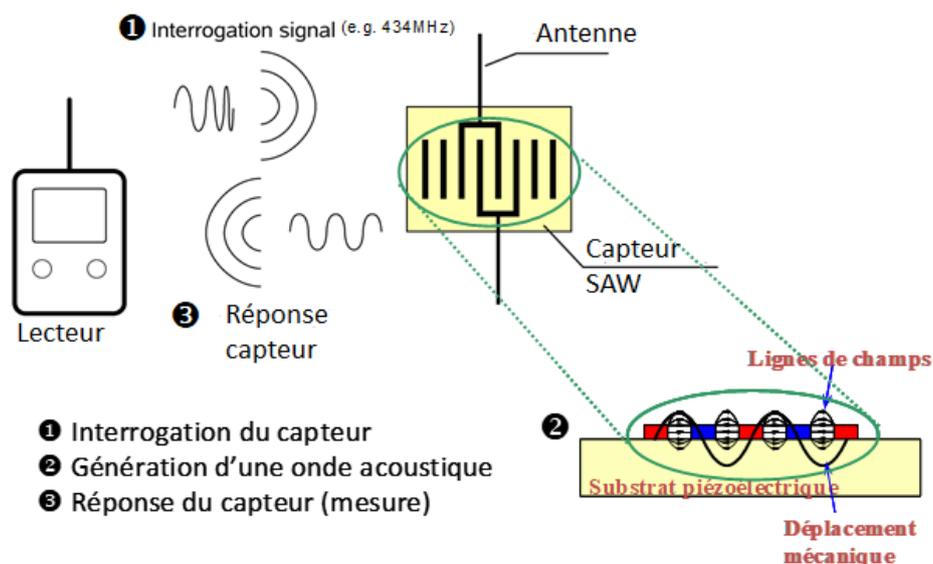


Figure 42 : Système de mesure sans fil intégrant un capteur passif à base de résonateurs SAW

Le schéma simplifié de l'interrogateur est présenté sur la figure 43 ci-dessous. L'ensemble de l'interrogateur est piloté par un microcontrôleur (μC). La voie d'émission (Tx) se compose principalement d'une synthèse de fréquence de type DDS (Digital Direct Synthesizer) ou de type PLL (Phase-Locked Loop). Le signal est ensuite amplifié à l'aide d'un amplificateur de puissance (PA) de façon à émettre une puissance compatible des normes ISM à 434 MHz en espace libre i.e. 0 dBm ou 10 dBm selon le rapport cyclique. Suite à la phase d'émission, le commutateur Tx/Rx bascule sur la voie réception (Rx) et le signal réémis par le capteur est acheminé via la voie Rx. Ce signal est tout d'abord filtré afin d'isoler la bande ISM à 434 MHz puis amplifié à l'aide d'un amplificateur faible bruit (LNA). Le signal est de nouveau filtré via un filtre similaire au premier filtre. Par la suite, une détection d'enveloppe est effectuée via un ensemble de type redresseur et filtrage passe bas. Ce signal est ensuite numérisé via un convertisseur analogique/numérique.

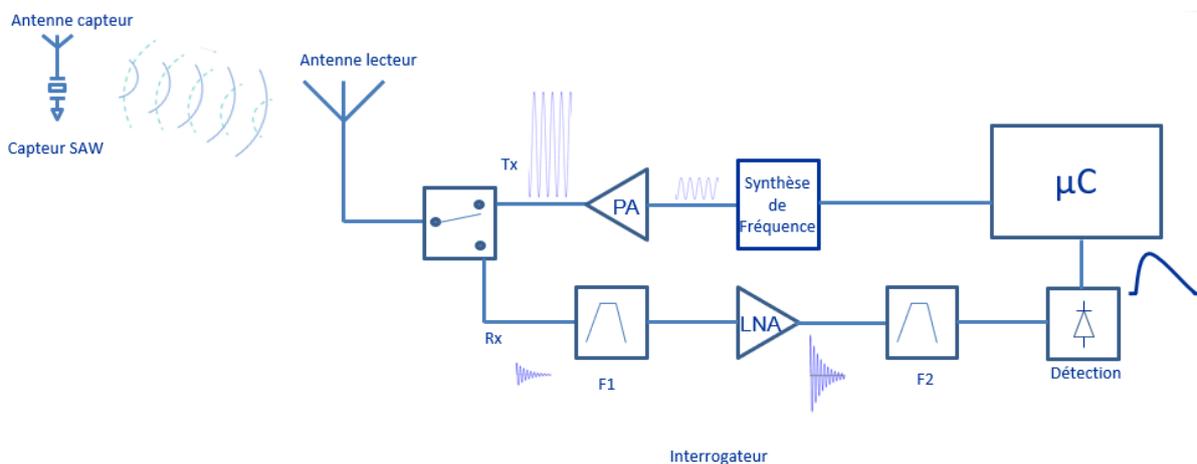


Figure 43 : Schéma de principe de l'interrogateur utilisé pour la mesure sans fil d'un capteur à base de résonateurs SAW

Le mode d'interrogation est le suivant :

- La voie Tx du système d'interrogation permet d'émettre un signal (impulsion temporelle d'une porteuse dans la bande ISM) vers le capteur SAW. Si le signal d'émission présente une fréquence suffisamment proche de la fréquence de résonance du dispositif SAW, il s'établit alors un régime d'oscillation entretenue dans le dispositif SAW (période de charge)
- Suite à l'interruption du signal émis par l'interrogateur, le capteur réémet un signal (décharge sous la forme d'une oscillation amortie) à sa fréquence de résonance. La valeur de la fréquence de résonance est proportionnelle à la vitesse de l'onde de surface et à la dilatation du substrat piézoélectrique qui dépend des conditions de température et de contrainte mécanique.

- La voie Rx du système d'interrogation détecte en dehors de la plage temporelle d'émission tout ou partie de cette décharge et en extrait les informations de pression et de température ou de contrainte mécanique via un traitement du signal adapté.

La figure ci-dessous présente en détail la stratégie d'interrogation d'un capteur à base de résonateurs SAW.

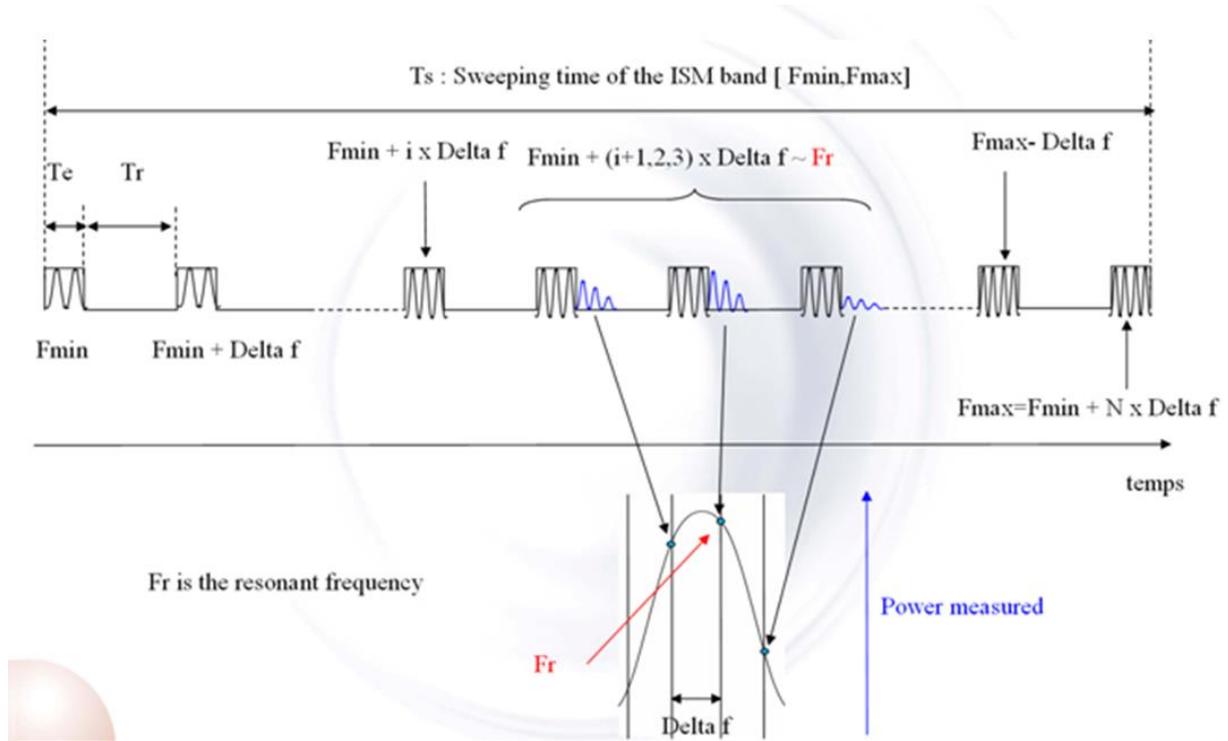


Figure 44 : Stratégie d'interrogation d'un capteur à base de résonateurs

La stratégie consiste à émettre une impulsion d'une durée limitée T_e (de l'ordre de $30\mu s$) à la fréquence minimum de la bande ISM F_{min} (433.05 MHz par exemple). Après l'arrêt de l'émission, l'interrogateur bascule en mode réception au cours duquel l'interrogateur va détecter ou non la présence d'énergie dans la bande ISM (pendant un temps T_r). Lors de cette première phase d'émission, la fréquence d'émission F_{min} étant très différente de la fréquence de résonance F_r , aucune énergie ne sera détectée.

L'étape suivante va donc consister à émettre une nouvelle impulsion avec une fréquence porteuse augmentée d'un certain pas Δf et à répéter le même scénario jusqu'à atteindre une fréquence d'émission proche de la fréquence de résonance du dispositif SAW. Suite à la sollicitation du résonateur à cette fréquence, le lecteur SAW va détecter un niveau de signal proportionnel au niveau de l'oscillation amortie renvoyée par le résonateur.

En augmentant encore la fréquence d'excitation de Δf , on va se rapprocher de la fréquence de résonance propre du dispositif SAW et le niveau de signal détecté va donc augmenter en conséquence. Si l'on continue à augmenter la fréquence d'interrogation on va s'éloigner de la fréquence de résonance et le niveau de signal renvoyé par le résonateur va logiquement diminuer. On va donc de cette façon décrire une courbe présentant un maximum proche de la fréquence de résonance du dispositif qui va être estimée via un algorithme d'interpolation adaptée.

Dans le cas d'applications nécessitant des bandes passantes (ou fréquences de rafraîchissement analogique de l'information) importantes, il est possible de mettre en œuvre des solutions de type "tracking". Celles-ci consistent à effectuer au minimum un balayage complet de la bande de fréquence explorée selon la méthode décrite plus haut afin d'estimer d'une façon préliminaire la fréquence de résonance. Une fois cette dernière identifiée, la méthode de tracking consiste à diminuer le nombre de points (3 ou 5 points par exemple) tout en conservant le même pas d'échantillonnage en fréquence et en centrant l'échantillonnage sur la fréquence de résonance. La validité de cette méthode est limitée au cas où les variations temporelles des fréquences de résonance (sous l'effet des paramètres physiques mesurés) ne sont pas trop rapides.

2.7.2.1 Description des résonateurs utilisés dans la conception des capteurs SAW à 434 MHz

Le résonateur SAW est composé d'un transducteur à PID (transducteur au centre de la structure, voir figure 45(a)). Le transducteur est constitué d'une alternance d'électrodes de largeur (a) qui se répètent avec une certaine périodicité (p) appelée période de métallisation, déposées sur le substrat piézoélectrique (quartz dans notre cas). Les électrodes d'aluminium (réalisées par photolithographie) ont une faible épaisseur. Dans notre cas (capteur fonctionnant à 434 MHz) l'épaisseur de métal utilisée est de l'ordre de 1000 Angströms ; la période de la métallisation est de l'ordre de 3,5 μ m.

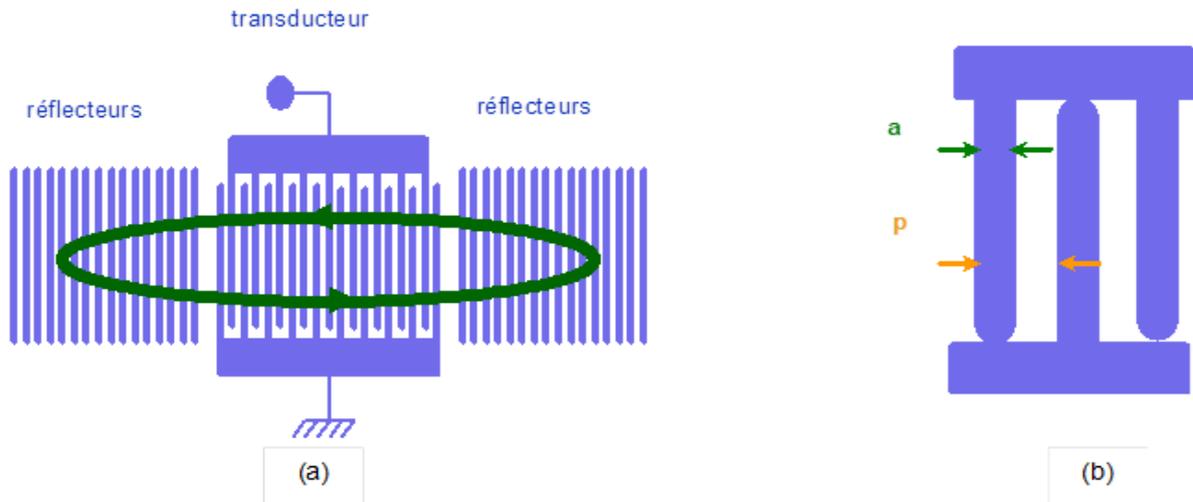


Figure 45 : Schéma de principe d'un résonateur SAW (a) vue d'ensemble – (b) détail d'une période de métallisation

Le transducteur rappelons-le, est une structure bidirectionnelle, c'est à dire que les énergies rayonnées vers la droite et vers la gauche vont avoir la même intensité. On vient disposer de part et d'autre du transducteur des électrodes qui jouent un rôle de réflecteur. Chaque réflecteur va réfléchir partiellement l'énergie émise par le transducteur. Si l'on multiplie le nombre de réflecteurs on va arriver à créer une réflexion totale et ainsi créer une cavité résonante qui va être caractérisée par sa fréquence de résonance. Cette fréquence de résonance, qui dépend de la température et des contraintes vues par le résonateur, est le paramètre à mesurer par le système d'interrogation. C'est à partir de cette mesure que la valeur du paramètre physique (la température dans notre cas) est calculée.

On rappelle que la variation de la fréquence de résonance d'un résonateur sur quartz en fonction de la température est déterminée par la formule suivante :

$$f(T) = f_0 [1 + CTF_1(T - T_0) + CTF_2(T - T_0)^2] \quad (12)$$

Avec f_0 la fréquence à T_0 , T_0 la température de référence (25 °C par convention), CTF_1 le coefficient du premier ordre (ppm/°C) et CTF_2 le coefficient du second ordre (ppb/°C/°C). La loi de variation de la fréquence de résonance en fonction de la température est donc une parabole ; la température à laquelle la fréquence est maximale (sommet de la parabole) est appelée température de *turn-over* ou d'inversion.

2.7.2.2 Description d'un capteur de température SAW

Le capteur de température SAW est basé sur une structure différentielle avec deux résonateurs utilisant le quartz comme substrat piézoélectrique (voir figure 46). Ces deux

résonateurs sont typiquement abrités dans la cavité hermétique sous atmosphère neutre (azote) d'un boîtier céramique de dimensions 5 mm x 5 mm x 1,6 mm.

Le premier résonateur utilise l'axe de propagation habituel X (résonateur n°1, référence : R). Le second résonateur (résonateur n°2, sensible à la température : T) est incliné d'un certain angle typiquement 20° par rapport à l'axe X . Le fait d'incliner celui-ci va conférer à ce dernier une sensibilité plus importante vis à vis de la température. La différence de fréquence entre ces deux résonateurs permet d'obtenir une information qui varie quasi-linéairement en fonction de la température.

La figure 47 présente une occupation spectrale typique du capteur de température SAW (fréquence en MHz en fonction de la température en $^\circ\text{C}$) ainsi que les limites de la bande ISM @ 434 MHz.

Dans cet exemple, les résonateurs de références RSAW et de pression PSAW ont une température de *turn-over* aux alentours de -30°C tandis que le résonateur de température TSAW présente une température de *turn-over* aux alentours de 30°C . La zone de fréquence occupée par un résonateur PSAW est plus importante que celle des résonateurs RSAW et TSAW du fait que ce résonateur est sensible à la pression.

Le fait d'utiliser une structure différentielle présente plusieurs avantages. Le premier est que les différences de fréquence des résonateurs sont presque linéaires en fonction de la température (les non-linéarités résiduelles étant corrigées par le calibrage du capteur). L'autre avantage de la structure différentielle réside dans le fait que l'on peut s'affranchir de la majeure partie des effets de vieillissement de tirage en fréquence liées aux variations environnementales de l'antenne connectée au capteur.

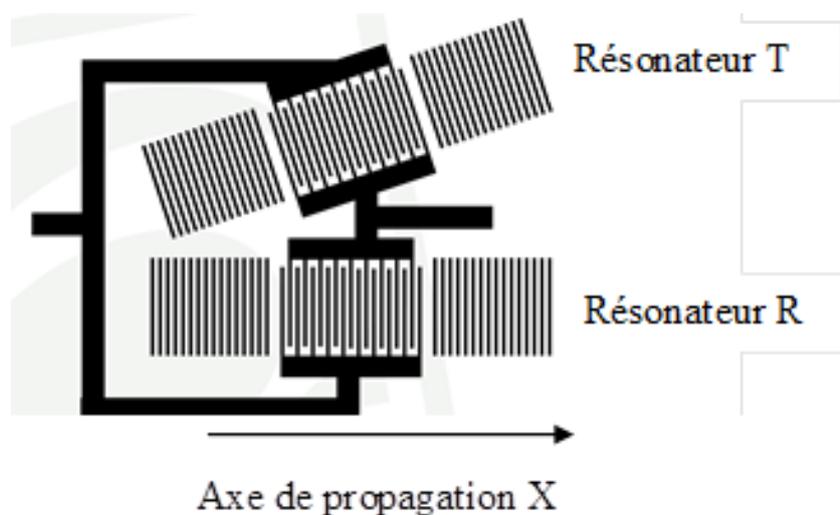


Figure 46 : Structure différentielle du capteur de température SEAS10

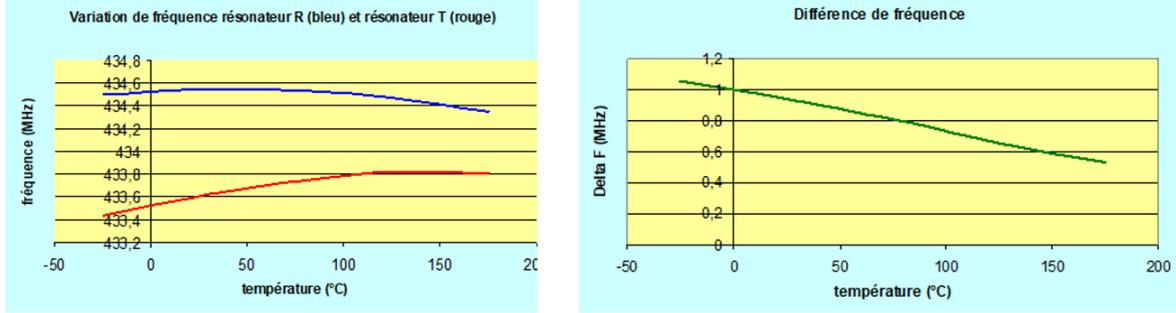


Figure 47 : Occupation spectrale typique de la bande ISM (gauche) et variation de l'écart de fréquence en fonction de la température (droite)

Les dépendances des fréquences de résonance des deux résonateurs R, T en fonction de la température et de la pression sont les suivantes :

$$f_R(T) = f_{0R}[1 + CTF_1^R(T - T_0) + CTF_2^R(T - T_0)^2] \quad (13)$$

$$f_T(T) = f_{0T}[1 + CTF_1^T(T - T_0) + CTF_2^T(T - T_0)^2] \quad (14)$$

La différence de fréquence associée à la mesure de la température peut donc s'exprimer de la façon suivante :

$$\Delta_T = f_T - f_R = \Delta_{T_0} + s_T T + \varepsilon_1 T^2 \quad (15)$$

Avec

- $\Delta_{T_0} = f_{0R} - f_{0T}$ la différence de fréquence de résonance à la température T_0
- $s_T = CTF_1^R f_{0R} - CTF_1^T f_{0T}$ le coefficient différentiel du 1er ordre
- $\varepsilon_1 = CTF_2^R f_{0R} - CTF_2^T f_{0T}$ le coefficient différentiel du 2ème ordre

A l'issue d'une procédure de calibrage en température, on détermine les trois termes $(\Delta_{T_0}, s_T, \varepsilon_1)$, qui permettent de calculer la température à partir d'une mesure de la différence de fréquence Δ_T .

La résolution de l'équation du second degré en T nous donne :

$$T_m = T_0 + \frac{-s_T \pm \sqrt{s_T^2 - 4\varepsilon_1(\Delta_{T_0} - \Delta_T)}}{2\varepsilon_1} \quad (16)$$

où T_m est la température calculée par le capteur SAW (T_0 étant la température de référence soit 25 °C).

La dernière génération de capteurs de température SAW n'utilise plus le concept de deux résonateurs utilisant la même coupe de quartz avec deux angles de propagation différents

enfermés dans un seul boîtier céramique (5 mm x 5mm). Les deux résonateurs utilisent dorénavant deux coupes de quartz différentes avec le même angle de propagation (axe X). Cette configuration présente l'avantage de simplifier notablement la conception des résonateurs. Chaque résonateur est enfermé à l'intérieur d'un boîtier 3.8 mm x 3.8 mm. Le fait de disposer de deux boîtiers séparés pour chacun des deux résonateurs permet potentiellement d'effectuer des appairages qui rendent possible le fait de pouvoir disposer de coefficients de calibrage identiques pour un ensemble de capteurs.

2.7.2.3 Capteur de déformation et mesure de couple

2.7.2.3.1 Jauge de déformation

Comme cela a été mentionné précédemment, il est possible d'effectuer une mesure de la contrainte ou de la déformation mécanique à l'aide de capteurs SAW. La figure 48 ci-dessous présente l'élément de base d'un tel capteur assimilable à une jauge de contrainte (ou déformation) sans fil dans l'hypothèse où celle-ci est connectée à une antenne.

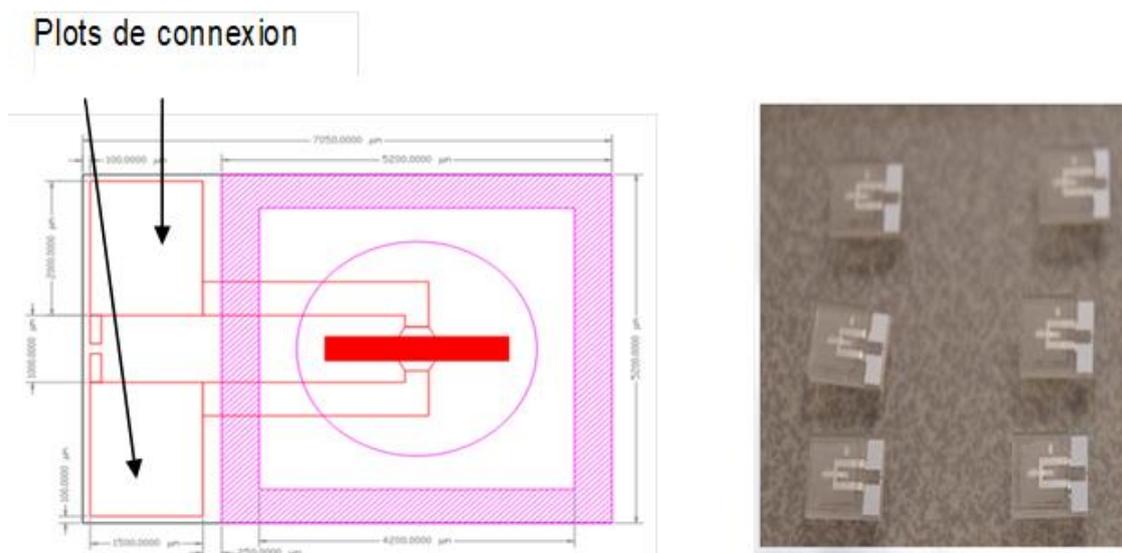


Figure 48 : Schéma d'un élément de base de type résonateur rentrant en jeu dans un capteur de déformation (gauche) ; illustration avec six éléments (droite)

Il s'agit d'un résonateur sur quartz muni d'un capot en quartz aminci localement sur une zone circulaire afin d'éviter tout contact entre le résonateur et le capot en quartz. Le capot permet de manipuler le dispositif sans risque d'endommager le résonateur. Deux plots de connexion permettent de reprendre le contact électrique. Contrairement au capteur de température, la combinaison angle de coupe de quartz et angle de propagation permet de minimiser la dépendance à la température et de maximiser la sensibilité à la contrainte mécanique.

La figure 49 ci-dessous présente les variations mesurées de la fréquence de résonance en fonction de la déformation à température ambiante et les variations de la fréquence de résonance en fonction de la température sans déformation. La jauge de déformation SAW a été préalablement collée sur un corps d'épreuve métallique soumis à une contrainte de type traction. On peut noter que contrairement à la température, la fréquence du résonateur varie linéairement en fonction de la déformation. La sensibilité à la déformation du résonateur est de -0.5 ppm. La variation en fonction de la température demeure parabolique et on notera que la température d'inversion est aux alentours de 25°C de façon à minimiser la variation de fréquence due à la température autour de cette température de fonctionnement.

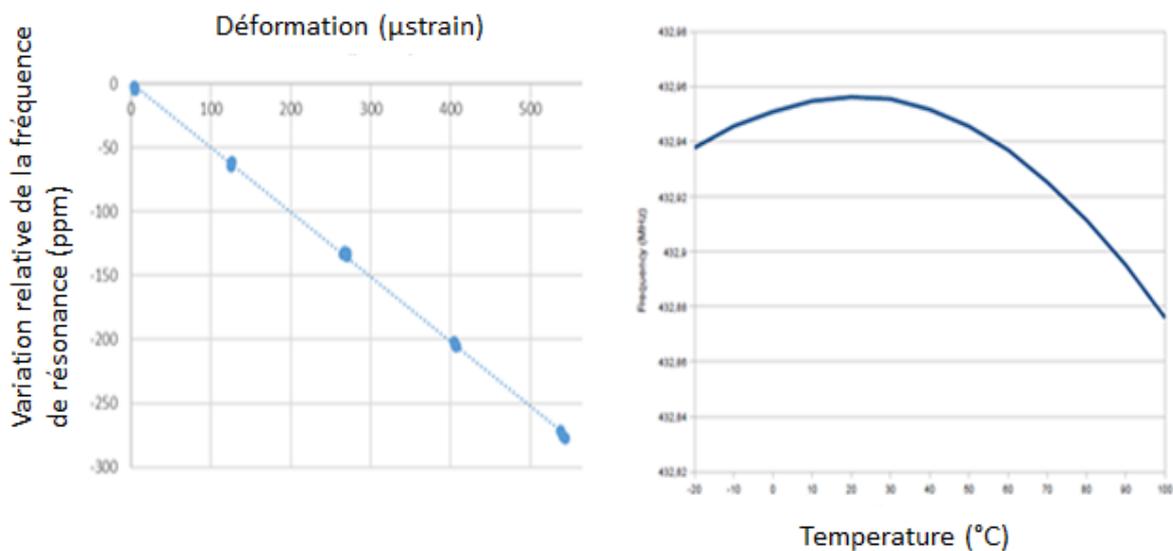


Figure 49 : Variation de la fréquence de résonance en fonction de la déformation à température ambiante (gauche) ; variation de la fréquence de résonance en fonction de la température sans déformation (droite)

2.7.2.3.2 Mesure de couple

De la même façon que pour la température, les structures différentielles sont privilégiées. La mesure de couple en est un exemple [SDM 17]. Pour cette mesure, deux jauges SAW sont collées sur le rotor (axe cylindrique de section circulaire en rotation). Comme l'illustre la figure 50 ci-dessous, les jauges SAW sont respectivement inclinées de +/- 45° par rapport à l'axe du rotor. Dans cette configuration lors de l'application d'un couple sur le rotor, une jauge est soumise à une contrainte en compression tandis que l'autre est soumise à une contrainte de type traction. Cet arrangement permet de bénéficier d'une sensibilité à la déformation qui est le double de la sensibilité que l'on obtiendrait avec une jauge SAW unique. Cet arrangement

permet également d'obtenir une compensation importante des effets indésirables liés aux variations de température.

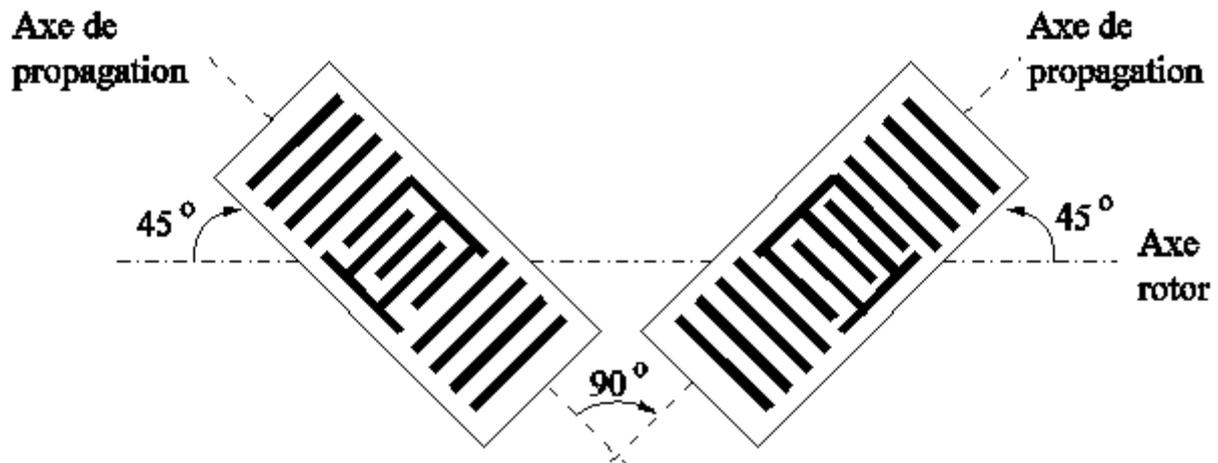


Figure 50: Orientation des jauges SAW par rapport à l'axe du rotor. Les résonateurs SAW sont inclinés à $+45^\circ$ et -45° par rapport à l'axe du rotor

2.7.2.4 Mesure combinée de la température et de la déformation - capteur de pression et de température

Nous avons vu que la technologie SAW permettait de mesurer la température et la déformation mécanique. Il est également possible de combiner les deux types de mesure. Le capteur de température et de pression SAW en est un exemple [BLPMC 06].

La structure de ce capteur est composée de trois résonateurs fabriqués sur un même substrat piézoélectrique (quartz) et est représentée en figure 51 ci-dessous. Le substrat en quartz est usiné localement afin de réaliser une zone amincie circulaire (diaphragme). Le résonateur 3 est positionné au centre du diaphragme et les résonateurs de type 1 et 2 sont localisés sur des zones non amincies donc non sensibles à la pression extérieure dans l'hypothèse où la structure de la figure 51 est collée sur un support rigide évidé à l'emplacement du diaphragme pour laisser passer le gaz dont la pression doit être mesurée. Le résonateur 2 présente en particulier la même sensibilité à la température que le résonateur 3 du fait qu'ils utilisent le même axe de propagation. La différence de fréquence entre les résonateurs 2 et 3 fournit par conséquent une information qui dépend majoritairement de la pression.

Le résonateur 1 est également positionné dans une zone où les contraintes liées à la pression sont négligeables. Celui-ci est incliné par rapport aux résonateurs 2 et 3. Cette orientation lui confère une sensibilité en température différente de celle des deux autres résonateurs. La différence de fréquence entre les résonateurs 1 et 2 fournit par conséquent une information

qui dépend uniquement de la température (on reconnaît d'ailleurs la structure du capteur de température exposée précédemment)

- $f_3 - f_2$ permet de remonter à l'information de pression indépendamment de la température,
- $f_2 - f_1$ permet de remonter à l'information de température indépendamment de la pression.

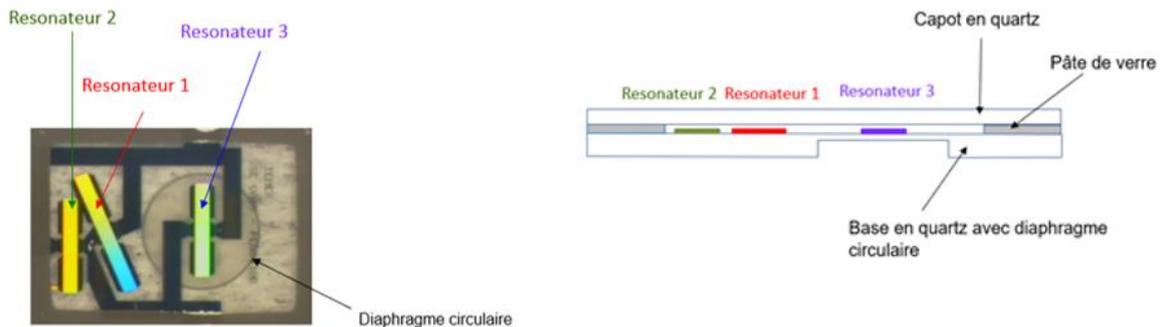


Figure 51 : Structure de l'élément sensible pour le capteur de pression et de température SAW utilisant trois résonateurs

La figure 52 permet de visualiser le comportement des trois résonateurs lorsque la structure est soumise à une variation de température allant de -40 °C à 120°C. Pour chaque température la surpression varie de 0 à 5 bars. On constate que quelle que soit la pression, les courbes décrivant les variations de température pour les résonateurs 1 et 2 sont confondues. On constate en revanche que chaque valeur de pression décale la courbe de variation de température du résonateur 3 ce qui est un effet attendu.

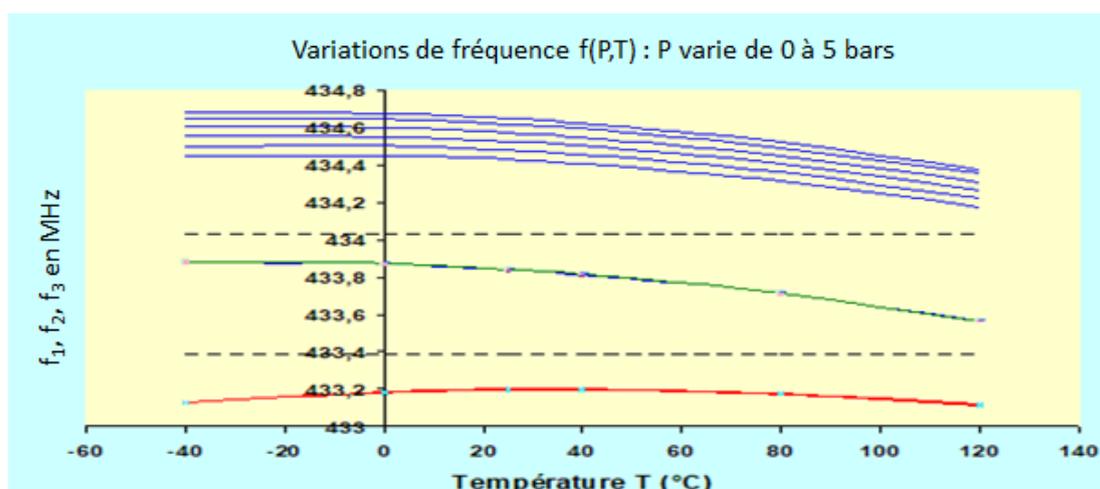


Figure 52 : Exemple d'encombrement spectral d'un capteur de pression et de température fonctionnant à 434 MHz

Au premier ordre, les variations de fréquences des résonateurs 1 (température), 2 (référence) et 3 (pression) sont données par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} f_R(T) &= f_{0R}[1 + CTF_1^R(T - T_0) + CTF_2^R(T - T_0)^2] \\ f_T(T) &= f_{0T}[1 + CTF_1^T(T - T_0) + CTF_2^T(T - T_0)^2] \\ f_P(T) &= f_{0P}[1 + CTF_1^P(T - T_0) + CTF_2^P(T - T_0)^2] \end{aligned} \quad (17)$$

Les différences de fréquence conduisant à la détermination de la température et de la pression sont données par les équations :

$$\begin{aligned} \Delta_T &= f_T - f_R = \Delta_{T_0} + s_T T + \varepsilon_1 T^2 \\ \Delta_P &= f_P - f_R = \Delta_{P_0} + s_P P + \varepsilon_2 T + \varepsilon_3 T^2 \end{aligned} \quad (18)$$

De la même manière que pour le capteur de température, la procédure de calibrage consiste à déterminer $(\Delta_{T_0}, s_T, \varepsilon_1)$ qui permettent de calculer la température T_m à partir d'une mesure de la différence de fréquence Δ_T .

$$T_m = T_0 \frac{-s_T \pm \sqrt{s_T^2 - 4\varepsilon_1(\Delta_{T_0} - \Delta_T)}}{2\varepsilon_1} \quad (19)$$

La procédure de calibrage en pression permet alors de déterminer les 4 paramètres suivants :

$$\Delta_{P_0}, s_P, \varepsilon_2, \varepsilon_3$$

Afin d'en déduire la valeur de la pression, selon l'équation ci-dessous ($T = T_m$ et $\Delta_P =$ différence de fréquence) :

$$P_m = P_0 + \frac{\Delta_P - (\Delta_{P_0} + \varepsilon_2 T + \varepsilon_3 T^2)}{s_P} \quad (20)$$

P_m est la pression mesurée par le capteur SAW (P_0 étant la pression de référence à l'intérieur de la cavité).

La figure 53 montre un exemple de capteur de pression et température utilisant l'élément sensible à trois résonateurs.

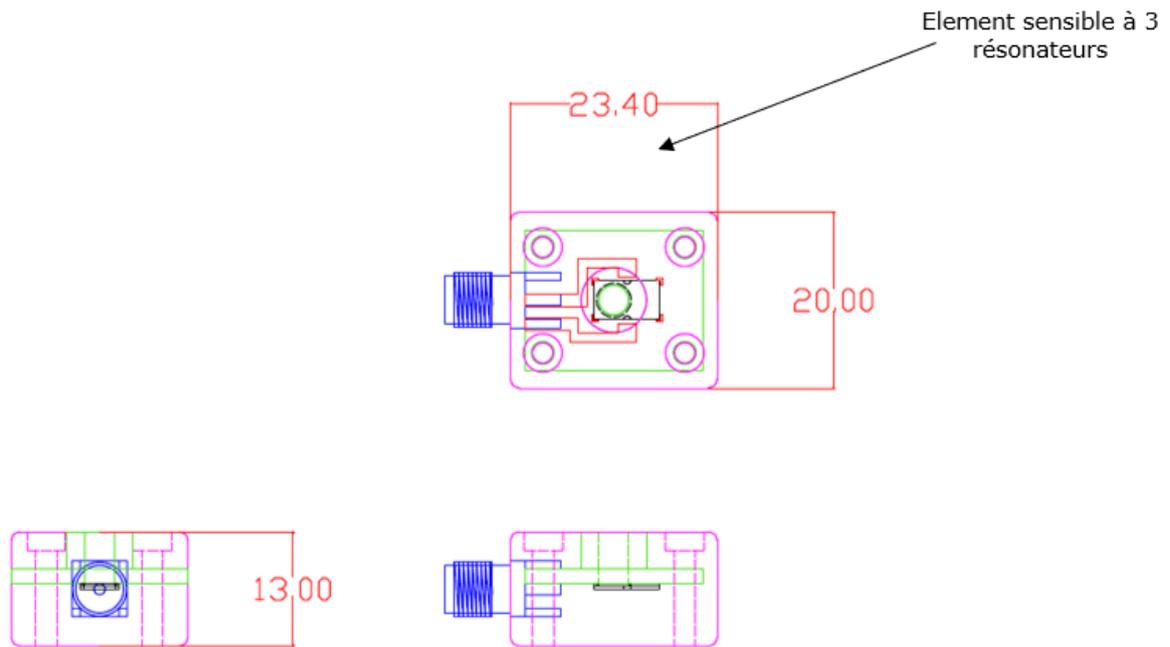


Figure 53 : Exemple de capteur de pression et de température à 434MHz utilisant l'élément sensible à trois résonateurs (dimensions en mm)

Ainsi, dans ce chapitre, nous avons présenté tout ce qui définit les capteurs à bases d'ondes acoustiques de surfaces. Nous avons présenté la piézoélectricité ainsi que la formation des ondes acoustiques de surfaces. Par la suite nous avons discuté des deux grandes familles de capteurs SAW qui sont les résonateurs ainsi que les lignes à retard et nous avons détaillé l'ensemble de leur méthode d'interrogation.

Le chapitre suivant présente le développement d'un modèle analytique effectué dans le cadre de cette thèse qui permet de décrire précisément le comportement temporel transitoire d'un résonateur SAW dans les phases Tx et Rx précédemment décrites. Ce développement s'appuie sur l'utilisation de transformées de Laplace qui sont bien adaptées aux calculs de comportements transitoires.

3 Modèle théorique du comportement du résonateur SAW en régime d'interrogation impulsionnelle

L'objectif de ce chapitre est de décrire mathématiquement le comportement du résonateur SAW (phases de charge et de décharge) dans le domaine temporel lorsque celui-ci est soumis à une impulsion rectangulaire dont la fréquence porteuse est incluse dans la bande passante du résonateur. Dans un premier temps on présentera les résultats d'une caractérisation expérimentale du résonateur SAW dans ce cas de figure. Les modèles électriques utilisés pour le résonateur SAW (Butterworth Van Dyke (BVD)) et pour l'antenne qui lui est connectée (circuit RLC) seront rappelés dans un deuxième temps. Par la suite le développement théorique permettant d'aboutir à une expression analytique du comportement du résonateur SAW sera détaillé pour les phases de charge et de décharge, lorsque celui-ci est connecté à une charge purement résistive. Ce développement théorique basé sur l'utilisation des transformées de Laplace est un élément clé puisqu'il permet de comprendre dans le détail le comportement du résonateur SAW et d'en déduire une méthode d'interrogation alternative. Cette formulation analytique sera alors confrontée aux observations expérimentales afin de valider sa pertinence. Finalement ce modèle théorique sera étendu au cas où le capteur est connecté à une antenne ce qui correspond aux conditions d'utilisation d'un capteur sans fil.

3.1 Caractérisation expérimentale du résonateur SAW

L'objectif de cette première partie est de caractériser la réponse temporelle d'un résonateur SAW fonctionnant dans la bande ISM à 434 MHz. Pour ces essais le capteur SAW sera connecté via une liaison filaire à l'appareil de mesure (oscilloscope) ce qui permet de s'affranchir des perturbations liées à la liaison sans fil.

Comme cela a été évoqué précédemment (voir § 2.7.2), la méthode d'interrogation du capteur SAW est proche d'une stratégie de type RADAR dite pulsée (alternance d'une phase d'émission et d'une phase de réception) qui se décompose de la façon suivante :

- Phase 1 : Charge du résonateur

Le système d'interrogation va émettre une impulsion RF (*Radio Frequency* ou Radio Fréquence) à une fréquence unique dans la bande ISM (Industriel, Scientifique et Médical). Cette bande, comprise entre 433.05 et 434.78 MHz peut être utilisée librement pour les applications industrielles sous réserve de respecter les normes d'émission qui lui sont associées.

Au cours de cette phase, l'énergie transmise au résonateur va s'accumuler au cœur du transducteur grâce aux miroirs de Bragg qui vont confiner l'onde acoustique de surface.

- Phase 2 : Décharge du résonateur

Le système d'interrogation va stopper la transmission du signal RF et va basculer en mode réception. L'énergie stockée pendant la première phase être libérée et le système d'interrogation va mesurer le signal électromagnétique réémis par le capteur SAW (mesure de puissance).

Afin de mesurer la réponse temporelle du résonateur, le montage présenté sur la figure ci-dessous a été réalisé. Celui-ci se compose essentiellement d'un générateur haute fréquence qui va générer la fréquence porteuse dans la bande ISM. Une modulation d'amplitude de ce signal (impulsion temporelle de 50 μ s) est réalisée via un générateur basse fréquence qui pilote un switch RF pour améliorer l'isolation. La réponse temporelle du résonateur peut être visualisée à l'aide de l'oscilloscope.

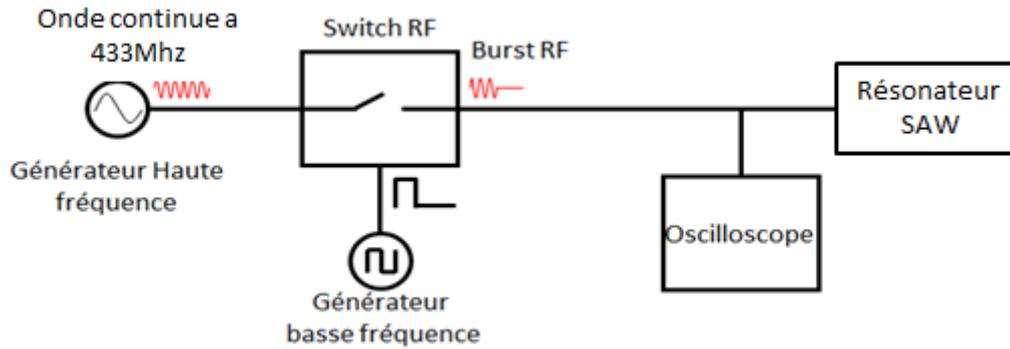


Figure 54 : Système d'interrogation temporelle d'un résonateur SAW

La réponse temporelle du résonateur SAW pendant les phases de charge et de décharge est présentée sur la figure 55 ci-dessous.

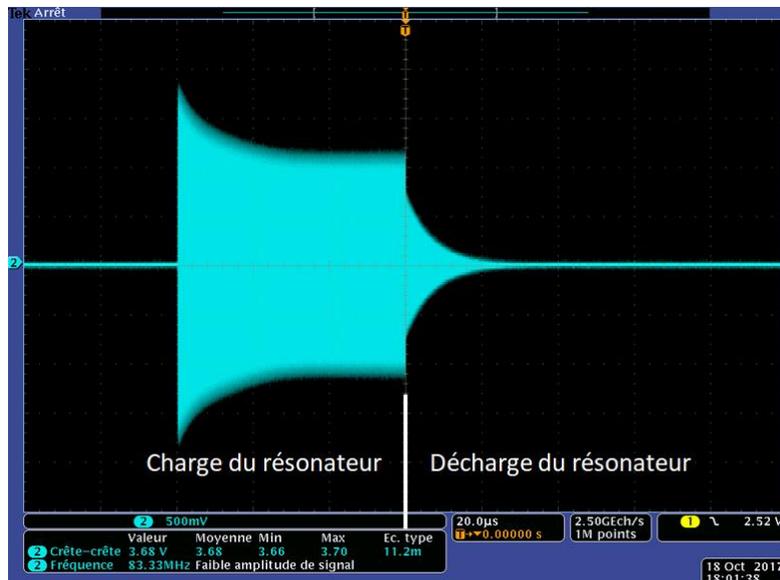


Figure 55 : Visualisation de la tension aux bornes du résonateur pendant les phases de charge (50 µs) et de décharge

Comme on peut le constater sur la figure 55, la tension aux bornes du résonateur est maximale au début de la charge puis décroît. On peut expliquer ce phénomène par le fait que la charge du résonateur se fait via une conversion de l'énergie électromagnétique en onde de surface, grâce à l'accumulation d'énergie dans la cavité acoustique constituée du transducteur et des deux miroirs de Bragg. Au début de la phase de charge la tension aux bornes du résonateur est maximale car il n'y a pas encore eu de conversion en énergie acoustique. Au cours du temps, la tension aux bornes du résonateur va progressivement diminuer car l'énergie électrique va se transformer en onde acoustique jusqu'à atteindre un régime stationnaire associé à un état d'équilibre.

Pendant la phase de décharge, le résonateur va restituer l'énergie cumulée pendant la première étape. L'amplitude maximale de la décharge du résonateur est atteinte si la durée de l'impulsion de charge est suffisante pour atteindre le régime stationnaire précédemment évoqué. La mesure de température repose sur l'exploitation du signal de décharge via la variation de sa fréquence.

En première approximation, la décharge du résonateur au cours du temps est du type oscillation amortie et peut s'exprimer de la façon suivante :

$$s(t) = Ae^{\frac{-t}{\tau}} \cos(2\pi ft + \varphi)$$

où

- A caractérise l'amplitude
- φ caractérise la phase à l'origine
- f caractérise la fréquence
- τ caractérise l'amortissement.

On peut constater que cette expression, bien que décrivant d'une façon générale l'allure du signal de décharge, ne fait pas intervenir les paramètres caractérisant l'impulsion du signal émis par l'interrogateur (puissance et fréquence émise, durée de l'impulsion, ...) qui conditionnent pourtant la réponse du résonateur. C'est pourquoi il est apparu nécessaire de développer un modèle théorique plus complet qui permet de prédire les valeurs des quatre paramètres caractérisant la décharge en fonction des paramètres caractérisant l'impulsion de charge. Ce modèle repose sur une modélisation électrique de base du résonateur SAW et de l'antenne qui est présentée dans le paragraphe suivant.

3.2 Modèles électriques pour résonateur SAW et antenne

3.2.1 Modèle électrique pour résonateur SAW

Les paramètres du modèle électrique (que nous allons expliciter plus loin dans ce paragraphe) utilisé pour le résonateur peuvent être facilement évalués à partir de la connaissance de l'impédance (ou de l'admittance) du résonateur mesurée ou simulée.

Dans le cas des simulations utilisées pour la conception des résonateurs, la structure du réseau d'électrodes métalliques déposées à la surface du matériau piézoélectrique est prise en compte et l'analyse des déformations du matériau piézoélectrique générées par les ondes acoustiques de surface est effectuée. Cette modélisation utilise les équations de la piézoélectricité ainsi que les méthodes d'éléments finis qui vont décrire la géométrie des électrodes. Enfin, le concept de l'admittance harmonique entre deux électrodes ainsi que le principe de superposition vont permettre de modéliser l'ensemble du réseau d'électrodes.

Le modèle électrique utilisé pour le résonateur SAW est le circuit électrique équivalent de type BVD (Butterworth Van Dyke) [CP 57]. Ce circuit équivalent se compose d'une capacité C_1 en série avec une inductance L_1 et une résistance R_1 le tout en parallèle par une capacité parallèle C_0 appelée capacité statique (Figure 56). En considérant les valeurs d'impédance mesurées ou simulées à certaines fréquences, il est possible d'en déduire les différentes valeurs du modèle (R_1, L_1, C_1 et C_0) pour un résonateur donné.

Ce modèle électrique n'est correct qu'au voisinage de la fréquence de résonance ce qui est compatible de notre cas d'emploi où la plage de fréquence balayée par le système d'interrogation se limite à une bande de fréquence où l'énergie restituée par le résonateur est maximale.

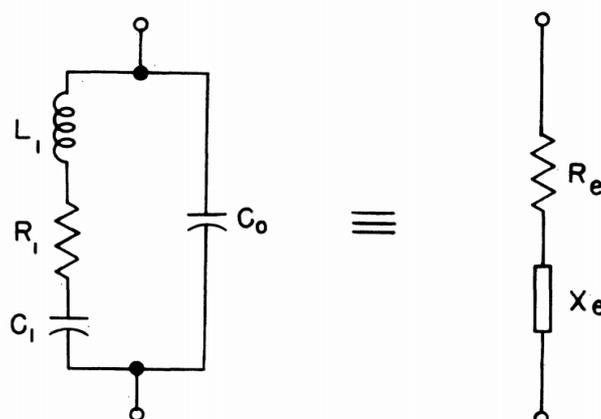


Figure 56 : Circuit électrique équivalent pour le résonateur SAW

L'impédance du circuit électrique équivalent BVD de la figure 56 est donnée par :

$$\underline{Z}_{BVD} = R_e + jX_e = \frac{\frac{1}{C_1} + jR_1\omega + C_1(j\omega)^2}{j\omega + j\frac{C_0}{C_1}\omega + C_0R(j\omega)^2 + C_0L(j\omega)^3} \quad (21)$$

Qui peut également s'exprimer sous la forme :

$$\underline{Z}_{BVD} = \frac{\omega_s^2 + j\omega\frac{\omega_s}{Q} + (j\omega)^2}{C_0j\omega\left(\omega_p^2 + j\omega\frac{\omega_s}{Q} + (j\omega)^2\right)} \quad (22)$$

Avec :

- $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}$ pulsation à la résonance série,
- $\omega_p = \omega_s\sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$ pulsation à la résonance parallèle,
- $Q = \omega_s\frac{L_1}{R_1}$ facteur de qualité,

L'impédance de la branche RLC série est donnée par :

$$\underline{Z}_{RLC} = R_1 + j\left(L_1\omega - \frac{1}{C_1\omega}\right) \quad (23)$$

Il est nécessaire à ce stade de définir les fréquences caractéristiques du système **[CP 57]**. La figure 57 ci-dessous présente les variations de l'impédance du circuit électrique de Butterworth Van Dyke (\underline{Z}_{RLC}) en fonction de la fréquence : le module, la résistance, la réactance et la réactance de la branche RLC.

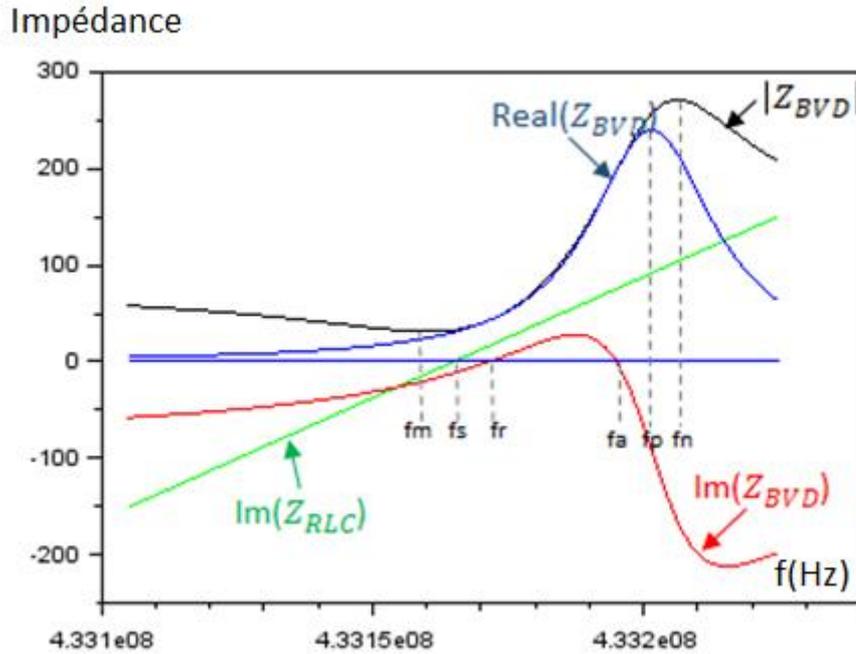


Figure 57 : Module de l'impédance $|Z_{BVD}|$, résistance $\text{Real}(Z_{BVD})$, réactance $\text{Im}(Z_{BVD})$ ainsi que la réactance de l'impédance de la branche RLC $\text{Im}(Z_{RLC})$

Les différentes fréquences caractéristiques indiquées sur la figure ci-dessus sont définies de la façon suivante :

- f_m = fréquence du minimum d'impédance ($\min|Z_{BVD}|$)
- f_n = fréquence du maximum d'impédance ($\max|Z_{BVD}|$)
- f_s = fréquence de résonance série (réactance $\text{Im}(Z_{RLC}) = 0$)
- f_r = fréquence de résonance (premier passage de la réactance $\text{Im}(Z_{BVD}) = 0$)
- f_a = fréquence d'antirésonance (second passage de la réactance $\text{Im}(Z_{BVD}) = 0$)
- f_p = fréquence de résonance parallèle ($\max(\text{Real}(Z_{BVD}))$)

Nous allons maintenant décrire la méthode (voir figure 58) qui permet, à partir de la connaissance des paramètres S (simulés ou mesurés) et donc de l'impédance d'un résonateur SAW en fonction de la fréquence, de déterminer les éléments du circuit équivalent de type BVD.

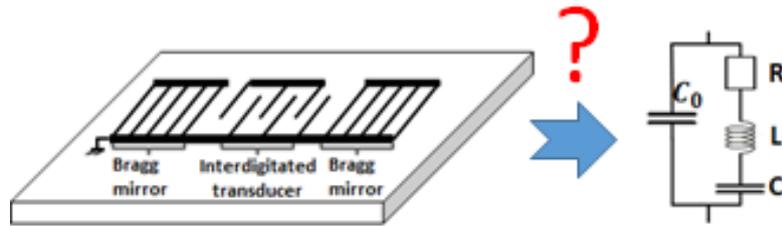


Figure 58 : Passage des paramètres S au circuit équivalent de type BVD

Considérons le cas où le résonateur SAW est mesuré à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseau (VNA). Après une calibration adéquate à l'aide des trois valeurs d'impédance normalisées : circuit ouvert, court-circuit, charge adaptée i.e. 50Ω et une éventuelle correction de la longueur de câble reliant le résonateur à l'analyseur de réseau, il est possible de procéder à l'enregistrement des paramètres S caractérisant le résonateur.

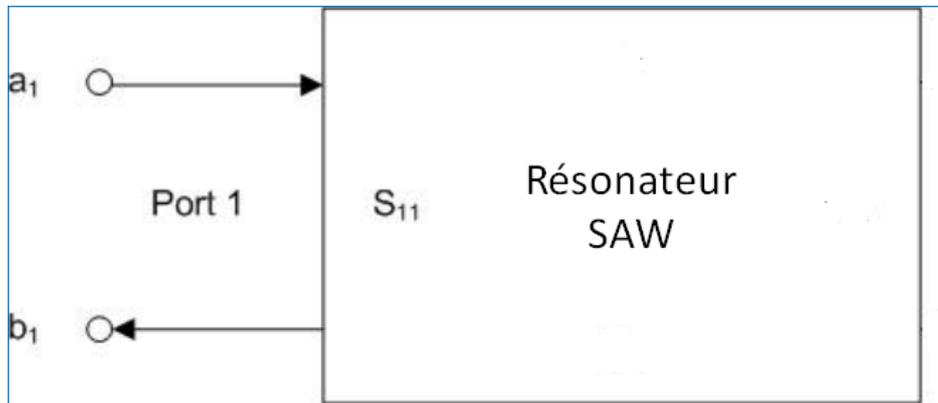


Figure 59 : Modèle considéré pour le résonateur SAW à un port

Dans le cas d'un résonateur SAW un port, on mesure le paramètre complexe S_{11} défini comme suit :

$$S_{11} = \frac{\text{signal réfléchi au port 1}}{\text{signal incident au port 1}} = \frac{b_1}{a_1} \quad (24)$$

Où a_1 et b_1 correspondent respectivement aux amplitudes des ondes entrantes et sortantes.

Le coefficient de réflexion est mesuré dans une bande de fréquence déterminée, définie par l'utilisateur :

$$S_{11}(\omega) = a(\omega) + jb(\omega) \quad (25)$$

La relation qui relie le coefficient de réflexion à l'impédance est donnée par :

$$Z_{BVD}(\omega) = Z_0 \frac{1 + S_{11}(\omega)}{1 - S_{11}(\omega)} \quad (26)$$

Pour la suite des calculs, il est préférable de considérer l'admittance :

$$Y_{BVD}(\omega) = \frac{1}{Z_{BVD}(\omega)} = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - S_{11}(\omega)}{1 + S_{11}(\omega)} \quad (27)$$

L'admittance du circuit équivalent électrique de type BVD [Var 12] est donnée par :

$$Y_{BVD}(\omega) = G + jB = \frac{R_1}{R_1^2 + (\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})^2} + j(\omega C_0 - \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{R_1^2 + (\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1})^2})$$

En posant $\delta(\omega) = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}$, il est possible de reformuler l'expression de l'admittance de la façon suivante :

$$Y_{BVD}(\omega) = \frac{R_1}{R_1^2 + \delta^2} + j(\omega C_0 - \frac{\delta}{R_1^2 + \delta^2}) \quad (28)$$

La conductance G est donnée par :

$$G = \frac{R_1}{R_1^2 + \delta^2} \quad (29)$$

G est maximum lorsque δ est nul, ce qui permet de déterminer R_1 ,

$$\begin{aligned} \max(G) &= \frac{R_1}{R_1^2 + 0} = \frac{1}{R_1} \\ R_1 &= \frac{1}{\max(G)} \end{aligned} \quad (30)$$

La fréquence à laquelle δ s'annule permet d'obtenir la fréquence de résonance série f_s :

$$\max(G) \rightarrow \omega_s L_1 - \frac{1}{\omega_s C_1} = 0$$

La largeur à -3 dB de la conductance permet de déterminer le facteur de qualité (voir figure 60 ci-dessous) :

$$Q = \frac{f_s}{\Delta f_{-3dB}} \quad (31)$$

En utilisant la définition du facteur de qualité, il est possible de déterminer la valeur de L_1 :

$$L_1 = \frac{QR_1}{\omega_s} \quad (32)$$

Finalement la capacité C_1 peut être déterminée lorsque δ est nul :

$$C_1 = \frac{1}{L_1 \omega_s^2} \quad (33)$$

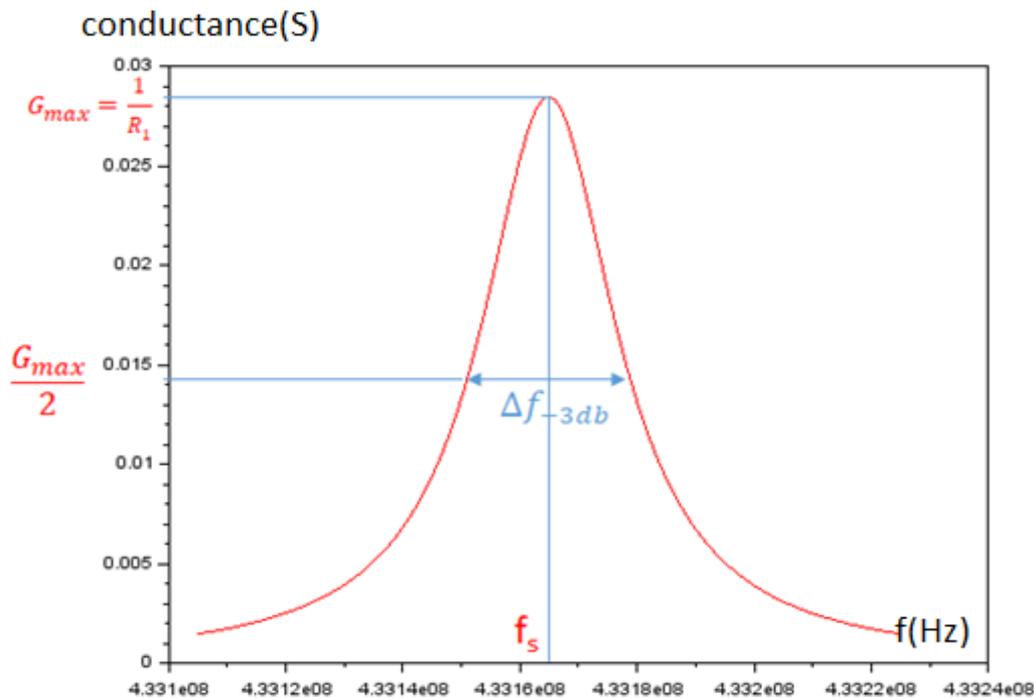


Figure 60 : Conductance du résonateur SAW

Il est donc possible à partir de la conductance G de déterminer tous les éléments R_1 , C_1 , L_1 de la branche RLC. Afin de déterminer C_0 le dernier élément du circuit équivalent, il est nécessaire de considérer la partie imaginaire de l'admittance (susceptance).

On peut constater sur la figure 61, représentant la variation de la susceptance en fonction de la fréquence, qu'il y a deux passages à zéro. La fréquence du premier passage à zéro correspond à la fréquence de résonance f_r et le second passage à zéro correspond à la fréquence d'antirésonance f_a . Ces deux points permettent de calculer la capacité statique C_0 , ce qui permet de disposer de la totalité des valeurs des éléments du circuit électrique équivalent de type BVD.

$$B = \omega C_0 - \frac{\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}}{R_1^2 + \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)^2} = 0$$

On a alors :

$$C_0 = \frac{1}{\omega_r} \frac{\omega_r L_1 - \frac{1}{\omega_r C_1}}{R_1^2 + \left(\omega_r L_1 - \frac{1}{\omega_r C_1}\right)^2} \quad \text{ou} \quad C_0 = \frac{1}{\omega_a} \frac{\omega_a L_1 - \frac{1}{\omega_a C_1}}{R_1^2 + \left(\omega_a L_1 - \frac{1}{\omega_a C_1}\right)^2} \quad (34)$$

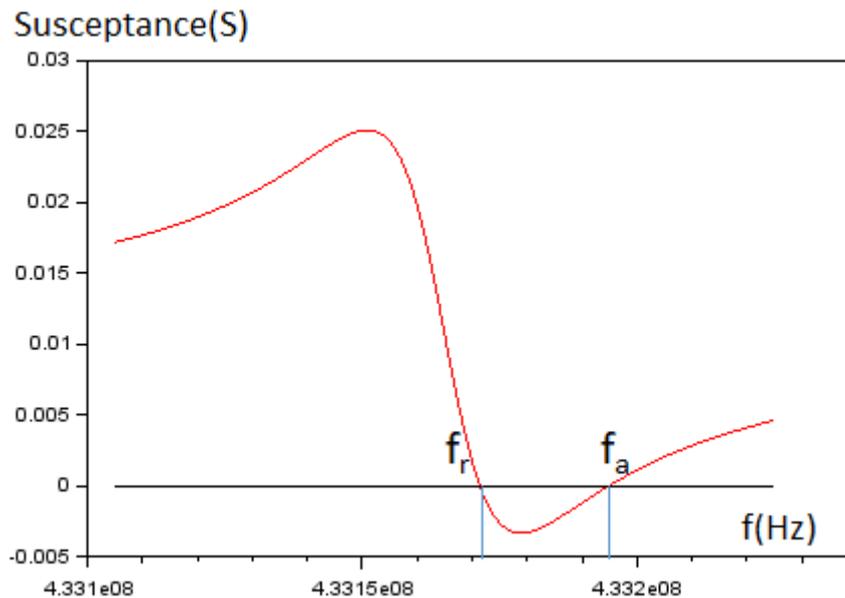


Figure 61 : Susceptance du résonateur SAW

Les figures 60 et 61 illustrent un cas typique de résonateur SAW à 434 MHz correspondant aux valeurs suivantes :

- $R_1 = 35.15 \Omega$
- $L_1 = 0.2 \text{ mH}$
- $C_1 = 0.675 \text{ fF}$
- $C_0 = 4 \text{ pF}$

3.2.2 Schéma électrique équivalent antenne capteur

La plupart des antennes connectées aux capteurs sont de type monopole (un quart de longueur d'onde) et bénéficient des plans de masse naturellement disponibles dans les environnements métalliques associés aux différentes applications. En l'absence de plan de masse, on privilégiera l'utilisation d'antennes de type dipôle (une demi-longueur d'onde). Les antennes dipôle et monopole présentent des diagrammes de rayonnement similaires sauf que dans le cas des monopoles les diagrammes de rayonnement ne sont pas symétriques verticalement. Nous rappellerons ultérieurement quelle est l'expression du champ rayonné par de telles antennes.

Le comportement d'une antenne dipôle est caractérisée par sa fréquence de résonance. C'est aux alentours de cette fréquence que l'antenne va présenter les performances optimales pour émettre ou recevoir l'énergie électromagnétique (maximisation de l'adaptation électrique et de l'efficacité de rayonnement). On caractérise la bande passante de l'antenne à partir de la mesure du S_{11} et celle-ci est typiquement déterminée par la largeur de bande à -10 dB du module du S_{11} de part et d'autre de la fréquence de résonance.

Au voisinage de la fréquence de résonance, l'antenne dipôle peut être modélisée par un circuit de type RLC **[Boy]** (voir figure 62 ci-dessous).

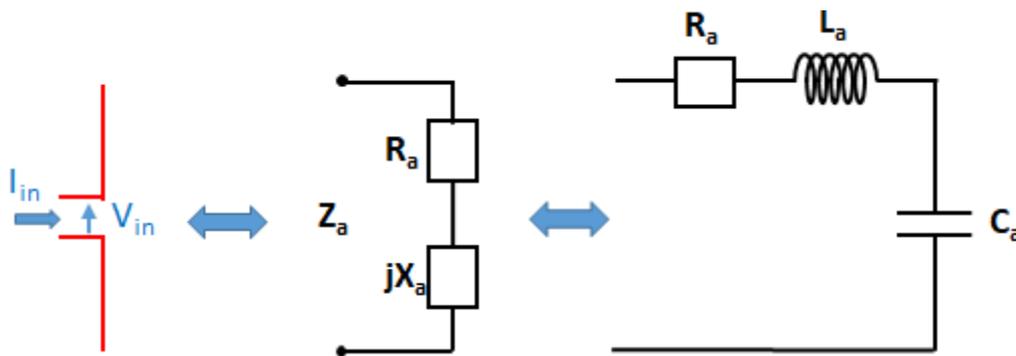


Figure 62 : Modélisation de l'impédance d'une antenne dipôle au voisinage de la fréquence de résonance

L'impédance de l'antenne Z_a présente une partie réelle et une partie imaginaire :

$$Z_a = R_a + jX_a \quad (35)$$

La partie active correspond à la partie réelle de l'impédance de l'antenne R_a

$$R_a = R_{rad} + R_{loss} \quad (36)$$

Où :

- R_{rad} correspond à la résistance de rayonnement,
- R_{loss} correspond à la résistance de pertes.

La partie réactive correspond à la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne X_a donnée par :

$$X_a = jL_a\omega + \frac{1}{jC_a\omega} \quad (37)$$

Suite à une caractérisation expérimentale du paramètre S_{11} d'une antenne dipôle, une rétro-simulation sur scilab a été effectuée pour en déduire les valeurs des paramètres du circuit équivalent suivantes :

- $R_a = 40 \text{ Ohms}$
- $L_a = 0.08705 \mu\text{H}$
- $C_a = 1.54716 \text{ pF}$

Ce qui conduit à la valeur de fréquence de résonance suivante :

$$f_a = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_a C_a}} = 433.68 \text{ MHz}$$

La figure 63 ci-dessous présente la partie réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne dipôle déduite de la mesure du S_{11}

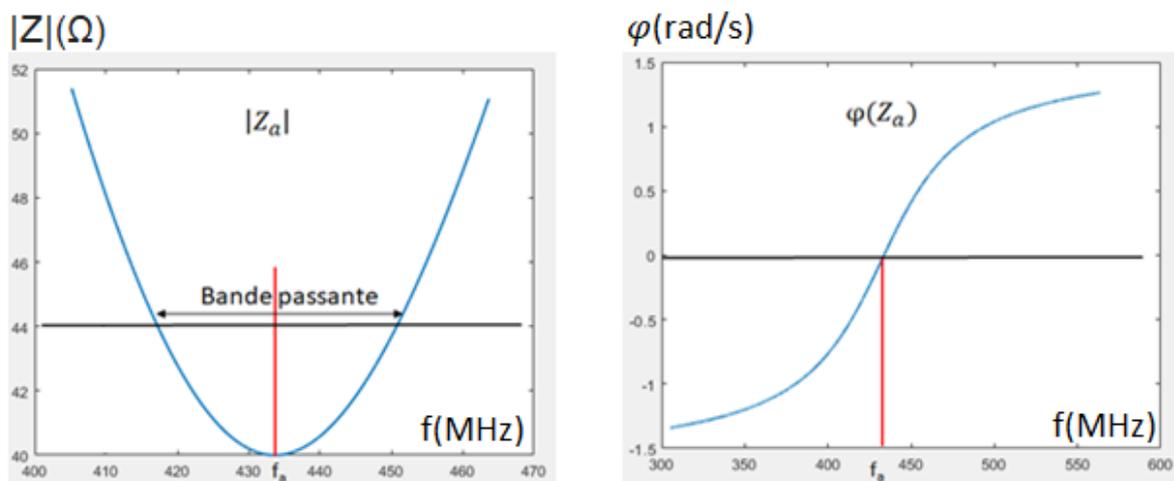


Figure 63 : Module et phase de l'impédance de l'antenne dipôle mesurée

On notera que le comportement de l'antenne en dessous de la fréquence de résonance f_a est capacitif, qu'à la fréquence de résonance, son comportement est purement résistif et qu'au-dessus de la résonance le comportement est inductif.

3.3 Formulation analytique du comportement du résonateur SAW en régime transitoire

3.3.1 Utilisation de la transformée de Laplace

L'objectif de ce chapitre est de proposer une formulation analytique pour le comportement du résonateur SAW lors des phases de charge et de décharge. Après avoir déterminé les éléments caractérisant le schéma électrique équivalent du résonateur (BVD), il est maintenant nécessaire de modéliser le comportement du résonateur pendant les phases transitoires d'émission et de réception en s'appuyant sur les transformées de Laplace.

L'impulsion émise par le lecteur SAW est présentée sur la figure 64. Il s'agit d'une impulsion de durée t_0 et d'amplitude V_0 dont la fréquence f_e est proche de la fréquence de résonance du dispositif SAW.

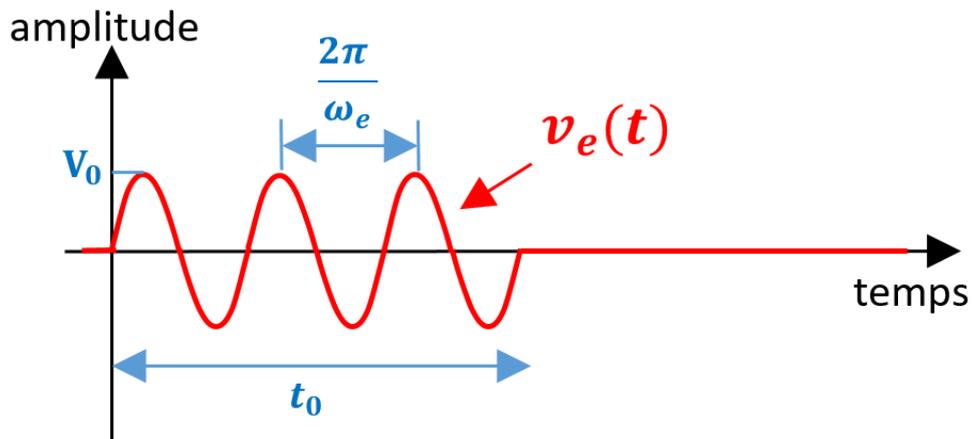


Figure 64 : Signal d'émission transmis au résonateur

Ce signal peut être décrit à l'aide de la fonction de Heaviside **[Hea]** (échelon unitaire) :

$$\forall t \in \mathbb{R}, u(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0 \\ 1 & \text{si } t \geq 0 \end{cases} \quad (38)$$

de la façon suivante :

$$v_e(t) = V_0 \sin \omega_e t (u(t) - u(t - t_0)) \quad (39)$$

avec :

- V_0 : amplitude du signal (V)
- $\omega_e = 2\pi f_e$: pulsation du signal d'émission (rad/s)
- t_0 : durée de l'impulsion (s)

La nature du signal d'entrée définit la méthode d'analyse à utiliser. Dans le cas d'un régime permanent sinusoïdal, il est judicieux d'utiliser les représentations complexes des signaux sinusoïdaux et la transformée de Fourier afin de résoudre les équations différentielles associées aux systèmes linéaires analogiques **[Bar]**. Cependant, lorsque le signal d'entrée comporte un régime transitoire, il faut ajouter aux méthodes décrites précédemment, les conditions aux limites qui représentent la solution de l'équation sans second membre et il est préférable dans ce contexte d'utiliser la transformée de Laplace.

La transformée de Laplace présente un certain nombre d'avantages. Tout d'abord, elle permet de transformer une série d'équations linéaires contenant des dérivées et des intégrales en une série d'équations polynômiales (simplification de l'analyse des circuits ayant plusieurs nœuds). Elle prend également en compte l'utilisation de signaux commençant à un instant $t = 0$ (signal dit causal) et les conditions aux limites. Cependant, contrairement à la transformée de Fourier, la transformée de Laplace perd le concept de base orthogonale. La conséquence est la perte de la symétrie entre une fonction et sa transformée **[Bah]**. C'est pourquoi il est préférable de travailler avec des fonctions usuelles dont on connaît la transformée.

La transformée de Laplace $X(s)$ de la fonction $x(t)$ est définie de la façon suivante :

$$X(s) = \int_{0^+}^{+\infty} x(t)e^{-s.t} dt \quad \text{avec } s = \sigma + j\omega \quad (40)$$

La transformée de Laplace inverse $x(t)$ de la fonction $X(s)$ est alors définie par :

$$x(t) = \frac{1}{j2\pi} \int_{\mathbb{R}} X(s)e^{s.t} dt \quad (41)$$

Dans un premier temps nous allons rappeler quelques règles de base pour l'analyse des circuits électriques dans le domaine de Laplace.

Si aucune énergie n'est stockée dans une inductance ou capacitance, la relation qui relie la tension au courant peut s'écrire simplement sous la forme :

$$V = Z(s).I \quad (42)$$

où $Z(s)$ représente l'impédance dans le domaine de Laplace. Les valeurs des impédances des éléments résistance, inductance et capacitance dans le domaine de Laplace sont présentées sur la figure 65 ci-dessous.

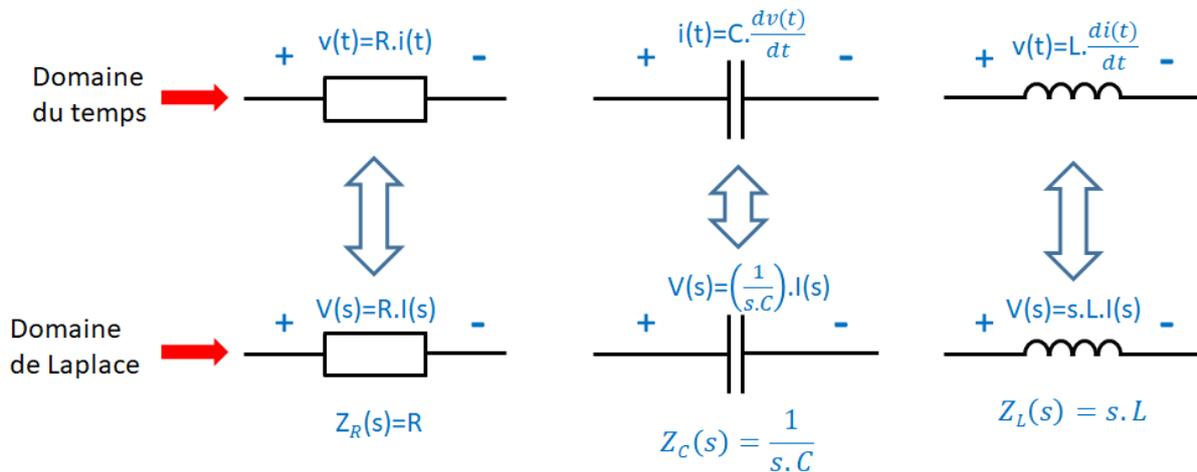


Figure 65 : Impédances des dipôles élémentaires électriques dans le domaine de Laplace lorsqu'aucune énergie n'est stockée initialement

La mesure temporelle du résonateur (figure 55) a été effectuée avec un oscilloscope en utilisant des câbles d'impédance caractéristique 50Ω . Dans un premier temps nous allons donc comparer les résultats issus du développement analytique en utilisant la transformée de Laplace avec ces mesures et en considérant dans le modèle (voir figure 66) que le résonateur est connecté à une charge purement résistive de 50Ω .

Le schéma électrique utilisé afin de déterminer la tension V_{SAW} aux bornes du résonateur est le suivant :

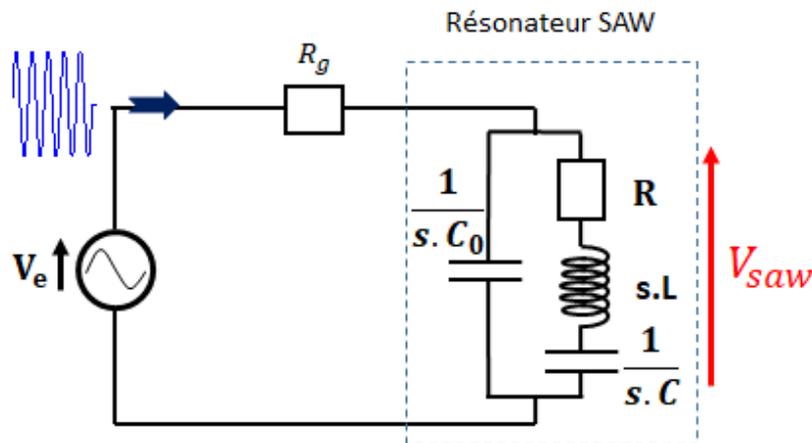


Figure 66 : Schéma électrique équivalent du résonateur chargé par une résistance R_g de 50Ω

Dans le chapitre précédent l'impédance du résonateur en régime harmonique a été calculée. Dans le domaine de Laplace, il est nécessaire dans l'expression de l'impédance de remplacer $j.\omega$ par s .

L'impédance s'exprime alors de la façon suivante :

$$Z_{SAW}(s) = \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{C_0 s \left(\omega_p^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)} \quad (43)$$

- $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ est la pulsation série
- $\omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$ est la pulsation parallèle
- $Q = \omega_s \frac{L_1}{R_1}$ est le facteur de qualité série

En appliquant la formule du diviseur de tension, l'expression de la tension V_{saw} est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{saw} &= \frac{Z_{SAW}}{Z_{SAW} + R_g} V_e \\ V_{saw} &= \frac{Z_{SAW}}{Z_{SAW} + R_g} V_e * \frac{Y_{SAW}}{Y_{SAW}} \\ V_{saw} &= \frac{1}{1 + R_g \cdot Y_{saw}} V_e \\ V_{saw} &= \frac{1}{1 + R_g \cdot \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{C_0 s \left(\omega_p^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)}} V_e \\ V_{saw} &= \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{R_g C_0 s^3 + \left(1 + R_g C_0 \frac{\omega_s}{Q} \right) s^2 + \left(R_g C_0 \omega_p^2 + \frac{\omega_s}{Q} \right) s + \omega_s^2} V_e \\ V_{saw} &= \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^3 + bs^2 + cs + d} V_e \end{aligned} \quad (44)$$

Avec :

- $a = R_g C_0$
- $b = 1 + R_g C_0 \frac{\omega_s}{Q}$
- $c = R_g C_0 \omega_p^2 + \frac{\omega_s}{Q}$
- $d = \omega_s^2$

3.3.2 Modèle analytique pour la charge du résonateur sur 50 Ohms

Dans un premier temps nous allons nous intéresser à la phase de charge du résonateur sous l'effet d'une impulsion conforme à la figure 64. La tension appliquée est de la forme :

$$v_e(t) = V_0 \sin \omega_e t u(t)$$

dont la transformée de Laplace est donnée par :

$$V_e(s) = \mathcal{L}(v_e(t)) = V_0 \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} \quad (45)$$

En combinant (44) et (45), on obtient l'expression de la tension V_{SAW} (pendant la charge) aux bornes du résonateur dans le domaine de Laplace :

$$V_{saw} = V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^3 + bs^2 + cs + d} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} \quad (46)$$

L'objectif est de déterminer la tension $v_{SAW}(t)$ dans le domaine temporel qui peut être obtenue en calculant la transformée de Laplace inverse de l'expression (46). $V_{SAW}(s)$ est une fraction rationnelle de type $N(s)/D(s)$ (avec degré de N inférieur à degré de D). Il est possible dans ce cas de décomposer l'expression en fractions simples et d'utiliser la propriété de linéarité de la transformée de Laplace inverse de fonctions usuelles.

L'expression (46) peut alors s'exprimer de la façon suivante :

$$V_{saw} = V_0 \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)}{(s - s_0) \cdot (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot (s - s_3) \cdot (s - s_4)} \quad (47)$$

Où s_0, s_1, s_2 désignent les racines du polynôme :

$$P_1(s) = as^3 + bs^2 + cs + d$$

et s_3, s_4 , désignent les racines complexes du polynôme :

$$P_2(s) = s^2 + \omega_e^2$$

s_0 est une racine réelle, s_1 et s_2 sont des couples de racines conjuguées ainsi que s_3 et s_4 .

L'expression (47) peut être décomposée en éléments simples ce qui conduit à l'expression suivante :

$$V_{saw} = V_0 \left(\frac{A_0}{(s - s_0)} + \frac{A_1}{(s - s_1)} + \frac{A_2}{(s - s_2)} + \frac{A_3}{(s - s_3)} + \frac{A_4}{(s - s_4)} \right) \quad (48)$$

Pour obtenir les coefficients ($A_i ; i = [0: 4]$), il suffit de multiplier l'égalité entre les équations (47) et (48) par $(s - s_i)$ et de poser $s = s_i$ pour obtenir :

$$A_i = \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + \frac{\omega_s}{Q} s_i + s_i^2 \right)}{R_g C_0} \cdot \frac{1}{\prod_{j=0, j \neq i}^4 (s - s_j)} \quad (49)$$

Les coefficients A_1 et A_2 sont complexes conjugués ainsi que les coefficients A_3 et A_4 .

Nous posons :

- $A_2 = A_1^*$
- $A_4 = A_3^*$

Après avoir décomposé en éléments simples la tension $V_{SAW}(s)$ dans le domaine de Laplace, l'étape suivante consiste à calculer la transformée de Laplace inverse afin d'obtenir l'expression temporelle $v_{SAW}(t)$:

$$\begin{aligned} v_{saw}(t) &= \mathcal{L}^{-1}\{V_{saw}(s)\} \\ v_{saw}(t) &= V_0 \cdot \Re(A_0 \cdot e^{s_0 t} + A_1 \cdot e^{s_1 t} + A_2 \cdot e^{s_2 t} + A_3 \cdot e^{s_3 t} + A_4 \cdot e^{s_4 t}) \cdot u(t) \\ v_{saw}(t) &= V_0 \cdot \Re(A_0 \cdot e^{s_0 t} + A_1 \cdot e^{s_1 t} + A_1^* \cdot e^{s_1^* t} + A_3 \cdot e^{j\omega_e t} + A_3^* \cdot e^{-j\omega_e t}) \cdot u(t) \\ v_{saw}(t) &= V_0 \cdot (A_0 \cdot e^{s_0 t} + 2|A_1| \cos(\Im(s_1)t + \varphi_1) e^{\Re(s_1)t} + 2|A_3| \cos(\omega_e t + \varphi_3)) \cdot u(t) \quad (50) \end{aligned}$$

Avec :

$$\begin{aligned} a &= V_0 A_0 e^{s_0 t} \\ b &= 2V_0 |A_1| \cos(\Im(s_1)t + \varphi_1) e^{\Re(s_1)t} \\ c &= 2V_0 |A_3| \cos(\omega_e t + \varphi_3) \\ \varphi_1 &= \text{atan2} \frac{\Im(A_1)}{\Re(A_1)} \\ \varphi_3 &= \text{atan2} \frac{\Im(A_3)}{\Re(A_3)} \end{aligned}$$

La fonction atan2 est une variante de la fonction arc tangente qui prend en compte le signe de la partie réelle sur le calcul de l'angle ou encore qui est valable pour tout angle entre $]-\pi : \pi[$.

L'équation 50 décrit l'évolution de la tension au cours du temps pendant la charge du résonateur. Elle peut s'exprimer comme la superposition de trois termes. Les deux premiers termes sont associés au régime transitoire de la charge du résonateur (voir figure 67). La figure 67 (b) en particulier montre l'allure d'une oscillation amortie à une pulsation $\Im(s_1)$ proche de la

pulsation série. Le troisième terme à la pulsation ω_e correspond à un comportement harmonique (oscillation forcée) à la fréquence d'excitation.

La figure 67 ci-dessous permet de visualiser l'allure de chacune de ces contributions ainsi que le signal résultant (figure 67 d).

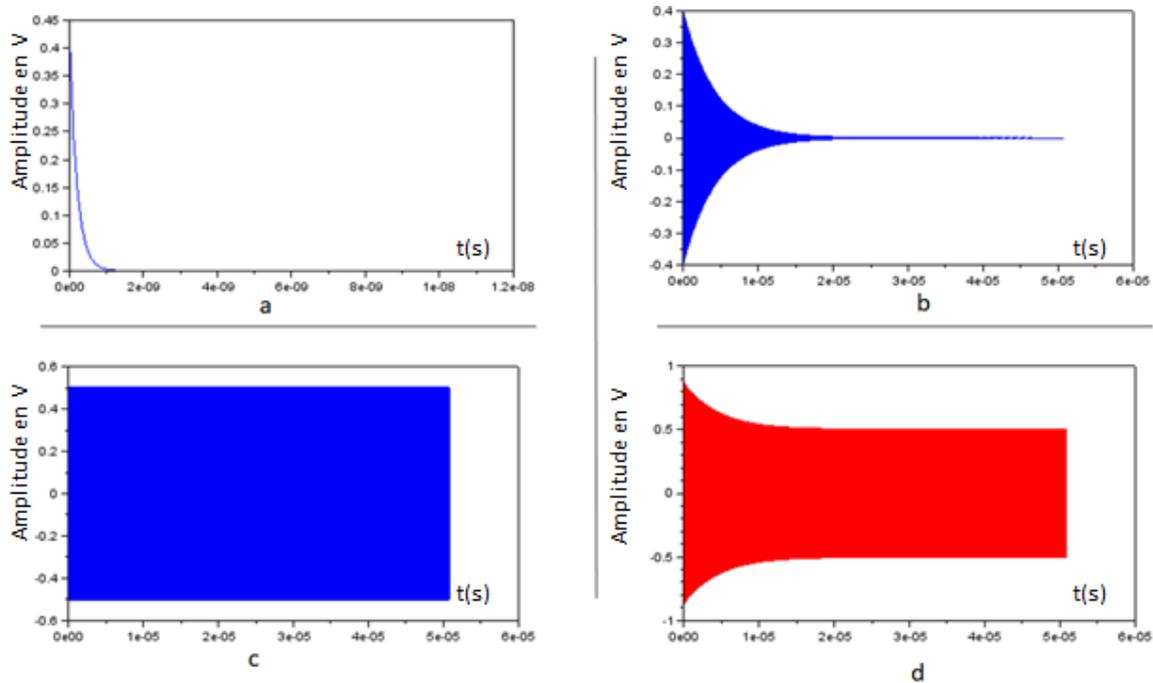


Figure 67: les courbes a, b, c représentent les différentes contributions à la tension aux bornes du résonateurs ; la courbe d représente la résultante

3.3.3 Extension du modèle analytique à la décharge du résonateur sur 50 Ohms

En tenant compte du fait que l'impulsion a une durée limitée t_0 l'expression finale de la tension appliquée est donnée par :

$$v_e(t) = V_0 \sin \omega_e t (u(t) - u(t - t_0))$$

Avec comme transformée de Laplace :

$$V_e(s) = \mathcal{L}(v_e(t)) = V_0 \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} (1 - e^{-st_0}) \quad (51)$$

En reprenant l'expression 44 et en remplaçant $V_e(s)$ par (51) on obtient :

$$V_{saw}(s) = V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^3 + bs^2 + cs + d} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} (1 - e^{-st_0}) \quad (52)$$

Cette expression peut être décomposé en deux termes :

$$V_{saw}(s) = V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^3 + bs^2 + cs + d} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} - \quad (52)$$

$$V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^3 + bs^2 + cs + d} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} e^{-st_0}$$

Le calcul de la transformée de Laplace inverse de $V_{saw}(s)$ et l'utilisation des paramètres précédemment définis conduit au résultat suivant :

$$v_{saw}(t) = V_0 [A_0 \cdot e^{s_0 t} \cdot (u(t) - u(t - t_0)) \quad (53)$$

$$+ 2|A_1| \cos(\Im(s_1)t + \varphi_1) e^{\Re(s_1)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0))$$

$$+ 2|A_3| \cos(\omega_e t + \varphi_3) \cdot (u(t) - u(t - t_0))]$$

La figure 68 ci-dessous présente les différentes contributions et le signal résultant.

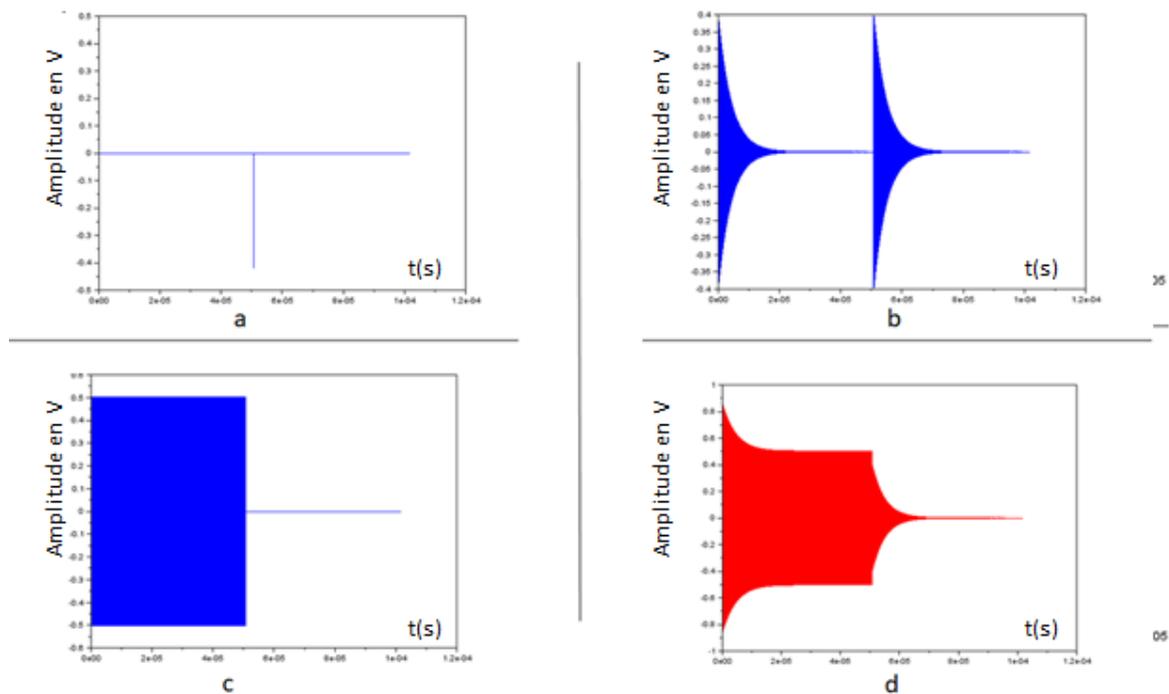


Figure 68 : les courbes a, b, c représentent les différentes contributions à la tension aux bornes du résonateurs pour une durée d'impulsion de 50 μ s; la courbe d représente la résultante

On peut constater sur la figure 69 ci-dessous, un bon accord qualitatif entre les données simulées et mesurées, ce qui permet de confirmer la validité de l'expression analytique qui est proposée.

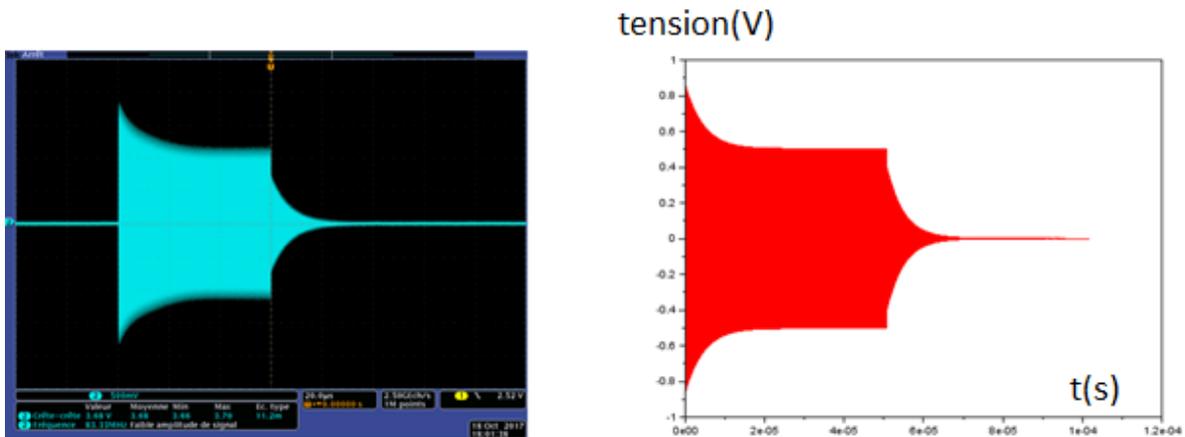


Figure 69: (a) tension enregistrée à l'oscilloscope lors des phases de charge et de décharge- (b) tension calculée à l'aide l'expression analytique (52)

3.3.4 Exploitation du modèle analytique du résonateur SAW en fonction du temps de charge

Jusqu'à maintenant, nous avons considéré une impulsion de durée 50 μ s pour charger le résonateur. Cela est justifié par le fait qu'avec cette durée d'impulsion, le comportement asymptotique de charge est atteint. Dans la plupart des applications le temps de mesure est un paramètre important et il s'avère par conséquent nécessaire de minimiser la durée de l'impulsion tout en conservant une condition de charge suffisante.

Le terme prépondérant qui représente le signal accessible par la mesure lors de la décharge du résonateur est donné par (cf. équation 53) :

$$v_{saw2}(t) = 2|A_1|V_0 \cos(\Im(s_1)t + \varphi_1)e^{\Re(s_1)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0))$$

Si l'on représente ce terme en fonction du temps pour différentes valeurs de t_0 ($4.5 \mu\text{s}$ et $25 \mu\text{s}$), on obtient les graphiques de la figure ci-dessous.

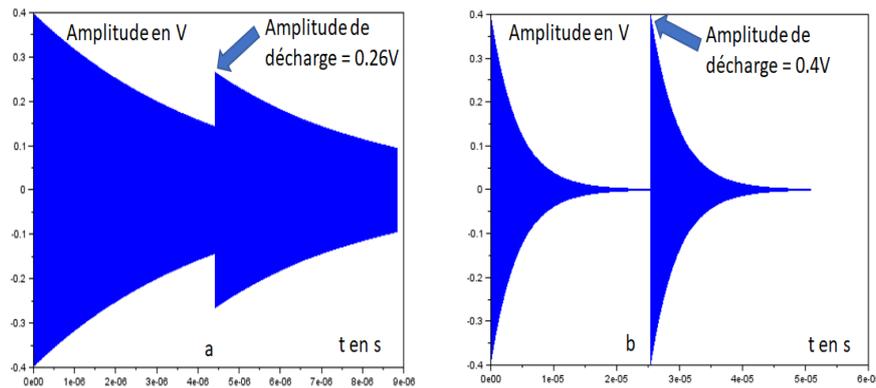


Figure 70: Evolution du signal $V_{\text{saw}2}$ pour une durée d'impulsion de (a) $4.5 \mu\text{s}$ puis (b) $25 \mu\text{s}$

Pendant la phase de charge, la tension aux bornes du résonateur diminue car celui-ci a besoin d'un certain temps (correspondant à l'établissement d'un régime permanent) pour convertir complètement le signal électrique en onde acoustique de surface. Une fois le régime permanent établi, à partir de l'interruption du signal d'émission, le résonateur délivre l'énergie accumulée pendant la phase de charge. L'amplitude maximum de la décharge ne sera atteinte que si la période de charge est suffisante (obtention de la tension minimum aux bornes du résonateur). On peut constater à titre d'exemple qu'une durée d'impulsion de $4.5 \mu\text{s}$ (figure 70-a) n'est pas suffisante pour atteindre l'amplitude maximum de la décharge (0.26 V) alors qu'une durée de $25 \mu\text{s}$ est satisfaisante (0.4 V cf. figure 70-b). La tension pendant la phase de charge évoluant comme une exponentielle décroissante de constante de temps τ , le temps de charge suffisant pour atteindre 99,9% de la charge maximale est égal à 5τ . Rappelons que la constante de temps est déterminée par :

$$\tau = \frac{-1}{\Re(s_1)}$$

Dans le cas du résonateur considéré dans notre exemple, on trouve $\tau = 4.27 \mu\text{s}$.

La solution s_1 du polynôme $P_1(s)$ d'ordre 3 est un paramètre déterminant car sa partie réelle est directement liée à la constante de temps du résonateur et sa partie imaginaire correspond à la fréquence du signal. Afin de déterminer son expression il est nécessaire de déterminer la solution du polynôme d'ordre 3 :

$$P_1(s) = as^3 + bs^2 + cs + d = 0$$

Soit

$$s^3 + \frac{b}{a}s^2 + \frac{c}{a}s + \frac{d}{a} = 0$$

$$s^3 + ps + q = 0$$

avec :

$$p = \frac{c}{a} - \frac{1}{3}\left(\frac{b}{a}\right)^2$$

$$q = \frac{1}{27}\frac{b}{a}\left(2\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 9\frac{c}{a}\right) + \frac{d}{a}$$

on pose :

$$u = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} + \sqrt{\left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^2}} \quad (54)$$

$$v = \sqrt[3]{-\frac{q}{2} - \sqrt{\left(\frac{q}{2}\right)^2 + \left(\frac{p}{3}\right)^2}} \quad (55)$$

Ce qui permet d'obtenir les expressions des 3 racines :

$$s_0 = u + v - \frac{b}{2a} \quad (56)$$

$$s_1 = \left(-\frac{u}{2} - \frac{v}{2} - \frac{b}{3a}\right) + \frac{1}{2}i\sqrt{3}(u - v) \quad (57)$$

$$s_2 = \left(-\frac{u}{2} - \frac{v}{2} - \frac{b}{3a}\right) - \frac{1}{2}i\sqrt{3}(u - v) \quad (58)$$

Pour obtenir finalement :

$$\tau = \frac{-1}{\Re(s_1)} = -1 / \left(-\frac{u}{2} - \frac{v}{2} - \frac{b}{3a}\right) \quad (59)$$

$$2\pi f_{\text{oscillation libre}} = \Im(s_1) = \frac{1}{2}\sqrt{3}(u - v) \quad (60)$$

On peut remarquer τ et $\Im(s_1)$ dépendent des paramètres du circuit électrique équivalent de la figure 66 soit :

$$\tau = f(R_g, C_0, R, C, L)$$

$$2\pi f_{\text{oscillation libre}} = g(R_g, C_0, R, C, L)$$

On notera en particulier que τ et $f_{oscillation\ libre}$ ne dépendent pas de la fréquence d'émission ni de la durée de l'impulsion d'émission, ce qui est un résultat classique.

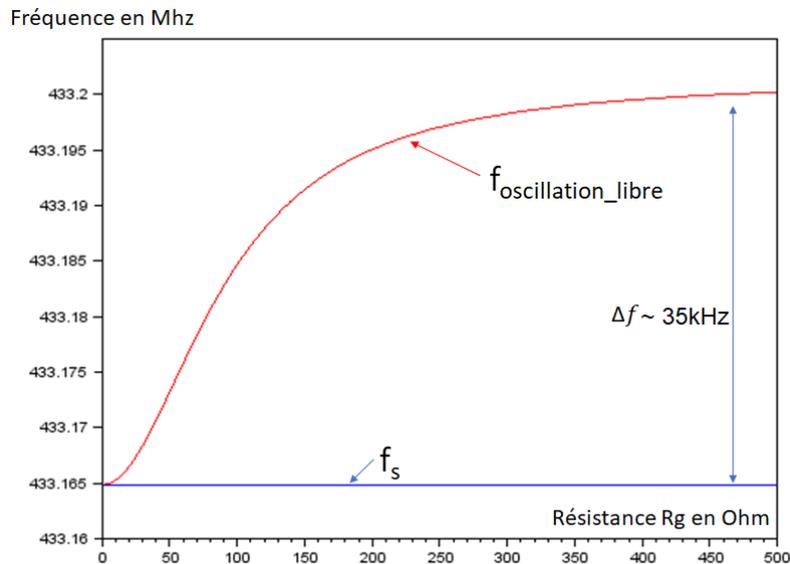


Figure 71 : Evolution de la fréquence d'oscillation libre renvoyée par le résonateur en fonction de la résistance R_g

Si l'on trace la variation de la fréquence d'oscillation libre en fonction de la résistance interne du générateur de tension, on peut remarquer (voir figure 71) que celle-ci converge vers la fréquence de résonance série f_s lorsque R_g tend vers 0. On retrouve effectivement le fait que dans le cas où $R_g = 0$, la fréquence de l'oscillation libre correspond à la fréquence de résonance série f_s .

Cette courbe met également en évidence le fait que la fréquence de résonance dépend de la valeur de la charge qui est connectée au résonateur. Le principe de mesure de la température d'un capteur avec un résonateur SAW étant basé sur la correspondance entre une fréquence et une température (voir chapitre 2), toute variation de l'impédance de charge va impacter la fréquence de résonance et par voie de conséquence la mesure de température, avec pour conséquence une dégradation de la précision. Ce problème peut survenir dans des situations où l'environnement de l'antenne qui est connectée au capteur est variable et va générer une variation de l'impédance de l'antenne en question. Ce phénomène parasite est appelé tirage en fréquence.

Afin de minimiser cette erreur, les capteurs à base de résonateurs SAW sont préférentiellement basés sur l'utilisation de deux résonateurs fonctionnant à 2 fréquences différentes (structure différentielle). On utilise alors une relation "différence de fréquence entre

les deux résonateurs-température” partant du principe que l’erreur liée au tirage en fréquence est du même ordre de grandeur pour les deux résonateurs.

3.3.5 Impact de la fréquence d’interrogation sur l’amplitude et la phase à l’origine de la réponse du résonateur

L’équation (52) nous permet de décrire l’amplitude ainsi que la phase de l’oscillation amortie. Contrairement à la fréquence d’oscillation libre et à la constante de temps de la réponse du résonateur, l’amplitude et la phase dépendent des paramètres du système (R_g, C_0, R, L, C) mais également de la fréquence du signal d’émission.

L’amplitude est donnée par :

$$2|A_1|V_0 = 2V_0 \left| \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + \frac{\omega_s}{Q} s_1 + s_1^2 \right)}{R_g C_0} \cdot \frac{1}{(s_1 - s_0) \cdot (s_1 - s_2) \cdot (s_1 - s_3) \cdot (s_1 - s_4)} \right|$$

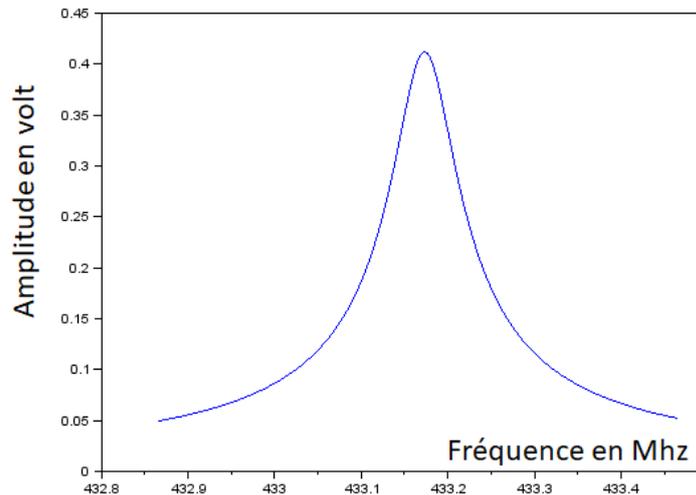


Figure 72 : Amplitude de la tension réémise par le résonateur en fonction de la fréquence d’émission

On constate que logiquement l’amplitude maximale est obtenue lorsque la fréquence d’émission coïncide avec la fréquence d’oscillation libre du résonateur.

La phase quant à elle est déterminée de la façon suivante :

$$\varphi_1 = \text{atan2} \frac{\Im(A_1)}{\Re(A_1)}$$

La variation de phase en fonction de la fréquence d’interrogation (cf. ci-dessous) met en évidence un point d’inflexion lorsque la fréquence d’émission coïncide avec la fréquence d’oscillation libre du résonateur :

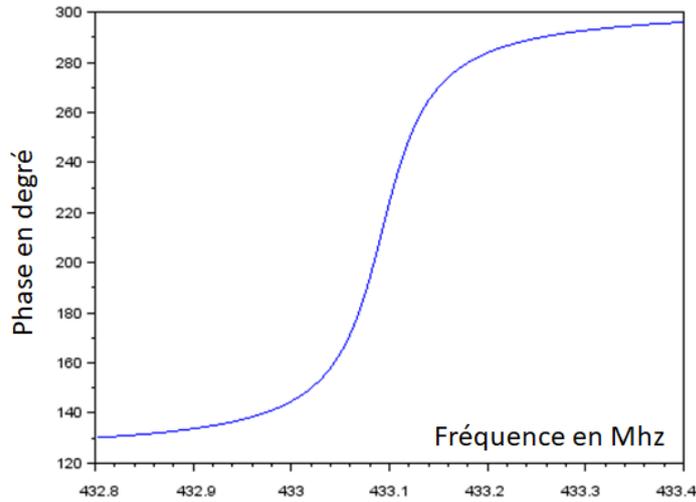


Figure 73 : Phase à l'origine de la décroissance du résonateur en fonction de la fréquence d'émission

3.3.6 Modèle analytique pour la charge d'un résonateur connecté à une antenne

Dans le paragraphe précédent, nous avons montré un bon accord entre la formulation analytique du comportement transitoire du résonateur et la mesure à l'aide d'un oscilloscope. Dans le cas où une antenne (avec une impédance Z_a différente de 50 ohms) est connectée au résonateur, il n'est plus possible d'utiliser un oscilloscope (d'impédance caractéristique 50 ohms) pour la mesure du comportement du résonateur. Nous allons donc partir du principe que la démarche analytique ayant été validée dans le cas d'une charge purement résistive, il est possible d'étendre celle-ci au cas de l'impédance complexe d'une antenne.

Si l'on considère le modèle de l'antenne décrit dans le § 4.2.2 (modèle $R_a L_a C_a$ série), valide au voisinage de la fréquence de résonance, il est possible de proposer le schéma électrique équivalent de la figure 74 ci-dessous lorsque que le résonateur SAW est connecté à une antenne.

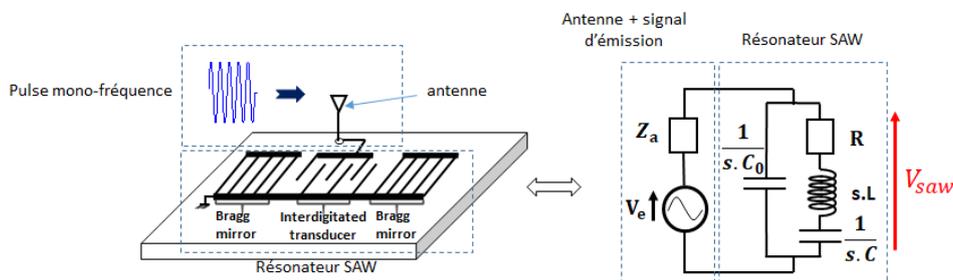


Figure 74 : Schéma électrique équivalent du résonateur chargé par une antenne d'impédance Z_a

Nous avons précédemment montré que l'impédance du résonateur en régime harmonique peut s'exprimer dans le domaine de Laplace sous la forme :

$$Z_{SAW}(s) = \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{C_0 s \left(\omega_p^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)} \quad (61)$$

Où :

- $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}$ est la pulsation série
- $\omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}}$ est la pulsation parallèle
- $Q = \omega_s \frac{L_1}{R_1}$ est le facteur de qualité

En appliquant de la même façon la formule du diviseur de tension, l'expression de la tension V_{saw} aux bornes du résonateur est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{saw} &= \frac{Z_{SAW}}{Z_{SAW} + Z_a} V_e \\ V_{saw} &= \frac{Z_{SAW}}{Z_{SAW} + Z_a} V_e * \frac{Y_{SAW}}{Y_{SAW}} \\ V_{saw} &= \frac{1}{1 + Z_a \cdot Y_{saw}} V_e \\ V_{saw} &= \frac{1}{1 + \left(R_a + sL_a + \frac{1}{sC_a} \right) \cdot \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{C_0 s \left(\omega_p^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)}} V_e \\ &= \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{C_0 L_a s^4 + \left(C_0 R_a + C_0 L_a \frac{\omega_s}{Q} \right) s^3 + \left(C_0 R_a \frac{\omega_s}{Q} + C_0 L_a \omega_p^2 + \frac{C_0}{C_a} + 1 \right) s^2 + \left(\frac{\omega_s C_0}{Q C_a} + C_0 R_a \omega_p^2 + \frac{\omega_s}{Q} \right) s + \omega_s^2 + \frac{C_0}{C_a} \omega_p^2} V_e \\ V_{saw} &= \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{a s^4 + b s^3 + c s^2 + d s + e} V_e \quad (62) \end{aligned}$$

Avec :

- $a = C_0 L_a$
- $b = C_0 R_a + C_0 L_a \frac{\omega_s}{Q}$

- $c = C_0 R_a \frac{\omega_s}{Q} + C_0 L_a \omega_p^2 + \frac{C_0}{C_a} + 1$
- $d = \frac{\omega_s C_0}{Q C_a} + C_0 R_a \omega_p^2 + \frac{\omega_s}{Q}$
- $e = \omega_s^2 + \frac{C_0}{C_a} \omega_p^2$

De la même façon que pour le cas du résonateur chargé par une impédance purement résistive de 50 ohms, nous allons dans un premier temps nous intéresser à la phase de charge du résonateur sous l'effet d'une impulsion conforme à la figure 64. La tension appliquée est de la forme :

$$v_e(t) = V_0 \sin \omega_e t u(t) \quad (63)$$

dont la transformée de Laplace est donnée par :

$$V_e(s) = \mathcal{L}(v_e(t)) = V_0 \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} \quad (64)$$

En remplaçant V_e par son expression dans (62) il vient :

$$V_{saw} = V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} \quad (65)$$

L'objectif est de déterminer la tension $v_{saw}(t)$ dans le domaine temporel qui peut être obtenue en calculant la transformée de Laplace inverse de l'expression (65). $V_{saw}(s)$ est une fraction rationnelle de type $N(s)/D(s)$ (avec degré de N inférieur à degré de D). Il est possible dans ce cas également de décomposer l'expression en fractions simples et d'utiliser la propriété de linéarité de la transformée de Laplace inverse de fonctions usuelles.

L'expression (65) peut alors s'exprimer de la façon suivante :

$$V_{saw} = \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2 \right)}{\alpha(s - s_0) \cdot (s - s_1) \cdot (s - s_2) \cdot (s - s_3) \cdot (s - s_4) \cdot (s - s_5)} \quad (66)$$

Où s_0, s_1, s_2, s_3 désignent les racines du polynôme suivant :

$$P_3(s) = as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e$$

et s_4, s_5 désignent les racines complexes du polynôme :

$$P_2(s) = s^2 + \omega_e^2$$

L'expression (66) peut alors être décomposée en éléments simples ce qui conduit à l'expression suivante :

$$V_{saw} = V_0 \left(\frac{A_0}{(s - s_0)} + \frac{A_1}{(s - s_1)} + \frac{A_2}{(s - s_2)} + \frac{A_3}{(s - s_3)} + \frac{A_4}{(s - s_4)} + \frac{A_5}{(s - s_5)} \right) \quad (67)$$

Les expressions des coefficients A_i ($i = 1, 4$) sont obtenues en multipliant l'égalité entre les équations 66 et 67 par $(s - s_i)$ et de poser $s = s_i$:

$$A_i = \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + \frac{\omega_s}{Q} s_i + s_i^2 \right)}{C_0 L_a} \cdot \frac{1}{\prod_{j=0, j \neq i}^5 (s - s_j)} \quad (68)$$

Les coefficients $(A_0, A_1), (A_2, A_3), (A_4, A_5)$ sont complexes conjugués. Après avoir décomposé en éléments simples la tension V_{SAW} dans le domaine de Laplace, l'étape suivante consiste à calculer la transformée de Laplace inverse afin d'obtenir l'expression temporelle $v_{SAW}(t)$:

$$v_{saw}(t) = \mathcal{L}^{-1}\{V_{saw}(s)\} \quad (69)$$

Ce qui permet d'obtenir :

$$v_{saw}(t) = V_0 \cdot \Re(A_0 \cdot e^{s_0 t} + A_1 \cdot e^{s_1 t} + A_2 \cdot e^{s_2 t} + A_3 \cdot e^{s_3 t} + A_4 \cdot e^{s_4 t} + A_5 \cdot e^{s_5 t}) \cdot u(t) \quad (70)$$

Puis en exploitant les propriétés des coefficients A_i :

$$v_{saw}(t) = V_0 \cdot \Re(A_0 \cdot e^{s_0 t} + A_0^* \cdot e^{s_0^* t} + A_2 \cdot e^{s_2 t} + A_2^* \cdot e^{s_2^* t} + A_4 \cdot e^{j\omega_e t} + A_4^* \cdot e^{-j\omega_e t}) \cdot u(t) \quad (71)$$

On obtient finalement :

$$v_{saw}(t) = V_0 \cdot \left(2|A_0| \cos(\Im(s_0)t + \varphi_0) e^{\Re(s_0)t} + 2|A_2| \cos(\Im(s_2)t + \varphi_2) e^{\Re(s_2)t} + 2|A_4| \cos(\omega_e t + \varphi_4) \right) \cdot u(t) \quad (72)$$

Avec :

$$\varphi_0 = \text{atan2} \frac{\Im(A_0)}{\Re(A_0)}$$

$$\varphi_2 = \text{atan2} \frac{\Im(A_2)}{\Re(A_2)}$$

$$\varphi_4 = \text{atan2} \frac{\Im(A_4)}{\Re(A_4)}$$

L'équation 72 décrit l'évolution de la tension au cours du temps pendant la charge du résonateur et peut également s'exprimer dans ce cas comme la superposition de trois termes. Les deux premiers termes sont associés au régime transitoire de la charge du résonateur (voir

figure 75). La figure 75 (a) présente l'allure d'une oscillation amortie à une pulsation $\Im(s_0)$ avec une constante de temps caractéristique du circuit équivalent RLC de l'antenne et la figure 75 (b) montre l'allure de l'oscillation amortie à une pulsation $\Im(s_2)$ proche de la pulsation série du résonateur SAW associé à une constante de temps environ 1000 fois plus importante par rapport à la première oscillation. Le troisième terme à la pulsation ω_e correspond à un comportement harmonique (oscillation forcée) à la fréquence d'excitation.

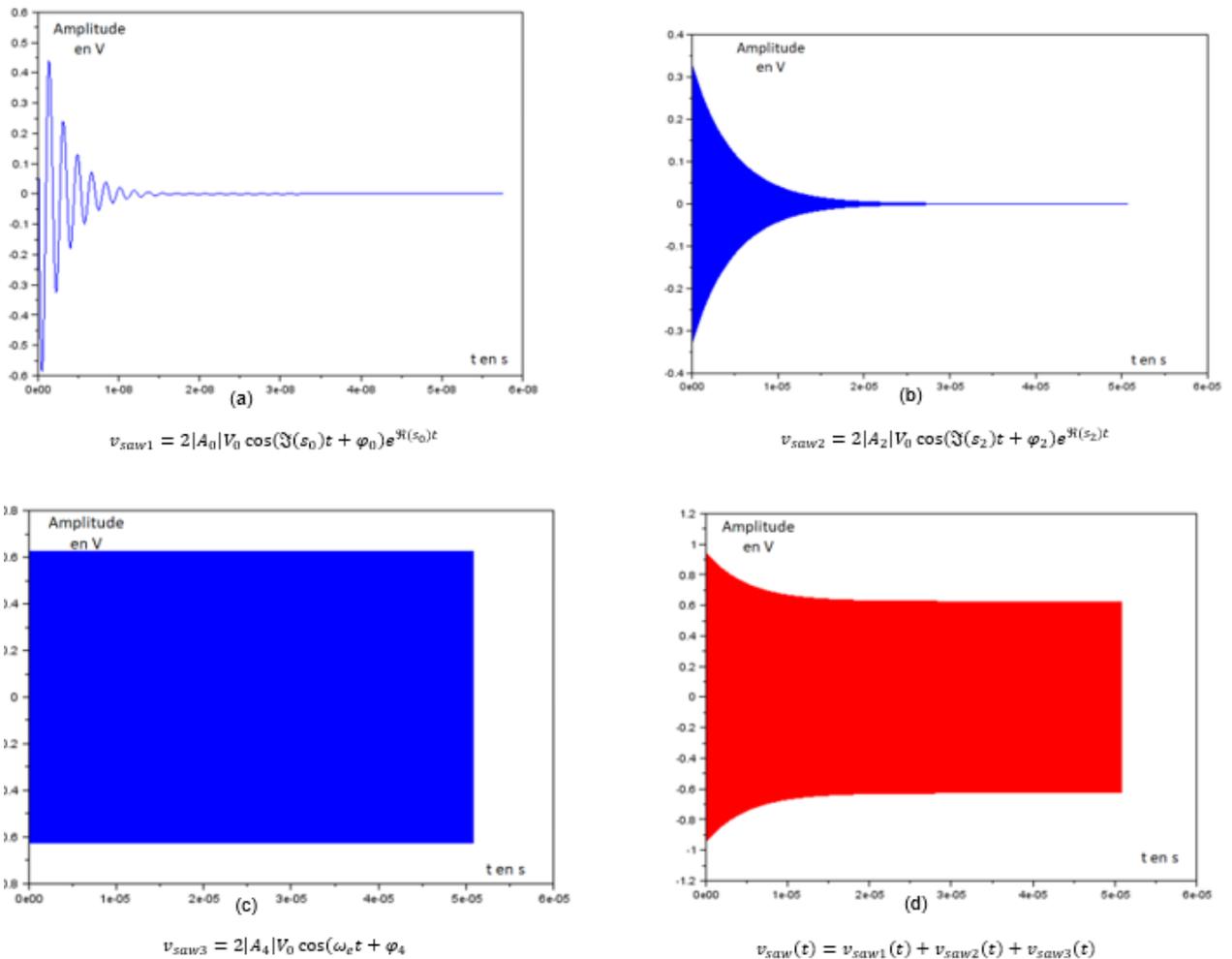


Figure 75 : Illustration des trois termes (a), (b), (c) rentrant en jeu dans la composition du signal représentant la variation de tension pendant la période de charge aux bornes du résonateur (d) signal résultant

3.3.7 Extension du modèle analytique à la décharge du résonateur connecté à une antenne

Si l'on prend en compte le fait que l'impulsion a une durée limitée t_0 , l'expression finale de la tension appliquée est donnée par :

$$v_e(t) = V_0 \sin \omega_e t (u(t) - u(t - t_0)) \quad (73)$$

Avec comme transformée de Laplace :

$$V_e(s) = \mathcal{L}(v_e(t)) = V_0 \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} (1 - e^{-st_0}) \quad (74)$$

En reprenant l'expression 62 et en remplaçant $V_e(s)$ par (74) on obtient :

$$V_{saw} = V_0 \frac{\omega_s^2 + s \frac{\omega_s}{Q} + s^2}{as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + e} \cdot \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} (1 - e^{-st_0}) \quad (75)$$

Le calcul de la transformée de Laplace inverse de $V_{saw}(s)$ avec la même méthode et l'utilisation des paramètres précédemment définis conduit au résultat suivant :

$$\begin{aligned} v_{saw}(t) = & 2|A_0|V_0 \cos(\Im(s_0)t + \varphi_0) e^{\Re(s_0)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0)) \\ & + 2|A_2|V_0 \cos(\Im(s_2)t + \varphi_2) e^{\Re(s_2)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0)) \\ & + 2|A_4|V_0 \cos(\omega_e t + \varphi_4) \cdot (u(t) - u(t - t_0)) \end{aligned} \quad (76)$$

Avec :

$$a = 2|A_0|V_0 \cos(\Im(s_0)t + \varphi_0) e^{\Re(s_0)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0))$$

$$b = 2|A_2|V_0 \cos(\Im(s_2)t + \varphi_2) e^{\Re(s_2)t} \cdot (u(t) - u(t - t_0))$$

$$c = 2|A_4|V_0 \cos(\omega_e t + \varphi_4) \cdot (u(t) - u(t - t_0))$$

La figure 76 ci-dessous présente une nouvelle fois les différentes contributions et le signal résultant. Les deux premiers termes sont associés aux régimes transitoires de charge et de décharge du résonateur. La figure 76 (a) montre la présence de deux oscillations amorties à une pulsation $\Im(s_0)$ avec une constante de temps caractéristique du circuit équivalent RLC de l'antenne. La première coïncide avec le front montant de l'impulsion tandis que la seconde coïncide avec le front descendant de l'impulsion. On retrouve sur la figure 76 (b) les deux oscillations amorties à une pulsation $\Im(s_2)$ proche de la pulsation série du résonateur SAW également synchronisées avec les fronts montants et descendant de l'impulsion. On retrouve

finalement le troisième terme à la pulsation ω_e correspondant à un comportement harmonique (oscillation forcée) à la fréquence d'excitation limité à la durée de l'impulsion $t_0 = 50 \mu\text{s}$.

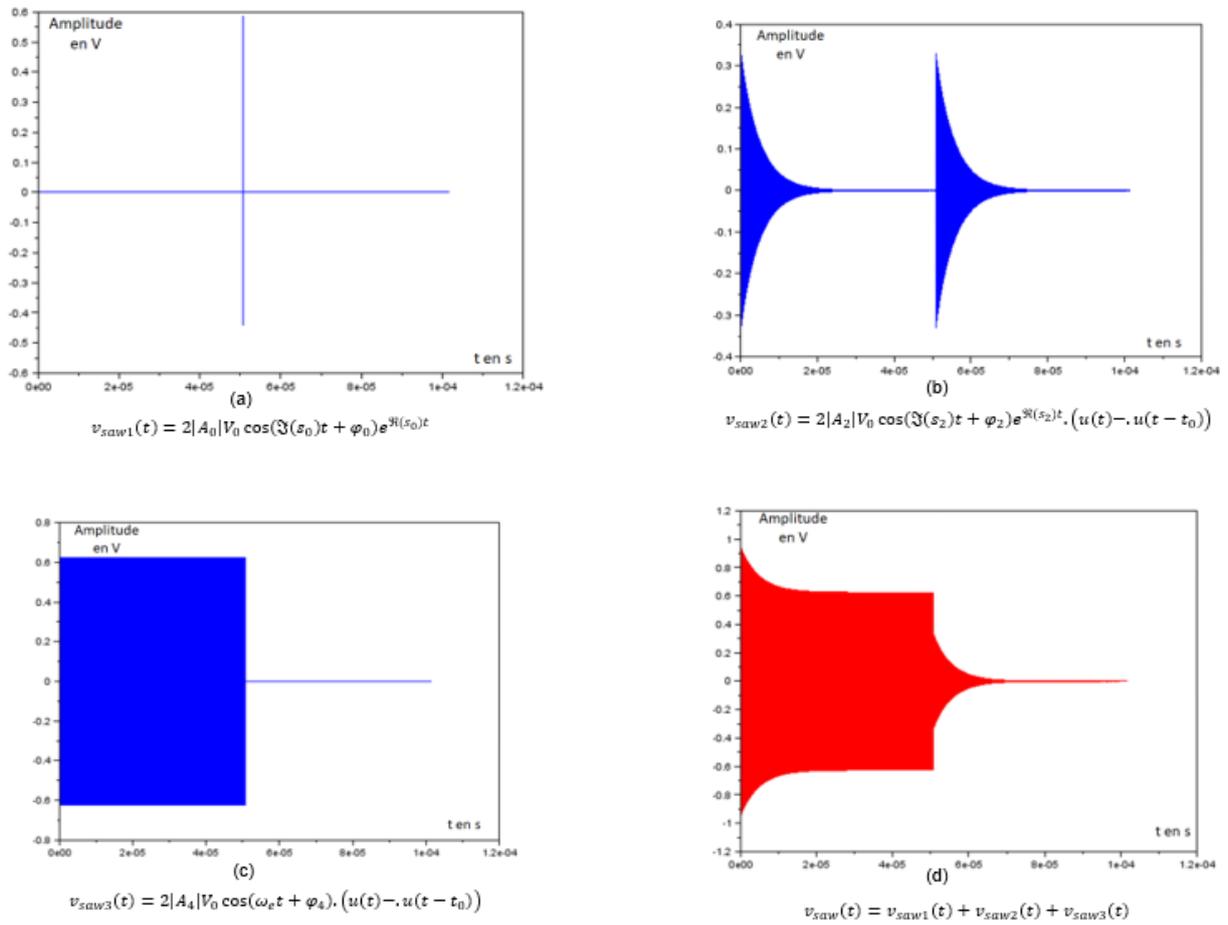


Figure 76: Illustration des trois termes (a), (b), (c) rentrant en jeu dans la composition du signal représentant la variation de tension pendant la période de charge et de décharge aux bornes du résonateur, (d) signal résultant

4 Méthodes d'interrogation permettant d'extraire l'information de fréquence du résonateur SAW

Nous avons vu dans les chapitres précédents qu'une mesure d'impédance à l'aide d'un analyseur de réseau permet de déterminer la valeur des éléments constituant le schéma électrique équivalent du résonateur qui permettent de calculer ses différentes fréquences caractéristiques. La figure 77 ci-dessous montre à titre d'exemple une mesure du module du S_{11} en dB pour un capteur composé de deux résonateurs fonctionnant dans la bande ISM.

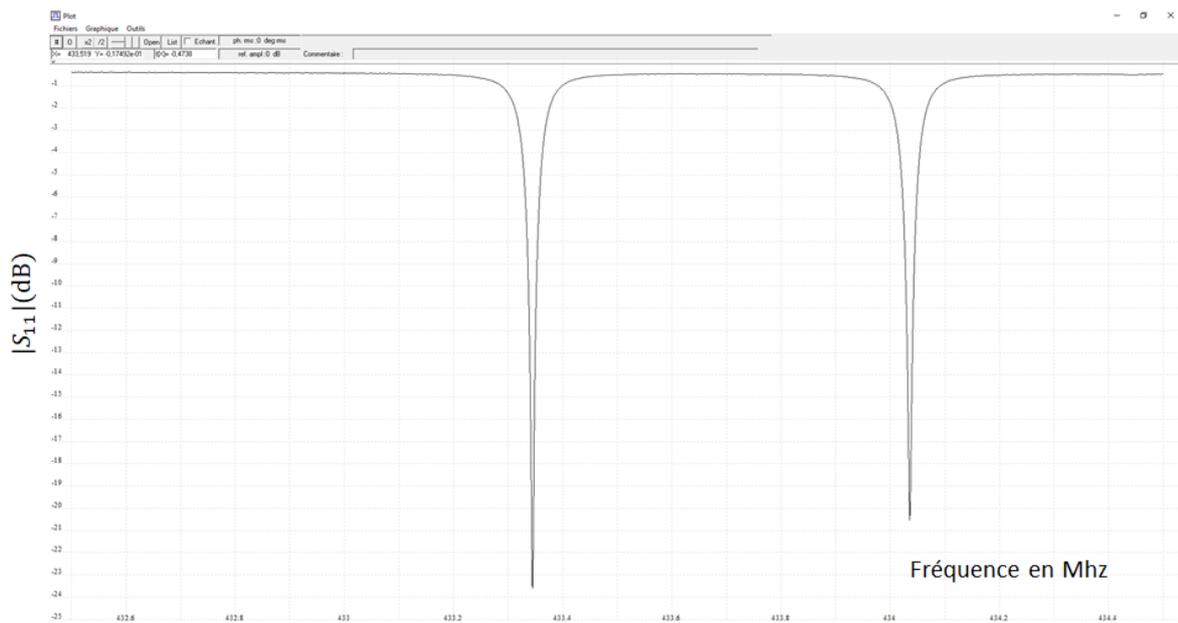


Figure 77: Mesure du module du coefficient de réflexion $|S_{11}|$

Cette méthode de mesure peut difficilement être mise en œuvre pour plusieurs raisons :

Le premier inconvénient réside dans le principe de l'utilisation d'une onde entretenue comme signal d'interrogation. En effet, le rôle du résonateur SAW consiste à convertir le signal électromagnétique en une onde acoustique de surface. Plus la fréquence du signal d'émission est proche de la fréquence de résonance, plus l'énergie sera absorbée par le résonateur et convertie en énergie mécanique et par conséquent, l'énergie réfléchi par le résonateur sera moins importante. Le minimum d'énergie réfléchi par le résonateur est ainsi obtenu lorsque la fréquence d'émission coïncide avec la fréquence de résonance.

Le second inconvénient du système utilisant des ondes entretenues (principale motivation pour le choix d'un système en régime pulsé) est l'isolation entre les voies émission et réception. En effet dans ce cas de figure, on utilise généralement un circulateur dont l'isolation entre signal émis et signal réfléchi n'excède pas 30 dB, ce qui a pour conséquence de

réinjecter une partie du signal d'émission alors considérée comme du bruit, ce qui dégrade le rapport signal sur bruit (SNR) en réception.

Il est néanmoins possible de mettre en œuvre certaines modifications de conception qui permettent de remédier à ces problèmes mais celles-ci complexifient la chaîne de réception.

Les méthodes qui utilisent un régime pulsé basées sur l'utilisation de switches RF présentent une isolation bien meilleure que celles des systèmes à onde entretenue comme en témoigne la figure 78 ci-dessous où 80 dB d'isolation peuvent être atteints.



Figure 78: Isolation obtenue à l'aide d'un système fonctionnant en régime pulsé (avec switch TX/RX)

La plupart des acteurs proposant des systèmes de mesure sans fil à capteurs SAW (SENSeOR, SenGenuity, IntelliSAW) utilisent donc des méthodes pulsées.

Le choix de la méthode d'interrogation pulsée étant justifié, nous allons discuter dans la suite de ce paragraphe les différentes méthodes pour déterminer la fréquence de résonance à partir de la mesure de l'oscillation amortie. Dans un premier temps, nous rappellerons la méthode mise en œuvre dans le lecteur SENSeOR disponible puis nous proposerons deux nouvelles méthodes qui ont été imaginées dans le cadre de ce travail de thèse.

4.1 Transformée de Fourier appliquée à la réponse du résonateur.

La méthode la plus intuitive pour obtenir une information fréquentielle à partir d'un signal temporel est l'utilisation de la transformée de Fourier.

La transformée de Fourier permet de déterminer quelles sont les fréquences qui composent le signal à condition que l'échantillonnage du signal temporel respecte la condition de Shannon.

Nous avons précédemment défini l'expression de la réponse temporelle du résonateur qui s'exprime sous la forme d'une oscillation amortie :

$$v_{saw}(t) = 2|A_1| \cos(\Im(s_1)t + \varphi_1) e^{\Re(s_1)t} u(t) \quad (77)$$

Par transformation d'Euler nous pouvons réécrire v_{saw} sous la forme :

$$v_{saw}(t) = 2|A_1| \left(\frac{e^{i(\Im(s_1)t + \varphi_1)} + e^{-i(\Im(s_1)t + \varphi_1)}}{2} \right) e^{\Re(s_1)t} u(t)$$

$$v_{saw}(t) = |A_1| e^{i\varphi_1} e^{(\Re(s_1) + i\Im(s_1))t} u(t) + |A_1| e^{-i\varphi_1} e^{(\Re(s_1) - i\Im(s_1))t} u(t)$$

La transformée de Fourier $V_{saw}(\omega)$ de $v_{saw}(t)$ est donnée par :

$$\begin{aligned} V_{saw}(\omega) &= \frac{|A_1|}{2\pi} \left\{ e^{i\varphi_1} \int_0^{+\infty} e^{(\Re(s_1) + i\Im(s_1))t} e^{-i\omega t} dt + e^{-i\varphi_1} \int_0^{+\infty} e^{(\Re(s_1) - i\Im(s_1))t} e^{-i\omega t} dt \right\} \\ &= \frac{|A_1|}{2\pi} \left\{ e^{i\varphi_1} \int_0^{+\infty} e^{(\Re(s_1) + i(\Im(s_1) - \omega))t} dt + e^{-i\varphi_1} \int_0^{+\infty} e^{(\Re(s_1) - i(\Im(s_1) + \omega))t} dt \right\} \end{aligned}$$

D'où finalement

$$V_{saw}(\omega) = \frac{|A_1|}{2\pi} \left(\frac{-e^{i\varphi_1}}{\Re(s_1) + i(\omega - \Im(s_1))} + \frac{-e^{-i\varphi_1}}{\Re(s_1) - i(\Im(s_1) + \omega)} \right) \quad (78)$$

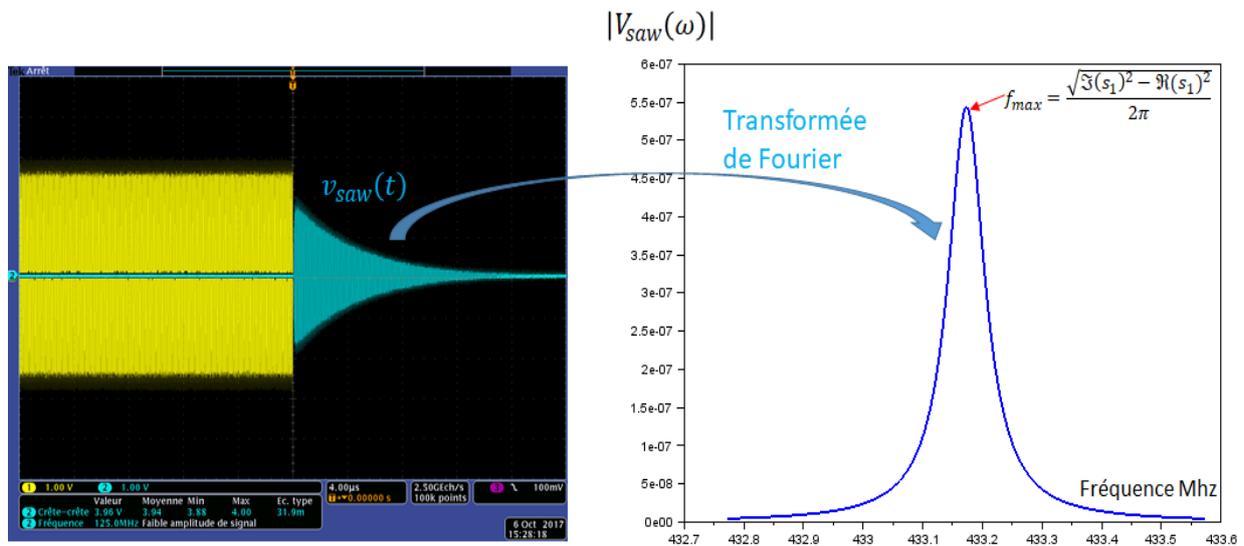


Figure 79: Oscillation amortie $v_{saw}(t)$ et module de sa transformée de Fourier $|V_{saw}(\omega)|$

Le problème principal de cette méthode est l'échantillonnage de la réponse du résonateur. En effet, les signaux mesurés évoluent à des fréquences de l'ordre de 433MHz ce qui implique d'avoir au minimum une fréquence d'échantillonnage 866 MHz (Théorème de Shannon).

Les convertisseurs analogique/numérique fonctionnant à de telles fréquences existent, cependant leur prix est très élevé (de l'ordre de 1500 euros chez Texas Instrument), sans compter la grande consommation d'énergie du composant ainsi que la puissance de calcul nécessaire afin de réaliser une transformée de Fourier.

Cette méthode de mesure n'est donc pas envisageable actuellement dans un cadre industriel pour des systèmes embarqués, en particulier pour des raisons de coût. Dans ce contexte des méthodes alternatives ont été développées afin de satisfaire aux exigences techniques et aux exigences de coût.

4.2 Transposition de fréquence de la réponse du résonateur

Afin de pouvoir s'affranchir des problèmes de fréquence d'échantillonnage de la réponse du résonateur, des chercheurs de l'université d'Ilmenau [HHBBK 04] ont développé une architecture Hardware permettant de transposer la fréquence de résonateur de 433MHz à 6MHz à l'aide d'un oscillateur local. Le schéma représentant cette architecture est présenté sur la figure ci-dessous.

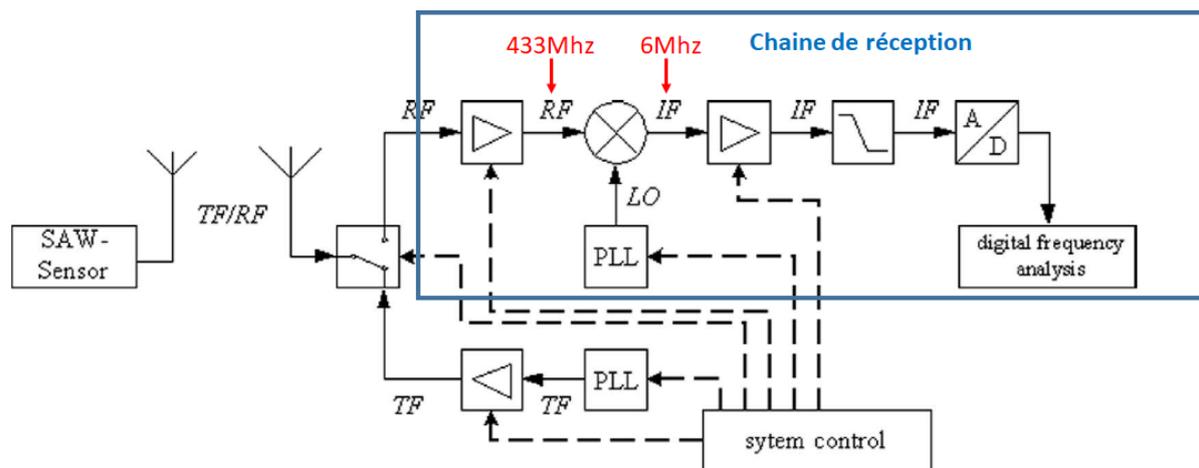


Figure 80: Schéma bloc du système d'interrogation développé par l'université d'Ilmenau

Ce système d'interrogation est composé d'une voie d'émission Tx et d'une voie de réception Rx. Une fois le signal d'excitation émis vers le résonateur, le commutateur RF bascule de la position transmission vers la position réception. La réponse du résonateur se propage alors dans la chaîne de réception du système d'interrogation. Cette réponse est amplifiée et mélangée avec le signal d'un oscillateur local pour convertir le signal à une fréquence intermédiaire (IF). La fréquence de l'oscillateur local (LO) est générée par une autre PLL asservie par la même référence d'horloge que la PLL sur la voie de transmission. Cette transposition en fréquence intermédiaire permet de mettre en œuvre des solutions de conversion analogique-numérique beaucoup plus attractives tant du point de vue technique (facilité d'échantillonnage du signal) que du point de vue coût. Le signal en fréquence intermédiaire est à nouveau amplifié et filtré via un filtre passe bas. Le signal est numérisé afin d'être traité pour obtenir l'information de fréquence du résonateur. La figure 81 ci-dessous présente l'allure temporelle des signaux à différents niveaux de la chaîne de réception.

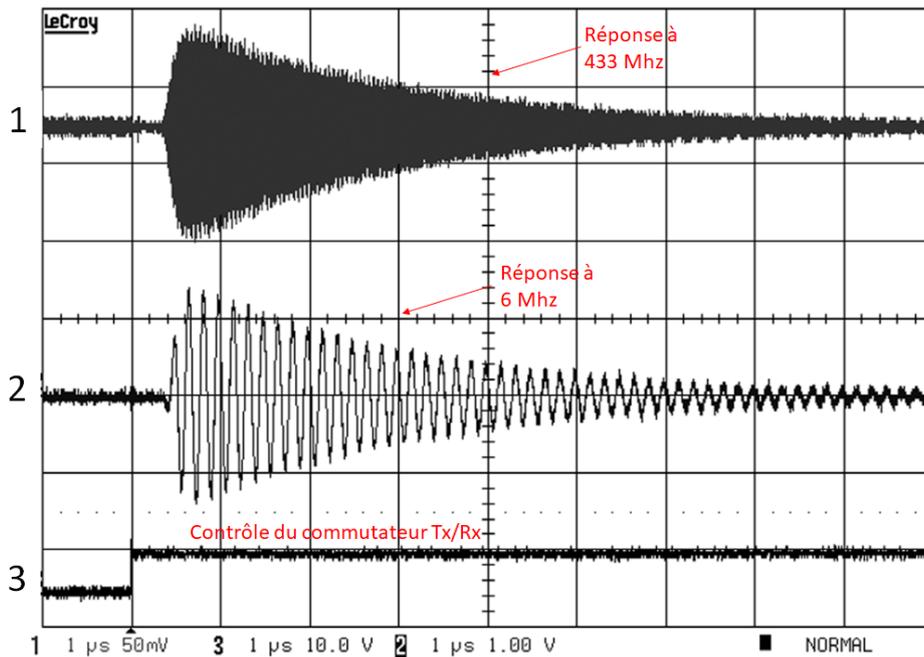


Figure 81: Réponse du résonateur à différentes étapes de la chaîne de réception

Le signal inférieur (3) est le signal de commutation qui permet de basculer entre émission et réception. La courbe supérieure (1) montre l'onde décroissante de la réponse du résonateur à une fréquence d'environ 433 MHz (signal est mesuré à la sortie de l'amplificateur de réception). La courbe au centre (2) présente le même signal transposé à 6 MHz. Ce signal est ensuite numérisé et analysé par transformée de Fourier en utilisant un FPGA. Les résultats suivants ont été obtenus :

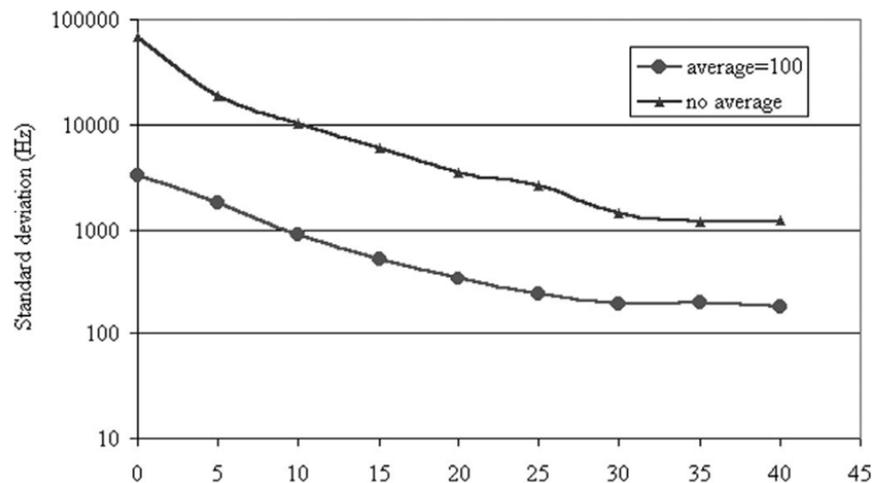


Figure 82: Écart type des résultats de mesure en fonction du rapport signal sur bruit des signaux d'entrée

La figure 82 présente la variation de l'écart type des mesures (en fonction du rapport signal sur bruit du signal d'entrée) avec et sans procéder à un moyennage. En mode de fonctionnement normal, l'unité d'interrogation utilise la moyenne de 100 résultats pour augmenter la précision ce qui permet d'augmenter typiquement la précision d'un facteur 10.

4.3 Méthode de mesure d'un résonateur SAW par le système d'interrogation de SENSEOR

La méthode de mesure développée par SENSEOR [DFMMB 10] consiste non pas à étudier directement la réponse du résonateur mais plutôt à utiliser la propriété du résonateur de maximisation de l'énergie réémise lorsque la fréquence du signal d'émission correspond à la fréquence propre du résonateur.

On rappelle que l'équation qui décrit l'amplitude de la réponse du résonateur SAW chargé sur par une impédance de 50 Ω est la suivante :

$$2|A_1| = 2 \left| \frac{\omega_e \cdot \left(\omega_s^2 + \frac{\omega_s}{Q} s_1 + s_1^2 \right)}{R_g C_0} \cdot \frac{1}{(s_1 - s_0)(s_1 - s_2)(s_1 - j\omega_e)(s_1 + j\omega_e)} \right| \quad (79)$$

Cette équation admet un maximum pour une fréquence d'émission proche de la fréquence série f_s .

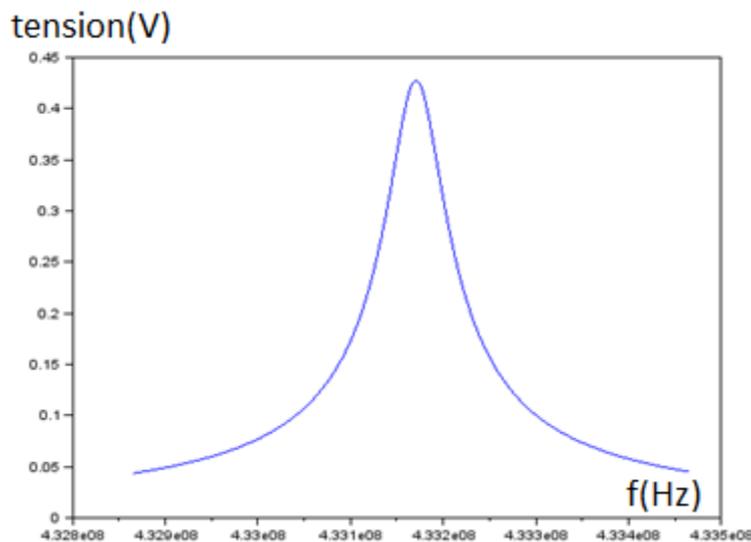
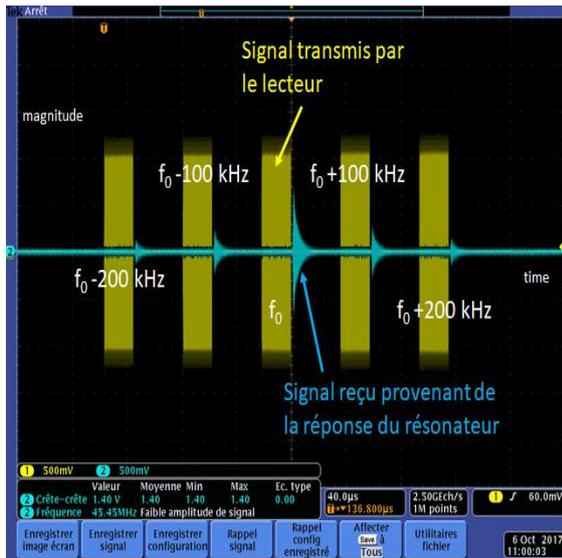
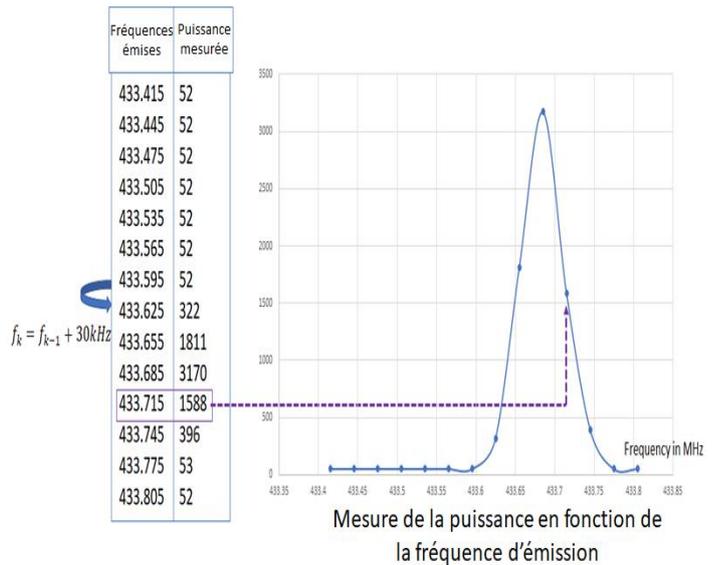


Figure 83: Amplitude de la décroissance en fonction de la fréquence d'émission

La figure 84 ci-dessous présente le principe d'interrogation (a) du résonateur au cours du temps, basé sur un balayage discret de la gamme de fréquence. L'impression d'écran de l'oscilloscope montre l'impulsion d'excitation en jaune qui varie de $f_0 - 200$ kHz à $f_0 + 200$ kHz par pas de 100 kHz. On constate une augmentation de la réponse du résonateur (en bleu) passant par un maximum lorsque la fréquence d'excitation est égale à la fréquence série. Si l'on mesure l'évolution de l'amplitude en fonction de la fréquence d'émission on obtient la courbe de la figure 84 (b) qui reflète le phénomène précédemment énoncé.



(a)



(b)

Figure 84: Scénario de la séquence d'interrogation du résonateur SAW

Une fois que la courbe de la figure 84 (b) est obtenue, il s'agit de déterminer la fréquence correspondant à l'amplitude maximum. Si on se limite au point d'échantillonnage qui correspond au maximum d'amplitude, il est possible de commettre une erreur importante sur la valeur de la fréquence de résonance. Cette erreur est proportionnelle à la valeur du pas d'échantillonnage en fréquence (100 kHz dans le cas de la figure 84). Afin de conserver des valeurs de pas d'échantillonnage permettant d'accéder à des temps de mesure acceptables, on procède à une interpolation polynomiale. L'utilisation d'un polynôme du second ordre qui passe par les 3 points d'amplitude maximum permet effectivement d'approximer la fonction de type lorentzienne au voisinage de la fréquence de résonance comme l'indique la figure 85 ci-dessous.

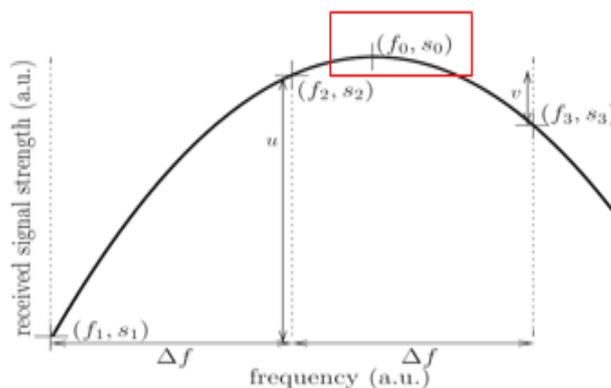


Figure 85: Interpolation parabolique de la réponse fréquentielle échantillonnée du résonateur pour déterminer la fréquence de résonance f_0

Cette méthode permet de s'affranchir de l'échantillonnage temporel de la réponse du résonateur. De surcroît, on réduit considérablement les besoins en mémoire nécessaires au stockage de l'échantillonnage ainsi qu'au traitement par transformation de Fourier des données. L'architecture Hardware est donc simplifiée et la complexité des calculs est également réduite, ce qui permet d'accéder à une solution présentant un coût compétitif.

4.4 Méthode d'interrogation alternative basée sur l'utilisation d'un comparateur de phase

La méthode de calcul actuelle de la fréquence de résonance sur la base du maximum de la réponse du résonateur en fonction de la fréquence d'émission a été présentée dans le paragraphe précédent.

Dans le cadre de ce travail de thèse nous avons étudié une méthode alternative qui consiste à comparer la fréquence du signal émis avec la fréquence de la réponse du résonateur en tenant compte du fait que la fréquence propre du résonateur ne dépend pas de la fréquence du signal d'émission. Cette méthode de mesure reprend le principe du balayage en fréquence ne consiste plus à déterminer le maximum de l'énergie renvoyée par résonateur, mais à comparer la fréquence du signal émis avec la fréquence du résonateur en utilisant un comparateur de phase. La fonction habituelle d'un comparateur de phase consiste à mesurer le déphasage entre deux signaux de même fréquence mais ce composant peut aussi être utilisé pour mesurer le déphasage entre deux signaux de fréquences différentes. Dans ce cas la phase en sortie du comparateur n'est plus constante mais varie linéairement avec le temps. La mesure de la fréquence de résonance consiste donc à déterminer la valeur de la fréquence d'émission qui génère un déphasage constant au cours du temps.

4.4.1 Présentation du composant AD8302

Le composant AD8302 est un détecteur RF intégré pour la mesure d'amplitude et de phase entre deux signaux. Ce circuit permet de traiter des signaux allant jusqu'à 2.7 GHz avec des puissances d'entrée comprises entre -60 dBm et 0 dBm lorsqu'il est connecté sur un système 50 Ω . Ce composant génère une tension de sortie calibrée à 30mV par dB pour le gain et 10 mV par degré pour la phase des signaux qui sont appliqués à ses entrées V_{INA} et V_{INB} (voir figure 86 ci-dessous).

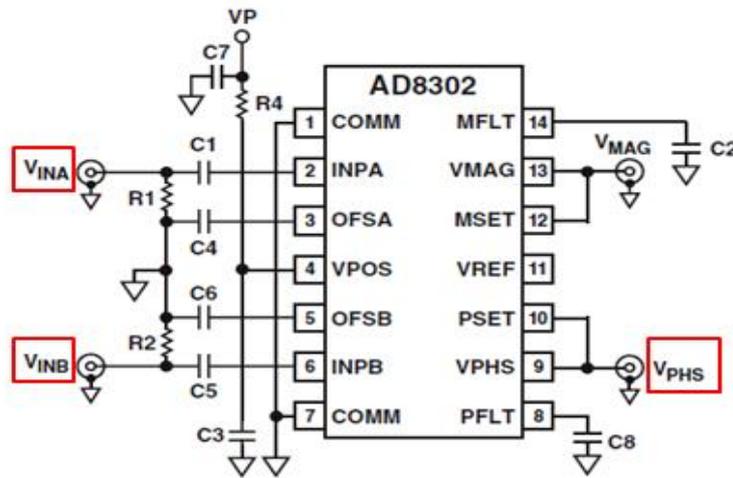


Figure 86: Schéma du composant AD8302 avec identification des deux signaux d'entrée V_{INA} et V_{INB} et du signal de sortie V_{PHS}

La tension V_{PHS} représente la différence de phase entre les deux signaux V_{INA} et V_{INB} et est déterminée par [AD8302] :

$$V_{PHS} = -R_F I_\phi (|\varphi(V_{INB}) - \varphi(V_{INA})| - 90^\circ) + V_{CP} \quad (80)$$

avec :

- $R_F I_\phi = 10mV/^\circ$
- $V_{CP} = 900mV$

La figure 87 ci-dessous présente la variation de la tension de V_{PHS} en fonction de la différence de phase [AD8302].

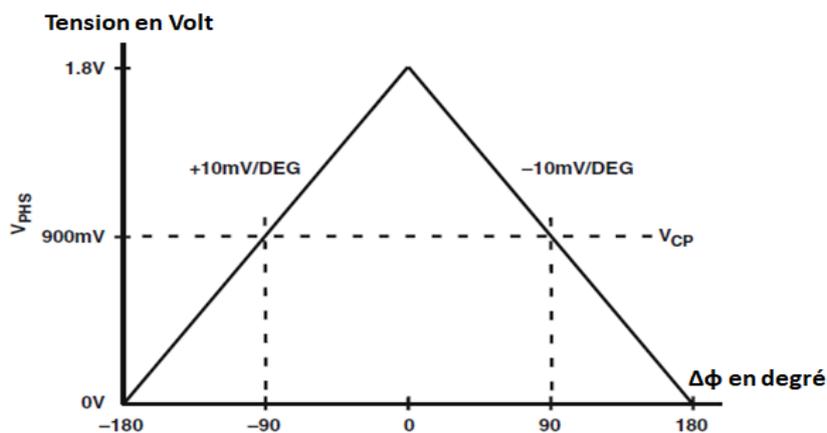


Figure 87: Tension de sortie V_{PHS} en fonction de la différence de phase entre les signaux d'entrée

On constate que la mesure de phase avec ce composant n'est pas bijective, à une valeur de tension V_{PHS} , correspondent deux valeurs de déphasage $\Delta\varphi$. Ce qui n'est pas un problème dans notre cas puisque la méthode consiste simplement à essayer d'obtenir un déphasage constant au cours du temps.

4.4.2 Réponse du composant AD8302 pour des fréquences d'entrée différentes

Nous allons dans un premier temps étudier théoriquement l'évolution au cours du temps du déphasage entre deux signaux s_1 et s_2 . Dans le cas où les deux signaux ont la même fréquence, leur expression est donnée par :

- $s_1 = A_1 \sin(2. \pi. F. t + \varphi_1)$
- $s_2 = A_2 \sin(2. \pi. F. t + \varphi_2)$

Le déphasage $\Delta\varphi$ instantané entre ces deux signaux est déterminé par :

$$\Delta\varphi = 2. \pi. F. t + \varphi_2 - (2. \pi. F. t + \varphi_1) = \varphi_2 - \varphi_1 = \text{constante}$$

Dans le cas où les fréquences des signaux d'entrée sont identiques on constate que le déphasage est constant au cours du temps.

Considérons maintenant le cas d'étude du déphasage entre deux signaux de fréquence différente :

- $s_1 = A_1 \sin(2. \pi. F_1. t + \varphi_1)$
- $s_2 = A_2 \sin(2. \pi. F_2. t + \varphi_2)$

Le déphasage $\Delta\varphi$ instantané entre ces deux signaux s'exprime alors de la façon suivante :

$$\Delta\varphi(t) = 2. \pi. F_2. t + \varphi_2 - (2. \pi. F_1. t + \varphi_1) = 2. \pi. (F_2 - F_1). t + \varphi_2 - \varphi_1$$

Dans le cas où les deux signaux ont des fréquences différentes, le déphasage $\Delta\varphi$ varie linéairement en fonction du temps. A l'aide de ces formules, nous avons pu simuler via le logiciel Scilab la valeur du déphasage issu du composant AD8302 dans le cas de deux signaux à 433 MHz et à 433.1 MHz. Les résultats de ce calcul sont présentés sur la figure 88 (a) ci-dessous. Une mesure a été effectuée avec les deux signaux d'entrée correspondant à ces deux fréquences. Les résultats de cette mesure sont présentés sur la figure 88(b) et correspondent bien au comportement simulé.

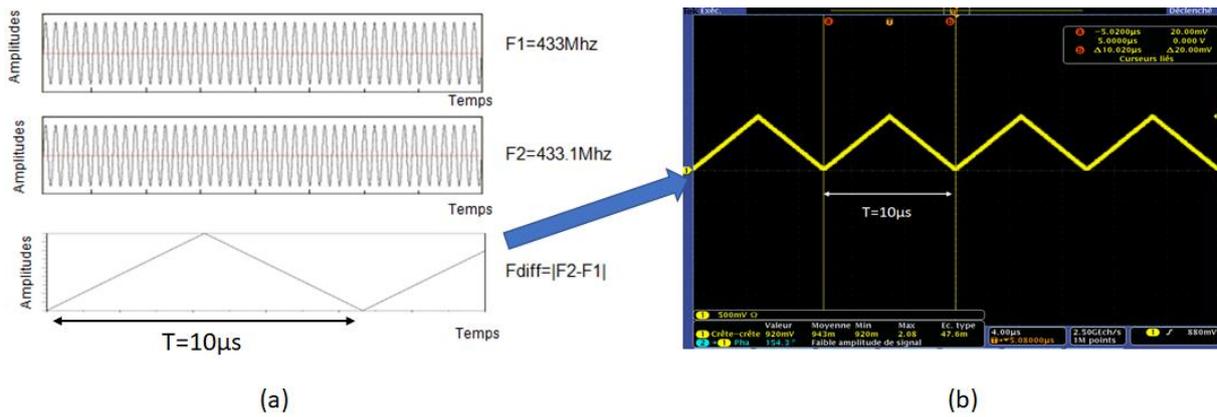


Figure 88: (a) signaux d'entrée et différence de phase simulée en sortie du composant AD8302, (b) mesure à l'aide du comparateur de phase

L'étape suivante a consisté à valider expérimentalement la possibilité de mesurer la fréquence d'un résonateur à l'aide du composant AD8302. La figure 89 ci-dessous présente le schéma simplifié du montage expérimental dans le lequel a été intégré le comparateur de phase.

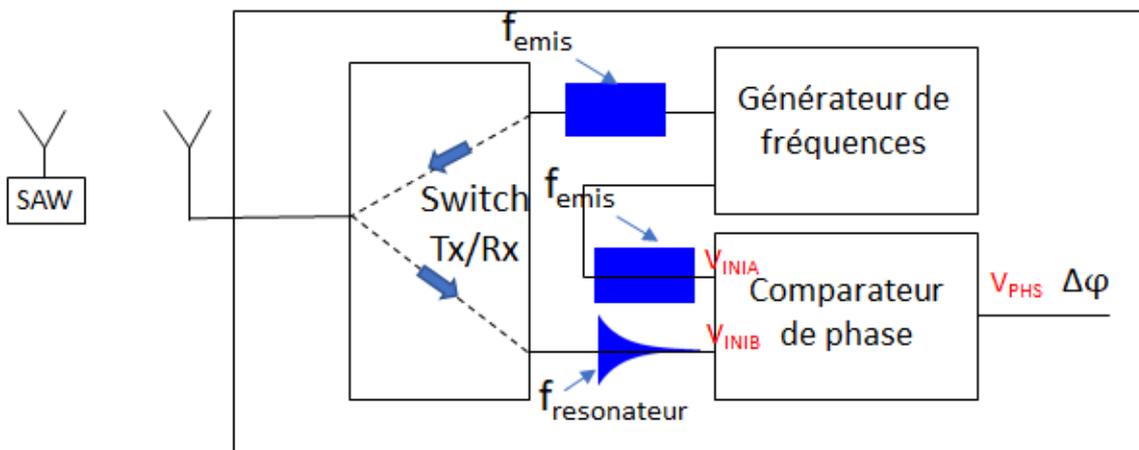


Figure 89: Schéma fonctionnel de l'ensemble du système d'interrogation

On utilise un générateur de fréquence équipé de deux sorties RF. Les deux sorties RF génèrent deux signaux à la même fréquence. Le premier signal est transmis au switch Tx/Rx et le deuxième signal est injecté sur l'entrée V_{INA} du comparateur de phase. Pendant la première phase de la séquence d'interrogation, le switch est en position Tx et l'énergie est rayonnée via l'antenne du système d'interrogation vers le capteur SAW.

Suite au basculement du switch Tx/Rx, l'énergie emmagasinée durant la phase de charge est restituée et parvient au système d'interrogation qui récupère l'oscillation amortie de la réponse du résonateur sur la seconde sortie V_{INIB} du comparateur de phase. La transition Tx/Rx est l'élément déclenchant pour la mesure de comparaison de phase entre le signal d'émission et

la réponse du résonateur SAW. Cette séquence d'interrogation est ensuite répétée en balayant la plage de fréquence d'émission jusqu'à d'obtenir une tension constante en sortie du comparateur de phase. Les résultats expérimentaux (oscilloscope) obtenus sont présentés ci-dessous.

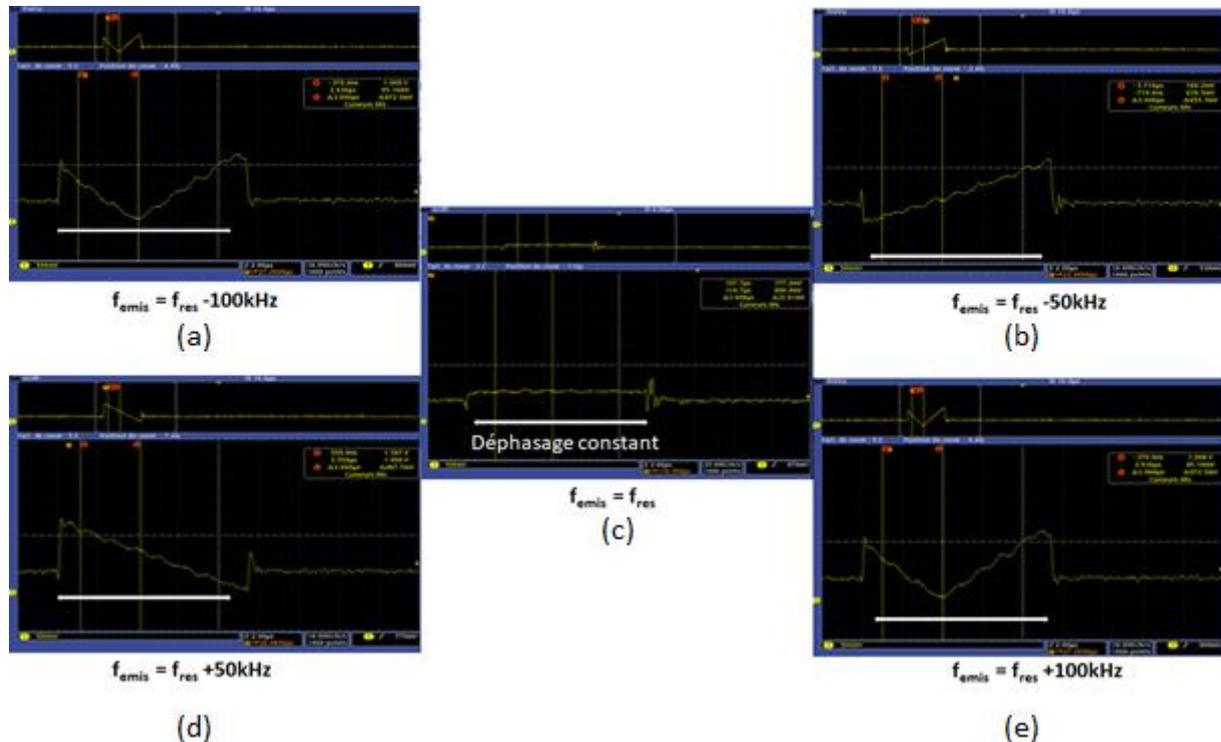


Figure 90: Evolution de la différence de phase en fonction de la fréquence d'émission

Ces résultats permettent de valider le concept de cette nouvelle méthode d'interrogation d'un résonateur SAW. On peut en particulier vérifier sur la figure 90(c) que la différence de phase est constante lorsque la fréquence d'émission est égale à la fréquence de résonance. Cette méthode alternative présente certains avantages. En premier lieu, cette méthode est plus robuste car elle permet de garantir que la fréquence reçue est exactement la même que la fréquence émise.

Le second point important est que la mesure de phase ne dépend pas de l'amplitude des signaux d'entrée (dans le cas où la puissance des signaux sont compatibles avec la dynamique de mesure de l'AD8302). En effet, ces entrées pilotent un détecteur de phase numérique de type OU exclusif. En détectant strictement les passages à zéro relatif des signaux, la différence de phase extraite est indépendante des niveaux de signal d'entrée d'origine. Cette méthode d'interrogation nécessite toujours la mise en œuvre d'un balayage en

fréquence. Cela implique que le temps de mesure pour un capteur dépend du pas en fréquence utilisé pour balayer la bande de fréquence requise. Pour remédier à ce problème récurrent, une autre méthode d'interrogation a été imaginée, basée sur l'émission simultanée de deux signaux à des fréquences différentes.

4.5 Méthode d'interrogation basée sur l'émission simultanée de deux signaux à des fréquences différentes

Nous avons vu précédemment que les méthodes basées sur le maximum d'énergie ou sur la différence de phase nécessitent un balayage en fréquence du signal d'émission ce qui augmentait considérablement la durée de mesure du capteur. De plus, comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, le capteur est composé de deux résonateurs SAW ce qui implique que deux balayages sont nécessaires afin de mesurer la fréquence des deux résonateurs (le temps d'acquisition est proportionnel au nombre de résonateurs).

La méthode d'interrogation proposée consiste à mesurer directement la température du capteur à l'aide d'une seule impulsion qui doit être modifiée par rapport aux deux méthodes précédentes (impulsion mono-fréquence de durée supérieur à 30µs afin de garantir la charge complète du résonateur). Celle-ci consiste à charger simultanément les 2 résonateurs à l'aide d'une impulsion comprenant deux fréquences.

4.5.1 Formulation de la réponse simultanée de deux résonateurs SAW

La superposition de deux oscillations amorties à des fréquences différentes s'exprime de la façon suivante :

$$s(t) = s_{res1}(t) + s_{res2}(t)$$

$$s(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} \cos(2. \pi. F_1. t) + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \cos(2. \pi. F_2. t) \quad (81)$$

Où s_{res1} et s_{res2} représentent respectivement les réponses de chaque résonateur.

$Ae^{-\frac{t}{\tau}}$ représente l'amplitude du signal et F_1 et F_2 représentent les deux fréquences de résonance.

Nous supposons que les amplitudes ainsi que les constantes de temps des deux signaux sont identiques car en pratique ces valeurs sont sensiblement proches. La prise en compte de ces différences n'augmente que la complexité des calculs et n'apporte pas un réel intérêt.

$s(t)$ peut donc aussi s'écrire :

$$s(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} (\cos(2. \pi. F_1. t + \varphi_{10}) + \cos(2. \pi. F_2. t + \varphi_{20}))$$

$$s(t) = 2Ae^{-\frac{t}{\tau}} \left(\cos \left(2. \pi. \left(\frac{F_1 + F_2}{2} \right) F_1. t + \varphi_{10} + \varphi_{20} \right) \cdot \cos \left(2. \pi. \left(\frac{F_1 - F_2}{2} \right) . t + \varphi_{10} - \varphi_{20} \right) \right) \quad (82)$$

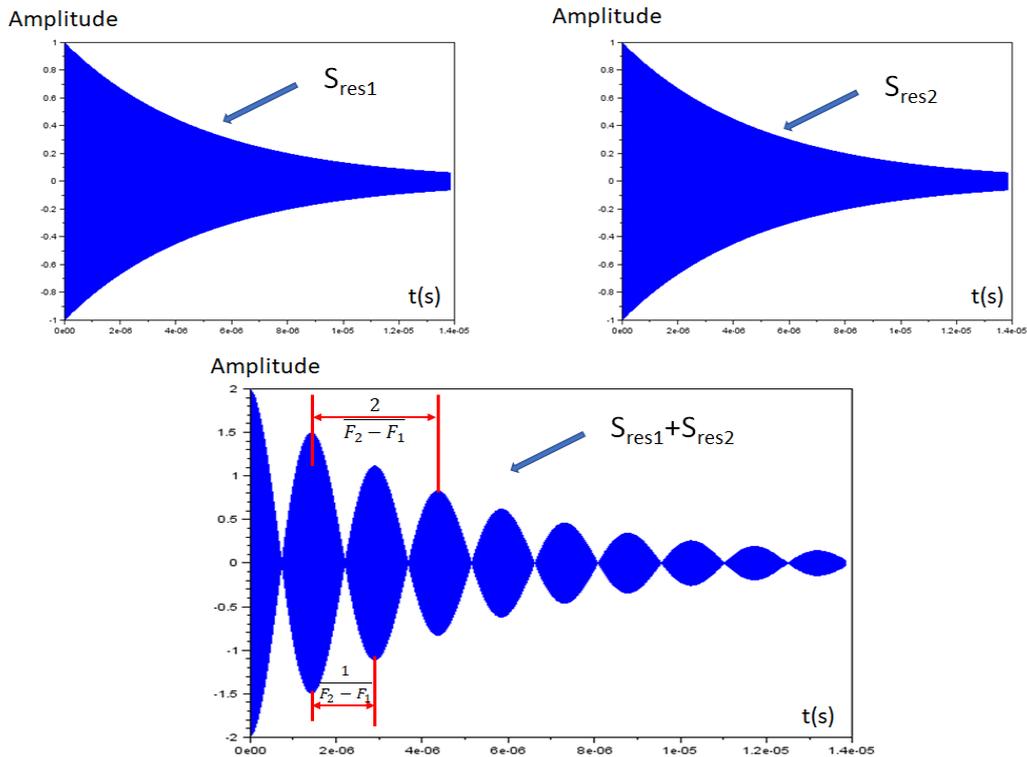


Figure 91: Représentation temporelle de la somme des deux réponses des résonateurs

On peut remarquer sur la figure 91 qu'entre deux battements, on retrouve la différence de fréquence des deux résonateurs qui est l'information recherchée pour la mesure de température. On rappelle que l'équation qui permet de calculer la température est donnée par (eq.16 ch.2):

$$T_m = T_0 + \frac{-s_T \pm \sqrt{s_T^2 - 4\varepsilon_1(\Delta T_0 - \Delta T)}}{2\varepsilon_1} \quad (83)$$

Le seul terme inconnu est le terme ΔT qui correspond à la différence des deux fréquences mesurées, les autres termes sont déterminés suite à l'opération de calibration réalisée lors de la fabrication du capteur. Cette méthode permet donc d'accéder directement à la différence de fréquence via le battement entre les signaux. La fréquence du battement variant typiquement entre 300 et 1100 kHz, il est tout à fait possible d'extraire l'information recherchée (période temporelle de l'enveloppe) avec des systèmes embarqués faible coût.

4.5.2 Génération du signal d'émission constitué de deux fréquences

Nous avons pu démontrer par les équations du chapitre 4 que la fréquence réémise lors de la décharge du résonateur SAW ne dépendait pas de la fréquence d'émission. Néanmoins l'amplitude de la réponse dépend de la fréquence d'émission. D'une façon générale, afin d'optimiser le bilan de liaison entre le système d'interrogation et le résonateur, il faut que la fréquence d'émission soit aussi proche que possible de celle du résonateur. L'initialisation des deux fréquences d'émission pour le capteur est donc déterminante.

Deux solutions sont envisageables :

- La première consiste à récupérer l'information de la température locale lors de l'installation afin de pouvoir générer directement des fréquences proches des capteurs.

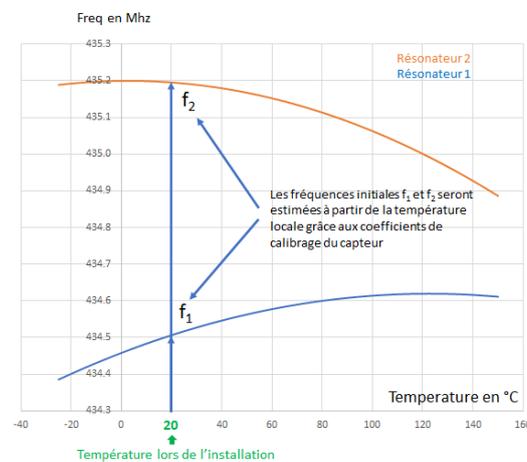


Figure 92 : estimation des fréquences en fonction de la température locale

- La seconde consiste à générer différents couples de fréquence afin de couvrir l'ensemble de variation de température du capteur.

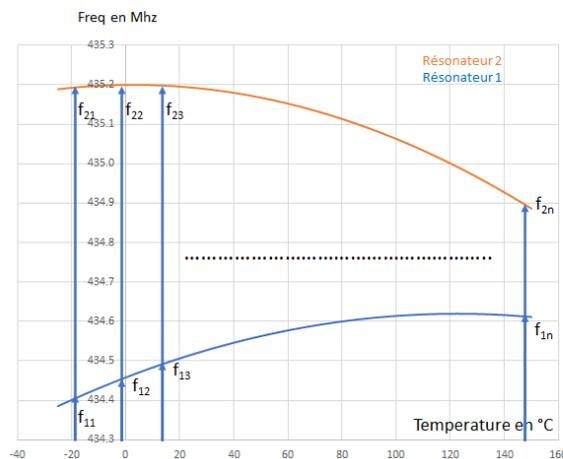


Figure 93 : Balayage des fréquences en fonctions des coefficients de calibrage

La figure 94 ci-dessous présente un exemple de montage expérimental qui a été réalisé pour évaluer cette nouvelle méthode d'interrogation.

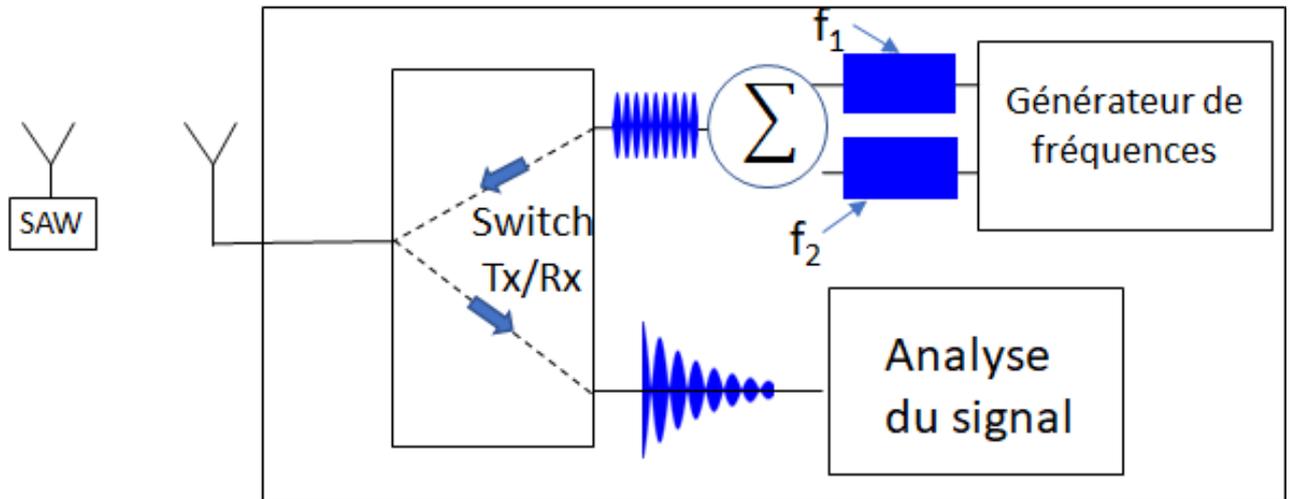


Figure 94: Schéma fonctionnel du système d'interrogation à 2 fréquences

4.5.3 Résultats expérimentaux issus de la méthode d'interrogation utilisant deux fréquences d'émission

Nous avons mis en place le montage expérimental de la figure 93 et avons procédé à un enregistrement des signaux à l'oscilloscope (voir figure 94 ci-dessous). La figure 94 (a) présente l'impulsion d'émission issue du battement entre les deux fréquences.

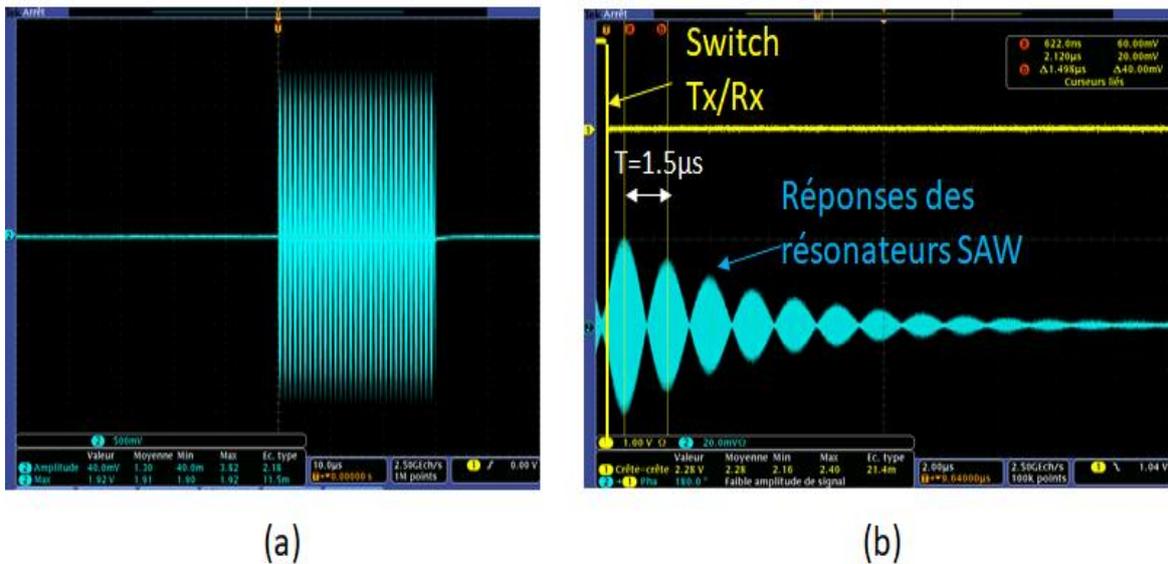


Figure 95: (a) signal d'émission et (b) battement résultant

La figure 95 (b) présente la réponse des deux résonateurs SAW et correspond au signal temporel issu du battement entre les deux oscillations amorties. La mesure de la période du battement évaluée entre les deux maxima conduit à une valeur $1.498\mu\text{s}$. Ce temps correspond bien à la différence de fréquence des deux résonateurs SAW (667 kHz) évaluée au préalable.

Notons que cette méthode est très tolérante vis à vis de l'erreur sur les fréquences émises par rapport aux fréquences de résonance. Nous avons pu en particulier vérifier qu'une erreur de ± 100 KHz permettait encore de déterminer correctement l'écart de fréquence et donc la température.

4.6 Conclusion du chapitre 4

Ce quatrième chapitre se propose d'analyser la fréquence du résonateur SAW qui représente l'information principale du capteur. Effectivement, pour rappel, l'objectif du capteur SAW est de mesurer une température et comme nous avons vu dans le chapitre 2, l'information de température dépend directement de la fréquence.

Afin d'extraire l'information de fréquence, deux stratégies d'émissions peuvent être utilisées. La première utilise le principe de l'onde entretenue et la seconde utilise le principe de l'onde pulsée. La seconde stratégie d'émission a été privilégiée grâce au switch qui permet une très bonne isolation sur la chaîne de réception. Par la suite, nous avons rappelé les méthodes d'analyses qui permettent d'extraire la fréquence de la réponse du capteur SAW interrogé par un signal pulsé développé par SENSEOR ainsi que par d'autres systèmes d'interrogation utilisés dans le domaine des capteurs SAW.

L'ensemble des chapitres précédents ont permis d'apporter une compréhension approfondie à la dimension analogique du résonateur SAW. Cela a permis en l'occurrence d'inventer deux nouvelles méthodes qui ont pu être testées et validées de façon expérimentale. De plus, grâce à cette étude complète du produit, nous allons vous présenter dans les chapitres suivants, les idées qui ont émergé concernant les méthodes permettant de mesurer plusieurs capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences.

5 Discrimination de capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences

La discrimination de capteurs SAW fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquence représente un enjeu crucial pour SENSEOR. En effet la plupart du temps, les applications industrielles requièrent une mesure en plusieurs points. Cela nécessite donc de disposer de plusieurs capteurs identifiables et dont les mesures peuvent être séparées.

Il est possible simplement, de décliner le principe d'interrogation pour faire cohabiter et interroger plusieurs capteurs : un multiplexage fréquentiel est alors utilisé. Chaque capteur possède dans ce cas des fréquences de résonances distinctes permettant aujourd'hui d'interroger 15 capteurs de température décalés en fréquence dans la bande des 430 MHz à 450 MHz (voir figure 96). Cette configuration nécessite de pouvoir fonctionner dans des bandes non ISM correspondant à des environnements confinés et répondant à des exigences spécifiques en termes de puissance émise, périodicité du signal d'émission, ...

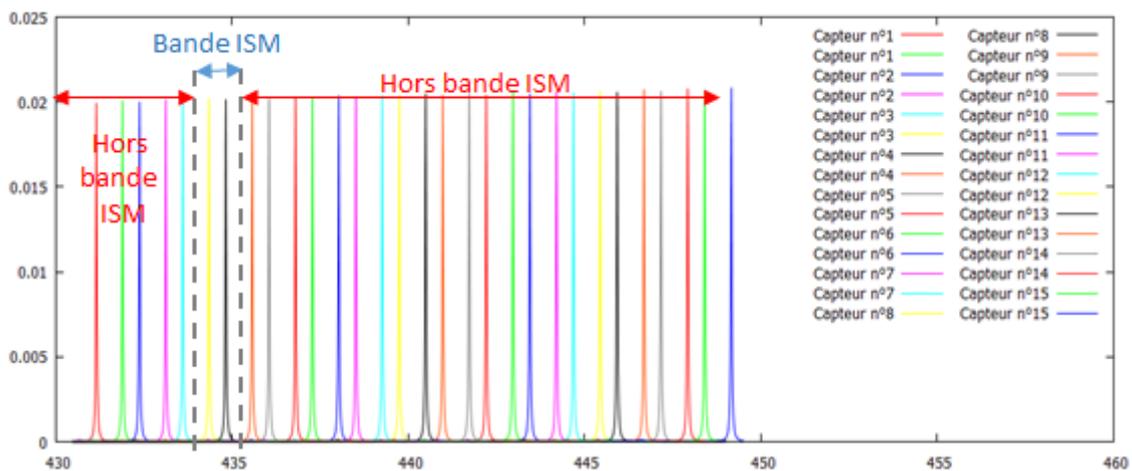


Figure 96: Réponse en fréquence typique de 15 capteurs de température SAW multiplexés en fréquence

Cette méthode de multiplexage en fréquence présente plusieurs inconvénients.

- Le principal inconvénient réside dans l'utilisation de fréquences qui ne sont pas dans la bande ISM, ce qui a pour conséquence de réduire considérablement la puissance pouvant être émise par le système d'interrogation. La puissance d'émission maximale passe typiquement de +10 dBm pour la norme ISM à -15 dBm en dehors de cette bande, ce qui

représente une perte de 25 dB. La conséquence est une diminution importante de la distance d'interrogation.

- Le second inconvénient est la multiplication des références capteurs qui génère une complexité logistique. Cette complexité impacte la conception, la fabrication, le test des capteurs mais également l'utilisation du système par le client et génère un surcoût.

Il est actuellement impossible d'interroger deux capteurs de même référence fonctionnant aux mêmes fréquences (c.à.d. non multiplexés en fréquence) et tous deux visibles par la ou les antennes d'émission. En effet, la réponse obtenue est alors la somme des réponses de chaque capteur, réponses que nous ne savons pas séparer. Il s'agit d'une limitation majeure du système de mesure sans fil puisque la seule solution existante est le multiplexage fréquentiel, contraignant tant pour l'entreprise que pour les clients. Il était donc nécessaire de poursuivre l'effort de développement de techniques permettant de séparer et d'identifier les réponses issues de capteurs fonctionnant aux mêmes fréquences ce qui constitue une innovation majeure dans le domaine des capteurs SAW passifs et plus précisément concernant l'interrogation de résonateurs SAW par liaison sans fil.

Afin de comprendre les difficultés rencontrées pour l'identification et la séparation des signaux issus de capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence, il est nécessaire dans un premier temps, de présenter les points bloquants du système d'interrogation actuel pour la discrimination de capteur SAW.

5.1 Problème posé par la discrimination des capteurs avec le système actuel

Il est nécessaire de rappeler au préalable que le système d'interrogation actuel est basé sur la détection de puissance, ce qui pose certaines difficultés dans le cas de la superposition de signaux issus de plusieurs capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence.

Considérons l'exemple de 2 capteurs, développé dans la suite de ce paragraphe.

Pour simplifier la compréhension, nous supposons provisoirement que chaque capteur n'est constitué que d'un seul résonateur, les capteurs 1 et 2 correspondent respectivement aux résonateurs R1 et R2.

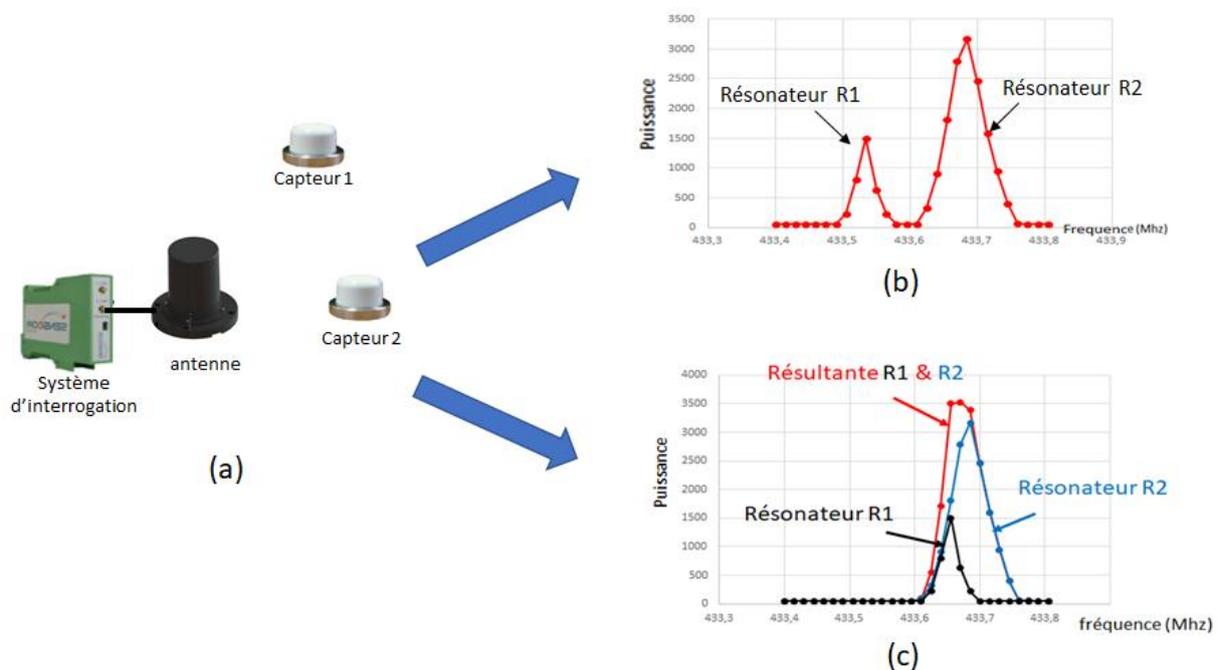


Figure 97: (a) mesure de deux capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence, (b) réponses séparées, (c) réponses confondues

La figure 97 (a) présente la configuration d'interrogation où le lecteur muni de son antenne interroge les deux capteurs (les résonateurs R1 et R2) fonctionnant dans la même bande de fréquence. Deux cas se présentent selon la valeur de l'écart entre les deux fréquences de résonance.

- Premier cas

Dans le premier cas (cf. figure 97 (b)), nous constatons que le balayage en fréquence permet de détecter deux pics (d'amplitudes différentes) qui correspondent à chaque résonateur. On

peut ensuite déterminer les valeurs de fréquence correspondant au maximum de chaque pic. Cependant, malgré le fait que les fréquences de résonance soient séparées, il n'est pas possible de dire si le premier pic correspond au capteur 1 ou bien au capteur 2 (même indétermination pour le second pic). Cela implique qu'il n'est pas possible de déterminer la température puisque l'on ne sait pas quels coefficients de calibrage il faut appliquer aux fréquences mesurées, rappelons que chaque capteur possède ses propres coefficients de calibrage.

- Second cas

Il s'agit du cas présenté sur la figure 98 (c) où les fréquences de chaque résonateur sont proches. Les signaux issus des deux résonateurs R1 et R2 sont confondus en un seul pic. Il est donc strictement impossible dans ce cas de remonter à l'information de fréquence de chaque résonateur.

Cette configuration illustre les limitations de l'électronique et de la programmation actuelles qui ne permettent pas à ce jour d'interroger deux capteurs fonctionnant dans une même bande de fréquence.

5.2 Méthode d'interrogation basée sur la création d'un nul de rayonnement

Comme cela a été mentionné précédemment, les capteurs à base de résonateurs SAW font partie de la catégorie des capteurs passifs ce qui signifie qu'une source d'énergie extérieure est nécessaire pour les activer. La méthode proposée dans ce paragraphe, valide dans le cas de deux capteurs (capteur n°1 et capteur n°2), repose sur l'exploitation de cette remarque.

L'idée générale consiste à minimiser la réponse d'un des deux capteurs (capteur n°1 par exemple) via une combinaison adéquate des paramètres d'interrogation pour obtenir une réponse non perturbée de l'autre capteur (capteur n°2). Cela est réalisé en créant avec le lecteur un nul de rayonnement localisé spatialement où se situe le capteur n°1.

L'étape suivante consiste à minimiser la réponse du capteur n°2 via une autre combinaison des paramètres d'interrogation pour obtenir une réponse non perturbée du capteur n°1.

Cette démarche séquentielle permet ainsi de se ramener à deux situations où un seul capteur est présent dans la bande de fréquence auscultée et donc à des cas que le système d'interrogation est capable de traiter. Nous proposons ainsi d'appeler cette méthode TRMA pour Time Radiation Multiple Acces

Les modifications logicielles qui ont été mises en œuvre ainsi que la démarche pour générer un nul de rayonnement sont explicitées dans la suite de ce paragraphe.

5.2.1 Description du principe du nul de rayonnement

Pour la création avec deux antennes du nul de rayonnement à l'endroit où se situe le capteur, deux conditions sont nécessaires (voir figure 98) :

- Les ondes issues des deux antennes doivent être de même amplitude.
- Les ondes issues des deux antennes doivent être déphasées de 180°

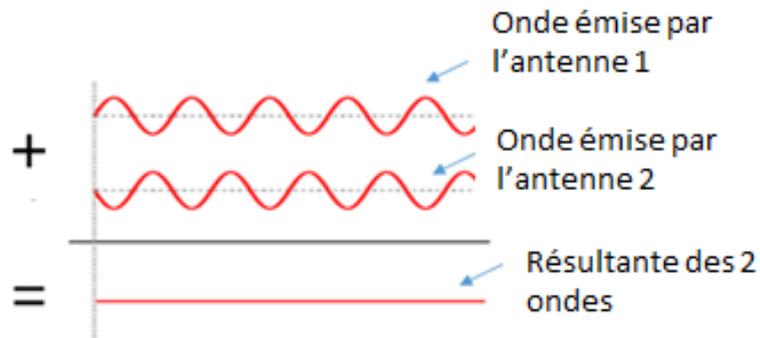


Figure 98: Conditions d'amplitude et de phase des signaux issus des deux antennes pour créer un nul de rayonnement

Si ces conditions sont réunies, lorsque le système d'interrogation va basculer sur la voie réception, le capteur ainsi désactivé ne renverra pas d'énergie. L'autre capteur, positionné à un autre endroit de l'espace où la contribution des ondes n'est pas destructive, sera le seul visible par le système d'interrogation, permettant ainsi une mesure non perturbée.

5.2.2 Mise en place de la méthode de nul de rayonnement

Nous avons cherché à développer une méthode compatible avec la diversité des configurations rencontrées dans les applications industrielles, ce qui nécessite d'être capable de créer un nul de rayonnement en n'importe quel point de l'espace couvert par les antennes du système d'interrogation.

Le système (voir la figure 99 ci-dessous) est constitué d'un lecteur muni de deux sorties antennes. Chaque sortie est connectée à une antenne monopôle et les deux antennes séparées d'une distance de $\lambda/2$, présentent sensiblement les mêmes caractéristiques. Les deux sorties génèrent des signaux de même fréquence mais dont les puissances peuvent être ajustées indépendamment. Un déphaseur est connecté en série entre l'une des deux antennes et le lecteur. Nous avons volontairement limité le nombre d'antennes à deux afin de garder une structure compacte compatible des contraintes d'encombrement dans les milieux industriels.

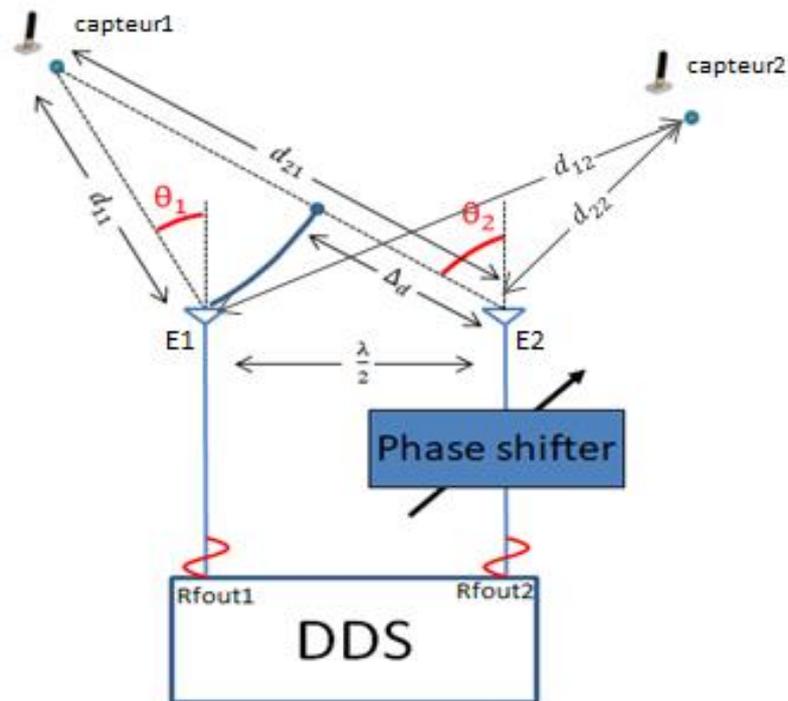


Figure 99: Représentation schématique du système électronique pour la création de nul de rayonnement

Les contraintes associées à l'utilisation de la bande de fréquence ISM à 434 MHz sont principalement les suivantes :

- Bande limitée à [433.05 MHz, 434.79 MHz]
- Puissance d'émission limitée à + 10 dBm pour un rapport cyclique maximum de 10%

Les distances d'interrogation résultantes sont comprises entre 30 cm et 2 m. Ces distances correspondent aux configurations industrielles classiques où sont installés nos produits. Dans cette zone d'observation, l'atténuation liée à la propagation entre les antennes du lecteur et le capteur ne peut pas être négligée c'est pourquoi il est nécessaire de disposer d'un réglage de puissance indépendant pour chacune des deux sorties antennes. Cette fonctionnalité est disponible dans le lecteur car le synthétiseur de fréquence numérique présente deux sorties indépendantes. Seule une modification logicielle a été nécessaire pour mettre en œuvre cette possibilité.

À la suite de cette brève description du système de mesure, la méthode de mise en œuvre du nul de rayonnement doit être explicitée. Cette méthode doit pouvoir s'appliquer quelle que soit la position du capteur, on doit donc être capable de créer un nul de rayonnement en n'importe quel point de l'espace. On utilise pour cela le principe de réciprocité des antennes ce qui

revient à mesurer non pas les signaux provenant des antennes au niveau du capteur, mais plutôt les signaux réémis par le capteur au niveau des antennes d'émission. En d'autres termes, on observe le comportement de la réponse du capteur en fonction de la nature (amplitude et phase relative) des signaux d'émission.

La méthode peut se décomposer en plusieurs étapes :

- Etape 1

Il est nécessaire dans un premier temps de positionner les deux antennes d'émission à leurs positions respectives et espacées de $\lambda/2$, puis de placer un des deux capteurs à sa position de mesure. Un balayage en fréquence via l'antenne 1 est alors réalisé avec une puissance donnée et l'amplitude de la réponse du capteur est mesurée (voir figure 100 ci-dessous).

On notera que π_1 et π_2 représente respectivement les vecteurs de Poynting de l'antenne1 vers le capteur 1 et de l'antenne2 vers le capteur 1.

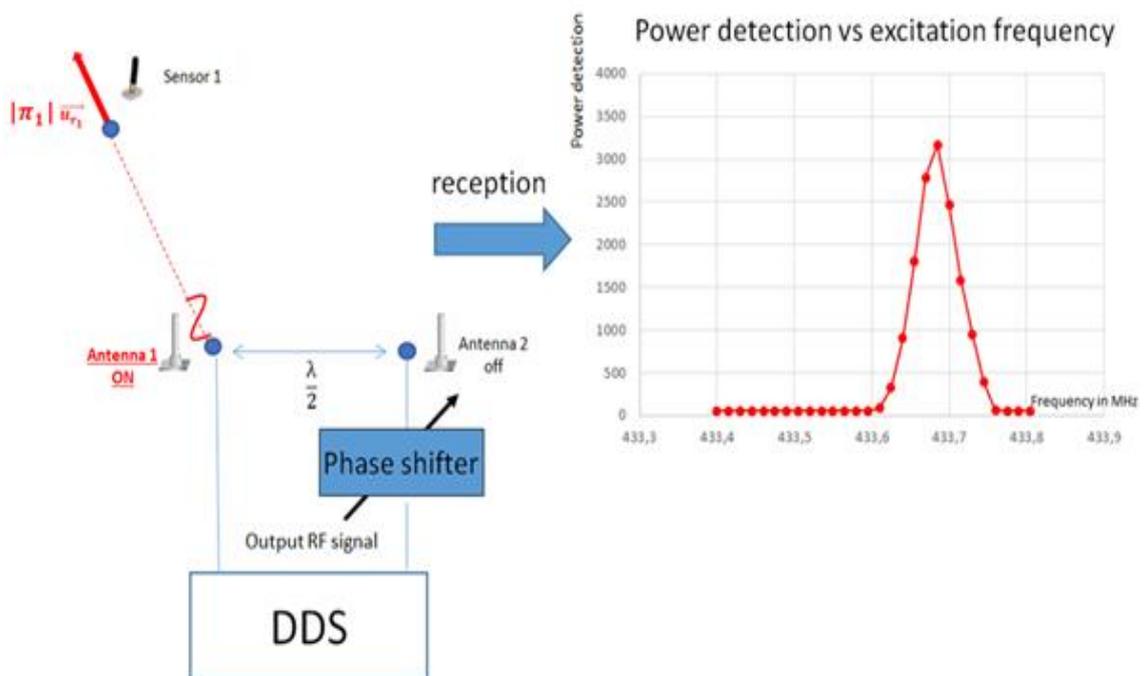


Figure 100: Première étape de mesure

- Etape 2

L'étape suivante consiste à générer la même puissance que précédemment via l'antenne 2 et à mesurer l'énergie renvoyée du capteur.

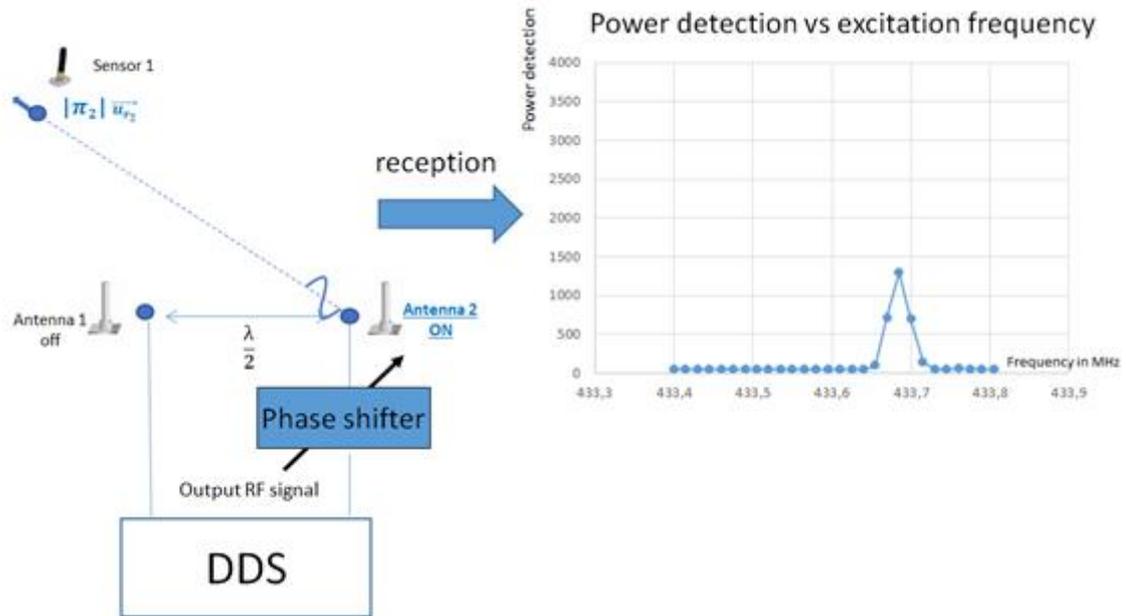


Figure 101: Seconde étape de mesure

On peut observer sur la figure 101 ci-dessus que pour la même puissance d'émission que précédemment, la puissance du signal réémis par le capteur et reçue par l'antenne 2 est inférieure à la puissance réémise par le capteur lorsque celui-ci est sollicité par l'antenne 1 du fait que la distance entre l'antenne 2 et le capteur est supérieure à la distance entre l'antenne 1 et le capteur.

- Etape 3

L'étape suivante consiste à ajuster la puissance d'émission de l'antenne 2 de façon à obtenir la même puissance réémise par le capteur que lorsque celui-ci est sollicité par l'antenne 1 (compensation des pertes de propagation).

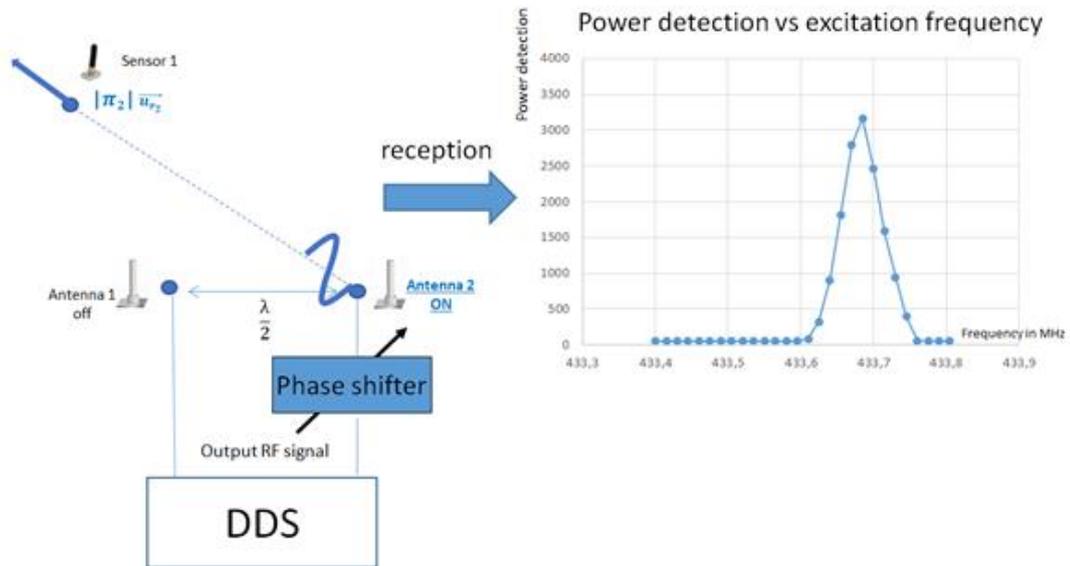


Figure 102: Troisième étape de mesure

- Etape 4

Finalement les puissances d'émission étant égalisées au niveau du capteur le déphasage à 180° doit être ajusté de façon à créer un nul de rayonnement au niveau du capteur.

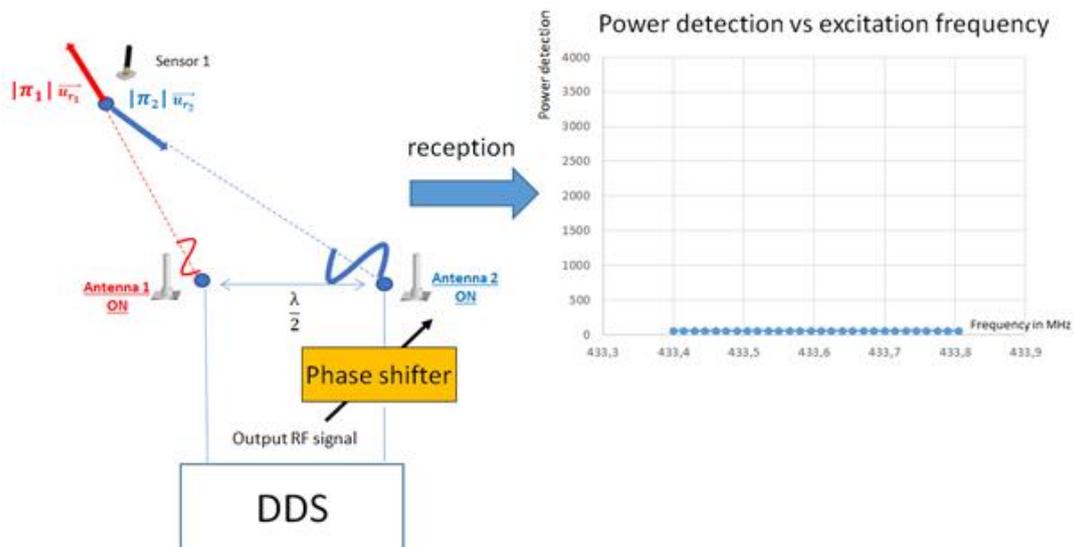


Figure 103: Quatrième étape de mesure

La démarche détaillée peut se résumer de la façon suivante :

- a) positionner les antennes E_1 et E_2 ,
- b) placer le capteur 2 à sa position selon la configuration définie pour la mesure de température,
- c) l'antenne E_1 générant un signal d'une puissance P_{12} , mesurer la puissance de décharge du résonateur P_{ref} ,
- d) l'antenne E_2 générant à son tour un signal d'une puissance P_{22} ajustable, régler cette puissance afin d'obtenir la même puissance P_{ref} de décharge du résonateur.
- e) générer simultanément les puissances P_{12} et P_{22} déterminées précédemment et, à l'aide du déphaseur φ_2 rechercher le minimum d'énergie restitué dans la limite de détection du système,
- f) enregistrer les valeurs P_{12} , P_{22} , φ_2 permettant de créer un nul de rayonnement sur le capteur 2,
- g) placer le capteur 1 à sa position de mesure et effectuer la mesure de température dans le cas d'un nul de rayonnement sur le capteur 2,
- h) répéter les actions b) jusqu'à g) en intervertissant les capteurs 1 & 2 afin de mesurer le capteur 2 à l'aide du triplé P_{11} , P_{21} et φ_1 .

À la suite de cette initialisation, les valeurs des deux triplés permettant la réalisation d'un nul de rayonnement associé à chaque capteur sont connues. En alternant les paramétrages du lecteur qui permettent de réaliser un nul de rayonnement sur chacun des capteurs, il est alors possible d'effectuer une mesure de température avec les deux capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence.

5.2.3 Modélisation du nul de rayonnement électromagnétique

Dans le paragraphe précédent, la démarche pour obtenir un nul de rayonnement localisé sur un capteur SAW a été présentée. A ce stade, il est nécessaire de déterminer le champ rayonné par le réseau de deux antennes en tout point de l'espace afin de vérifier le niveau de puissance à l'emplacement de chaque capteur. Ce calcul va en particulier permettre de justifier le choix de la méthode de nul de rayonnement. En effet, une solution alternative pourrait consister à réaliser non pas un nul de rayonnement, mais un maximum d'énergie localisé sur le capteur

SAW à interroger. La modélisation qui suit va permettre de mettre en évidence l'avantage du nul de rayonnement par rapport à la méthode alternative de maximum d'énergie.

Le système étudié correspond à la configuration suivante :

- Réseau de deux antennes dipôle demi-onde espacées de $\lambda/2$
- Zone d'observation comprise entre 0,17 m et 2 m
- Propagation en espace libre

Tout d'abord, nous allons définir le critère de séparation entre la zone de champ proche et la zone de champ lointain.

Ce critère correspond à la distance entre la source d'émission qui est représentée par l'antenne et le point d'observation qui sera dans notre modèle, la position du capteur.

Cette distance de séparation est définie par l'équation suivante :

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (84)$$

Où :

- D représente la taille maximale de l'antenne
- λ représente la longueur d'onde

Ainsi, à la fréquence de travail à 433Mhz on obtient la valeur suivante pour $D = \lambda/2$:

$$r = 34cm$$

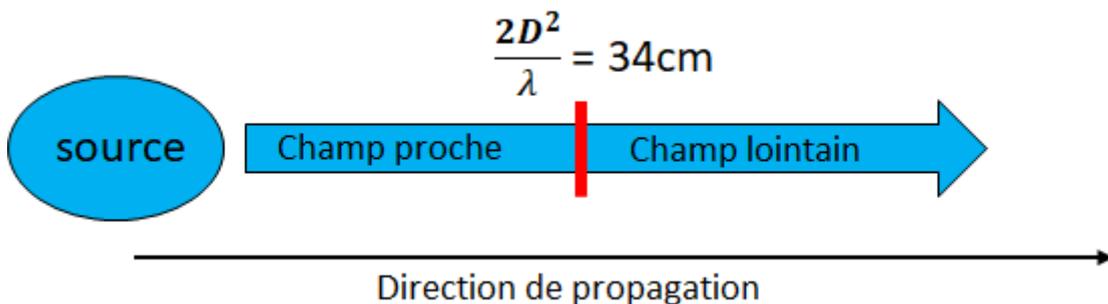


Figure 104 : Zone de séparation entre le champ proche et le champ lointain à 433Mhz

Nous avons vu précédemment que la zone d'observation étudiée débutait à partir de 17 cm. De ce fait, il y aura une zone comprise entre 17cm et 34 cm où les ondes ne seront pas

localement planes. Cependant, dans une configuration standard, les capteurs mesurés sont généralement à plus de 50 cm des antennes.

Le type d'antenne étudiée sera une antenne demi-onde. Elle est constituée de deux conducteurs orientés selon d'axe Oz (voir figure 105) de longueur totale $\lambda/2$, parcourue par un courant électrique $I(z, t)$. On supposera que cette antenne fonctionne en régime sinusoïdal de pulsation ω et qu'elle rayonne dans le vide. La longueur d'onde est classiquement donnée par :

$$\lambda = \frac{2\pi c}{\omega} \quad (85)$$

Où c qui représente la vitesse de la lumière

On choisira comme courant traversant une antenne demi-onde l'équation suivante **[Leg]** :

$$I(z, t) = I_0 \cos\left(\frac{2\pi z}{\lambda}\right) \cos(\omega t + \phi) \quad (86)$$

Où ϕ qui représente la phase à l'origine

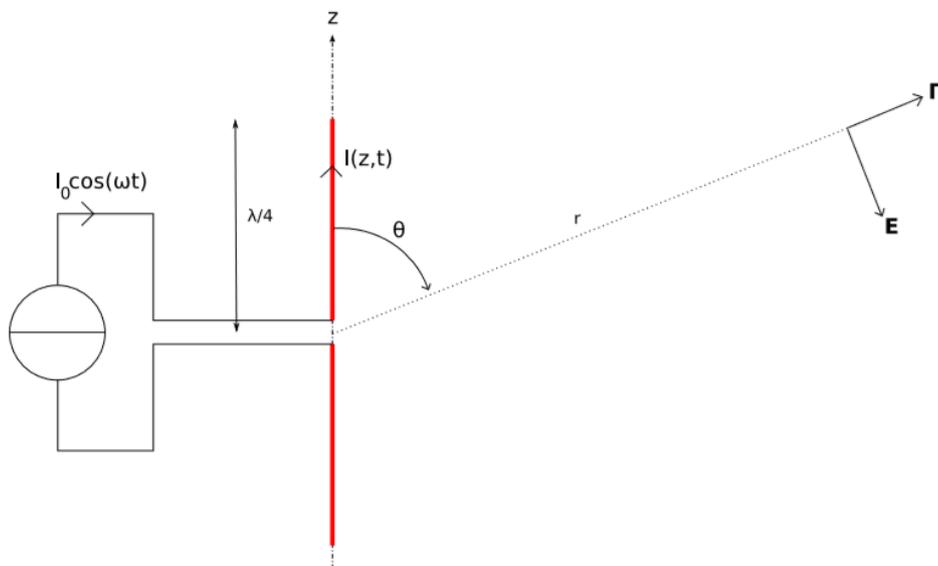


Figure 105: Représentation schématique d'une antenne dipôle demi-onde

Dans cette configuration, le champ électrique en champ lointain s'écrit sous la forme

$$\vec{E}(r, \theta, t) = \frac{-I_0}{2\pi\epsilon_0 cr} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \sin\left(\omega\left(t - \frac{r}{c}\right) + \phi\right) \vec{u}_\theta \quad (87)$$

A présent, nous allons nous intéresser au champ résultant d'un réseau composé de deux antennes demi-onde espacées de $\lambda/2$ selon 0y (voir ci-dessous).

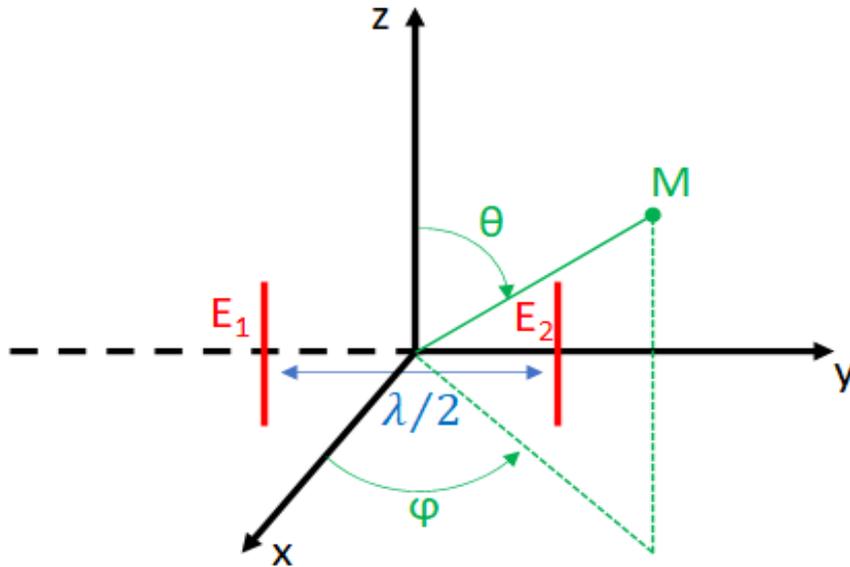


Figure 106: Réseau de deux antennes demi-onde espacées de la demi-longueur d'onde

Dans le cadre de ce calcul pour des raisons de simplicité, on négligera le couplage mutuel entre les deux antennes, ce qui est classique pour un espacement $\lambda/2$. On suppose donc qu'il n'y a pas d'interaction entre les deux antennes et que celles-ci rayonnent de façon isolée. L'objectif est de déterminer les interactions en amplitude et en phase des deux antennes dans le plan horizontal xOy . Cela implique que l'angle θ soit égal à $\pi/2$.

On rappelle que dans le cas considéré, les signaux transmis aux deux antennes présentent des amplitudes et des phases différentes, de plus, nous tiendrons compte également dans les calculs de la différence de distance entre les antennes et les capteurs SAW. En effet, nous ne pouvons pas supposer que les champs rayonnés par les 2 antennes E_1 et E_2 sont de même amplitude en un point M de la zone d'observation. Le critère qui permet de faire cette approximation est le suivant :

$$r = 10D \tag{88}$$

Ce qui nous donne, une distance qui devrait être supérieure à 3.4 mètres

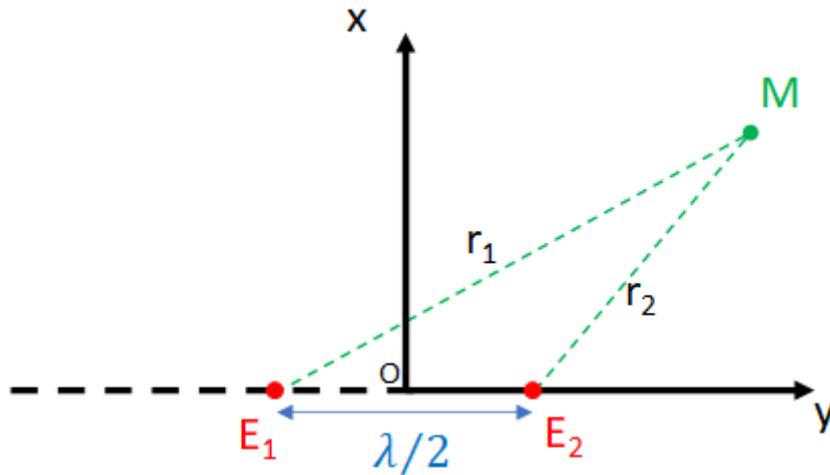


Figure 107 : Réseau de deux antennes dans le plan xOy

On peut à présent écrire les champs électriques rayonnés par les 2 antennes E_1 et E_2 localisés en M dans le plan xOy .

$$\begin{aligned} \vec{E}_1(r_1, t) &= \alpha_1 \frac{-I_0}{2\pi\epsilon_0 cr_1} \sin\left(\omega\left(t - \frac{r_1}{c}\right) + \phi_1\right) \vec{u}_\theta \\ \vec{E}_2(r_2, t) &= \alpha_2 \frac{-I_0}{2\pi\epsilon_0 cr_2} \sin\left(\omega\left(t - \frac{r_2}{c}\right) + \phi_2\right) \vec{u}_\theta \end{aligned} \quad (89)$$

Où :

- α_1 et α_2 représente les coefficients linéaires des deux antennes compris entre $[0 : 1]$
- ϕ_1 et ϕ_2 représente les déphasages à l'origine des deux antennes

Ainsi, l'objet de la simulation est de travailler sur ces 4 paramètres définis ci-dessus afin d'annuler en un point M de l'espace le champ rayonné résultant des deux antennes.

Ce nul de rayonnement se caractérise par l'équation suivante :

$$\vec{E}_1(r_1, t) + \vec{E}_2(r_2, t) = \vec{0} \quad (90)$$

Une fois le nul de rayonnement créé, nous allons pouvoir observer grâce à la simulation, le comportement des ondes sur l'ensemble de la zone d'observation.

Ces calculs ont été programmés dans le logiciel Scilab qui nous a permis d'obtenir les résultats présentés ci-dessous sur les figures 108 et 109.

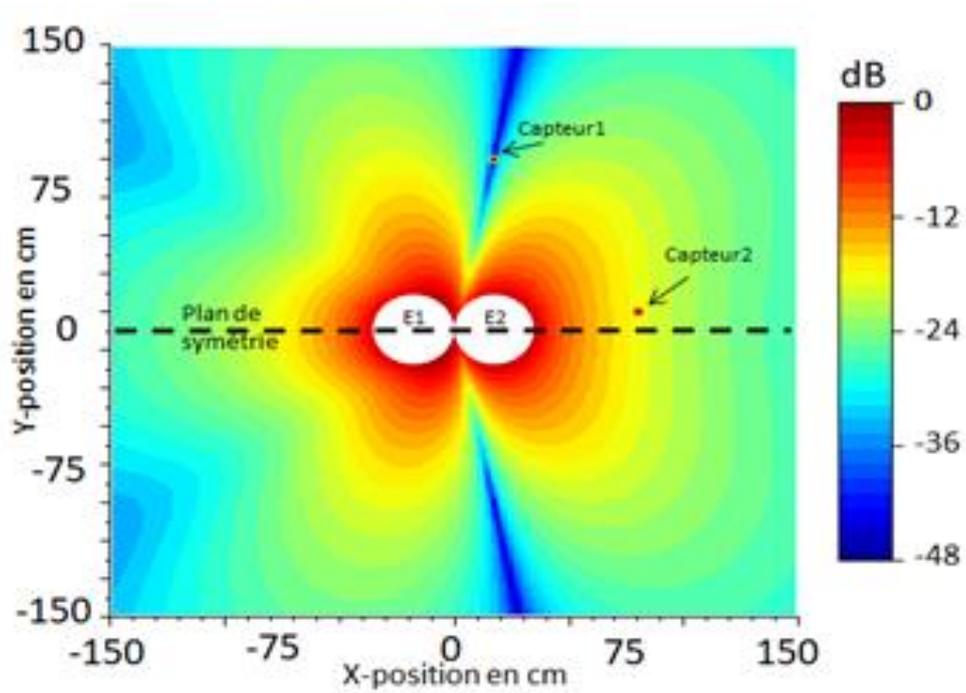


Figure 108: Nul de rayonnement sur le capteur 1

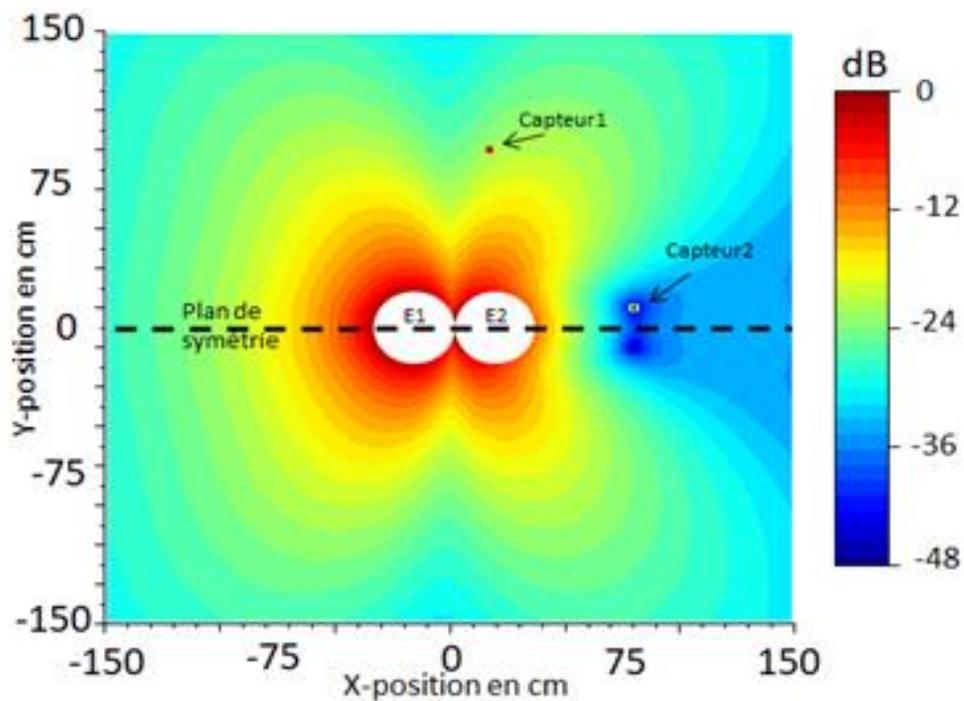


Figure 109: Nul de rayonnement sur le capteur 2

Les figures 108 et 109 représentent ainsi la répartition d'énergie dans le plan (x_0y) lorsque qu'un minima d'énergie est créé respectivement sur le capteur 1 ou sur le capteur 2. On constate par ailleurs la présence d'un axe de symétrie en $y = 0$. La conséquence de cette

remarque est que cette méthode de nul de rayonnement ne peut fonctionner que dans le cas où les capteurs ne sont pas positionnés symétriquement à l'axe $Y = 0$. De plus, la méthode est limitée à l'interrogation de deux capteurs car le réseau de deux antennes ne peut pas créer plusieurs nuls de rayonnement (excepté sur la position symétrique du nul de rayonnement par rapport à l'axe x).

La figure 110 illustre l'avantage de l'utilisation de la méthode de nul de rayonnement. Cette figure présente la répartition d'énergie lorsque l'on cherche à créer un maximum d'énergie là où est localisé le capteur n°2. On voit que si l'on cherche à générer un maximum de rayonnement pour le capteur n°2, une quantité importante d'énergie est également présente sur le capteur n°1, ce qui va créer une interférence importante avec le capteur n°2. La méthode de nul de rayonnement, permet donc de maximiser la différence d'énergie entre les deux capteurs ce qui permet potentiellement de procéder à l'interrogation de chaque capteur sans perturbation due à l'autre capteur.

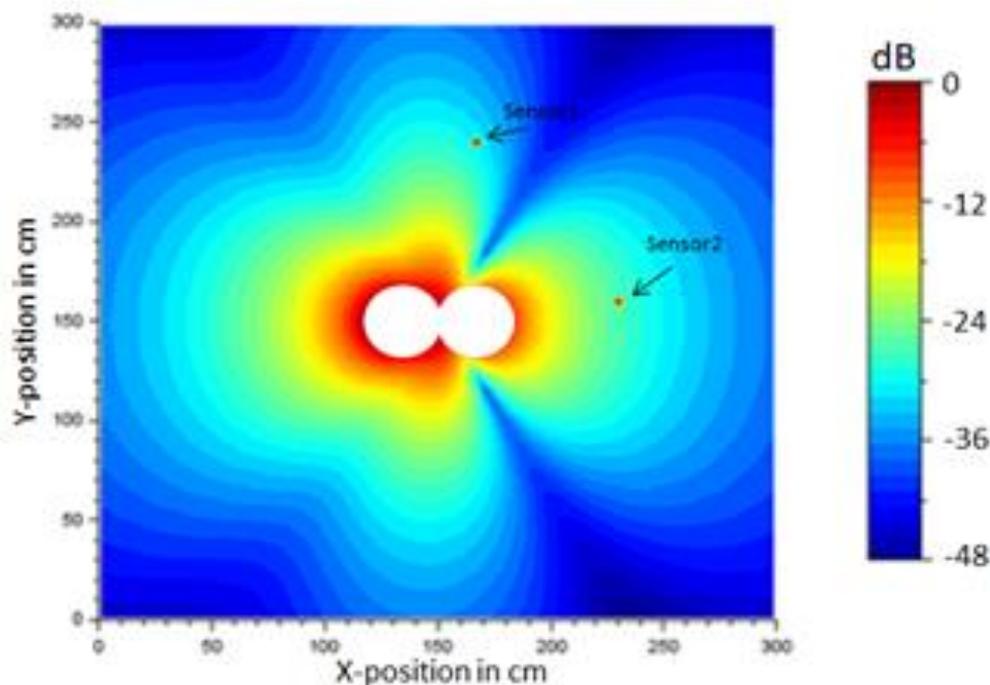


Figure 110: Maximum d'énergie sur le capteur n°2

Afin de valider expérimentalement cette méthode d'interrogation, nous avons procédé à des essais en intégrant deux capteurs fonctionnant à la même fréquence dans une cellule moyenne tension disponible au laboratoire (le contrôle de la température pour la maintenance préventive des cellules moyenne tension est un axe majeur de développement pour SENSEOR).

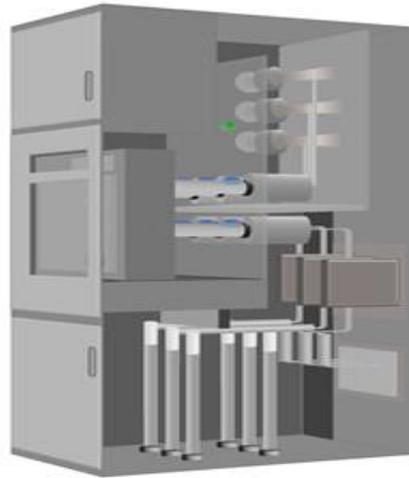


Figure 111: Représentation d'une cellule moyenne tension permettant de visualiser les jeux de barres, la partie disjoncteur et les câbles

Ce type de cellule permet de gérer des tensions allant jusqu'à 35 kV et des courants de 5 kA et permet de réaliser la partie moyenne tension des postes de transformation Moyenne tension/ Basse tension de distribution publique et des postes de livraison ou de répartition Moyenne Tension.

Deux capteurs de température fonctionnant dans la même bande de fréquence ont été fixés à deux points de la cellule (cf. figure 112 ci-dessous). Les deux capteurs sont localisés sur deux phases différentes de la partie disjoncteur et les antennes de type monopole (E1 et E2) sont fixées sur la paroi métallique de la chambre du disjoncteur.

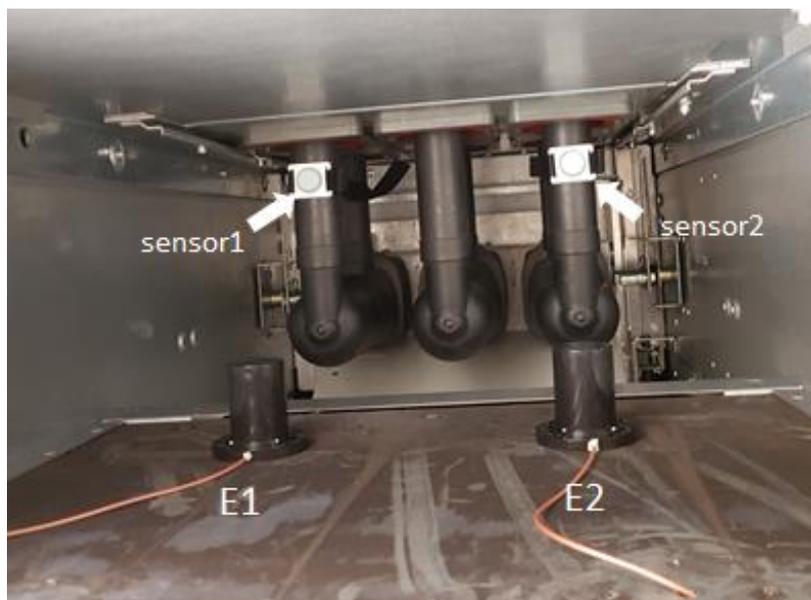


Figure 112: Vue intérieure de la cellule moyenne tension instrumentée avec deux capteurs SAW

La méthode de nul de rayonnement a été mise en œuvre conformément à cette configuration. Le protocole expérimental a consisté à chauffer un des deux capteurs tandis que l'autre était maintenu à température ambiante puis à déclencher la séquence de mesure.

La figure 113 ci-dessous présente les résultats de mesure des fréquences des résonateurs sensibles à la température pour chacun des deux capteurs au cours du temps. La méthode d'acquisition des données consiste à faire alternativement un nul de rayonnement sur le capteur 1 et à faire une mesure du capteur 2 puis à faire un nul de rayonnement sur le capteur 2 et à faire une mesure du capteur 1. La figure 113 permet de visualiser la variation de fréquence due au refroidissement du capteur qui a été chauffé au préalable tandis que l'autre capteur qui demeure à température ambiante présente une fréquence relativement constante pendant la durée de l'acquisition ce qui permet de valider dans cette configuration de mesure la méthode de nul de rayonnement. On notera en particulier que cette méthode s'applique au cas d'un environnement confiné avec des réflexions multiples sur les parois métallique Cette méthode demeure néanmoins limitée au cas de deux capteurs.

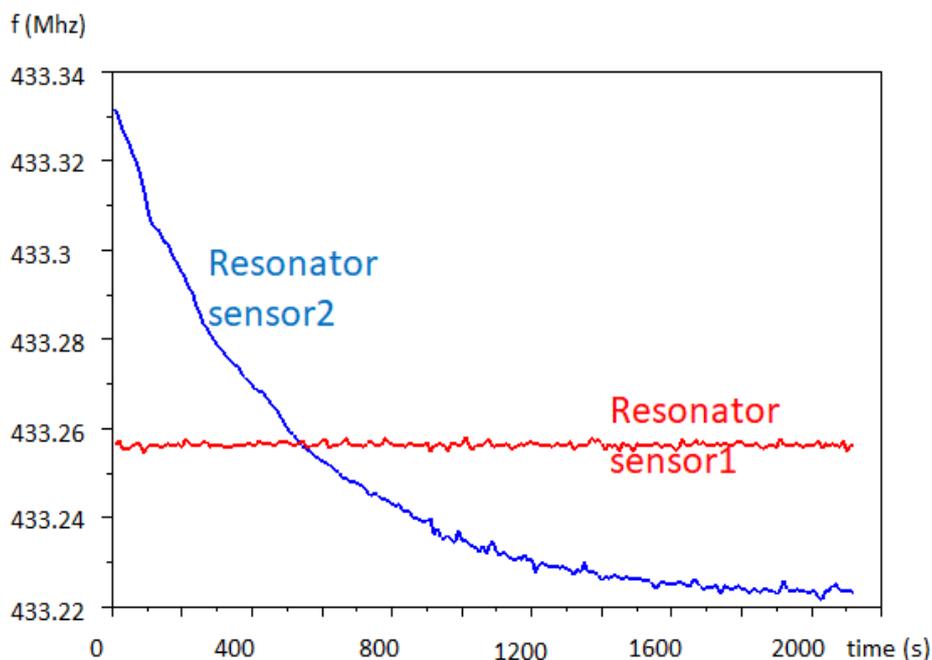


Figure 113: Mesure de la fréquence des 2 résonateurs fonctionnant dans les mêmes bandes de fréquences

5.3 Adaptation de la méthode de Prony pour la discrimination de capteurs à base de résonateurs SAW fonctionnant dans la même bande de fréquence

La méthode de discrimination de capteurs par la méthode de nul de rayonnement est issue de l'exploitation des degrés de liberté qu'offre le système de mesure actuel. La viabilité de cette méthode a été démontrée dans le cas de deux capteurs et s'avère être limitée à ce type de configuration. Il est toutefois difficile de développer une méthode valable pour un grand nombre de capteurs compte-tenu des limitations de l'électronique du système d'interrogation actuel.

Il est par conséquent nécessaire à ce stade d'envisager une modification de l'électronique qui permette de mettre en œuvre des calculs beaucoup plus complexes, néanmoins nécessaire à la résolution du problème posé. C'est dans ce cadre que s'inscrit le développement de la méthode alternative présentée dans ce chapitre, basée sur les travaux de Prony **[Pro 95]**.

A ce stade il est nécessaire de rappeler quelles sont les principales caractéristiques du problème posé par l'interrogation de plusieurs capteurs à base de résonateurs SAW fonctionnant dans la même bande de fréquence.

Lors du procédé d'interrogation, nous avons vu que deux modes de charge du résonateur sont envisageables :

- Par onde entretenue
- Par impulsion

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l'interrogation par onde entretenue présente l'inconvénient de générer un problème d'isolation entrée/sortie à cause du circulateur. Nous maintiendrons donc la stratégie d'interrogation par impulsion pour la suite de l'étude. On rappelle également que dans le cadre des méthodes d'interrogation par impulsion deux phases sont identifiées. La première phase permet de charger le résonateur, le rendant ainsi actif. L'étude de cette phase a permis d'identifier les caractéristiques importantes du signal de charge qui doit en particulier présenter une durée minimale correspondant à cinq fois la constante de temps de décharge du résonateur SAW afin de maximiser le niveau de signal réémis par le capteur. La fréquence du signal d'émission a aussi un impact considérable sur ce niveau de signal qui est maximum lorsque la fréquence d'émission coïncide avec la fréquence de résonance. Rappelons également que la décharge du résonateur (seconde phase de la stratégie d'interrogation) se produit à la fréquence propre du résonateur quelle que soit la valeur de la fréquence d'émission. L'étude par transformée de Laplace a par ailleurs

permis de formuler précisément et de façon analytique la réponse du résonateur pendant les phases de charge et de décharge qui a pu être confrontée avec succès aux résultats expérimentaux (cf. figure 114 ci-dessous).

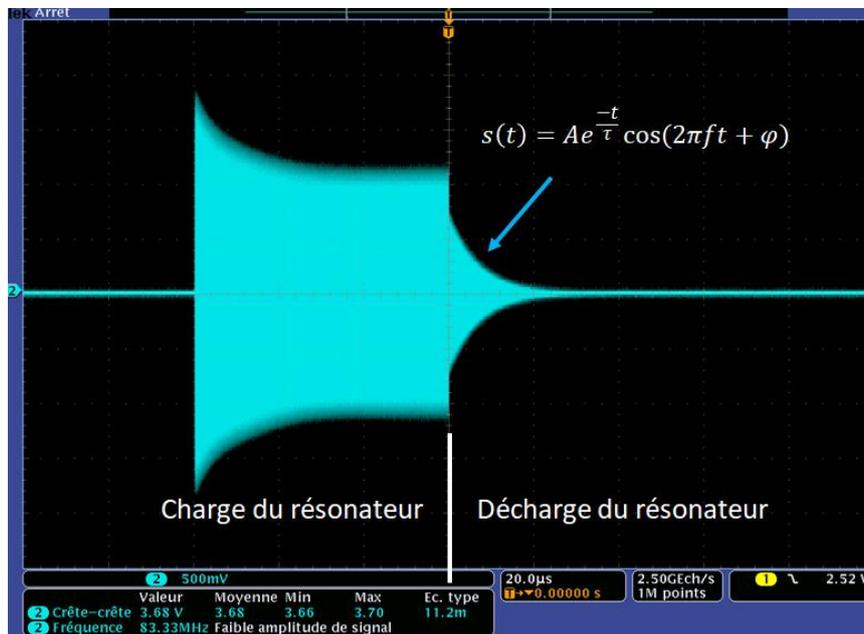


Figure 114: Signal analogique du résonateur SAW

Considérons le cas décrit sur la figure 115 ci-dessous où l'antenne du système capte les signaux de décharge $s_1(t)$ et $s_2(t)$ de deux capteurs a et b fonctionnant dans la même bande de fréquence.

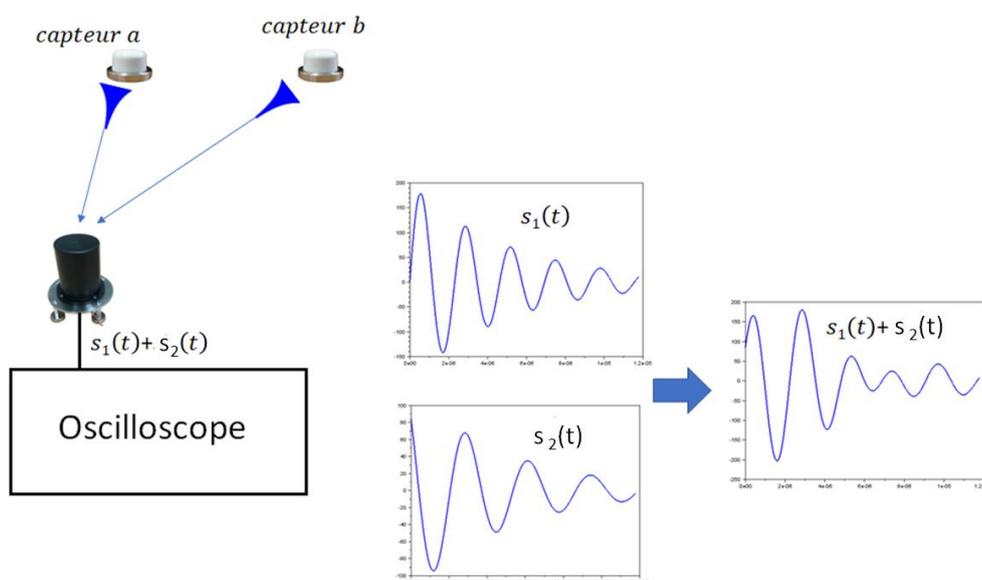


Figure 115: Visualisation des décharges individuelles des deux capteurs et de leur superposition temporelle

Pendant la phase de réception, le système d'interrogation va recevoir la somme des deux oscillations amorties générées par les deux capteurs. Si l'on fait l'hypothèse que le système d'interrogation est capable, à partir de l'observation de la superposition des signaux, d'isoler la contribution individuelle de chaque capteur (mesure des deux fréquences) le problème d'identification n'en est pas pour autant résolu. En effet, la fréquence de chaque résonateur ne peut pas être un élément d'identification car ces fréquences ont pour vocation d'être dans la même bande de fréquence. Il est donc nécessaire de mettre en œuvre une méthodologie de mesure qui permet d'attribuer sans ambiguïté la fréquence mesurée à un capteur donné, à une position déterminée.

5.3.1 Méthode d'identification des signaux basée sur la différence de phase à l'origine

Sachant que la fréquence ne peut pas être un élément d'identification, la phase d'identification est réalisée via l'utilisation de deux antennes (voir figure 116 ci-dessous) dont les sorties sont découplées contrairement au système actuel où celles-ci sont combinées via un déphasage variable. Si un seul capteur se trouve dans la zone couverte par les deux antennes, chaque antenne va mesurer un signal différent issu du capteur du fait que les antennes ne sont pas localisées au même endroit.

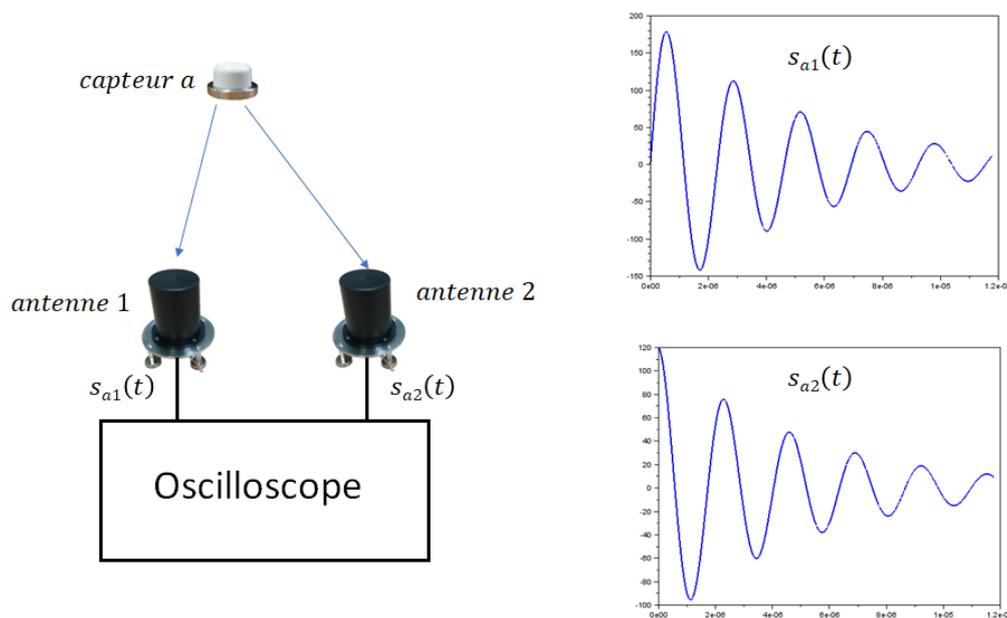


Figure 116: Visualisation de la décharge d'un résonateur mesurée par deux antennes connectées au système d'interrogation

Les signaux s_{a1} et s_{a2} de décharge du capteur "a", mesurés respectivement par les antennes 1 et 2 peuvent s'écrire de la façon suivante :

$$s_{a1}(t) = A_{a1} e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(2\pi f_a t + \varphi_{a1}) \quad (91)$$

$$s_{a2}(t) = A_{a2} e^{-\frac{t}{\tau}} \cos(2\pi f_a t + \varphi_{a2}) \quad (92)$$

s_{a1} et s_{a2} représentent les observations d'un même signal mesuré à deux endroits différents ce qui se concrétise par une différence d'amplitude et de phase. La fréquence ainsi que la constante de décharge étant des caractéristiques intrinsèques du résonateur, celles-ci ne seront pas affectées par la différence de distance antenne-capteur. Le déphasage entre ces deux signaux est donné par :

$$\Delta\varphi_a = 2\pi f_a t + \varphi_{a2} - (2\pi f_a t + \varphi_{a1}) \quad (93)$$

Après simplification on obtient :

$$\Delta\varphi_a = \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \quad (94)$$

Cette différence de phase qui dépend de la position du capteur est le paramètre qui permet d'identifier celui-ci. Il s'agit d'un paramètre discriminant car il n'y a pas d'intérêt de mesurer la température à deux endroits extrêmement proches. Dans ces conditions on peut attribuer la différence de phase $\Delta\varphi_a$ au capteur a et à sa fréquence f_a .

Si l'on ajoute un second capteur "b" chaque antenne va mesurer la superposition temporelle des signaux issus des capteurs "a" et "b" (voir figure 117).

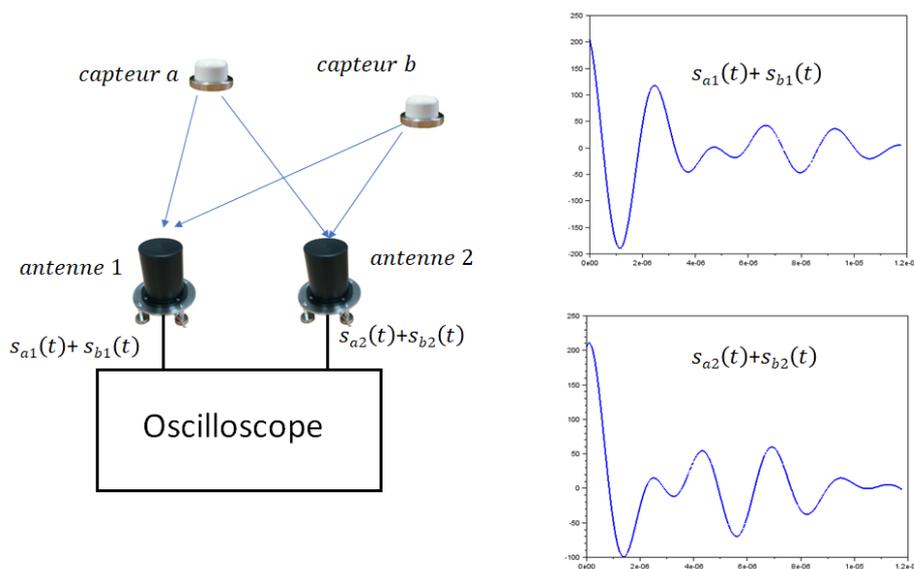


Figure 117: Visualisation de la superposition des décharges des deux capteurs par les antennes 1 et 2

Les signaux s_1 et s_2 en présence des capteurs "a" et "b" respectivement mesurés par les antennes 1 et 2 peuvent s'exprimer de la façon suivante :

$$s_1(t) = s_{a1}(t) + s_{b1}(t) = A_{a1}e^{\frac{-t}{\tau_a}} \cos(2\pi f_a t + \varphi_{a1}) + A_{b1}e^{\frac{-t}{\tau_b}} \cos(2\pi f_b t + \varphi_{b1}) \quad (95)$$

$$s_2(t) = s_{a2}(t) + s_{b2}(t) = A_{a2}e^{\frac{-t}{\tau_a}} \cos(2\pi f_a t + \varphi_{a2}) + A_{b2}e^{\frac{-t}{\tau_b}} \cos(2\pi f_b t + \varphi_{b2}) \quad (96)$$

Les capteurs "a" et "b" sont respectivement identifiables via les différences de phase :

$$\Delta\varphi_a = \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \quad (97)$$

$$\Delta\varphi_b = \varphi_{b2} - \varphi_{b1} \quad (98)$$

Ce principe d'identification peut être étendu sans difficulté à N capteurs en conservant deux antennes connectées au système d'interrogation. Notons également que ces différences de phase présentent la particularité d'être quasiment constantes dans les gammes de mesure de température. Celles-ci sont néanmoins variables en fonction de la distance de mesure ce qui limite à priori l'application de cette méthode aux configurations stationnaires.

La méthode de Prony développé dans le paragraphe suivant permet de déterminer les paramètres caractérisant complètement la décharge du résonateur.

5.3.2 Présentation de la méthode de Prony

La méthode de Prony [Pro 95] permet via un échantillonnage adéquat du signal temporel de construire un système d'équations dont la résolution conduit à la détermination des quatre paramètres A, φ, f et σ pour chacun des résonateurs (σ désigne l'inverse de la constante de temps et caractérise l'amortissement de la décharge du résonateur), l'information de fréquence étant le paramètre recherché afin de pouvoir en déduire l'information de température dans le cas d'un capteur de température par exemple.

Il est utile de rappeler à ce stade que la méthode de Prony fait partie de la famille des méthodes paramétriques. D'autres méthodes dites "non paramétriques" peuvent également être utilisées. Ces deux types de méthodes ont en commun de déterminer un modèle basé sur un ensemble de données afin de minimiser l'erreur entre les données mesurées et le modèle en question. La différence entre ces deux méthodes [Saw] provient du fait que dans le cas des méthodes paramétriques, on dispose d'une connaissance à priori de la nature et de la forme du signal. La méthode de Prony peut donc être utilisée dans le cas des capteurs SAW car on sait que la réponse d'un résonateur SAW chargé par une impulsion mono-fréquence est une oscillation amortie. Cette connaissance à priori de la nature du signal mesuré confère aux méthodes paramétriques un avantage significatif par rapport aux méthodes non

paramétriques. Il est cependant important de noter que les mesures sont entachées de bruit et qu'il est par conséquent nécessaire de considérer des modèles additionnels qui tiennent compte de ce phénomène.

Concernant la méthode paramétrique développée par Prony, je recommande ces 2 ouvrages qui ont été fondamentaux pour sa compréhension [Tsu 04] [Bad 05].

Afin de faciliter la compréhension de la méthode de Prony, Supposons que le signal d'entrée contienne deux réponses de résonateurs complexes sans bruit. Le signal peut s'écrire sous la forme

$$\hat{x}(t) = A_1 e^{\varphi_1} e^{(\sigma_1 + j2\pi f_1)t} + A_2 e^{\varphi_2} e^{(\sigma_2 + j2\pi f_2)t} \quad (99)$$

Nous allons à présent numériser ce signal.

Cette numérisation consiste à échantillonner le signal en prenant en compte les valeurs successives à intervalles réguliers $n \times T_e$

Avec n qui appartient à l'intervalle $[1 : N]$

Ainsi l'échantillonnage du signal estimé peut s'écrire sous la forme :

$$\hat{x}[n] = A_1 e^{j\varphi_1} e^{(\sigma_1 + j2\pi f_1)(n-1)T_e} + A_2 e^{-j\varphi_2} e^{(\sigma_2 - j2\pi f_2)(n-1)T_e} \quad (100)$$

ou encore sous la forme suivante :

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^2 A_k e^{j\varphi_k} e^{(\sigma_k + j2\pi f_k)(n-1)T_e} \quad (101)$$

et finalement :

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1} \quad (102)$$

avec :

- $h_k = A_k e^{j\varphi_k}$
- $z_k = e^{[(\sigma_k + j2\pi f_k)T_e]}$
- p le nombre de terme complexe

Le problème consiste donc à déterminer les valeurs des paramètres $A_k, \varphi_k, \sigma_k, f_k$ qui minimisent l'erreur suivante entre les échantillons mesurés et estimés :

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^N |\hat{x}[k] - x[k]|^2 \quad (103)$$

où N désigne le nombre de points de mesure ($N = 4$ dans l'exemple considéré).

Il s'agit d'un problème non linéaire qui nécessite d'utiliser une méthode de résolution en trois étapes. On procède à la résolution de deux systèmes linéaires et à la recherche des racines d'un polynôme qui traduit la dimension non linéaire du problème à résoudre.

L'identification des quatre échantillons du signal mesuré et du signal estimé conduit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned}x[1] &= \hat{x}[1] = h_1 + h_2 \\x[2] &= \hat{x}[2] = h_1 z_1 + h_2 z_2 \\x[3] &= \hat{x}[3] = h_1 z_1^2 + h_2 z_2^2 \\x[4] &= \hat{x}[4] = h_1 z_1^3 + h_2 z_2^3\end{aligned}$$

A partir de ces 4 équations, on introduit deux coefficients réels a_1 et a_2 qui vont permettre de déterminer z_k . Si l'on multiplie la première équation par a_2 , la seconde équation par a_1 et la troisième par -1 on obtient :

$$\begin{aligned}a_2 x(1) &= a_2 (h_1 + h_2) \\a_1 x(2) &= a_1 (h_1 z_1 + h_2 z_2) \\- x(3) &= - (h_1 z_1^2 + h_2 z_2^2)\end{aligned}$$

En additionnant ces trois équations il vient :

$$-x(3) + a_1 x(2) + a_2 x(1) = h_1 (-z_1^2 + a_1 z_1 + a_2) + h_2 (-z_2^2 + a_1 z_2 + a_2) \quad (104)$$

Il est possible de considérer le cas particulier suivant :

$$-x(3) + a_1 x(2) + a_2 x(1) = 0$$

On peut également écrire que :

$$\begin{aligned}a_2 x(2) &= a_2 (h_1 z_1 + h_2 z_2) \\a_1 x(3) &= a_1 (h_1 z_1^2 + h_2 z_2^2) \\- x(4) &= - (h_1 z_1^3 + h_2 z_2^3)\end{aligned}$$

De la même manière il est possible d'additionner ces trois équations pour obtenir l'équation suivante :

$$-x(4) + a_1 x(3) + a_2 x(2) = h_1 z_1 (-z_1^2 + a_1 z_1 + a_2) + h_2 z_2 (-z_2^2 + a_1 z_2 + a_2) \quad (105)$$

A partir de ces opérations, deux équations linéaires peuvent être constituées et elles s'écrivent de la façon suivante

$$-x(3)+a_1x(2)+a_2 x(1) = 0$$

$$-x(4)+a_1x(3)+a_2 x(2) = 0$$

L'inversion du système matriciel suivant permet alors de déterminer les paramètres a_1 et a_2 :

$$\begin{bmatrix} x(3) \\ x(4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(2) & x(1) \\ x(3) & x(2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (106)$$

Connaissant a_1 et a_2 , il est ensuite possible dans un premier temps de remonter aux informations de fréquence et de facteur d'amortissement de l'oscillation amortie via la résolution de l'équation suivante (recherche d'une solution complexe) :

$$A(z) = -z_i^2 + a_1z_i + a_2 = 0 \quad (107)$$

avec $i = 1, 2$.

A partir de la connaissance de z_i il est alors possible d'extraire le facteur d'amortissement σ_i ainsi que la fréquence f_i de la manière suivante :

$$\sigma_i = \frac{\ln|z_i|}{T_e} \text{ en sec}^{-1} \quad (108)$$

$$f_i = \frac{\tan^{-1} \frac{\Im(z_i)}{\Re(z_i)}}{2\pi T_e} \text{ en Hz} \quad (109)$$

avec $i = 1, 2$.

Les valeurs de z_i étant connues, il est alors possible en utilisant les équations initiales de déterminer les valeurs des paramètres h_i **[Bad 05]** avec

$$x(1) = h_1 + h_2$$

$$x(2) = h_1z_1+h_2z_2$$

qui conduisent au système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} x(1) \\ x(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ z_1 & z_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \quad (110)$$

ce qui permet d'obtenir finalement :

$$\frac{A_i}{2} = |h_i| \quad (111)$$

$$\varphi_i = \tan^{-1} \frac{\Im(h_i)}{\Re(h_i)} \text{ en radian} \quad (112)$$

avec $i = 1, 2$.

Il est donc possible à partir de l'échantillonnage temporel du signal de remonter, grâce à la méthode de Prony, à la totalité des paramètres caractérisant celui-ci. On notera que le nombre minimum d'échantillons N doit être égal à deux fois le nombre d'exponentielles complexes issues de la mise en forme des signaux via le théorème d'Euler. Pour un résonateur dont la décharge s'exprime sous la forme d'une somme de deux exponentielles complexes il est nécessaire de disposer à minima de quatre échantillons.

La généralisation dans le cas de M exponentielles complexes (soit $M/2$ résonateurs) se formule de la façon suivante :

$$\hat{x}[n] = \sum_{k=1}^M h_k z_k^{n-1} \quad (113)$$

Avec :

$$h_k = A_k e^{j\varphi_k}$$

$$z_k^{n-1} = e^{(\sigma_k + j2\pi f_k)(n-1)T_e}$$

Le nombre d'échantillons nécessaire afin d'utiliser la méthode de Prony est de $2 \times M$. On a donc dans ce cas un système de $2 \times M$ équations :

$$x[1] = \hat{x}[1] = h_1 + h_2 + \dots + h_M \quad (114)$$

$$x[2] = \hat{x}[2] = h_1 z_1 + h_2 z_2 + \dots + h_M z_M$$

...

$$x[2M] = \hat{x}[2M] = h_1 z_1^{2M-1} + h_2 z_2^{2M-1} + \dots + h_M z_M^{2M-1}$$

Comme précédemment, il est nécessaire d'introduire les coefficients $a_1 \dots a_M$ à partir desquels il est possible de déduire un système d'équations linéaires que l'on peut exprimer sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} x[1] & x[2] & \dots & x[M] \\ x[2] & x[3] & \dots & x[M+1] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x[M+1] & x[M+2] & \dots & x[2M-1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_M \\ a_{M-1} \\ \dots \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x[M+1] \\ x[M+2] \\ \dots \\ x[2M] \end{bmatrix} \quad (115)$$

De la même manière que précédemment, les coefficients a_i sont obtenus à partir de l'inversion de ce système matriciel. Les éléments z_i sont alors obtenus en considérant que seul le second terme du système ci-dessous peut être nul :

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_M \\ h_1 z_1 & h_2 z_2 & \dots & h_M z_M \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_1 z_1^{M-1} & h_2 z_2^{M-1} & \dots & h_M z_M^{M-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_M + a_{M-1} z_1 + \dots - z_1^M \\ a_M + a_{M-1} z_2 + \dots - z_2^M \\ \dots \\ a_M + a_{M-1} z_M + \dots - z_M^M \end{bmatrix} = 0 \quad (116)$$

Ce qui conduit à un ensemble d'équations du type :

$$A(z) = a_M + a_{M-1} z_i + \dots - z_i^M = 0 ; i=1, M \quad (117)$$

Cela permet après résolution d'obtenir les différentes racines z_i ; $i = 1, M$. On obtient finalement l'amortissement et la fréquence de l'ensemble des résonateurs :

$$\sigma_i = \frac{\ln|z_i|}{T_e} \text{ en } \text{sec}^{-1} \quad (118)$$

$$f_i = \frac{\tan^{-1} \frac{\Im(z_i)}{\Re(z_i)}}{2\pi T_e} \text{ en } \text{Hz} \quad (119)$$

Pour $i = 1, M$.

Une fois les paramètres z_i déterminés, les équations linéaires suivantes peuvent être reprises :

$$\begin{aligned} x[1] &= \hat{x}[1] = h_1 + h_2 + \dots + h_M \\ x[2] &= \hat{x}[2] = h_1 z_1 + h_2 z_2 + \dots + h_M z_M \\ &\dots \\ x[M] &= \hat{x}[M] = h_1 z_1^M + h_2 z_2^M + \dots + h_M z_M^M \end{aligned} \quad (120)$$

Ce système peut également s'exprimer sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \dots \\ x[M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ z_1 & z_2 & \dots & z_M \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z_1^M & z_2^M & \dots & z_M^M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_M \end{bmatrix} \quad (121)$$

Il peut être inversé pour déterminer les coefficients h_i ; $i = 1, M$ pour en déduire finalement les paramètres amplitude et phase pour l'ensemble des résonateurs

$$A_i = |h_i| \quad (122)$$

$$\varphi_i = \tan^{-1} \frac{\Im(h_i)}{\Re(h_i)} \text{ en } \text{radian} \quad (123)$$

Avec $i = 1, M$

5.3.3 Application de la méthode de Prony en présence de bruit.

Nous avons présenté dans le paragraphe précédent les différentes étapes de calcul afin d'obtenir la totalité des paramètres caractérisant un ensemble d'oscillations amorties. La méthode de Prony fonctionne très bien dans le cas de signaux non bruités ce qui n'est pas le cas des signaux réels. Il est donc nécessaire d'étudier l'impact d'un bruit additionnel sur la robustesse de la méthode.

Le signal bruité peut s'écrire sous la forme suivante :

$$x(t) = \sum_{k=1}^M A_k e^{j\varphi_k} e^{(\sigma_k + j2\pi f_k)t} + e(t) \quad (124)$$

Où $e(t)$ représente un bruit blanc gaussien à valeur moyenne nulle. Généralement, ce modèle de bruit décrit bien le bruit thermique des composants électronique

Même en présence d'une amplitude très faible par rapport au signal utile, la méthode de Prony est extrêmement sensible au bruit. Cela a pour conséquence d'obtenir des valeurs erronées pour les différents paramètres caractérisant l'oscillation amortie. La principale cause d'erreur provient de l'extraction des racines du polynôme. De nombreuses méthodes ont vu le jour afin de remédier à ce problème.

Une première solution proposée par Hildebrand [Hil 56], consiste à augmenter le nombre d'échantillons de la mesure ($N > 2M$). En utilisant l'estimateur des moindres carrés il est alors possible d'extraire les paramètres avec plus de robustesse au bruit.

Parmi les approches les plus récentes, on peut citer les méthodes dites à haute résolution telles que les méthodes itératives du maximum de vraisemblance [BM 86, SN 89, YB 93] et les méthodes fondées sur la notion de sous-espaces : l'algorithme MUSIC (*Multiple Signal Classification*) [Sch 79, SN 89], la méthode ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) [RPK 86], la méthode de l'espace d'état (Kung) [KAR 83], la méthode de Kumaresan-Tufts [TK 82, KT 82], l'approche Matrix Pencil [HS 90].

Toutes ces méthodes ont pour point commun l'amélioration de l'extraction des paramètres en présence de bruit. Nous nous intéresserons plus particulièrement dans la suite du document l'algorithme MUSIC car cet algorithme présente de bonnes performances lorsque le rapport signal sur bruit est faible. Cet algorithme présente également l'avantage de faire partie de la librairie Matlab qui est utilisée pour le traitement des données.

5.3.4 Description de l'algorithme MUSIC

Cet algorithme a été développé par Schmidt [Sch 79] en 1979. Celui-ci repose tout d'abord sur le calcul de la matrice d'autocorrélation R du signal avec un décalage k qui s'exprime de la façon suivante :

$$R(k) = E[x(n+k)x(n)^*] \quad (125)$$

Avec :

- E qui représente l'espérance
- k qui représente le décalage entre les échantillons

L'idée principale de cette méthode consiste à séparer le signal du bruit en utilisant la décomposition de la matrice d'autocorrélation en éléments propres. Cette décomposition va permettre d'obtenir les valeurs propres ainsi que les vecteurs propres de la matrice R de la forme suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} R(0) & R(1)^* & \dots & R(p)^* \\ R(1) & R(0) & \dots & R(p-1)^* \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ R(p) & R(p-1) & \dots & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{00} & v_{01} & \dots & v_{0p} \\ v_{10} & v_{11} & \dots & v_{1p} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{p0} & v_{p1} & \dots & v_{pp} \end{bmatrix} & \quad (126) \\ = \begin{bmatrix} \lambda_0 v_{00} & \lambda_1 v_{01} & \dots & \lambda_p v_{0p} \\ \lambda_0 v_{10} & \lambda_1 v_{11} & \dots & \lambda_p v_{1p} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \lambda_0 v_{p0} & \lambda_1 v_{p1} & \dots & \lambda_p v_{pp} \end{bmatrix} & \end{aligned}$$

On retrouve dans le système d'équations ci-dessus les valeurs propres qui sont représentées par la variable λ_i . Ainsi, pour chacune des M oscillations complexes, une valeur propre ainsi qu'un vecteur propre lui sera associé.

Les valeurs obtenues vont permettre de séparer l'espace signal de l'espace bruit. Cela est réalisé en classant toutes ces valeurs propres par ordre décroissant.

$$\lambda_0 > \lambda_1 > \dots > \lambda_{M-1} > \lambda_M = \dots = \lambda_p = \sigma$$

Où σ représente la variance du bruit.

On associe aux valeurs propres $\lambda_0 \dots \lambda_{M-1}$ l'ensemble de vecteurs propres que l'on notera V_s qui représente le sous espace signal. On associe ensuite aux valeurs propres $\lambda_M \dots \lambda_p$ l'ensemble des vecteurs propres que l'on notera V_b qui représente le sous espace bruit.

Ces deux sous espace peuvent s'écrire sous la forme suivante :

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{00} & v_{01} & \dots & v_{0M-1} \\ v_{10} & v_{11} & \dots & v_{1M-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{p0} & v_{p1} & \dots & v_{pM-1} \end{bmatrix} \quad V_b = \begin{bmatrix} v_{0M} & v_{0M+1} & \dots & v_{0p} \\ v_{1M} & v_{1M+1} & \dots & v_{1p} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ v_{pM} & v_{pM+1} & \dots & v_{pp} \end{bmatrix}$$

Ayant séparé les deux sous espaces, la méthode MUSIC utilise alors la propriété d'orthogonalité entre les sous-espaces signal et bruit. Supposons que le vecteur d'entrée s soit de la forme suivante :

$$s = [1 \quad e^{-j2\pi f} \quad \dots \quad e^{-j2\pi(N-1)f}]$$

Ce vecteur est orthogonal au sous-espace de bruit. On peut définir la fonction P_{MUSIC} qui dépend de la fréquence sous la forme suivante :

$$P_{MUSIC} = \frac{1}{s^H V_b V_b^H s} \quad (127)$$

On observe que le vecteur d'entrée « s » est une fonction de la fréquence f . Ainsi lorsque la fréquence sera égale à la fréquence du signal d'entrée, le dénominateur de P_{MUSIC} sera égal à zéro car le signal est orthogonal au sous-espace de bruit V_b . Ainsi, en traçant P_{MUSIC} en fonction de la fréquence, différents pics vont apparaître représentant les différentes fréquences d'entrées. Celles-ci sont donc déterminées par les racines du dénominateur grâce à la fonction Matlab "root-music".

5.3.5 Application de la méthode de MUSIC à des données expérimentales

Pour donner suite à la description de la méthode et des outils mathématiques nécessaires, il s'est avéré nécessaire de confronter celle-ci à la réalité expérimentale.

Le protocole considéré consiste à mesurer et à identifier trois capteurs constitués chacun d'un résonateur SAW fonctionnant dans la bande ISM [433.06 :434.79] MHz.

Première configuration : Mesure du capteur a

La configuration de mesure est présentée sur la figure ci-dessous.

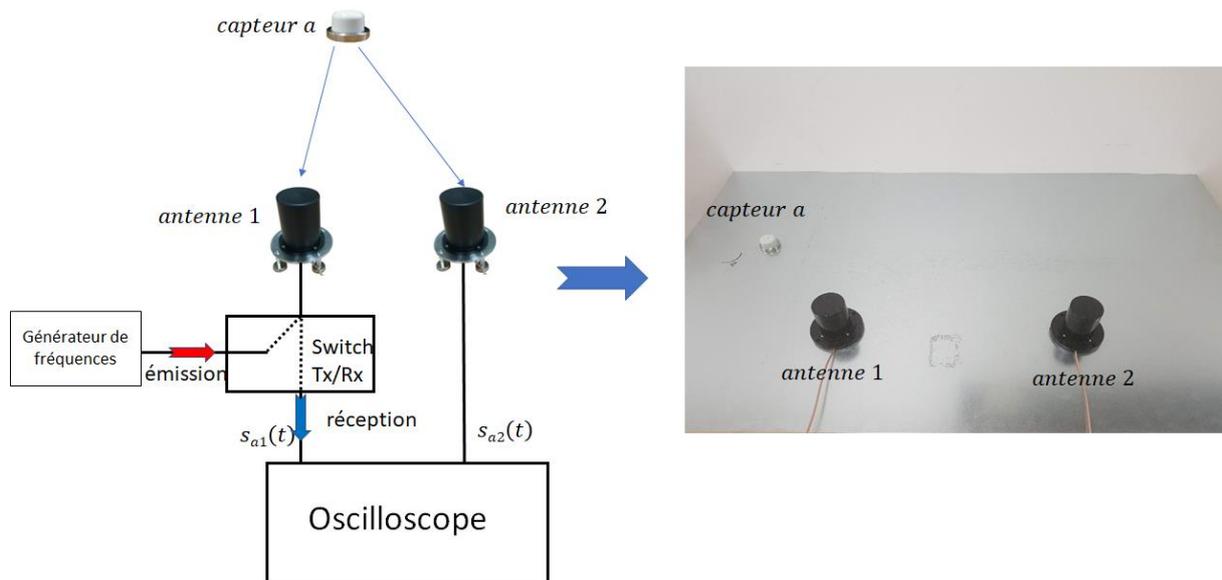


Figure 118: Configuration de mesure pour le premier capteur SAW

L'impulsion nécessaire à l'interrogation du capteur SAW est fournie par un générateur de fréquences. Un switch Tx/Rx permet de basculer classiquement l'émission vers la réception. Le signal est analysé temporellement à l'aide d'un oscilloscope.

La décharge du résonateur est mesurée à l'aide des antennes 1 & 2 et les signaux résultants sont enregistrés à l'aide d'un oscilloscope Tektronix de référence MDO4054-3 (cf. figure 120).

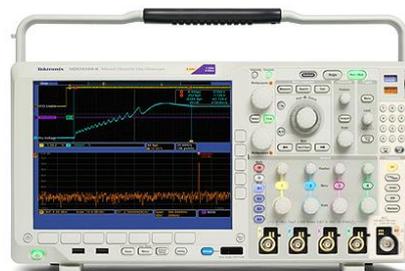


Figure 119: Oscilloscope Tektronix MDO4054-3

Cet oscilloscope offre une bande passante de 500 MHz, une fréquence d'échantillonnage en temps réel maximale de 2,5 GS / s (GS : Giga Samples) et une longueur d'enregistrement de 20 MS (Mega Samples). Le MDO4054-3 propose un système d'acquisition déclenché entièrement intégré aux canaux analogiques, RF et numériques. Il est par conséquent possible de synchroniser le début de la mesure avec un signal extérieur (dans notre cas front descendant de l'impulsion d'interrogation i.e. commutation Rx → Tx).

La figure 121 ci-dessous permet de visualiser le type de fichier issu de la conversion analogique/numérique du signal temporel mesuré à l'oscilloscope. Deux fichiers sont ainsi créés, correspondant aux signaux mesurés par les deux antennes.

Label	TIME	CH2
	3.01E-05	0.0248
	3.01E-05	-0.0536
	3.01E-05	-0.072
	3.01E-05	-0.0104
	3.01E-05	0.064
	3.01E-05	0.0728
	3.01E-05	0.0048
	3.01E-05	-0.0656
	3.01E-05	-0.0648
	3.01E-05	0.0088
	3.01E-05	0.0728

Figure 120 : Fichier généré par l'oscilloscope

La figure 122 ci-dessous permet de visualiser à l'aide de Matlab les données enregistrées sur chacune des deux voies.

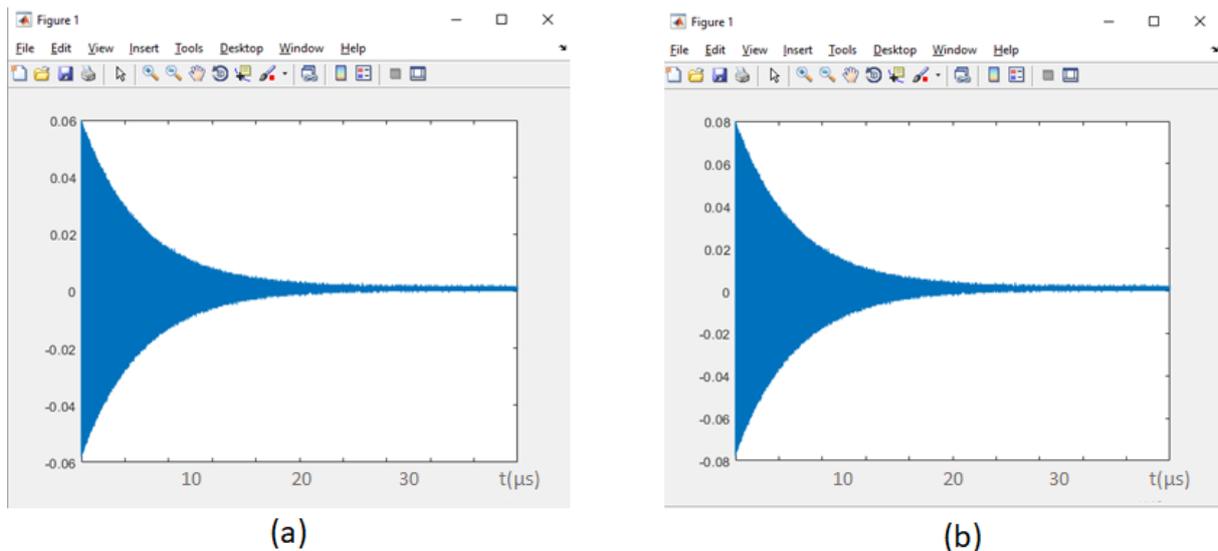


Figure 121: (a) et (b) représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2

L'algorithme root-music disponible dans Matlab a été appliqué à l'ensemble de ces données. Les racines ainsi obtenues ont permis de déterminer la fréquence ainsi que la constante de temps du résonateur. Comme indiqué précédemment la recherche de l'amplitude et de la phase est calculée simplement à partir d'équations linéaires.

Nous avons appliqué les démarches décrites précédemment qui conduisent aux résultats présentés ci-dessous :

	Antenne 1	Antenne 2
	Capteur a	Capteur a
Amplitude	0.08	0.058
Fréquence en MHz	433.115	433.115
Constante de temps en μs	6.2	6.2
Phase en degré	130.4	255.6

Tableau 2 : Valeurs des paramètres pour le capteur a

On peut constater que les valeurs de constante de temps et de fréquence sont identiques pour les deux antennes, ce qui est en accord avec le comportement attendu (grandeurs intrinsèques du résonateur). Les valeurs d'amplitude et de phase sont en revanche différentes du fait de la différence de distance entre le capteur et les deux antennes.

Les deux informations intéressantes à exploiter sont la fréquence qui permet de remonter à l'information de température grâce aux coefficients de calibrage et la phase à l'origine qui permet de réaliser l'identification.

Il est ainsi possible de déterminer le paramètre qui permet d'identifier le capteur a en calculant la différence de phase à l'origine entre l'antenne 1 et l'antenne 2

$$\Delta\varphi_{a0} = \varphi_{a2} - \varphi_{a1}$$

$$\Delta\varphi_{a0} = 255.6 - 130.4$$

$$\Delta\varphi_{a0} = 125.2^\circ$$

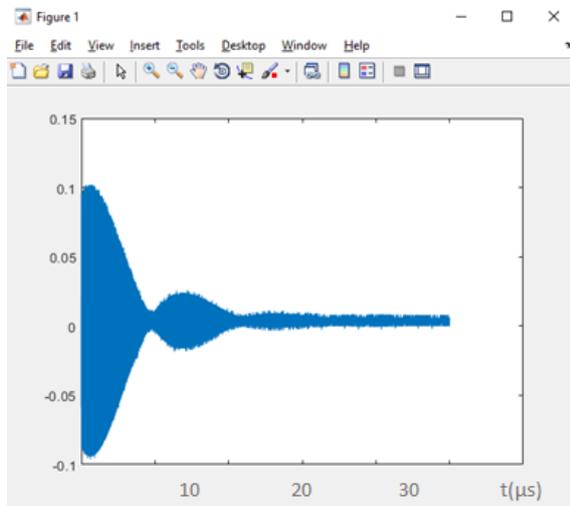
Deuxième configuration : Mesure des capteurs *a* et *b*

Le capteur *a* étant identifié grâce à la mesure du déphasage entre les deux antennes, un second capteur (fonctionnant dans la même bande de fréquence) est ajouté à la configuration de mesure comme indiqué sur la figure 123 ci-dessous.

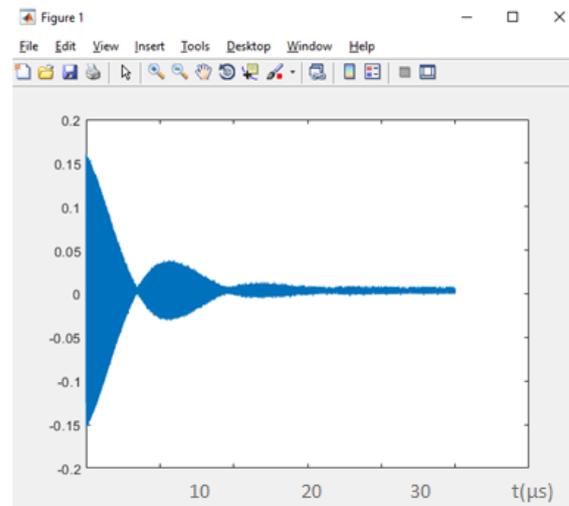


Figure 122: Configuration pour la mesure des capteurs a et b

La figure 124 ci-dessous présente les signaux mesurés à l'oscilloscope via les antennes 1 et 2. On reconnaît l'allure typique d'un battement entre les deux fréquences de résonance F_a (pour le capteur a) et F_b (pour le capteur b). Le signal haute fréquence à $F_a + F_b$ est modulée en amplitude par une signal basse fréquence $F_a - F_b$.



(a)



(b)

Figure 123: représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2 en présence des capteurs a et b

L'application de la même méthode décrite précédemment conduit aux résultats présentés dans le tableau ci-dessous :

	Antenne 1		Antenne 2	
	Capteur a	Capteur b	Capteur a	Capteur b
Amplitude	0.08	0.078	0.058	0.078
Fréquence en MHz	433.115	433.310	433.115	433.310
Constante de temps en μ s	6.2	6.1	6.2	6.1
Phase en degré	155.2	135.6	280.7	187.8

Tableau 3 : Valeurs des paramètres pour les capteurs a et b

La séparation des signaux étant effectuée, la prochaine étape consiste à identifier les capteurs. Grâce à la mesure du capteur *a* isolé, on sait que la fréquence 433.115 MHz correspond à la fréquence de ce capteur puisqu'aucune modification de la configuration de mesure pouvant engendrer une modification de la fréquence de résonance n'a été effectuée.

Nous avons caractérisé précédemment la différence de phase à l'origine entre les deux antennes qui permet d'identifier le capteur *a* :

$$\Delta\varphi_{a0} = 125.2^\circ$$

Il est intéressant de noter que les phases à l'origine des signaux ont changé entre le cas où nous avons un capteur et le cas où nous avons les deux capteurs car celles-ci dépendent principalement du moment de l'acquisition, de la durée de l'impulsion d'émission ainsi que de la fréquence d'émission.

L'avantage d'une mesure de déphasage entre les deux antennes réside dans le fait qu'elle ne dépend pas théoriquement des phases à l'origine. La valeur du déphasage pour le capteur *a* est en effet très proche dans les deux cas (écart de 0.3) :

$$\Delta\varphi_{a0} = 280.7 - 155.2$$

$$\Delta\varphi_{a0} = 125.5^\circ$$

La mesure de différence de phase à l'origine entre les deux antennes est donc relativement robuste et permet d'identifier efficacement le capteur.

L'étape suivante consiste à déterminer l'élément d'identification pour le capteur *b* qui présente une fréquence de résonance de 433.310 MHz :

$$\Delta\varphi_b = 187.8 - 135.8$$

$$\Delta\varphi_b = 52^\circ$$

Troisième configuration : Mesure des capteurs a, b et c

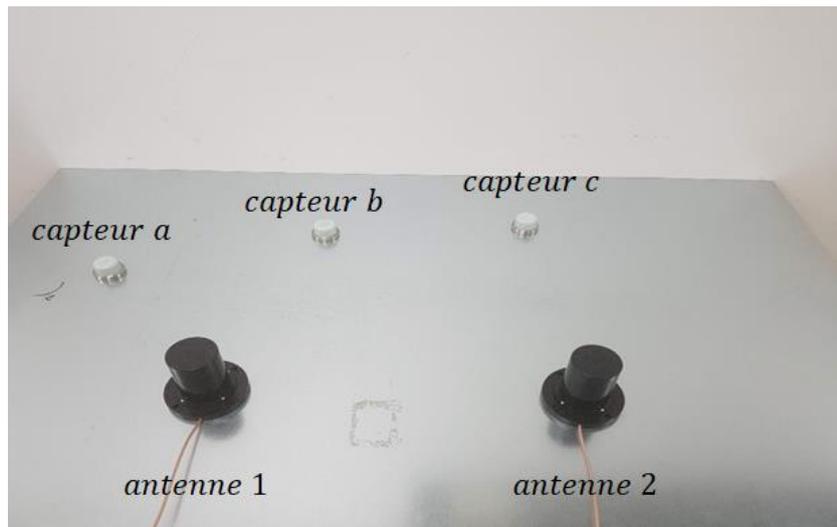
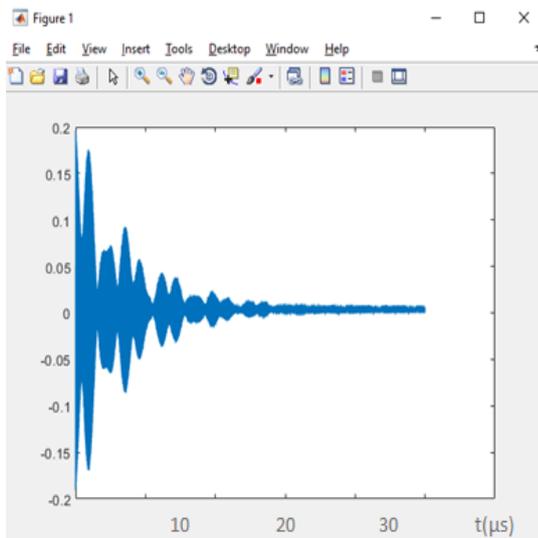
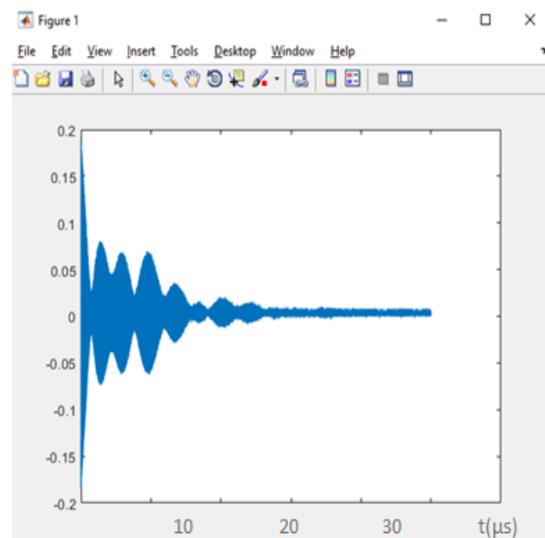


Figure 124: configuration de la mesure pour les capteurs a, b et c

Les signaux résultants de l'ajout d'un troisième capteur sont présentés ci-dessous :



(a)



(b)

Figure 125: (a) et (b) représentent respectivement l'enregistrement à l'oscilloscope du signal sur les sorties des antennes 1 & 2 en présence des capteurs a, b et c

Comme précédemment, les étapes d'extraction des quatre paramètres conduisent aux résultats suivants :

	Antenne 1			Antenne 2		
	Capteur a	Capteur b	Capteur c	Capteur a	Capteur b	Capteur c
Amplitude	0.08	0.078	0.073	0.058	0.078	0.077
Fréquence en MHz	433.115	433.310	433.805	433.115	433.310	433.805
Constante de temps en μ s	6.2	6.1	6	6.2	6.1	6
Phase en degré	87.3	148.6	172.2	212.8	201	141

Tableau 4 : Valeurs des paramètres pour les capteurs a, b et c

Les différences de phases à l'origine pour les trois capteurs peuvent alors être déterminées :

$$\Delta\varphi_{a0} = 212.8 - 87.3$$

$$\Delta\varphi_{a0} = 125.5^\circ$$

$$\Delta\varphi_{b0} = 201 - 148.6$$

$$\Delta\varphi_{b0} = 52.4^\circ$$

$$\Delta\varphi_{c0} = 141 - 172.2$$

$$\Delta\varphi_{c0} = -31.2^\circ$$

Ces résultats permettent de valider expérimentalement la méthode d'identification des capteurs sur la base de la différence de phase à l'origine entre deux antennes. Il est ainsi possible de mesurer et d'identifier trois capteurs différents avec un réseau de deux antennes.

Dans le domaine du radar et particulièrement pour l'identification de sources, il n'est pas possible d'identifier des cibles si le nombre de cibles est supérieur au nombre d'antennes. Dans le cas des capteurs SAW cela est rendu possible grâce au fait que les fréquences des capteurs sont dans les mêmes gammes de fréquences mais légèrement différentes les unes aux autres. Il est important de rappeler que la mesure de fréquence ne peut en aucun cas être un élément d'identification du capteur car celle-ci varie en fonction de la température contrairement à la différence de phase entre les deux antennes.

Comme cela est indiqué dans le chapitre 3, la gamme de température des capteurs fonctionnant dans la bande ISM va typiquement de -30 à 150°C. Dans cette gamme de température, les fréquences de résonance peuvent varier d'environ 500 kHz.

Il est important de noter que cette variation de fréquence peut avoir un impact sur la mesure de la différence de phase à l'origine. Dans ce contexte il apparaît pertinent de quantifier

l'impact d'une variation de température maximale et donc d'une variation de fréquence maximale (500 kHz) sur la mesure de déphasage entre les deux antennes.

On rappelle que la phase du signal peut se calculer en fonction de la distance parcourue à partir de l'équation suivante :

$$\varphi = \frac{r * 360}{\lambda}$$

où r représente la distance parcourue et λ la longueur d'onde du signal. La figure 127 ci-dessous représente les valeurs de phases à l'origine pour chacune des deux antennes pour deux valeurs de fréquence espacées de 500 kHz.

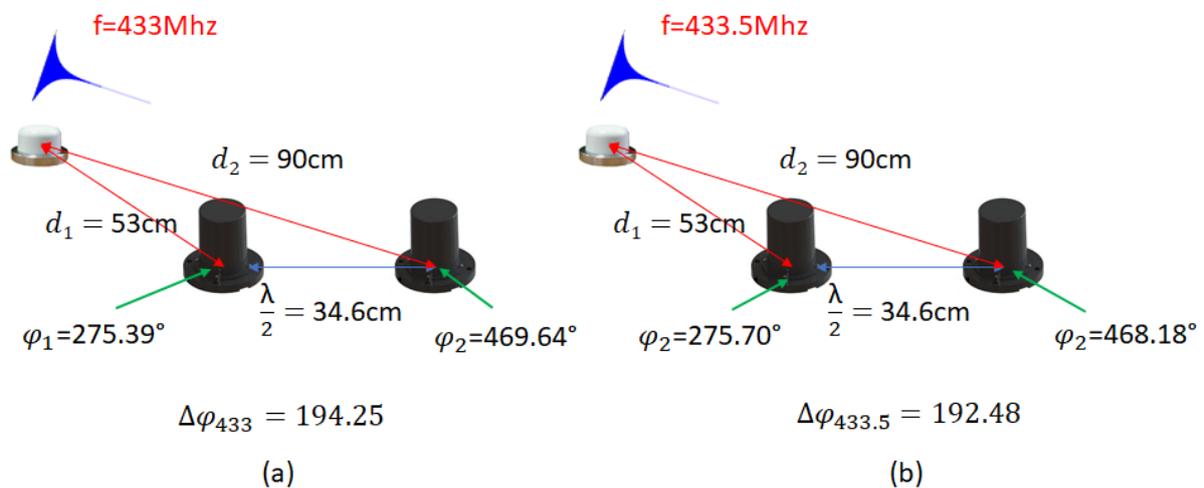


Figure 126: (a) et (b) représentent la valeur du déphasage entre les deux antennes espacées d'une demi-longueur d'onde pour une fréquence de capteur de 433 MHz et de 433.5 MHz

On peut constater que pour une variation maximale de fréquence de 500 kHz on obtient une variation de la mesure de déphasage de l'ordre de 1.8° ce qui demeure inférieur aux différences de phase entre capteurs (de plusieurs dizaines de degrés) car ces derniers sont éloignés les uns des autres de quelques cm.

5.4 Conclusion du chapitre 5

Au cours de ce chapitre les limites de de la méthode actuelle (mesure de la puissance) utilisée dans l'interrogateur disponible, ont été mises en évidence. Une méthode potentiellement utilisable à très court terme basée sur l'utilisation de l'interrogateur actuel a été proposée. Celle-ci consiste à jouer sur la différence de puissance et de phase des signaux émis par les deux antennes connectées au lecteur afin de créer un minimum d'énergie sur un des deux résonateurs. Cette méthode a été validée expérimentalement et présente un réel intérêt pour SENSEOR.

Une seconde stratégie plus long terme, a finalement été étudiée. Celle-ci est basée sur un échantillonnage de la superposition des réponses temporelles des différents capteurs fonctionnant dans la même bande de fréquence. Une méthode puissante basée sur les travaux de Prony a permis de démontrer la possibilité de séparer les signaux temporels issus de plusieurs résonateurs en identifiant pour chacun d'entre eux les paramètres amplitude, phase, fréquence et amortissement. Le problème résiduel d'identification est quant à lui résolu via la mesure du déphasage relatif entre les deux antennes connectées au lecteur. Le modèle a été étendu aux cas de M résonateurs, qui nécessite $4 \times M$ points d'échantillonnage au minimum afin de séparer correctement les différentes contributions. La présence de bruit dans la mesure, qui compromet la précision accessible, a ensuite été prise en compte. Une méthode permettant d'améliorer l'extraction des paramètres en présence de bruit a été sélectionnée et éprouvée expérimentalement. Des résultats très encourageants ont été obtenus dans le cas d'un, deux puis trois résonateurs fonctionnant dans la même bande de fréquence, en émettant une impulsion unique permettant d'obtenir des niveaux de réponse similaires pour les trois résonateurs. La robustesse du déphasage entre les deux antennes a en particulier été démontrée expérimentalement.

La précision sur l'extraction des paramètres des réponses temporelles des résonateurs dépend principalement du rapport signal sur bruit et de la fréquence d'échantillonnage du signal temporel. Il semble possible de maximiser le rapport signal sur bruit en émettant plusieurs fréquences (autant que de résonateurs) qui sont voisines des fréquences de résonance.

Outre la puissance de calcul nécessaire, la principale limitation pour le déploiement de cette méthode très prometteuse est la disponibilité de composants bas coût permettant d'échantillonner les signaux à une fréquence supérieure au GHz.

6 Conclusion générale

L'objectif de ce travail de thèse était d'étudier différentes méthodes permettant d'interroger à minima deux capteurs de même référence fonctionnant aux mêmes fréquences (c'est à dire non multiplexés en fréquence) et tous deux visibles par la ou les antennes connectées au lecteur. La difficulté résidait dans le fait que la réponse obtenue est la somme des réponses de chaque capteur, réponses qu'il n'était pas possible de séparer. Il était donc nécessaire de dépasser cette limitation majeure du système de mesure sans fil SENSEOR puisque la seule solution disponible jusqu'à maintenant était le multiplexage fréquentiel, contraignant tant pour l'entreprise SENSEOR que pour les clients, confrontés à la multiplication des références de capteurs. Il s'agissait donc de développer des techniques permettant de séparer et d'identifier les réponses issues de capteurs fonctionnant aux mêmes fréquences ce qui constitue une innovation majeure dans le domaine des capteurs SAW passifs et plus précisément concernant l'interrogation de résonateurs SAW par liaison sans fil.

La principale application de mesure sans fil des capteurs SAW étant la température, il est apparu essentiel de rappeler dans le premier chapitre quelles sont les différentes technologies disponibles dans ce domaine. Dans ce contexte, les principales familles de capteurs ont été brièvement rappelées en commençant par les technologies filaires. Par la suite les principaux types de capteurs de température sans fil ont été présentés en faisant le distinguo entre les capteurs sans fil actifs et les capteurs sans fil passifs. Les capteurs de température SAW faisant partie de cette dernière catégorie, il est ensuite apparu nécessaire de détailler leur fonctionnement dans le chapitre suivant (chapitre 2). Les principes élémentaires de la piézoélectricité, à la base du fonctionnement des capteurs SAW, ont été rappelés en premier lieu puis les notions d'ondes élastiques dans les matériaux piézoélectriques ont été abordées incluant les ondes se propageant dans le volume et les ondes se propageant à la surface du matériau. Par la suite les principaux dispositifs de base (transducteurs à ondes de volume et à ondes de surface) utilisant ce type d'onde ont été présentés avec une approche plus détaillée pour les transducteurs à onde de surface de type peignes interdigités qui sont à la base de la conception des deux principaux types d'éléments sensibles des capteurs SAW à savoir les lignes à retard SAW et les résonateurs SAW. La suite du chapitre 2 a été consacrée au détail des capteurs de température SAW sans fil basés sur des lignes à retard ou des résonateurs. Les architectures électroniques de base, les méthodes d'interrogation associées et les méthodes de calcul de la température, à partir de la mesure temporelle des retards pour les lignes à retard, et à partir de la mesure de fréquence pour les résonateurs, ont ensuite été

rappelées avec une extension au cas des capteurs de grandeurs mécaniques (pression, contrainte) dans le cas des résonateurs SAW.

Le chapitre suivant (chapitre 3) a consisté à décrire mathématiquement le comportement du résonateur SAW (phases de charge et de décharge) dans le domaine temporel lorsque celui-ci est soumis à une impulsion rectangulaire dont la fréquence porteuse est incluse dans la bande passante du résonateur. Dans un premier temps les résultats d'une caractérisation expérimentale du résonateur SAW pour ce cas de figure ont été présentés. Les modèles électriques utilisés pour le résonateur SAW (BVD) et pour l'antenne qui lui est connectée (RLC) ont été introduits dans un deuxième temps. Par la suite, un nouveau modèle théorique complet a été développé, permettant d'aboutir à une expression analytique du comportement du résonateur SAW pour les phases de charge et de décharge, lorsque celui-ci est connecté à une charge purement résistive. Ce développement théorique basé sur l'utilisation des transformées de Laplace est un élément clé, puisqu'il a permis de comprendre dans le détail le comportement du résonateur SAW et d'en déduire une méthode d'interrogation alternative. Cette formulation analytique a ensuite été confrontée aux observations expérimentales afin de valider sa pertinence. Finalement ce modèle théorique a été étendu au cas où le capteur est connecté à une antenne ce qui correspond aux conditions d'utilisation d'un capteur sans fil.

Le chapitre 4 a été dédié à l'étude des méthodes existantes permettant de déterminer la fréquence d'un résonateur SAW. Parmi les méthodes disponibles, les méthodes utilisant des impulsions montrent clairement un avantage par rapport aux méthodes à ondes entretenues. Dans ce contexte et dans le cadre de ce travail de thèse, deux nouvelles méthodes ont été développées et éprouvées expérimentalement. La première méthode basée sur l'utilisation d'un comparateur de phase permet en particulier d'améliorer la précision de la mesure de fréquence par rapport à l'état de l'art mais celle-ci nécessite toujours la mise en œuvre d'un balayage en fréquence qui est consommateur de temps. La seconde méthode consiste à mesurer directement la différence de fréquence entre les deux résonateurs constituant le capteur en émettant simultanément deux impulsions avec des fréquences porteuses proches des deux fréquences de résonance. Outre la rapidité de cette mesure par rapport au balayage, il s'est avéré que cette méthode était très tolérante vis-à-vis de l'erreur sur les fréquences émises par rapport aux fréquences de résonance ce qui lui confère un avantage indéniable pour de futurs développements.

Le dernier chapitre (chapitre 5) est consacré au cœur du sujet de thèse. Après un bref rappel des limitations du système actuel qui rendent impossible la mesure de plusieurs capteurs SAW

fonctionnant dans la même bande de fréquence, une méthode originale a été proposée dans le cas de deux capteurs. Cette méthode est basée sur la création d'un nul de rayonnement (à l'aide de deux antennes pouvant émettre des signaux avec des puissances et des phases différentes) sur l'un des deux capteurs, ce qui permet de faire une mesure non perturbée avec l'autre capteur. Une modélisation de la répartition spatiale du champ électromagnétique a permis de visualiser les différents niveaux d'énergie générés à l'emplacement des capteurs selon différentes conditions de puissance et de phase des signaux émis par les deux antennes. Cette méthode bien que testée avec succès expérimentalement dans un environnement de type cavité métallique (validation du bon fonctionnement dans le cas d'un environnement confiné avec des réflexions multiples) n'en demeure pas moins limitée au cas de deux capteurs. C'est pourquoi la suite de ce chapitre a été dédiée à une nouvelle méthode très prometteuse basée sur les travaux de Prony qui potentiellement peut s'appliquer à un nombre quelconque de capteurs. La mise en œuvre de cette méthode a permis de démontrer la possibilité de séparer les signaux temporels issus de plusieurs résonateurs en identifiant pour chacun d'entre eux les paramètres amplitude, phase, fréquence et amortissement. Le problème résiduel d'identification a été quant à lui résolu via la mesure du déphasage relatif entre les deux antennes connectées au lecteur. Le modèle a été étendu au cas de M résonateurs, qui nécessite $4 \times M$ points d'échantillonnage au minimum afin de séparer correctement les différentes contributions. La présence de bruit dans la mesure, qui compromet la précision accessible, a ensuite été prise en compte. Une méthode permettant d'améliorer l'extraction des paramètres en présence de bruit a été sélectionnée et éprouvée expérimentalement. Des résultats très encourageants ont été obtenus dans le cas d'un, deux puis trois résonateurs fonctionnant dans la même bande de fréquence, en émettant une impulsion unique permettant d'obtenir des niveaux de réponse similaires pour les trois résonateurs. La robustesse du déphasage entre les deux antennes a en particulier été démontrée expérimentalement.

Les deux nouvelles méthodes d'interrogation qui ont été proposées dans le cadre de ce travail de thèse respectivement, basées sur l'utilisation d'un comparateur de phase et sur l'envoi simultané de deux fréquences (cf. chapitre 4), ont pour l'instant été évaluées en utilisant du matériel de laboratoire (générateur de fréquence, oscilloscope) et des logiciels de calcul numérique de type Scilab. L'étape pourrait consister à développer une maquette d'électronique embarquée afin d'estimer l'amélioration des performances par rapport à l'électronique actuelle.

La méthode de nul de rayonnement bien que limitée au cas de deux capteurs trouve un intérêt dans le cas de l'instrumentation des cellules moyenne tension qui est aujourd'hui identifiée comme la principale voie de développement court terme pour la société SENSEOR. Une

cellule instrumentée comportant typiquement 12 capteurs, toutes les cellules présentent typiquement le même nombre et les mêmes références de capteurs. Il est par conséquent fréquent de faire face à un problème d'interférence entre capteurs de même référence localisés dans des cellules adjacentes. La méthode de nul de rayonnement apparaît donc comme une perspective très intéressante pour résoudre ce problème via le développement d'un outil d'aide à l'installation des capteurs dans les cellules.

Les perspectives de développement de la méthode de Prony sont très intéressantes. Une première phase de simulation pourrait être engagée afin de démontrer l'aptitude de la méthode de Prony à obtenir les valeurs des paramètres A , ϕ , f et σ dans le cas de N ($N > 2$) capteurs jusqu'à $N = 15$ capteurs par exemple. La robustesse de la méthode devrait être également testée numériquement par rapport à la présence de différents types de bruit et de source d'interférence. Ce sera l'occasion de valider en particulier que la condition d'échantillonnage imposée par Shannon (fréquence d'échantillonnage supérieure ou égale à deux fois la fréquence maximum présente dans le spectre du signal) conduit à des mesures pertinentes. Il serait également intéressant de mettre au point une maquette de lecteur à 434 MHz compatible de la mise en œuvre de la méthode. Cette mise au point doit passer par la recherche d'un composant permettant d'atteindre les fréquences d'échantillonnage visées. Une modification du hardware devrait également être effectuée afin de créer deux voies antennes indépendantes pour pouvoir réaliser la fonction identification précédemment décrite. La méthode de Prony et son extension pour l'identification nécessite de disposer d'une capacité de calcul importante, c'est pourquoi il sera nécessaire d'identifier un microprocesseur de type DSP ou équivalent compatible avec cette complexité de calcul. Un logiciel adapté devrait également être développé.

Il est à noter qu'une des limitations potentielles pour le déploiement de cette solution est la disponibilité d'un composant à un coût compatible du prix de vente du système permettant d'atteindre les fréquences d'échantillonnages visées. On peut envisager, concernant ce dernier point, la possibilité de mettre en œuvre des méthodes d'échantillonnage plus basse fréquence avec un déphasage variable. Une solution alternative pourrait consister à développer une architecture superhétérodyne qui permet de transposer le signal à analyser à une fréquence plus basse, compatible avec les convertisseurs analogiques numériques standards. Ces possibilités devraient également être étudiées dans le futur.

7 Bibliographie

[AD8302] <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad8302.pdf>

[Aig 07] R. Aigner. "Bringing BAW Technology into Volume Production: The Ten Commandments and the Seven Deadly Sins". Proc. 3th Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems, 2007

[AMD 17] Mujahid, Adnan & Dickert, Franz. "Surface Acoustic Wave (SAW) for Chemical Sensing Applications of Recognition Layers". Sensors. 2017

[ARH 69] E.A. Ash, E.M. De la Rue, and R.F. Humphryes. "Microsound surface waveguides". IEEE Trans. MTT-17, pp. 882-892, 1969

[Bad 05] Roland Badeau. "Méthodes à haute résolution pour l'estimation et le suivi de sinusoïdes modulées. Application aux signaux de musique". Traitement du signal et de l'image. Télécom ParisTech, 2005. Français. tel-00009321

[Bah] https://www-liphy.ujf-grenoble.fr/pagesperso/bahram/Math/chap_TL.pdf

[BAL 97] Balanis, C.A. "Antenna Theory: Analysis and Design". John Wiley & Sons, Inc, 1997.

[Bar] Maria Barbi. "INTRODUCTION A L'ANALYSE SPECTRALE". Université Pierre et Marie Curie 4 place Jussieu, 75252 Paris Cedex 05

[BBVV 87] Bao, X.Q.; Burkhard, W.; Varadan, V.V.; Varadan, V.K. "SAW Temperature Sensor and Remote Reading System". In Proceedings of the IEEE 1987 Ultrasonics Symposium, Denver, Colorado, USA, 14–16 October 1987

[BLPMC 06] Ballandras, Sylvain & Raphael, Lardat & Penavaire, L. & Menage, P. & Chommeloux, L. & Huet, H. & Lestrat, C. & Pastureaud, Thomas & Haon, F. & Steichen, W. & Heider, G. "Micro-Machined, All Quartz Package, Passive Wireless SAW Pressure and Temperature Sensor". Proceedings - IEEE Ultrasonics Symposium. 1. 1441 - 1444 (2006).

[BM 86] Y. Bresler et A. Makovski. "Exact maximum likelihood parameter estimation of superimposed exponential signals in noise". IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 34(5) :1081–1089, 1986

[Boy] A, Boyer. http://www.alexandre-boyer.fr/alex/enseignement/cours_antennes_oct11_v4_5RT.pdf

[BUF 94] W. Buff, F. Plath, O. Schmeckeber, M. Rusko, T. Vandahl, H. Luck, F. Moller, D.C Malocha "Remote sensor system using passive SAW sensors". IEEE Ultrasonics Symposium, Vol 1, pp. 585-588, November 1994.

[BUF 98] W. Buff, S. Klett, M. Rusko, J. Ehrenpfordt, and M.Goroll. "Passive Remote Sensing for Temperature and Pressure Using SAW Resonator Devices IEEE Transactions on Ultrasonics". Ferroelectrics and Frequency Control, vol. 45, N.5 pp. 1388-1392, September 1998.

[CC 81] P. Curie, J. Curie. "Contractions et dilatations produites par des tensions électriques dans les cristaux hémihédres faces inclinés. Dans Comptes rendus de l'Académie des Sciences". vol. XCIII, pp. 1137, Décembre 1881.

[CDF 01] Cheng, W.D.; Dong, Y.G.; Feng, G. "A multi-resolution wireless force sensing system based upon a passive SAW device". IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 2001, 48, 1438–1441.

[CP 57] COMMITTEE PERSONNEL. "IRE Standards on Piezoelectric Crystals-The Piezoelectric Vibrator: Definitions and Methods of Measurement". Proceedings of the IRE 45 (1957): 353-358.

- [DFMMB 10]** C. Droit, J. - Friedt, G. Martin, J. Masson and S. Ballandras. "An algorithm for automating fast and accurate measurements of the resonance frequencies of SAW sensors". *EFTF-2010 24th European Frequency and Time Forum*, Noordwijk, 2010, pp. 1-8.
- [DJM 92]** M.M. DRISCOLL, R.A. JELEN, N. MATTHEWS. "Extremely low phase noise UHF oscillators utilizing high overtone bulk acoustic resonators". *IEEE Trans. on UFFC*, 39:774- 779,1992
- [DR 99]** E. Dieulesaint, D. Royer. "Propagation et génération des ondes élastiques Technique de l'Ingénieur". 1999.
- [Eul]** https://fr.wikipedia.org/wiki/Formule_d%27Euler
- [ENO 09]** http://www.enocean.com/fileadmin/redaktion/pdf/tec_docs/datasheet_STM110.pdf
- [FCTL 17]** Marco Fantuzzi, Alessandra Costanzo, Smail Tedjini, Pierre Lemaitre-Auger. "Low-cost UHF near-field power transmission for RFID applications". 2017 47th European Microwave Conference (EuMC), Oct 2017, Nuremberg, Germany. pp.212-215
- [Fem]** Femto <https://www.femto-st.fr/fr/Centrale-de-technologie-MIMENTO/Centrale-de-technologie-MIMENTO/Ressources-disponibles/Photolithographie/les-resines-photosensibles>
- [FLI 09]** http://flir-press.com/tseries/pdf/tseries_brochure.pdf
- [FLU 09]** http://www.fluke.fr/comx/show_product.aspx?locale=frfr&pid=35615
- [FIN 03]** K. Finkenzerler. "RFID Handbook". 2nd Ed., John Wiley & Sons, 2003
- [Gac 07]** D. GACHON, et al. "High Overtone Bulk Acoustic Resonators Based on Thinning Single-crystal Piezoelectric Layers". *EFTF/IEEE Frequency Control Symposium*, 2007, pp. 1143-1146
- [GBL 15]** Gruber, C., Binder, A., & Lenzhofer, M. "Fast Phase Analysis of SAW Delay Lines". *IoT 360*. 2015.
- [Haü 17]** Haüy, René-Just. "Traité des caractères physiques des pierres précieuses, pour servir à leur détermination, lorsqu'elles ont été taillées"
- [HD 69]** P. Hartemann and E. Dieulesaint. "Electronics Lett", 5, pp. 657-658, 1969
- [Hea]** https://fr.wikipedia.org/wiki/Fonction_de_Heaviside
- [HHBBK 04]** M. Hamsch, R. Hoffmann, W. Buff, M. Binhack and S. Klett. "An interrogation unit for passive wireless SAW sensors based on Fourier transform". in *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 51, no. 11, pp. 1449-1456, Nov. 2004.
- [Hil 56]** Hildebrand, F. B. "Introduction to Numerical Analysis". New York, NY: McGraw Hill Book Co., 1956.
- [HLLW 09]** Han, T.; Lin, W.; Lin, J.M.; Wang, W.B.; Wu, H.D.; Shui, Y.A. "Errors of phases and group delays in SAW RFID tags with phase modulation". *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control* 2009, 56, 2565–25705.
- [HPPN 18]** Hadi Farhat, Plamen Iliev, Philippe Marriage, Nathalie Rolland. "An Added Value Alternative to RAIN RFID Items Characterization in Retail". *IEEE Access* 6: 32430-32439 (2018)
- [HS 90]** Y. Hua et T. K. Sarkar. "Matrix pencil method for estimating parameters of exponentially damped/undamped sinusoids in noise". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 38(5) :814–824, 1990
- [IMMNS 92]** O. Ikita, T. Miyashita, T. Matsuda, T. Nishihara and Y. Satoh. "Development of lowloss band-pass filters using SAW resonators for portable telephones". *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, pp. 111-115, 1992

- [JH 06]** D. Johannsmann et L.-O. Heim. "A simple equation predicting the amplitude of motion of quartz crystal resonators". *Journal of applied physics*, 100(9):094505–094505, 2006.
- [KAR 83]** R. Kung, K. S. Arun, et D. V. Bhaskar Rao. "State-space and singular value decomposition-based approximation methods for the harmonic retrieval problem". *Journal of the Optical Society of America*, 73(12) :1799–1811, 1983.
- [KBBL 04]** V. Kalinin, G. Bown, J. Beckley and R. Lohr. "Pulsed interrogation of the SAW torque sensor for electrical power assisted steering". *IEEE Ultrasonics Symposium, 2004*, Montreal, Quebec, Canada, 2004, pp. 1577-1580 Vol.3.
- [KOC 06]** F. KOCER, M.P. Flynn. "An RF-powered, wireless CMOS temperature sensor". *IEEE Sensors Journal*, Vol 6, N. 3, pp. 557-564, June 2006.
- [K 09]** [http://www.km.kongsberg.com/ks/web/nokbg0397.nsf/AllWeb/CAC715076B802251C12571E900413878/\\$file/Temperature-selection.pdf?OpenElement](http://www.km.kongsberg.com/ks/web/nokbg0397.nsf/AllWeb/CAC715076B802251C12571E900413878/$file/Temperature-selection.pdf?OpenElement)
- [KTEER 06]** J. H. Kuypers, S. Tanaka, M. Esashi, D. A. Eisele and L. M. Reindl. "2.45 GHz Passive Wireless Temperature Monitoring System Featuring Parallel Sensor Interrogation and Resolution Evaluation". *SENSORS, 2006 IEEE*, Daegu, 2006, pp. 773-776.
- [KTEER 06]** J. H. Kuypers, S. Tanaka, M. Esashi, D. A. Eisele and L. M. Reindl. "Passive 2.45 GHz TDMA based Multi-Sensor Wireless Temperature Monitoring System: Results and Design Considerations". *2006 IEEE Ultrasonics Symposium*, Vancouver, BC, 2006, pp. 1453-1458
- [KT 82]** R. Kumaresan et D. W. Tufts. "Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise". *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 30(6) :833–840, 1982.
- [LCR 95]** K.M. LAKIN, K.T. Mc CARRON and R.E. ROSE. "Solidly Mounted Resonators and Filters". *IEEE Ultrasonics Symposium*, 1995, pp. 905-908
- [Leg]** Legrand Frédéric <http://www.f-legrand.fr/scidoc/srcdoc/sciphys/electmag/antennes/antenne-pdf.pdf>
- [Lip 81]** M. G. Lippmann. "Principe de la conservation de l'électricité". *Annales de Chimie et de Physique, 5e série*, XXIV :145–178, 1881.
- [LMR 95]** K.-M. Lakin, K.-T. McCarron et R.-E. Rose. "Solidly mounted resonators and filters". volume 2, pages 905–908, 1995.
- [Los 09]** M. Loschonsky et al. "Electron beam processed SAW devices for sensor applications". *Proc. of the 6th international multi-conference on systems, signals and devices*, pp. 1-4, 2009.
- [Lov 11]** A.-E. Love. "Some problems of geodynamics". London, 1911.
- [LPNL 05]** D. M. Li, F. Pan, J. B. Niu et M. Liu. "Ion Bombardment-Induced High Orientation of Al/Ti Films for Surface Acoustic Wave Device Applications. *Journal of Electronic Materials*". Juillet, 2005.
- [M 06]** <http://lpm.epfl.ch/webdav/site/lpm/shared/enseignement/divers/060914%20Mesure%20de%20temp%C3%A9rature%20Pt100-Pt1000.pdf>
- [MIC 09]** http://www.micropelt.com/down/nanopower_2009.pdf
- [MHM 81]** R.A. MOORE, J.T. HAYNES, B.R. McAVOY. "High overtone bulk resonator stabilized microwave sources". *IEEE Proc. of the Ultrason. Symp.*, :414-424,1981
- [Mue 01]** W. MUELLER. "A Brief Overview of FBAR Technology". Agilent technologies White Paper, July 2001

- [PAR 01]** D. Paret. "Identification radiofréquence et carte à puce sans contact". Dunod, 2001.
- [PIC 09]** <http://www.picotech.com/applications/pt100.html>
- [Pro 95]** G. M. Riche de Prony. "Essai expérimental et analytique : sur les lois de la dilatabilité de fluides élastiques et sur celles de la force expansive de la vapeur de l'eau et de la vapeur de l'alcool à différentes températures". Journal de l'école polytechnique, 1(22) :24–76,1795.
- [Ray 85]** L. Rayleigh. "On waves propagating along the plane surface of an elastic solid". Proc London Math. Soc., Vol. 17, pp. 4-11, 1885.
- [RPK 86]** R. Roy, A. Paulraj, et T. Kailath. "ESPRIT—a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise". IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 34(5) :1340–1342, 1986.
- [Saw]** <https://fr.sawakinome.com/articles/mathematics--statistics/unassigned-4155.html>
- [Sch 79]** R. O. Schmidt. "Multiple emitter location and signal parameter estimation". Dans Proceedings of RADC Spectral Estimation Workshop, pages 243–258, Rome, NY, 1979.
- [Sch 86]** R. Schmidt. "Multiple emitter location and signal parameter estimation, in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*" vol. 34, no. 3, pp. 276-280, March 1986.
- [SDM 17]** Silva, Diogo & Mendes, Joana & Pereira, A. & Gegot, Francois & Alves, Luís. "Measuring Torque and Temperature in a Rotating Shaft Using Commercial SAW Sensors. Sensors". 2017.
- [SEE 1822]** T. SEEBECK. "Ueber die magnetische Polarisation der Metalle und Erze durch Temperatur-Differenz Annalen der Physik". Vol. 82, N. 2, pp. 133-160, 1826.
- [SEN 09]** <http://www.sentec-elektronik.de/downloads/industrial.pdf>
- [SNI 98]** Y. Satoh, T. Nishihara et O. Ikata. "SAW duplexer metalizations for high power durability". IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 17-26. 1998
- [SN 89]** P. Stoica et A. Nehorai. "MUSIC, maximum likelihood, and Cramér-Rao bound". IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 37(5) :720–741, 1989.
- [SNI 98]** Y. Satoh, T. Nishihara et O. Ikata. "SAW duplexer metalizations for high power durability". IEEE Ultrasonics Symposium, pp.: 17-26. 1998.
- [SRD 09]** <http://srdata.nist.gov/its90/main/>
- [SSRS 06]** Schuster, S. & Scheibhofer, Stefan & Reindl, Leo & Stelzer, Andreas. "Performance evaluation of algorithms for SAW-based temperature measurement". Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on. 53. 1177 - 1185. (2006).
- [SSS 06]** Scheibhofer, S., Schuster, S., & Stelzer, A. "Signal model and linearization for nonlinear chirps in FMCW Radar SAW-ID tag request". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 54(4), 1477–1483. (2006)
- [TEC 09]** http://www.m-techautomotive.co.uk/Sensors/temp_sensors/downloads/Brake%20temp%20sensor.pdf
- [THE 09]** <http://www.thermalcorp.com/documents/TCCHART.pdf>
- [TK 82]** D. W. Tufts et R. Kumaresan. "Estimation of frequencies of multiple sinusoids: Making linear prediction perform like maximum likelihood". Proceedings of the IEEE, 70(9) :975–989, 1982.
- [TS 77]** H. F. Tiersten and R. C. Smythe. "An analysis of overtone modes in contoured crystal resonators". In 31st Annual Frequency Control Symposium, pages 44–47, 1977.

[TSBDH 69] R.H. Tancrell, M.B. Schulz, H.H. Barrett, L. Davis and M.G. Holland. "Dispersive delay lines using ultrasonic surface waves". Proc. IEEE, 57, pp. 1211-1213, 1969

[Tsu 04] James Tsui. "Digital Techniques for Wideband Receivers (Electromagnetics and Radar) 2nd Edition". SciTech Publishing; 2 edition (December 2, 2004)

[Var 12] P. Varshney *et al.* "Theoretical and experimental analysis of high Q SAW resonator transient response in a wireless sensor interrogation application". *2012 IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings*, Baltimore, MD, 2012, pp. 1-6.

[VKM 08] Viikari, V.; Kokkonen, K.; Meltaus, J. "Optimized signal processing for FMCW interrogated reflective delay line-type SAW sensors". IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control 2008, 55, 2522–2526.

[WH 99] G. M. Wallraff and, W. D. Hinsberg. "Lithographic Imaging Techniques for the Formation of Nanoscopic Features". Chemical Reviews 1999

[WV 65] R.M. WHITE and F.W. VOLTMER. "Direct Piezoelectric Coupling to Surface Elastic Waves". Applied Physics Letters, Vol. 7, No. 12, 15 Dec 1965, pp. 314-316

8 Publications et communications

Christophe Jendrzeczak, Claire Migliaccio, Jean-Yves Dauvignac, L. Chommeloux. Identification et mesure par formation de faisceau. Assemblée Générale du GDR Ondes, Oct 2017, Nice, France. (hal-02109914)

Christophe Jendrzeczak, Claire Migliaccio, Jean-Yves Dauvignac, L. Chommeloux. Beamforming approach for identification and separation of SAW sensor on temperature monitoring applications. SAW Symposium, Surface Acoustic Wave Sensor & Actuator Symposium, Oct 2018, Dresden, Germany