



HAL
open science

Contribution au développement d'antennes miniatures intégrant des fonctionnalités de capteurs

Victor Engelhardt

► **To cite this version:**

Victor Engelhardt. Contribution au développement d'antennes miniatures intégrant des fonctionnalités de capteurs. Electromagnétisme. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2018. Français. NNT : 2018INPT0067 . tel-04215537

HAL Id: tel-04215537

<https://theses.hal.science/tel-04215537>

Submitted on 22 Sep 2023

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (Toulouse INP)

Discipline ou spécialité :

Electromagnétisme et Systèmes Haute Fréquence

Présentée et soutenue par :

M. VICTOR ENGELHARDT

le vendredi 7 septembre 2018

Titre :

Contribution au développement d'antennes miniatures intégrant des fonctionnalités de capteurs

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (L.A.A.S.)

Directeur(s) de Thèse :

M. HERVE AUBERT

M. CHRISTOPHE DELAVEAUD

Rapporteurs :

M. JEAN-MARC RIBERO, UNIVERSITE DE NICE SOPHIA ANTIPOLIS

Mme GAELLE LISSORGUES, ESIEE NOISY LE GRAND

Membre(s) du jury :

Mme GAELLE LISSORGUES, ESIEE NOISY LE GRAND, Président

M. CHRISTIAN PERSON, IMT ATLANTIQUE, Membre

M. CHRISTOPHE DELAVEAUD, CEA GRENOBLE, Membre

M. HERVE AUBERT, INP TOULOUSE, Membre

Mme CORINNE DEJOURS, UNIVERSITÉ DE BORDEAUX, Membre

Introduction

Les objets connectés suscitent un engouement tout particulier depuis ces dernières années. Marché économique important pour les uns, source d'étonnement et de curiosité pour d'autres, ou encore motif de peur pour les derniers, ces objets sont en train de changer la société et notre lien avec le monde. L'objectif est de rationaliser, d'optimiser chacune de nos décisions afin d'augmenter la sécurité et notre confort au quotidien. Nous avons besoin pour cela de connaître un maximum d'informations sur notre environnement et sur nous-même : cardiofréquencemètre sur les montres, détecteur de dépassement en voiture et frigo connecté ne sont que quelques exemples de cette tendance. C'est pour cette raison que le nombre de capteurs est amené à augmenter significativement dans le futur proche.

Pour aller dans ce sens, les capteurs sont amenés à se diversifier en matière de grandeur à mesurer, en taille, en précision, en prix... Certaines applications nécessiteront et nécessitent d'ores et déjà des capteurs sans fil passifs. Sans fil, car l'environnement dont on cherche à mesurer les propriétés est souvent difficilement accessible, comme l'intérieur d'un pneu ou d'un mur par exemple. Passif car le capteur se retrouve parfois dans des conditions extrêmes de température où les semiconducteurs, spécifiés pour des températures excédant rarement 180°C , ne peuvent être utilisés.

Dans cette thèse, nous proposerons d'étudier des capteurs sans fil et passifs. Après avoir exposé plusieurs technologies de capteurs sans fil et défini certaines grandeurs caractéristiques, nous nous focaliserons sur la technologie des capteurs à transduction électromagnétique, dont le principe consiste à modifier la surface radar équivalente du capteur en fonction de la grandeur que l'on cherche à mesurer.

Le deuxième chapitre est consacré à la définition de la surface radar équivalente (SER) d'une antenne et au lien qui existe entre elle et l'impédance de charge de l'antenne. Une méthode originale permettant de sélectionner l'élément sensible maximisant les performances du capteur en terme de portée et de sensibilité est présentée.

Puis, dans le troisième chapitre, nous nous intéresserons particulièrement à l'utilisation d'antennes miniatures pour des applications de capteurs sans fil. Les notions d'antenne miniature et de taille électrique ainsi que certaines grandeurs souvent utilisées pour quantifier les performances d'une antenne seront définies dans un premier temps. La variation de ces grandeurs avec la taille électrique des antennes et son impact sur les performances d'un capteur sans fil passif seront exposés. Les résultats issus de quelques techniques de miniaturisation seront ensuite comparés afin d'identifier la méthode la plus appropriée pour l'application visée. Une antenne miniature sera ensuite développée, simulée, modélisée et enfin optimisée. Elle sera finalement caractérisée dans le but de valider expérimentalement les performances prédites par la simulation.

Le dernier chapitre est consacré à l'application de la méthode permettant de choisir l'impédance optimale, développée dans le deuxième chapitre, à l'antenne sélectionnée. Dans un premier temps, l'élément sensible optimal pour l'antenne sera déterminé numériquement et les résultats de mesure présentés afin de valider à la fois le principe de mesure et l'intérêt de la méthode utilisée. Enfin, un autre paradigme consistant à adapter cette fois l'antenne à l'élément sensible sera exposé. Les résultats expérimentaux montreront l'utilité des outils présentés dans cette thèse et la faisabilité d'un capteur sans fil passif maximisant à la fois la distance d'interrogation sans fil et la sensibilité de la mesure à

distance.

Table des matières

Introduction	ii
1 Capteurs sans Fils	1
Introduction	1
1.1 Définitions et Ordres de Grandeur des Propriétés des Capteurs sans Fil	1
Introduction	1
1.1.1 Définition d'un capteur	2
1.1.2 Portée	3
1.1.3 Dynamique de mesure	4
1.1.4 Sensibilité	4
1.1.5 Résolution	5
1.1.6 Linéarité	5
1.1.7 Fidélité, justesse et précision	6
1.1.8 Finesse	6
Conclusion	7
1.2 Technologies et Ordres de Grandeur des Performances de Capteurs sans Fil	8
Introduction	8
1.2.1 Capteurs Actifs Classiques	8
1.2.2 Capteurs SAW	9
1.2.3 Capteurs RFID	11
1.2.4 Capteurs à Transduction Électromagnétique	15
Conclusion	17
1.3 Exemples de Capteurs à Transduction Électromagnétique	17
Introduction	17
1.3.1 Capteur de Température	17
1.3.2 Capteur de Pression	19
1.3.3 Capteur de Gaz	21
1.3.4 Capteur de Couple	21
1.3.5 Capteur de Forces	21
Conclusion	23
Synthèse	23
Bibliographie	25

2	Surface Radar Équivalente et Élément Sensible Optimal	29
	Introduction	29
2.1	Équation du Radar et Surface Radar Équivalente (SER)	30
	Introduction	30
2.1.1	Équation du Radar	30
2.1.2	Surface Radar Équivalente d'Objets Canoniques	33
2.1.3	Surface Radar Équivalente d'Antennes	34
	Conclusion	36
2.2	Optimisation de la SER pour Maximiser la Portée du Capteur	36
	Introduction	36
2.2.1	Représentation dans l'Abaque de Smith et Impédances Particulières	36
2.2.2	Détermination de la Partie Structurale de la SER	38
2.2.3	Exemple de Calcul de Partie Structurale sur un Dipôle	42
	Conclusion	44
2.3	Optimisation de la Sensibilité du Capteur	45
	Introduction	45
2.3.1	Approche Numérique	45
2.3.2	Approche Analytique	46
	Conclusion	53
	Synthèse	53
	Bibliographie	55
3	Utilisation des Antennes Miniatures dans des Applications de Capteurs à Transduction Électromagnétiques	57
	Introduction	57
3.1	Caractéristiques des Antennes Miniatures	57
	Introduction	57
3.1.1	Définitions de grandeurs électromagnétiques caractérisant les antennes	58
3.1.2	Limites Fondamentales du Facteur de Qualité et de l'Efficacité	62
3.1.3	Utilité de l'Utilisation d'Antennes Miniatures pour des Applications de Capteurs sans Fil	65
	Conclusion	69
3.2	Développement et modélisation d'une antenne particulière	69
	Introduction	69
3.2.1	Choix de la méthode de miniaturisation	69
3.2.2	Présentation de l'antenne étudiée	69
3.2.3	Modèle électrique	70
	Conclusion	78
3.3	Optimisation de l'Antenne Sélectionnée	80
	Introduction	80
3.3.1	Étude de l'influence des paramètres géométriques	80
3.3.2	Mesure des Paramètres Électriques des Trois Prototypes	82
3.3.3	Diagramme de gain et rendement	85
	Conclusion	89
	Synthèse	89

Bibliographie	91
4 Application Expérimentale de la Méthode Proposée à la Conception d'un Capteur de Température Passif Sans Fil	95
Introduction	95
4.1 Sélection de l'élément sensible	95
Introduction	95
4.1.1 Calcul de l'élément sensible optimal pour l'antenne sélectionnée	96
4.1.2 Choix de la thermistance et intérêt de la partie imaginaire	98
4.1.3 Méthode et résultats de mesure	100
4.1.4 Résultat de mesure de l'antenne chargée par différentes résistances	103
4.1.5 Etude de l'impact de l'inductance sur la portée et sur la sensibilité du capteur	104
Conclusion	106
4.2 Optimisation de l'Élément Rayonnant à Capteur Fixé	106
Introduction	106
4.2.1 Optimisation de Z_{min}	107
4.2.2 Optimisation du rayon de la boucle pour maximiser la portée et la sensibilité du capteur	111
Conclusion	111
4.3 Résultats expérimentaux	112
Introduction	112
4.3.1 Mesure à charges fixes	112
4.3.2 Mesure de l'Antenne optimale chargée par une thermistance	115
4.3.3 Mesure différentielle de la SER	121
4.3.4 Rotation du capteur	126
Conclusion	127
Synthèse	127
Bibliographie	129
Conclusion	131
Annexes	
Test du χ^2 : Application à la Mesure de RCS	135
Lieu de Points de la Partie Structurale de l'Antenne	137
.1 Détermination du Lieu de Points de la Partie Structurale d'une Antenne pour une Simulation	137
.2 Détermination de l'Intersection de deux Cercles	138
Publications	141

Table des figures

1.1	Notations utilisées	2
1.2	Principe d'un instrument de mesure	2
1.3	Exemple d'une communication sans fil entre deux terminaux	3
1.4	Illustration de la sensibilité de deux capteurs sur la même plage de mesure	4
1.5	Illustration de la résolution d'un capteur	5
1.6	Illustration de la linéarité d'un capteur	6
1.7	Allure d'une gaussienne	7
1.8	Illustration de la fidélité et de la justesse d'un capteur	7
1.9	Principe d'un capteur sans fil actif	8
1.10	Exemples de capteurs sans fil actifs	9
1.11	Principe d'interrogation d'un capteur SAW	10
1.12	Exemples de capteurs sans fil SAW	11
1.13	Principe d'interrogation d'un capteur RFID	12
1.14	Exemples de composants RFID	14
1.15	Exemples de capteurs "multiID"	14
1.16	Principe d'interrogation d'un capteur à transduction électromagnétique .	15
1.17	Exemple d'évolution de la Surface Radar Équivalente (SER) d'une antenne	16
1.18	Différentes versions de codage du mesurande pour deux capteurs à trans- duction électromagnétique	17
1.19	Exemple d'un capteur de température [38]	18
1.20	Exemple d'un capteur de température [33]	18
1.21	Exemple d'un capteur de température utilisant la microfluidique [31, 8] .	19
1.22	Exemple d'un capteur de température utilisant la variation en amplitude [40]	20
1.23	Exemple de capteur de pression [21, 20]	20
1.24	Exemple d'un capteur de gaz [4]	21
1.25	Exemple d'un capteur de couple [17]	22
1.26	Exemple d'une antenne reconfigurable utilisable en capteur [26]	22
2.1	Notations utilisées pour l'interrogation radar bi-statique	30
2.2	Principe de l'interrogation Radar	31
2.3	Évolution de la SER d'une sphère normalisée par sa surface géométrique (πr^2) en fonction du rapport entre sa circonférence et la longueur d'onde de l'onde incidente	33

2.4	Schéma équivalent d'une antenne en réception [1]	34
2.5	Schéma équivalent de Hu [6]	35
2.6	Représentation de la SER normalisée dans l'Abaque de Smith normalisé par l'impédance de l'antenne	37
2.7	Représentation des impédances qui minimise (Z_{min}) et maximise (Z_{max}) la SER dans l'Abaque de Smith normalisé par l'impédance de l'antenne	38
2.8	Représentation des solutions de l'Équation 2.25 dans le plan (x, y) avec $\Gamma_n = (0, 1)$, $\Gamma_p = (0.5, 2)$	40
2.9	Recherche de la partie structurelle : méthode classique	42
2.10	Représentation de la SER du dipôle chargé par les impédances qui minimise et maximise la SER	43
2.11	Représentation dans le plan complexe de deux lieux d'impédance (1 et 2) reliant l'impédance qui minimise la SER ($\bullet Z_{min}$) et celle qui maximise la SER ($\bullet Z_{max}$)	45
2.12	Illustration de l'algorithme d'optimisation	47
2.13	Partie réelle (—) et imaginaire (---) de Z_{opt} et la partie réelle (—) et imaginaire (---) de Z_{droite}	48
2.14	Évolution de la SER normalisée pour l'antenne chargée par l'impédance Z_{opt} et Z_{droite}	48
2.15	Évolution de la sensibilité normalisée pour l'antenne chargée par l'impédance Z_{opt} (—) et Z_{droite} (—)	49
2.16	Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion pour $A = 0.99 + 0.14i$	49
2.17	Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion.	50
2.18	Représentation du gradient de la SER normalisée dans l'espace des coefficients de réflexion	51
2.19	Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne	52
2.20	Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances	52
2.21	Représentation du lieu d'impédance optimale dans le plan complexe obtenu de façon analytique (---) et algorithmique (—)	53
3.1	Rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne	58
3.2	Distinction des cas possibles pour la définition d'une antenne miniature (en bleu) en présence d'un plan de masse	59
3.3	Proposition de schéma équivalent d'une antenne	59
3.4	Illustration du calcul de la bande passante d'une antenne à partir du module de son coefficient de réflexion	61
3.5	Illustration des limites fondamentales du facteur de qualité calculé selon plusieurs méthodes, en fonction de la taille électrique de l'antenne [7, 18, 11]	64
3.6	Modélisation de l'évolution du coefficient de réflexion à la charge en fonction de la fréquence avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $\text{BP}=10\%$ et $ \Gamma_{min} ^2 = 0.2$	66
3.7	Exemple de variation de la SER en fonction de la fréquence pour des bandes passantes relatives de 1%, 5%, 10% et 20%	67

3.8	Variation de la bande passante relative de SER en fonction de la bande passante relative de l'antenne	67
3.9	Exemple de variation de la SER avec l'efficacité	68
3.10	Efficacités de rayonnement obtenues en simulation pour différentes techniques de miniaturisation d'antenne en fonction de leur taille électrique	70
3.11	Motifs de l'antenne	70
3.12	Schéma équivalent d'une boucle filaire de rayon $a \ll \lambda/2$	71
3.13	Impédance d'une antenne boucle circulaire filaire : comparaison simulation (—) et modèle (---)	72
3.14	Impédance d'une antenne boucle planaire : comparaison simulation (—) et modèle (---)	72
3.15	Variation de l'impédance d'une antenne boucle planaire avec le rayon à 850MHz : comparaison simulation (—○) et modèle (-*-)	73
3.16	Variation de l'impédance d'une antenne boucle planaire avec la largeur de la piste à 850MHz : comparaison simulation (—○) et modèle (-*-)	73
3.17	Proposition d'un circuit équivalent d'un Split Ring Resonator (SRR)	74
3.18	Comparaison simulation (—○) et modèle (-*-) de la fréquence de résonance du SRR en fonction de la largeur de la piste du SRR c , de la distance inter-anneaux d , du rayon du SRR R_{SRR} et de la largeur des gaps s	76
3.19	Notations utilisées pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux boucles	77
3.20	Modèle équivalent utilisé pour décrire l'antenne complète	78
3.21	Comparaison entre simulation (—○) et modèle (-*-) de la fréquence de résonance de l'antenne complète en fonction de la largeur de la piste du SRR c , de la distance inter-anneaux d , du rayon du SRR R , de la largeur des gaps s , du rayon de la boucle R_{loop} et de la largeur de la piste de la boucle w_{loop}	79
3.22	Variation relative de la taille électrique, de l'efficacité et du facteur de qualité de l'antenne en fonction de la variation relative de c (—○), d (—○), R (—○), s (—○), R_{loop} (—○) et w_{loop} (—○)	81
3.23	Face arrière des trois prototypes	82
3.24	Mesure différentielle des paramètres électriques de l'antenne	83
3.25	Distribution des courants sur les câbles lors de la mesure d'une antenne	83
3.26	Paramètres S obtenus en simulation, à l'aide de la méthode différentielle (—), comparé à la méthode classique (—) et aux résultats de simulations sans le câble (—).	84
3.27	Paramètres S obtenus en simulation (trait pointillé) et en mesure (trait plein) pour le prototype 1 (—), 2 (—) et 3(—)	84
3.28	Impédances obtenues en simulation (trait pointillé) et en mesure (trait pointillé) pour le prototype 1 (—), 2 (—) et 3(—)	85
3.29	Résultat de mesure du facteur de qualité des trois prototypes	86
3.30	Technique de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne	86
3.31	Résultats de mesure (en trait plein) des diagrammes de gain des trois prototypes comparés aux résultats de simulations électromagnétique (en pointillé)	88
3.32	Efficacité des trois prototypes mesurée et simulée en fonction de la fréquence et de la largeur de la piste du SRR c	89

4.1	Emplacement de l'élément sensible	96
4.2	Représentation de la SER de l'antenne chargée par les impédances qui minimise et maximise la SER	97
4.3	Représentation de la SER de l'antenne chargée par l'impédance qui minimise et maximise la SER	97
4.4	Évolution de la résistance en fonction de la température pour les différentes thermistances disponibles	99
4.5	Évolution de la SER avec la température de l'antenne chargée par une inductance de 10.37 nH et différentes thermistances	99
4.6	Évolution de la SER avec la température de l'antenne chargée par la thermistance seule (---) et chargée par la thermistance et une inductance de 8 nH (—)	100
4.7	Schéma de la mesure classique de SER	101
4.8	Réponse temporelle de la puissance reçue	102
4.9	Résultat de mesure de SER des sphères de calibration (—) comparé aux résultats de simulation (—) et à la théorie (---)	102
4.10	Comparaison de la mesure de la SER de l'antenne chargée par différentes résistance au modèle et à la simulation	103
4.11	Mesure de la SER ramenée en fonction de la température à l'aide d'un modèle mathématique de la thermistance	104
4.12	Évolution théorique de la sensibilité de mesure (en bleue) et de la portée (en rouge) en fonction de l'inductance mise en série avec la thermistance de 15Ω	105
4.13	Évolution de la SER normalisée en fonction des parties réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances	106
4.14	Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, pour différentes valeurs d'impédance d'antenne et différents Z_{min}	107
4.15	Condition afin d'avoir un profil d'impédance optimal réel	108
4.16	Impact du rayon de la boucle et de la largeur de la piste de la boucle sur la réactance de l'antenne (\ominus), de Z_{min} (\ominus) et sur la somme des deux (\ominus)	109
4.17	Impact des différents paramètres géométrique du SRR sur la réactance de l'antenne (\ominus), de Z_{min} (\ominus) et sur la somme des deux (\ominus)	110
4.18	Évolution théorique de la sensibilité de mesure (en bleu) et de la portée (en rouge) en fonction du rayon de la boucle R_{loop}	111
4.19	Allure fréquentielle de la SER de l'antenne chargée par l'inductance optimale et des résistances variables	112
4.20	Résultat de mesure de la SER des trois prototypes (repérés par des points), chargés par leur inductance optimale respective et des résistances fixes comparé au modèle théorique (traits pleins)	113
4.21	Résultat de mesure de la SER des trois prototypes (points), chargés par leur inductance optimale respective et des résistances fixes ramenés en fonction de la température à l'aide du modèle mathématique de la thermistance HFT1220-15R0 comparé aux résultats du modèle théorique	114
4.22	Comparaison de l'évolution théorique et expérimentale de la sensibilité de mesure et de la portée en fonction du rayon de la boucle R_{loop}	115

4.23	Emplacement de la thermistance sur le prototype	116
4.24	Photographie de la mesure de SER en fonction de la température	116
4.25	Impact de la présence de la boîte en polystyrène sur la SER de l'antenne	117
4.26	Évolution de la température et de la SER mesurées en fonction du temps	118
4.27	Modélisation de la SER en fonction de la température	119
4.28	Comparaison de la température obtenue à l'aide du capteur réalisé et du capteur industriel	119
4.29	Comparaison de la température obtenue à l'aide du capteur réalisé et du capteur industriel avec l'hypothèse d'une thermistance de 50Ω à 25°C . .	120
4.30	Évolution de la SER du capteur en fonction de la température mesurée par le capteur industriel	121
4.31	Principe de mesure différentielle	122
4.32	Évolution fréquentielle de la SER du capteur et de la référence pour différentes résistances de charge	123
4.33	Évolution du maximum de la SER du capteur et de la référence en fonction de la résistance du capteur	123
4.34	Photographie des différentes perturbations du canal de propagation . . .	124
4.35	Évolution du maximum de la SER du capteur et de la référence en fonction de la résistance du capteur pour un canal perturbé	125
4.36	Évolution du maximum de la SER du capteur corrigée et de la référence en fonction de la résistance du capteur pour un canal perturbé	126
38	Représentation des solutions de l'Équation 2.25 dans le plan (x, y) avec $\Gamma_n = (0, 1)$, $\Gamma_p = (0.5, 2)$	138

Liste des tableaux

1.1	Avantages et Inconvénients des Capteurs sans fil Actifs	9
1.2	Avantages et Inconvénients des Capteurs SAW	11
1.3	Avantages et Inconvénients des Capteurs sans fil RFID	13
1.4	Avantages et Inconvénients des capteurs à transduction électromagnétique	16
1.5	Performances de capteurs sans fil à transduction électromagnétique . . .	23
2.1	Ordre de grandeur de la SER de différents objets dans la bande X (8-12 GHz)[9]	32
2.2	Mesures ou simulations nécessaires au calcul de la partie structurale de la SER d'une antenne	39
2.3	Coordonnées des points d'intersection de deux cercles de centres (x_1, y_1) et (x_2, y_2) et de rayons R_1 et R_2	41
2.4	Comparaison des résultats de simulations avec les travaux de Hu [3] . . .	44
2.5	Comparaison des résultats de SER obtenus avec l'ancienne et avec la nouvelle méthode	44
3.1	Paramètres géométriques des prototypes	82
3.2	Taille électrique des trois prototypes	85
4.1	Impédances qui minimise et maximise la SER de l'antenne ainsi que les SER associées	96
4.2	Caractéristiques de l'émetteur et du récepteur utilisées pour effectuer les calculs de portée et de sensibilité	104
4.3	Comparaison entre la simulation et la mesure de la portée, de la sensibilité et de la résolution de mesure des trois prototypes entre -8 et 65°C	114
4.4	Correspondance entre la résistance de charge du capteur et l'objet introduit pour perturber le canal de propagation	125

Capteurs sans Fils

Introduction

Depuis la révolution industrielle, trois grandes phases d'évolutions ont eu lieu dans le domaine de l'industrie : la machine à vapeur (la houille noire), l'électricité (la houille blanche) puis l'automatisation avec l'électronique[5]. Avec l'évolution de l'informatique, de l'électronique, de la robotique et des réseaux, on parle dans la presse économique d'une nouvelle révolution et de l'apparition d'"Usine 4.0" [16]. Des usines équipées de capteurs et de systèmes électroniques, contrôlées à distance par un nombre très limité d'opérateurs permettant ainsi d'optimiser leurs fonctionnements, existent d'ores et déjà. Dans la région du Pilbara (Australie), la mine de fer de Rio Tinto est la première mine sans mineurs comme le titre le journal "Les Affaires" [14]. Les camions, des Komatsu 930EAT, sont contrôlés à 1300 km par 400 employés. Dotés de GPS, de tourelles laser et de radars de détection, ces camions extraient 360 Mt de minerai par an. Le principe de ces Usines 4.0 repose sur l'utilisation d'outils, de robots et de machines connectés. Cela est rendu possible notamment grâce au développement des capteurs.

Dans ce premier chapitre, la notion de capteur va d'abord être définie. Puis une liste de grandeurs caractéristiques permettant de comparer les performances des capteurs va être établie. Les capteurs sans fil seront classés par méthode d'interrogation, avant d'en donner leurs principaux avantages et inconvénients. Des exemples de la littérature et du commerce permettront ensuite de donner quelques ordres de grandeur aux paramètres caractéristiques préalablement définies.

1.1 Définitions et Ordres de Grandeur des Propriétés des Capteurs sans Fil

Introduction

Afin de comparer les performances de différents capteurs, il est nécessaire de définir quelques paramètres caractéristiques importants et de donner des ordres de grandeur pour chacune. L'objectif de cette première section est de présenter les outils mathématiques utilisés dans la suite pour calculer les caractéristiques des capteurs. On prendra comme

notation x_i la valeur du mesurande (grandeur que l'on cherche à mesurer) et y_i le résultat de mesure associé comme représenté sur la Figure 1.1 ci-dessous :



FIGURE 1.1 – Notations utilisées

1.1.1 Définition d'un capteur

La fonction principale d'un capteur est de donner accès à la connaissance d'une grandeur physique ou chimique : c'est ce que l'on appelle le mesurande. Les types de mesurandes sont multiples : la vitesse du vent, la concentration d'ion oxonium dans une solution (pH), la température, la pression...

Nous appelons communément capteur ce que nous devrions appeler système de mesure. Les définitions et terminologies officielles inscrites dans la norme française d'août 2011[3] sont données ici.

- **Le capteur** : C'est la partie du dispositif dont les propriétés physiques, géométriques ou chimiques vont être modifiées suite au phénomène que l'on souhaite étudier.
- **Le transducteur** : C'est le dispositif qui permet de traduire une grandeur physique décrivant un phénomène d'une unité à une autre unité ou à la même unité mais modifiée (amplifiée par exemple).
- **Le système de mesure** : Un système de mesure est le système complet, regroupant le capteur et les transducteurs, permettant d'avoir accès à la grandeur d'intérêt.

Le mercure est un capteur de température par exemple. En chauffant, le volume occupé par ce liquide, qui possède un fort coefficient de dilatation thermique (0.0172 %/°C), va augmenter. Combiné à un petit tube, on forme un transducteur qui va convertir la sortie du capteur (la variation de volume) en une autre unité (la hauteur du ménisque dans le tube). L'ajout de graduations sur le tube faisant correspondre une hauteur à une température permet de fabriquer un instrument de mesure. Plus généralement on peut représenter cela tel que sur la Figure 1.2 :

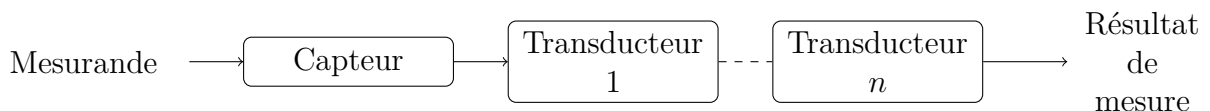


FIGURE 1.2 – Principe d'un instrument de mesure

Ce que l'on appelle communément un capteur est donc en fait un système de mesure. Nous allons cependant dans la suite du manuscrit continuer d'utiliser le mot capteur pour les systèmes de mesure, et élément sensible à la place de capteur, par habitude.

Les capteurs peuvent être catégorisés selon la grandeur qu'ils mesurent (température, pression, gaz, de contrainte mécanique, d'accélération...) ou suivant leurs technologies. Nous allons maintenant définir un ensemble de grandeurs permettant d'estimer les performances d'un capteur sans fil afin de pouvoir les comparer.

1.1.2 Portée

La portée d'une communication sans fil est la distance maximale à laquelle la communication peut être établie entre deux terminaux. Une connexion Bluetooth 5 est annoncée avec une portée d'environ 100 m par exemple. La portée d'un capteur sans fil est donc tout simplement la distance maximale à laquelle un capteur peut être interrogé par un terminal. La portée requise dépend bien évidemment de l'application, mais en général on cherchera à maximiser cette portée. Le bilan de puissance d'une communication sans fil dans un canal de propagation simple telle que représentée Figure 1.3 est donné par l'équation de Friis, aussi appelée l'équation des télécommunications [7] :

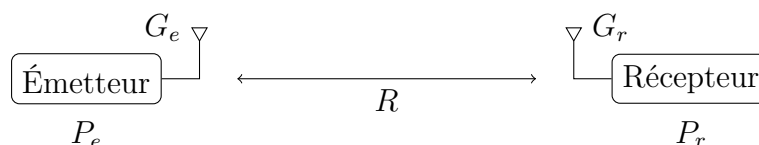


FIGURE 1.3 – Exemple d'une communication sans fil entre deux terminaux

$$\frac{P_r}{P_e} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_e G_r \quad (1.1)$$

avec P_r la puissance reçue par le récepteur, P_e la puissance émise par l'émetteur, λ la longueur d'onde à la fréquence du signal de communication, R la distance entre les antennes d'émission et de réception et G_e , G_r les gains respectifs de l'antenne d'émission et de réception. Cette équation est une équation simplifiée qui ne prend par exemple pas en compte les multitrajets, le déplacement de l'émetteur ou la différence de polarisation des antennes.

À partir de l'Équation 1.1, on peut calculer la portée maximale R_{max} d'une communication entre deux terminaux grâce à l'Équation 1.2 :

$$R_{max} = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{P_e G_e \frac{G_r}{S}} \quad (1.2)$$

en gardant les mêmes notations que précédemment. S est la sensibilité du lecteur, c'est-à-dire la puissance minimum que doit recevoir le récepteur pour avoir un rapport signal à bruit suffisant pour traiter les données. Les lecteurs standards ont une sensibilité de -80 dBm et les très bons peuvent descendre en dessous de -140 dBm[34], ce qui dépend entre autre de leur bande passante. Il s'agit donc de la formule à utiliser pour les capteurs actifs.

Pour les capteurs passifs utilisant le principe de l'écho radar qui est présenté en détail dans la sous-section 1.2.4, la puissance reçue par le lecteur est déterminée par l'équation du radar (Équation 1.11 page 15). Dans le cas monostatique (c.-à-d. $G_t=G_r=G$ et $R_t=R_r=R$) la portée R_{max} s'exprime comme :

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{\sigma P_t G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 S}} \quad (1.3)$$

Les équations (1.2) et (1.3) montrent que la portée est directement liée à la longueur d'onde de la porteuse du signal. Ainsi plus la longueur d'onde est grande (plus la fréquence est basse), plus la portée sera importante.

1.1.3 Dynamique de mesure

La plage de mesure est l'ensemble des mesurandes mesurables par un système de mesure. La dynamique est la longueur de cet intervalle. Elle est donc la différence entre le maximum et le minimum de ce que l'on peut mesurer. Par exemple, un capteur de température fonctionnant entre -40°C et 100°C (plage de mesure) a une dynamique de mesure de 140°C . On ne cherche pas toujours à avoir les dynamiques de mesure les plus grandes, car cela se fait au détriment d'autres paramètres tels que la résolution et la linéarité que nous présenterons dans la suite. Les dynamiques sont donc spécifiques aux applications. Les capteurs de température corporelle vont par exemple avoir une plage de mesure de 25°C à 45°C [42], tandis que les capteurs de température comme le SRU2WHT-F/C60 qui permet de mesurer des températures dans les réacteurs chimiques [44] ont une plage de mesure de 300°C à 2000°C .

1.1.4 Sensibilité

La sensibilité d'un capteur est illustrée Figure 1.4. Il s'agit de la variation de la valeur de sortie d'un capteur en fonction du mesurande. Une thermistance par exemple traduit une variation de température δT en une variation de résistance δR . Ainsi sa sensibilité S sera telle que :

$$S = \frac{\delta R}{\delta T} \quad (1.4)$$

Plus généralement, la sensibilité est la pente (dérivée) du résultat de la mesure par

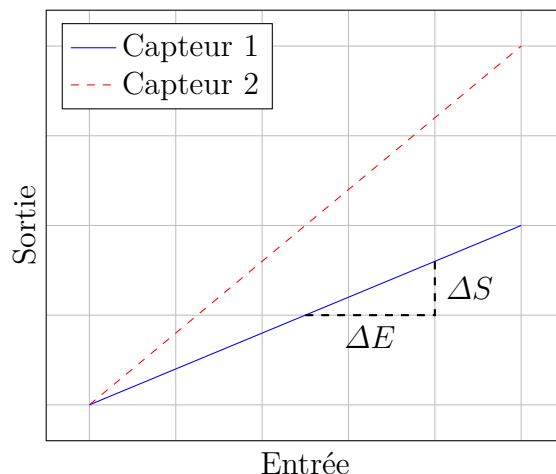


FIGURE 1.4 – Illustration de la sensibilité de deux capteurs sur la même plage de mesure

rapport au mesurande $S = \Delta S / \Delta E$. On cherchera donc la plupart du temps à avoir un élément sensible ayant la sensibilité la plus élevée possible. Sur la Figure 1.4, on voit que le capteur 2 a une meilleure sensibilité que le capteur 1 par exemple. La sensibilité n'est pas constante sur toute la plage de mesure si le capteur n'est pas linéaire (voir sous-section 1.1.6).

1.1.5 Résolution

La résolution d'un capteur, illustrée sur la Figure 1.5, est la plus petite variation de mesurande mesurable. Elle est à mettre en relation avec la dynamique de mesure pour avoir le nombre de points de mesure. Une résolution de 1°C pour une dynamique de mesure de 10°C permettra de mesurer 10 valeurs, alors que pour une plage de mesure de 1000°C on pourrait en mesurer 1000. À l'instar de la sensibilité, elle n'est pas nécessairement constante sur toute la plage de mesure. À dynamique de mesure constante, on cherchera donc toujours à avoir la résolution la plus importante.

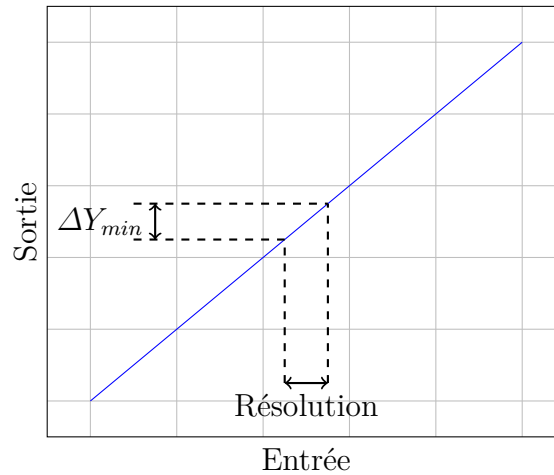


FIGURE 1.5 – Illustration de la résolution d'un capteur

1.1.6 Linéarité

La linéarité d'un capteur est une métrique qui rend compte de la linéarité de la réponse du capteur sur la plage de mesure. Un capteur idéal est linéaire et l'évolution de la sortie du capteur en fonction du mesurande est telle que :

$$y_i = S * x_i + b \quad (1.5)$$

avec S la sensibilité du capteur et b une constante.

La loi des capteurs n'est cependant pas toujours linéaire et la mesure réelle s'écarte de la droite. Une illustration est donnée Figure 1.6 : On calcule donc les grandeurs S (valeur moyenne de la sensibilité) et b à l'aide de :

$$S = \frac{\sum_{i=1}^n x_i y_i - (\sum_{i=1}^n x_i \times \sum_{i=1}^n y_i) / n}{\sum_{i=1}^n x_i^2 - (\sum_{i=1}^n x_i)^2 / n} \quad (1.6)$$

$$b = \left(\sum_{i=1}^n y_i \right) / n - S \times \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) / n \quad (1.7)$$

n étant le nombre de points de mesure. On en déduit l'erreur par rapport à la droite grâce à l'équation :

$$e_i = |y_i - (S \times x_i + b)| \quad (1.8)$$

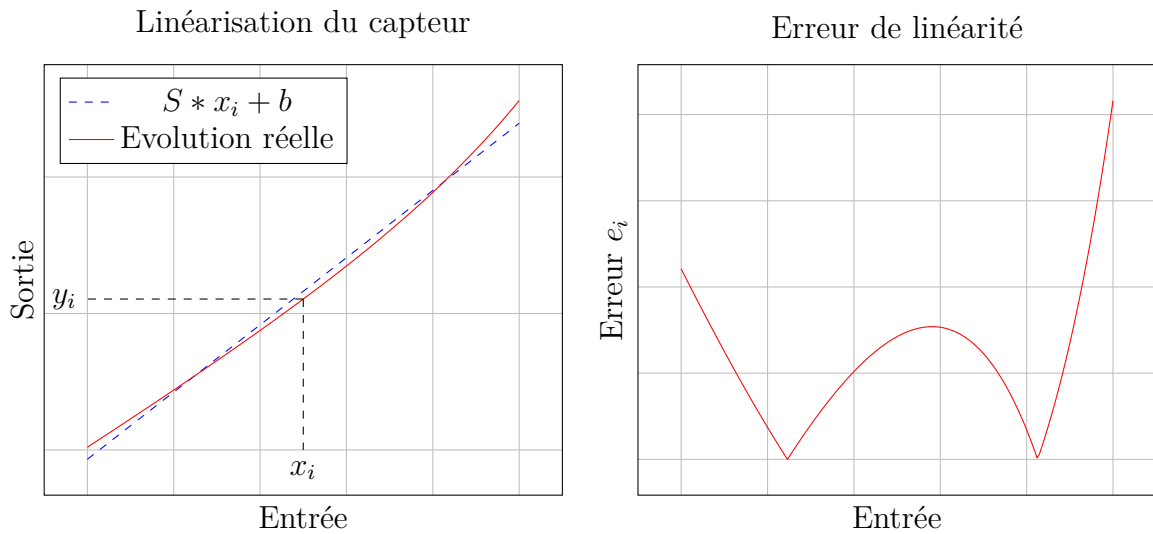


FIGURE 1.6 – Illustration de la linéarité d'un capteur

Enfin l'erreur de linéarité est donnée par l'équation :

$$E = \frac{\max(e_i)}{DM} \quad (1.9)$$

avec DM la dynamique de mesure. La linéarité peut aussi être vue comme la variation de la sensibilité du capteur sur la plage de mesure. On cherchera donc en général à avoir le capteur le plus linéaire possible.

1.1.7 Fidélité, justesse et précision

Lorsque l'on effectue plusieurs fois la même mesure (pour le même mesurande), le résultat de mesure n'est pas systématiquement identique. Cela peut être lié au bruit du capteur, à l'environnement qui change un peu. On regroupe alors les résultats de mesure par paquets et on compte le nombre d'occurrences dans chaque paquet. Si le bruit de mesure est blanc, la distribution des résultats de mesure est une gaussienne dont l'équation est :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x - x_m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.10)$$

avec x_m la valeur moyenne de la mesure et σ l'écart type. La gaussienne est représentée sur la Figure 1.7. La fidélité et la justesse d'un capteur sont illustrées Figure 1.8.

Plus l'**écart type** (σ) est faible plus le capteur est **fidèle**.

Un capteur est **juste** si la moyenne des mesures (x_m) est proche de la valeur réelle que l'on cherche à mesurer. Ces erreurs sont qualifiées de systématiques, et peuvent être compensées par une calibration du capteur.

Un capteur **précis** est un capteur qui est à la fois **juste** et **fidèle**.

1.1.8 Finesse

L'utilisation d'un capteur peut perturber la mesure. Prenons un capteur de température utilisant une thermistance par exemple. Une thermistance est une résistance qui varie

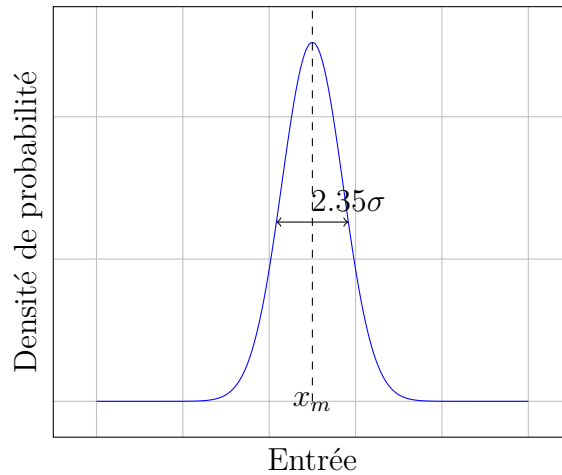


FIGURE 1.7 – Allure d’une gaussienne

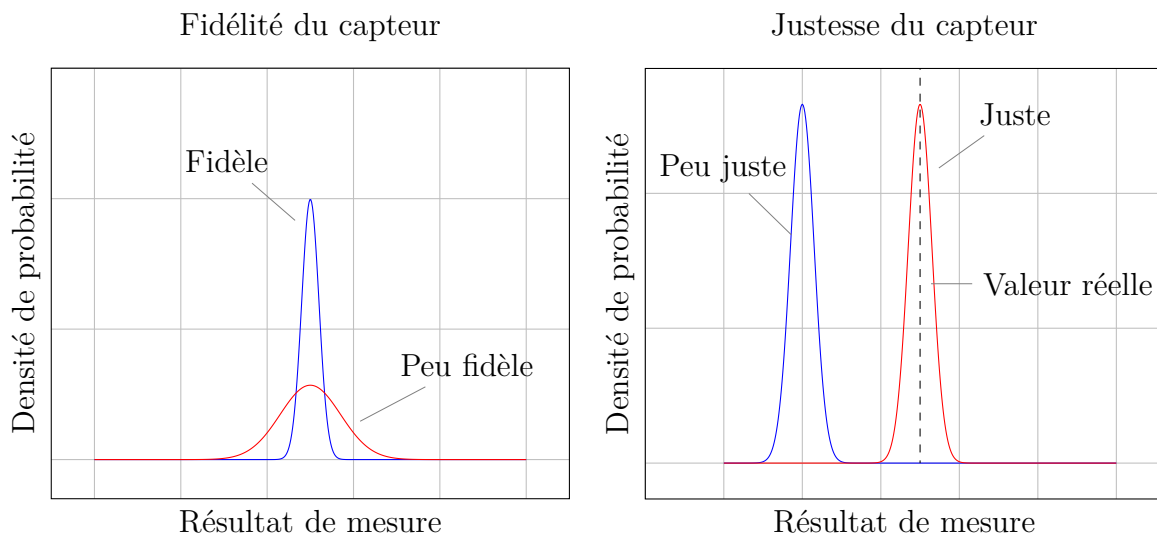


FIGURE 1.8 – Illustration de la fidélité et de la justesse d’un capteur

avec la température. On mesure donc la température en mesurant la valeur de résistance de la thermistance. Pour mesurer la valeur R_{th} de cette résistance, on envoie un courant (I) dans la thermistance et l’on regarde la tension à ses bornes. Mais ce courant provoque des pertes Joules ($P_j = 0.5R_{th}I^2$) et donc un échauffement local. La mesure est donc perturbée par le capteur. Un capteur est fin s’il perturbe peu la mesure. On cherchera donc toujours à avoir un capteur le plus fin possible.

Conclusion

Les grandeurs caractéristiques définies sont très rarement toutes données ou connues pour un capteur. En particulier, les performances des capteurs sans fil sont dépendantes des instruments de mesure utilisés pour l’interrogation. Ces paramètres, bien que souvent omis, sont nécessaires à l’estimation des performances du capteur seul. Il existe des relations non exposées ici, reliant ces différentes grandeurs qui imposent donc de faire certains

compromis. Ainsi, augmenter la dynamique de mesure d'un capteur en gardant la même résolution par exemple est un vrai défi. Après avoir défini ce qu'était un capteur ainsi que les métriques communément utilisées pour estimer et comparer ses performances, nous allons proposer une classification des capteurs sans fil, en explicitant pour chaque catégorie le principe de fonctionnement et en donnant quelques exemples.

1.2 Technologies et Ordres de Grandeur des Performances de Capteurs sans Fil

Introduction

Dans cette section, une catégorisation des différents capteurs sans fil sera présentée, avec pour chacune, le principe d'interrogation, une liste des principaux avantages et inconvénients et quelques exemples disponibles dans la littérature ou le commerce.

1.2.1 Capteurs Actifs Classiques

Principe d'interrogation

Le principe de fonctionnement d'un capteur actif classique est décrit Figure 1.9. Le

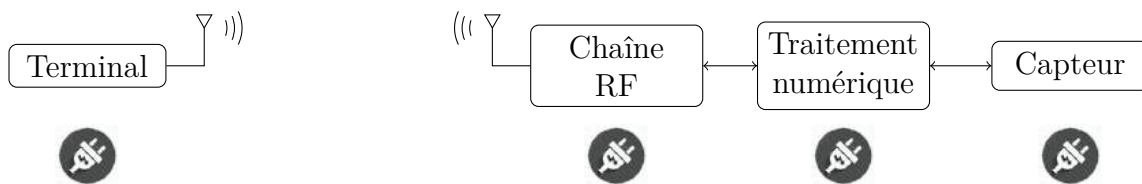


FIGURE 1.9 – Principe d'un capteur sans fil actif

système de mesure est interrogé à distance grâce à un terminal (téléphone portable, ordinateur, ...). Le signal est reçu à l'aide d'une antenne, puis traité et décodé par une chaîne radiofréquence (RF). La demande est ensuite gérée par la partie numérique (microcontrôleur) qui va se charger de lire les informations sur le capteur à l'aide, par exemple d'un ADC¹. Une fois le traitement sur les mesures effectué, le microcontrôleur va transmettre les résultats de mesure à l'aide de la chaîne radiofréquence et de l'antenne.

Avantages et inconvénients

Ce type de capteurs représente une grande majorité des capteurs sans fil. Chacun constitue un terminal et des protocoles de communication basse consommation (Lora, Sigfox, NB-IoT...) permettent d'avoir des capteurs consommant très peu d'énergie ($\approx 50 \mu W$ [1]). Le principal désavantage de cette solution est la maintenance. En effet, l'accès physique à certains capteurs, comme les capteurs de surveillance de bâtiments (SHM²), de pression à l'intérieur des pneus est difficile, voire impossible. Un tableau comparatif des avantages et inconvénients est présenté Tableau 1.1 :

-
1. Analog to Digital Converter
 2. Structure Health Monitoring

Avantages	Inconvénients
+ Longue portée	- Maintenance
+ Prétraitement des données	- Prix
+ Connexion sécurisée	- Fiabilité

TABLE 1.1 – Avantages et Inconvénients des Capteurs sans fil Actifs

Exemples de capteurs sans fil actifs

Les capteurs sans fil actifs sont déjà largement commercialisés. On en trouve de toutes sortes et de toutes tailles. Les capteurs de température comme ceux présentés Figure 1.10a sont déjà assez répandus. Ce capteur est composé d'une station maitresse et d'une sonde de température. La sonde peut être placée dans n'importe quelle pièce, ou à l'extérieur. Elle communique avec la station maitresse qui affiche la température à l'utilisateur ainsi que d'autres informations comme l'heure, etc. Un exemple, le WS7027 [13] qui fonctionne à 868 MHz, possède une portée de 100 m. Il permet des mesures de -9.9°C à 59.9°C avec une résolution de 0.1°C .

D'autres capteurs permettent de surveiller l'usure et la déformation de bâtiments. Le pont "Jindo Bridge" en Corée du Sud, long de 344 m est équipé d'un réseau de 70 capteurs surveillant notamment la vitesse du vent, la température, les vibrations à différents endroits du pont [19]. Il est ainsi possible de construire un modèle d'usure du pont, d'estimer sa durée de fonctionnement et d'identifier des points fragiles. L'anémomètre 81 000 de RM Young utilisé permet une résolution de la vitesse du vent de 0.01 m/sec et une précision de $\pm 1\%$. La durée de fonctionnement du capteur est légèrement supérieure à un an avec l'utilisation de panneaux solaires.

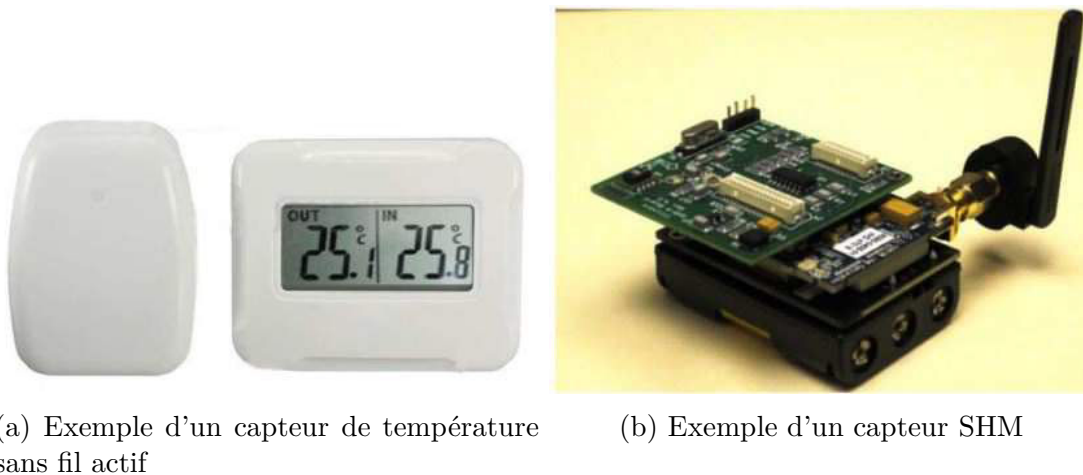


FIGURE 1.10 – Exemples de capteurs sans fil actifs

1.2.2 Capteurs SAW

La technologie SAW (Sound Accoustic Wave), ou onde acoustique de surface en français, est une technologie étudiée depuis les années 70. Les ondes acoustiques de surface

ont été découvertes par Lord Rayleigh en 1885 alors qu’il étudiait les séismes [30]. Puis ces ondes ont été utilisées pour la détection de fissures. Les premières applications en électronique datent de la Seconde Guerre mondiale, avec le déploiement des Radars. L’objectif était de développer des filtres permettant d’augmenter la portée des radars tout en gardant une bonne résolution. Il fallait pour cela utiliser un signal dont la fréquence varie avec le temps. On a donc cherché à développer des lignes à retard pour obtenir les différentes fréquences en même temps. Le principe des composants SAW est de convertir l’onde électromagnétique en onde acoustique qui se déplace à une vitesse beaucoup plus faible. Cela permet d’obtenir le même délai dans des dimensions beaucoup plus petites. La conversion onde électronique vers onde acoustique se fait à l’aide d’un transducteur interdigité qui utilise l’effet piézoélectrique. La première publication au sujet des filtres SAW est un brevet [29] de Mortley (1963) qui concerne les filtres SAW planaires. La première réalisation expérimentale date de 1965 [43] et montre la faisabilité d’un transducteur interdigité. Le premier filtre est ensuite réalisé en 1969 par Tancrell [36]. La recherche a connu un essor dans les années 90 grâce à l’engouement pour les filtres SAW largement utilisés dans les téléphones portables et les filtres TV (3 milliards de filtres par an). La technologie actuelle permet la fabrication de filtres entre 70 MHz et 2.4 GHz. Le coût d’un tel filtre s’élève aux alentours de 0.20€. Depuis, nous les utilisons en tant que capteur en rendant la fréquence du filtre dépendante d’un mesurande. Le principe d’interrogation sera présenté dans un premier temps, puis les avantages et inconvénients seront comparés et enfin quelques exemples de capteurs seront donnés.

Principe d’interrogation

Le principe d’interrogation des capteurs SAW est présenté Figure 1.11. Une onde électromagnétique est envoyée par le lecteur sur le capteur SAW (1). L’antenne permet de convertir cette onde propagée en une onde guidée. Un transducteur interdigité convertit l’onde guidée en une onde acoustique à l’aide de l’effet piézoélectrique (2). Cette onde se propage dans un matériau dont les propriétés physiques varient avec le mesurande de sorte que l’onde acoustique soit déformée, en amplitude ou en phase (3). Cette onde est ensuite à nouveau convertie par un transducteur interdigité (4) avant d’être réémise (5) vers le lecteur à l’aide d’une antenne. Cette déformation est alors traitée par le lecteur et le mesurande en est extrait.

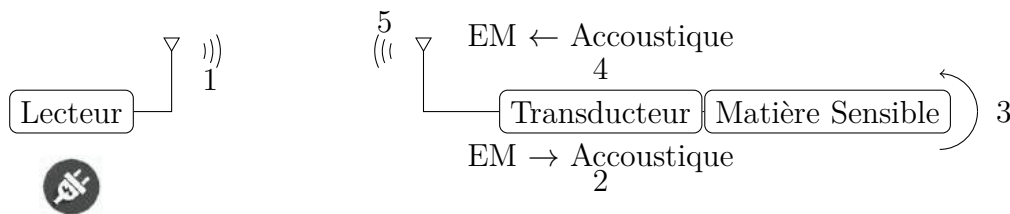


FIGURE 1.11 – Principe d’interrogation d’un capteur SAW

Avantages et inconvénient

L’avantage de ce type de capteurs sans fil est qu’ils sont passifs. En effet, l’énergie utilisée pour la mesure provient exclusivement du lecteur. Ces capteurs sont aussi dépourvus

de toute électronique ce qui permet de les utiliser dans des environnements difficiles ou avec de fortes contraintes comme les milieux explosifs, corrosifs ou soumis à des radiations nucléaires. De tels systèmes sont disponibles dans le commerce, produits notamment par la société Sensor. La dimension maximale des capteurs SAW est bien souvent due à l'antenne. Un désavantage immédiat est la réduction de la portée liée au faible rendement de conversion des transducteurs interdigités. La liste des avantages et des inconvénients est visible sur le Tableau 1.2.

Ces capteurs sont souvent conçus pour fonctionner à 433 MHz (bande ISM). Les dimensions actuelles peuvent atteindre $5 \times 5 \times 1.5 \text{ mm}^3$ (sans l'antenne) et sont interrogeables à plusieurs mètres.

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> + Fiabilité + Autonomie illimitée + Maintenance + Légèreté + Robustesse 	<ul style="list-style-type: none"> - Faible portée

TABLE 1.2 – Avantages et Inconvénients des Capteurs SAW

Exemples de capteurs SAW

En 2009 la société Sawsense a proposé un capteur de pression [41] visible Figure 1.12a pour les pneus de voiture, caravane et camion, basé sur la technologie SAW. Un capteur de pression, pesant moins de 3 g, mesure des pressions entre 0 psi et 45 psi (0 bar et 3.1 bar) avec une résolution de 0.1 psi (0.0069 bar).



(a) Exemple d'un capteur de pression SAW

FIGURE 1.12 – Exemples de capteurs sans fil SAW

1.2.3 Capteurs RFID

La technologie Radio Frequency IDentification (RFID) a d'abord été utilisée à des fins militaires. C'est en 1948, peu après la Seconde Guerre mondiale, que l'on retrouve la première publication à ce sujet [35]. En 1966, la première entreprise fabriquant des capteurs RFID voit le jour : Sensormatic. La société proposait les tags de présence à deux états (présence ou non), que l'on retrouve aujourd'hui dans la plupart des antivols. On utilise cette technologie pour identifier facilement des objets. Dans certains magasins ou

chez certains grossistes, des tags RFID remplacent les code-barres. Simplifiant la logistique puisqu'elle permet d'identifier des objets sans avoir besoin de l'avoir en vision directe, ces tags permettent aussi de tracer et de garder en mémoire certaines informations [2] : date d'achat, points de passage... Ces puces RFID sont utilisées pour stocker des données biométriques dans les passeports européens depuis le 13 décembre 2004, provoquant au passage un grand débat quant à la protection des données personnelles [25]. Les capteurs RFID se basent sur ce même principe, à la différence près que la puce d'identification, qui contient l'identifiant du tag ainsi qu'un petit accès mémoire (quelques kilobytes) communique avec un capteur.

Principe d'interrogation

Le principe d'interrogation des capteurs RFID, présenté Figure 1.13 est assez similaire à celui des capteurs SAW. Le système est composé d'un lecteur qui envoie un signal électromagnétique (énergétique) sur l'étiquette (1) répondant aux normes internationales³. Soit ce transfert se fait via une onde propagée dans le cas de la RFID far field (champ lointain ou UHF), soit par induction magnétique pour la RFID near field (champ proche ou HF). S'il reçoit suffisamment d'énergie, le tag va encoder son message numérique en commutant la charge de l'antenne entre deux impédances représentant la valeur "0" ou "1" (2). Cette variation d'impédance va modifier l'amplitude de l'onde rétro-modulée par l'antenne (3) et va ensuite être récupérée par le lecteur pour être décodée.

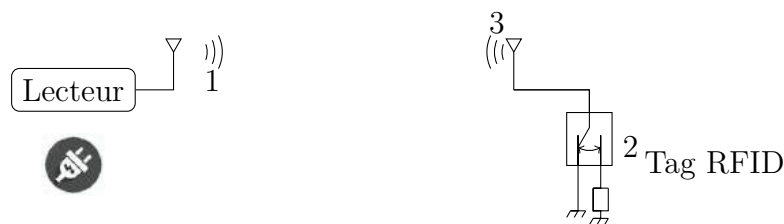


FIGURE 1.13 – Principe d'interrogation d'un capteur RFID

Les deux types de RFID sont :

RFID Near Field : C'est la technique la plus ancienne. Elle repose sur le principe de Faraday (Biot et Savart), qui établit le lien entre la variation d'un champ magnétique et l'apparition d'un courant. Le tag reçoit de l'énergie par induction magnétique grâce à une boucle. Cette énergie peut être utilisée pour alimenter le microcontrôleur. Ce dernier va coder ses informations en basculant entre deux impédances. Cette variation d'impédance va donc faire varier le courant dans la boucle et le lecteur va ainsi récupérer cette information. Elle a l'avantage d'être plus simple à concevoir, cependant le champ magnétique diminue en $1/r^2$. Le positionnement et l'orientation des éléments sont très importants ce qui constitue une limitation non négligeable dans certaines applications (réseau de capteurs). La fréquence généralement utilisée est 13.56 MHz.

RFID Far Field : Le principe reste inchangé. La seule différence avec la RFID Near Field est que le couplage se fait non plus de façon inductive, mais à l'aide d'ondes

3. ISO/CEI 22000 et 18000

propagées. Cela nécessite donc l'utilisation d'antennes fonctionnant en champ lointain. Les systèmes RFID Far Field fonctionnent dans les bandes UHF (868 MHz, 915 MHz ou 955 MHz) ainsi que dans la bande micro-onde (2.4 GHz ou 5.8 GHz). La limitation en distance de fonctionnement provient surtout de la limitation de la puissance émise⁴, du gain des antennes, et de la sensibilité du lecteur. La portée est de l'ordre d'une quinzaine de mètres à 868 MHz.

On distingue ensuite la RFID active, semi-active ou passive. Un tag RFID actif intègre une batterie pour le fonctionnement du chip et l'émission. Un tag RFID semi actif intègre lui aussi une batterie mais uniquement pour l'alimentation du chip alors qu'un tag passif n'en intègre pas [37].

Avantages et inconvénients

À l'instar des capteurs SAW, les capteurs RFID peuvent être "passifs". En réalité, bien souvent, les capteurs récupèrent une partie de l'énergie du lecteur ou sont équipés d'une batterie. Un des gros challenges de la RFID était de diminuer cette consommation (seuil d'activation) afin d'augmenter la portée. Les capteurs RFID sont plus fragiles puisqu'ils intègrent de l'électronique (CMOS). En revanche, la possibilité d'utiliser des codes correcteurs d'erreurs permet une mesure plus fiable. L'encodage de l'identifiant du capteur est aussi possible ce qui permet l'interrogation simultanée et l'identification simple des capteurs. La liste des avantages/inconvénients est présentée Tableau 1.3.

Avantages	Inconvénients
+ Fiabilité	
+ Faible coût ($\approx 1\text{€}$)	- Faible portée (15 m pour les capteurs passifs)
+ Conformable	
+ Identification des capteurs	- Récupération d'énergie ou Assisté par batterie
+ Codes correcteurs	
+ Légèreté	- Plus fragile
+ Prétraitement des données	

TABLE 1.3 – Avantages et Inconvénients des Capteurs sans fil RFID

Exemples de capteurs RFID

Il existe plusieurs méthodes pour interfacer un capteur avec un tag RFID. La méthode "classique" est de relier le capteur à un ADC et de venir écrire la valeur mesurée dans la mémoire du tag avant de la lire. Certains tags comprennent toute l'électronique nécessaire pour interfacer la plupart des capteurs, comme le SL900A (assisté par batterie). Il est équipé d'un front-end externe pour un capteur analogique, d'un capteur de température interne et un SPI slave pour connecter un autre capteur. Le SPI slave nécessite l'utilisation d'un microcontrôleur supplémentaire. Le capteur interne permet des mesures de -40°C à 60°C avec une précision de $\pm 1\text{°C}$ avec une non-linéarité de $\pm 0.5\text{°C}$. Son schéma est donné Figure 1.14a.

4. Norme ISO 18000-6

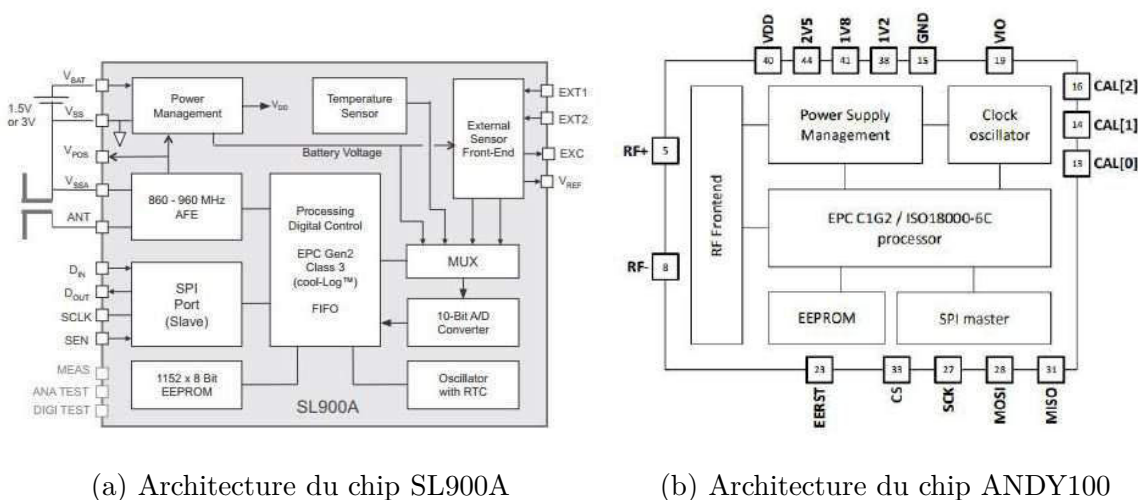
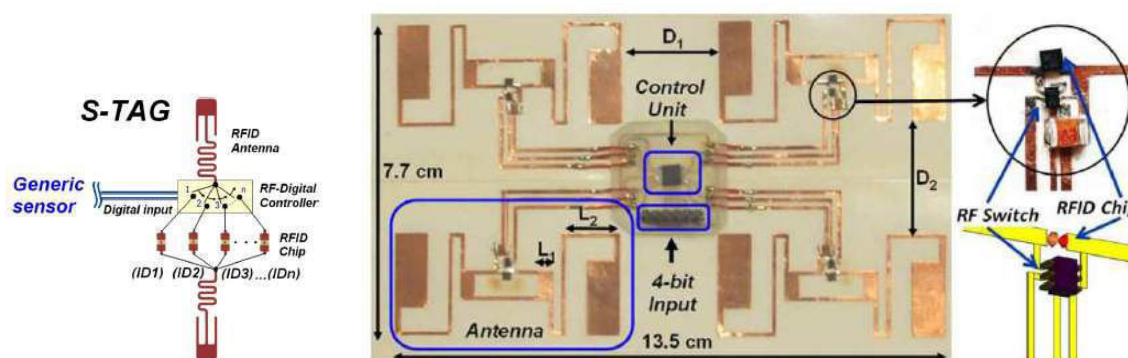


FIGURE 1.14 – Exemples de composants RFID

Le ANDY100 Figure 1.14b est SPI master ce qui permet d'utiliser directement un capteur, sans avoir besoin d'un microcontrôleur en plus. Mais ces deux méthodes nécessitent l'utilisation d'une alimentation externe ou d'un système de récupération d'énergie. La consommation typique en fonctionnement de ce type de capteur est de $300 \mu\text{A}$ sous 3V ($\approx 1\text{mW}$).



(a) Principe de fonctionnement des capteurs RFID "multiID"
 (b) Réalisation d'un capteur RFID "multiID"

FIGURE 1.15 – Exemples de capteurs "multiID"

Une autre méthode présentée en 2009 [9] appelée "multi-ID" consiste à placer plusieurs puces RFID avec des identifiants différents, soit en les raccordant à la même antenne, soit en utilisant une antenne par tag. Un capteur relié à un multiplexeur active ou désactive les tags. La combinaison d'identifiants répondant à la requête de lecture du capteur correspond à la valeur du mesurande. Le principe est présenté Figure 1.15a. L'avantage est d'avoir une conception plus facile. L'inconvénient c'est qu'il est toujours nécessaire d'alimenter la partie capteur, c'est-à-dire l'élément sensible et le multiplexeur. L'auteur juge cependant possible de n'utiliser que l'énergie du lecteur à terme. Une réalisation [10] est visible Figure 1.15b et la portée annoncée est de 6.5m . La résolution est directement

liée au nombre de tags ainsi qu'à la dynamique de mesure.

En 2010, la conception d'un capteur de température RFID UHF complètement passif est présentée [42]. Les performances annoncées sont prometteuses : 2 m de portée pour 2 W de PIRE⁵, une résolution de 0.035 °C et une précision de ±0.1 °C pour une plage de température allant de 35 °C à 45 °C.

Bien que certains de ces capteurs soient appelés passifs, on remarque qu'ils intègrent en fait un système de récupération d'énergie et que leur principe de fonctionnement se rapproche plutôt de celui des systèmes embarqués actifs.

1.2.4 Capteurs à Transduction Électromagnétique

Principe d'interrogation

Le principe des capteurs à transduction électromagnétique est semblable à celui de la RFID sauf que l'on remplace le composant commutant entre deux impédances par un dispositif modifiant les propriétés de l'antenne en fonction de la grandeur à mesurer [23]. Cette variation peut être obtenue par un changement des propriétés électriques (permittivité...) ou par la modification de la géométrie de l'antenne, ou par l'introduction d'une charge localisée (Figure 1.16). Le principe ressemble aussi à celui des capteurs SAW, sans les deux conversions onde électromagnétique/mécanique qui impliquent des pertes.



FIGURE 1.16 – Principe d'interrogation d'un capteur à transduction électromagnétique

La puissance rétro-modulée par le capteur, reçue par le lecteur peut être exprimée par Équation 1.11 :

$$P_r = \sigma \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_t^2 R_r^2} \quad (1.11)$$

avec P_r la puissance reçue par le lecteur, P_t la puissance transmise par l'émetteur, G_t et G_r les gains de l'antenne de transmission et de réception respectivement, λ la longueur d'onde à la fréquence d'utilisation et R_t , R_r la distance entre le capteur et l'émetteur et le récepteur respectivement.

La puissance reçue par le lecteur est donc fonction d'un terme qui dépend uniquement du canal de propagation et du lecteur choisi (P_t G_t G_r λ R_t R_r), et d'un autre terme σ qui va dépendre du mesurande. On appelle σ la SER⁶ que l'on trouvera aussi dans la littérature sous le terme anglais Radar Cross Section (RCS). L'allure de la SER d'une antenne est donnée Figure 1.17. L'Équation 1.11 nous montre que la puissance reçue par le lecteur aura la même allure. On peut donc faire varier soit l'amplitude du maximum de la SER (1), soit la fréquence à laquelle la SER est maximale (2) avec le mesurande. Les deux types d'encodage sont présentés Figure 1.18.

5. Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente

6. Surface Équivalente Radar : voir Glossaire

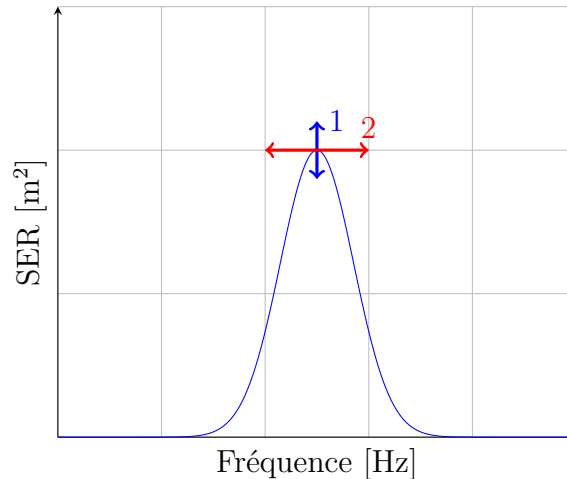


FIGURE 1.17 – Exemple d’évolution de la SER d’une antenne

Le codage fréquentiel a l’avantage de ne pas dépendre du canal (mis à part l’éventuel effet Doppler si le capteur est en mouvement). Il nécessite cependant d’allouer une bande de fréquence à chaque capteur pour que ceux-ci puissent être clairement identifiés. Or les bandes de fréquences sont généralement limitées ce qui réduit le nombre de capteurs possibles dans une bande donnée. Il s’agit de la catégorie de capteur la plus étudiée parmi les capteurs à transduction électromagnétique.

Dans ce manuscrit nous proposons d’étudier plus particulièrement le codage en amplitude qui permet d’interroger simultanément plusieurs capteurs en les identifiant facilement grâce à leur fréquence de résonance, de suivre en temps réel l’évolution d’un capteur en mesurant l’écho Radar en utilisant une onde monochromatique (Radar Continuous Wave CW) et d’augmenter la densité de capteurs (nombre de capteurs dans une bande).

Avantages et inconvénients

Cette technologie de capteur est prometteuse. Comme nous le verrons dans les exemples sélectionnés, les capteurs à transduction électromagnétique sont performants et des réseaux de capteurs ont déjà été déployés, prouvant ainsi la faisabilité. La liste des avantages et inconvénients est présentée Tableau 1.3. La section 1.3 est dédiée à des exemples de

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none"> + Fiabilité + Autonomie illimitée + Portée (jusqu’à 50 m) + Maintenance + Légèreté + Robustesse 	<ul style="list-style-type: none"> - Robustesse par rapport au canal

TABLE 1.4 – Avantages et Inconvénients des capteurs à transduction électromagnétique capteurs à transduction électromagnétique.

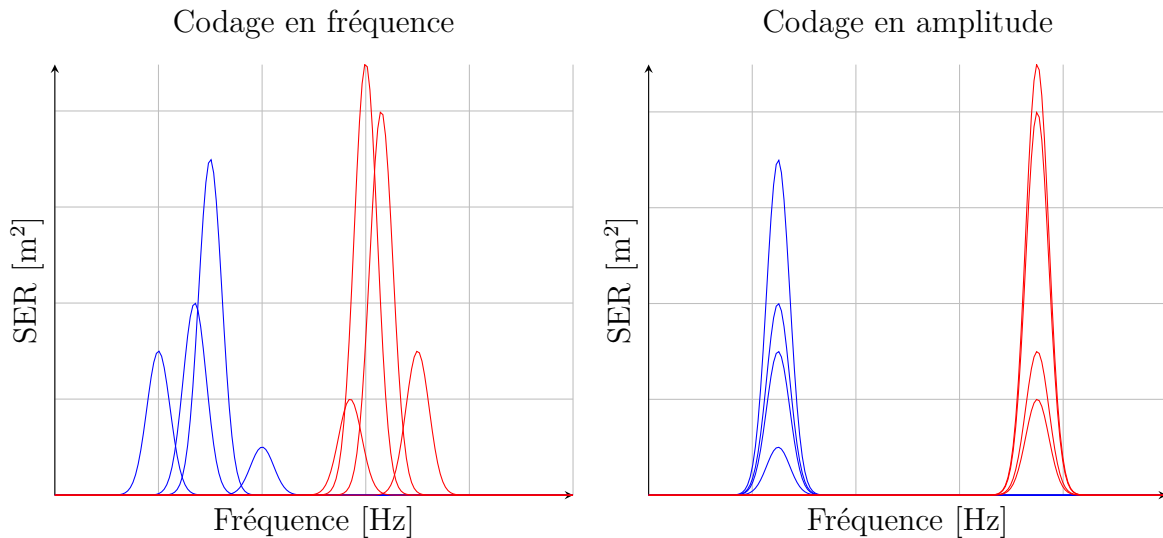


FIGURE 1.18 – Différentes versions de codage du mesurande pour deux capteurs à transduction électromagnétique

Conclusion

Après avoir vu les différentes technologies de capteurs sans fil, nous allons maintenant nous concentrer sur les capteurs à transduction électromagnétique en commençant par donner des exemples pour quelques types de mesurandes.

1.3 Exemples de Capteurs à Transduction Électromagnétique

Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation de capteurs à transduction électromagnétique, qui vont être développés dans ce travail. Une liste non exhaustive de technologies est présentée. Les capteurs sont classés par mesurande.

1.3.1 Capteur de Température

Un exemple de capteur à transduction électromagnétique datant de 2012 [38] est visible Figure 1.19. Le capteur est constitué d'un Split Ring Resonator et d'un bilame au-dessus des splits (s). Lorsque la température augmente, les deux matériaux ayant des coefficients de dilatation différents vont déformer le bilame, diminuant ainsi la distance nommée d_{cap} . La capacité formée par le bilame et le Split Ring Resonator va ainsi être modifiée, changeant la fréquence de résonance de la structure. La sensibilité annoncée est de $498 \text{ MHz } ^\circ\text{C}^{-1}$ autour de 30 GHz (0.05 %/°C).

Un autre capteur de température est présenté Figure 1.20. Il permet des mesures à des températures assez hautes (de 20 °C à 300 °C), bien au-delà des limites de température de la plupart des capteurs RFID. Le principe est relativement semblable : l'augmentation de température va déplier les bilames changeant ainsi la capacité et la fréquence de résonance

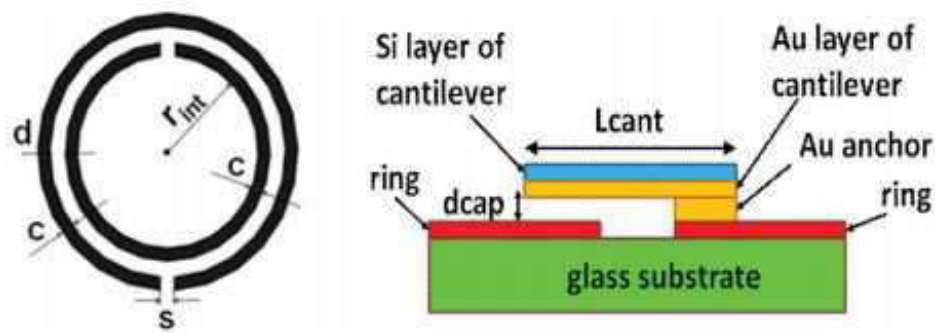


FIGURE 1.19 – Exemple d'un capteur de température [38]

du capteur. Sa sensibilité est en revanche moins bonne : $535 \text{ kHz } ^\circ\text{C}^{-1}$ à 19.4 GHz soit $0.003 \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

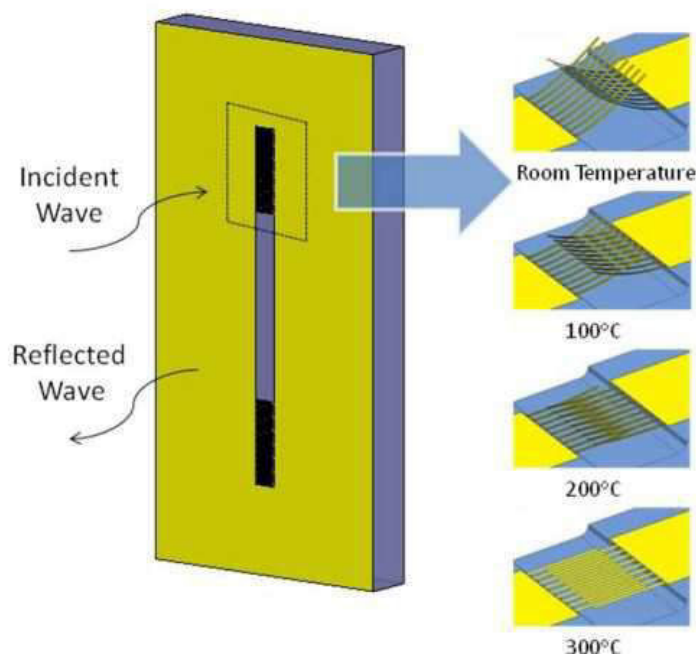


FIGURE 1.20 – Exemple d'un capteur de température [33]

Un capteur utilisant la microfluidique est présenté Figure 1.21. Il s'agit d'un condensateur plan [31, 8] dans lequel un canal a été construit. La variation de température va modifier le volume d'eau qui va entrer dans le canal et ainsi modifier la permittivité entre les deux armatures. Une des armatures est connectée à une charge tandis que l'autre reçoit l'excitation radiofréquence. On modifie ainsi les paramètres S de la structure. La plage de température va de 24°C à 33°C , ce qui le rend utilisable pour des applications de surveillance de température cutanée par exemple.

Enfin, un capteur utilisant la méthode de variation de l'amplitude de l'écho radar utilisant lui aussi la microfluidique est présenté dans [40]. Le capteur, visible Figure 1.22, est constitué d'un réseau de dipôles, chacun ayant un gap d'une longueur différente. Le liquide utilisé est du Galinstan. Il s'agit d'un alliage de Ga (Gallium), In (Indium) et de

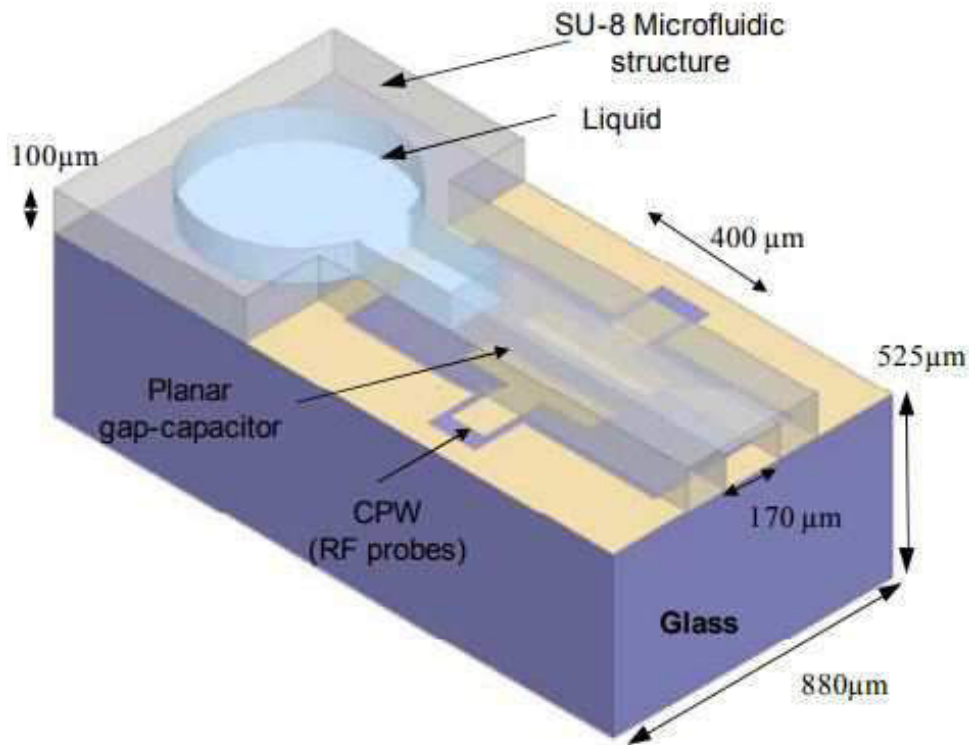


FIGURE 1.21 – Exemple d’un capteur de température utilisant la microfluidique [31, 8]

Stan (Stannum) qui possède une température de fusion de -19°C , donc liquide à température ambiante. Lorsque la température augmente, le Galinstan se dilate, augmentant de façon discrète le nombre de dipôles en court-circuit. On obtient ainsi une SER qui augmente avec le nombre de dipôles en court-circuit et donc en fonction de la température. La résolution du capteur dépend donc directement de la plage de mesure et du nombre de dipôles.

Un autre capteur de température permettant de mesurer des températures allant de 0°C à 1400°C avec une sensibilité de $780\text{ kHz }^{\circ}\text{C}^{-1}$ à l’aide d’une cavité résonante remplie de diélectrique dont ϵ varie avec la température est présenté dans [11].

1.3.2 Capteur de Pression

Le tout premier capteur à transduction électromagnétique pour la mesure de pression a été présenté en 2007 [21]. Une vue par profilomètre optique est donnée Figure 1.23a.

Ce capteur est constitué d’un résonateur coplanaire quart d’onde usiné sur du verre pour fonctionner aux alentours de 30 GHz . Une membrane en silicium (en vert) est fixée sur le dessus. Lorsque la pression à l’extérieur du capteur augmente, cette membrane se rapproche du résonateur quart d’onde modifiant ainsi la permittivité effective et donc la fréquence de résonance du filtre. La sensibilité mesurée est de $1\text{ GHz } \mu\text{m}^{-1}$. Le lien entre la pression et la variation de la fréquence de résonance du capteur a été étudié dans [20] et l’auteur annonce une sensibilité du capteur de 370 MHz bar^{-1} . L’impact de la température est lui aussi estimé : un décalage de 1% de la fréquence pour une température variant de 0°C à 100°C . Le capteur est donc relativement immun aux variations de température,

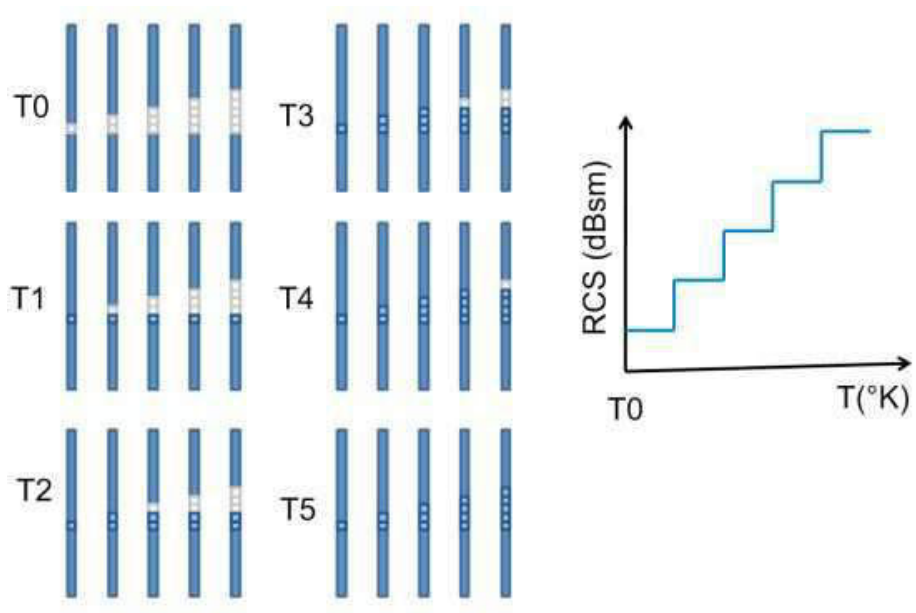
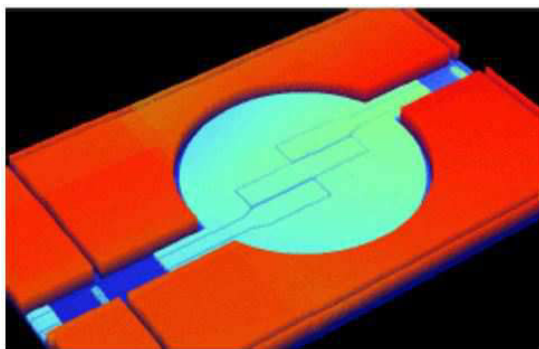
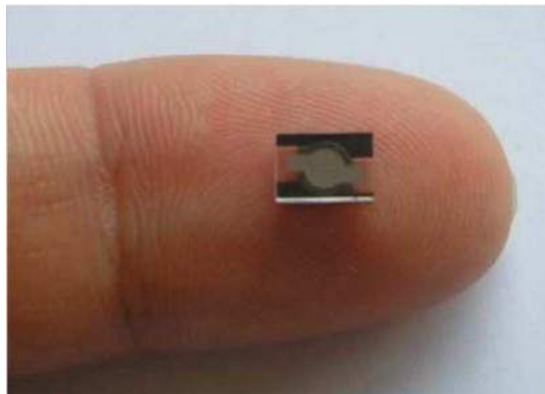


FIGURE 1.22 – Exemple d'un capteur de température utilisant la variation en amplitude [40]



(a) Vue par profilomètre 3D du capteur de pression



(b) Photo du prototype

FIGURE 1.23 – Exemple de capteur de pression [21, 20]

assurant de ne mesurer que l'impact de la pression. La portée estimée est aux alentours de 30 m.

1.3.3 Capteur de Gaz

Un des premiers capteurs à transduction électromagnétique permettant d'avoir la concentration de NO_3 est proposé en 2004 [28] à l'aide de nanotubes de carbone. Les sensibilités atteignent 4000 Hz/ppm à 100ppm.

En 2009, une nouvelle technique reposant sur un résonateur diélectrique cylindrique est présentée [15]. Le diélectrique utilisé est du TiO_2 qui peut absorber du gaz comme le CO , NO_x , Cl_2 , O_3 etc., provoquant une modification de la permittivité et donc de la fréquence de résonance du filtre.

Un capteur d'éthylène (C_2H_4), un gaz qui accélère la maturation des fruits et peut donc être nuisible lors du transport de fruits, à base de SnO_2 , est présenté [4]. Son principe de fonctionnement est visible Figure 1.24. La couche de cellulose permet une isolation galvanique. La couche de SnO_2 va capter une partie de l'éthylène, modifiant ainsi la permittivité entre les deux armatures du condensateur ("Top et Bottom copper plate"). Une couche d'un alliage de Pt et de Pd permet d'augmenter la variation de capacité à 7 pF pour des concentrations d'éthylène allant de 0 à 100ppm.

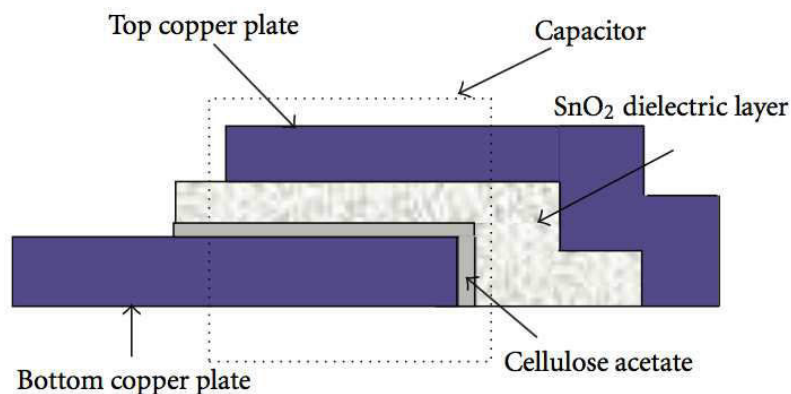


FIGURE 1.24 – Exemple d'un capteur de gaz [4]

1.3.4 Capteur de Couple

Un capteur de couple est présenté Figure 1.25. Lorsque le couple augmente, les deux plaques parallèles se rapprochent modifiant ainsi la capacité de charge de l'antenne et donc sa fréquence de résonance. L'auteur présente l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la distance entre les plaques [17], qui dépend elle du module de torsion de l'arbre. La sensibilité maximale est de 100 MHz mm^{-1} .

1.3.5 Capteur de Forces

Une antenne reconfigurable en fréquence comme celle présentée Figure 1.26 pourrait très bien être utilisée comme capteur d'élongation ou de force [26]. Il en va de même pour

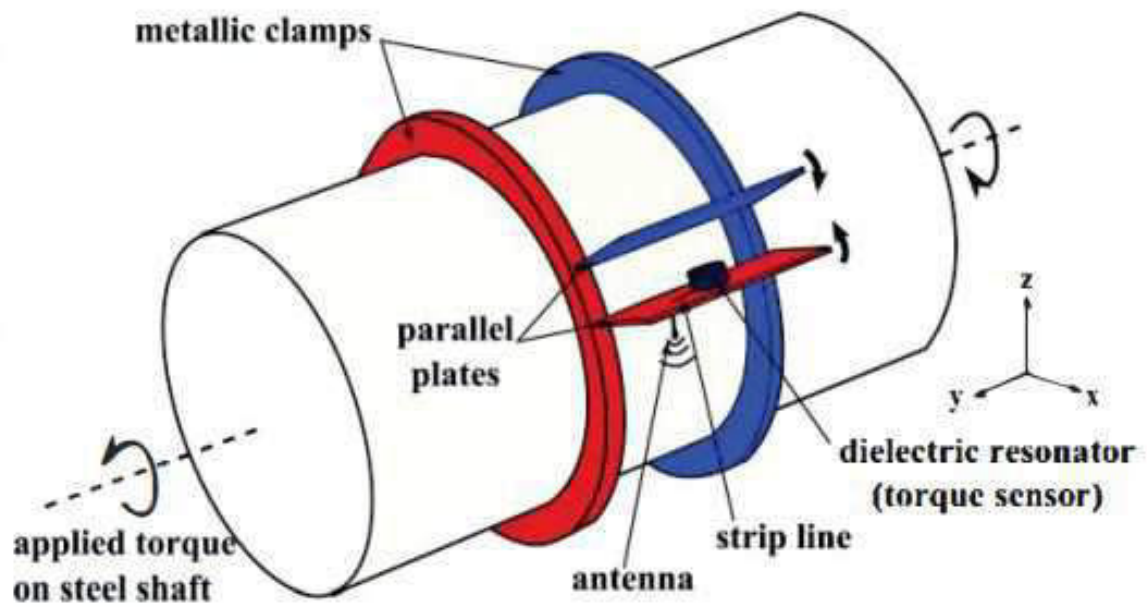


FIGURE 1.25 – Exemple d'un capteur de couple [17]



(a) Antenne reconfigurable avant extension (b) Antenne reconfigurable après extension

FIGURE 1.26 – Exemple d'une antenne reconfigurable utilisable en capteur [26]

les antennes présentées dans [27]. La tension mécanique déforme l'antenne dont la partie conductrice est du Galinstan et le substrat est étirable (silicone TC5005). L'allongement de l'antenne patch entraîne une diminution de la fréquence de résonance de 3 GHz à 1.3 GHz pour une élongation de 0 à 300%.

Conclusion

Une liste non exhaustive de capteurs à transduction électromagnétique a été présentée. Elle montre qu'il existe déjà des solutions technologiques permettant de mesurer à distance des mesurandes de tout type dans des milieux jusqu'à présent inaccessibles pour les capteurs intégrant des composants électroniques. Un récapitulatif des paramètres caractéristiques est donné dans le Tableau 1.5.

Mesurande	Réf	Dynamique	Fréquence	Sensibilité	Portée	Date
Température	[33]	20 °C à 300 °C	19 GHz	535 kHz °C ⁻¹	N.C	2009
	[38]	> 300 °C	30 GHz	498 MHz °C ⁻¹	N.C	2012
	[8]	25 °C à 35 °C	30 GHz	0.8 dB °C ⁻¹	N.C	2012
	[39]	> 300 °C à	30 GHz	150 MHz °C ⁻¹	N.C	2010
Pression	[22]	0.15 à 3 Bar	30 GHz	370 MHz/bar	30 m	2009
	[32]	0 à 0.008 Bar	15 GHz	2.2 GHz/bar	N.C	2017
	[12]	0 à 5.4 Bar	12 GHz	35.4 MHz/bar	N.C	2014
Gaz	[15]	N.C	63 GHz	260 MHz/ppm	N.C	2009
	[28]	0 à 100ppm	5 GHz	4 kHz/ppm	N.C	2004
	[6]	0 à 100ppm	965 MHz	70 kHz/ppm	N.C	2007
Forces	[17]	0 à 7mm	3 GHz	100 MHz mm ⁻¹	N.C	2014
	[24]	0 à 1.8% d'élongation	11.4 GHz	13 MHz/%	12 cm	2006
	[18]	0 à 5% d'élongation	8 GHz	5.6 MHz/%	N.C	2012

TABLE 1.5 – Performances de capteurs sans fil à transduction électromagnétique

Synthèse

Dans ce premier chapitre, nous avons rappelé la définition d'un capteur. Puis nous avons listé une série de caractéristiques, qui permettent de comparer et de choisir un capteur en fonction de l'application visée. Les différentes techniques d'interrogation de capteurs sans fil ont ensuite été exposées avec le résumé de leurs avantages et inconvénients. Enfin des exemples de capteurs sans fil existant dans le commerce ou encore au stade de recherche ont été donnés.

Les capteurs sans fil à transduction électromagnétique sont au centre des travaux de cette thèse. En effet, bien que leur principe de fonctionnement soit assez récent (début des années 2000), ce type de capteur recouvre déjà une large partie de mesurandes. Cette technologie semble prometteuse : elle permet, à faible coût, d'effectuer des mesures dans des milieux très contraints (corrosifs, hautes températures, ...) et tout cela sans composants électroniques actifs ni batterie. Elle reste cependant encore au stade de recherche, bien

que le déploiement d'un réseau dans une usine en ait prouvé la faisabilité. Une synthèse des technologies et des performances accessibles avec ces capteurs conclut ce chapitre.

Les travaux reportés dans la littérature sur les capteurs à transduction électromagnétique restent fréquemment focalisés sur le développement du capteur, et décrivent très rarement le choix ou la conception de l'antenne. Nous allons dans le deuxième chapitre présenter l'intérêt d'étudier des antennes miniatures pour ce type de capteurs sans fil.

Bibliographie

- [1] Olga Abdala, Claire Meymandi, Gabriel Mabile, and Rémy Tribhout. Etude comparative LoRa, Sigfox, GSM, UMTS, 2015. URL : http://etud.insa-toulouse.fr/~tribhout/annexe/%C3%89tude_comparative_LoRa_Sigfox_GSM_UMTS.pdf.
- [2] Adaptalift. RFID VS BARCODES : Advantages and disadvantages comparison. - Logistics & Materials Handling Blog, May 2012. URL : http://www.aalhysterforklifts.com.au/index.php/about/blog-post/rfid_vs_barcodes_advantages_and_disadvantages_comparison.
- [3] AFNOR. NF ISO/CEI Guide 99, August 2011.
- [4] Mangilal Agarwal, Mercyma D. Balachandran, Sudhir Shrestha, and Kody Varahramyan. SnO₂ Nanoparticle-Based Passive Capacitive Sensor for Ethylene Detection. *Journal of Nanomaterials*, 2012 :5, 2012. URL : <http://dx.doi.org/10.1155/2012/145406>.
- [5] Roger Aïm. *La Gestion de Projet*. Gualino, 5eme edition.
- [6] M. D. Balachandran, S. Shrestha, M. Agarwal, Y. Lvov, and K. Varahramyan. SnO₂capacitive sensor integrated with microstrip patch antenna for passive wireless detection of ethylene gas. *Electronics Letters*, 44(7) :464–466, March 2008. doi:10.1049/el:20083636.
- [7] Constantine Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2007.
- [8] S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, and M. M. Tentsiris. A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation. In *2012 IEEE Sensors*, pages 1–4, October 2012. doi:10.1109/ICSENS.2012.6411477.
- [9] L. Catarinucci, R. Colella, and L. Tarricone. A Cost-Effective UHF RFID Tag for Transmission of Generic Sensor Data in Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5) :1291–1296, May 2009. doi:10.1109/TMTT.2009.2017296.
- [10] L. Catarinucci, R. Colella, and L. Tarricone. Enhanced UHF RFID Sensor-Tag. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(1) :49–51, January 2013. doi:10.1109/LMWC.2012.2234092.
- [11] H. Cheng, X. Ren, S. Ebadi, Y. Chen, L. An, and X. Gong. Wireless Passive Temperature Sensors Using Integrated Cylindrical Resonator/Antenna for Harsh-Environment Applications. *IEEE Sensors Journal*, 15(3) :1453–1462, March 2015. doi:10.1109/JSEN.2014.2363426.
- [12] Haitao Cheng, Gang Shao, Siamak Ebadi, Xinhua Ren, Kyle Harris, Jian Liu, Chengying Xu, Linan An, and Xun Gong. Evanescent-mode-resonator-based and antenna-integrated wireless passive pressure sensors for harsh-environment applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 220(Supplement C) :22–33, December 2014. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424714004051>, doi:10.1016/j.sna.2014.09.010.
- [13] La Crosse. WS7027, Lacrosse Technology station météo - La Crosse Technology, August 2017. URL : <http://www.lacrossetechnology.fr/P-6-A1-WS7027.html>.

- [14] Suzanne Dansereau. Rio Tinto expérimente la mine sans mineur, August 2017. URL : <http://www.lesaffaires.com/secteurs-d-activite/ressources-naturelles/rio-tinto-experimente-la-mine-sans-mineur/568152>.
- [15] H. Hallil, P. Ménini, and H. Aubert. Novel millimeter-wave gas sensor using dielectric resonator with sensitive layer on TiO₂. In *2009 IEEE Sensors*, pages 226–228, October 2009. doi:10.1109/ICSENS.2009.5398185.
- [16] Laurent Hausermann. Les 4 révolutions industrielles : de la machine à vapeur au tout numérique, January 2017. URL : <https://www.sentryo.net/fr/quand-revolutions-industrielles-amenent-industrie-4-0/>.
- [17] J. Hoppe, J. M. Boccard, T. Aftab, A. Yousaf, A. Ojha, T. Ostertag, and L. M. Reindl. Open parallel-plate dielectric resonator for passive torque sensing. In *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD14)*, pages 1–5, February 2014. doi:10.1109/SSD.2014.6808759.
- [18] Sang-Dong Jang and Jaehwan Kim. Passive wireless structural health monitoring sensor made with a flexible planar dipole antenna. *Smart Materials and Structures*, 21(2) :027001, 2012. URL : <http://stacks.iop.org/0964-1726/21/i=2/a=027001>, doi:10.1088/0964-1726/21/2/027001.
- [19] Shinae Jang, Hongki Jo, Soojin Cho, Kirill Mechitov, Jennifer Rice, Sung-Han Sim, Hyung-Jo Jung, Chung-Bangm Yun, Billie Spencer, and Gul Agha. Structural Health Monitoring of a Cable-Stayed Bridge Using Smart Sensor Technology : Deployment and Evaluation. *Smart Structures and Systems*, 6, 2010.
- [20] M. M. Jatlaoui, F. Chebila, T. Idda, P. Pons, and H. Aubert. Phenomenological theory and experimental characterizations of passive wireless EM pressure micro-sensor prototype. In *2010 IEEE Sensors*, pages 643–646, November 2010. doi:10.1109/ICSENS.2010.5690101.
- [21] M. M. Jatlaoui, P. Pons, and H. Aubert. Radio frequency pressure transducer. In *2007 European Microwave Conference*, pages 736–739, October 2007. doi:10.1109/EUMC.2007.4405297.
- [22] M.M. Jatlaoui, F. Chebila, I. Gmati, P. Pons, and H. Aubert. New electromagnetic transduction micro-sensor concept for passive wireless pressure monitoring application. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*, pages 1742–1745, June 2009. doi:10.1109/SENSOR.2009.5285739.
- [23] M.M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, and H. Aubert. Working principle description of the wireless passive EM transduction pressure sensor. *The European Physical Journal - Applied Physics*, 56(1), 2011. doi:10.1051/epjap/2011100220.
- [24] Yi Jia, Ke Sun, Fredrick Just Agosto, and Manuel Toledo Quiñones. Design and characterization of a passive wireless strain sensor. *Measurement Science and Technology*, 17(11) :2869, 2006. URL : <http://stacks.iop.org/0957-0233/17/i=11/a=002>, doi:10.1088/0957-0233/17/11/002.
- [25] Jean-Marc Manach. Rigolons un peu avec la sécurité des passeports RfID, February 2009. URL : <http://bugbrother.blog.lemonde.fr/2009/02/13/les-passeports-rfid-sont-piratables-la-preuve-en-images/>.

- [26] S. J. Mazlouman, X. J. Jiang, A. N. Mahanfar, C. Menon, and R. G. Vaughan. A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(12) :4406–4412, December 2011. doi:10.1109/TAP.2011.2165501.
- [27] S. J. Mazlouman, C. Menon, R. G. Vaughan, and A. Mahanfar. Stretchable antennas : An overview. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 1262–1263, July 2013. doi:10.1109/APS.2013.6711291.
- [28] Mark Patrick McGrath, Ridah N. Sabouni, and Anh-Vu H. Pham. Development of nano-based resonator gas sensors for wireless sensing systems. volume 5593, pages 62–73. International Society for Optics and Photonics, December 2004. URL : <https://www.spiedigitallibrary.org/conference-proceedings-of-spie/5593/0000/Development-of-nano-based-resonator-gas-sensors-for-wireless-sensing/10.1117/12.578786.short>, doi:10.1117/12.578786.
- [29] WS Mortley. British Patent 988 102, Application date Aug. 1962, USA waves,“. *Appl. Phys. Lctf*, 7, 1965.
- [30] Lord Rayleigh. On Waves Propagated along the Plane Surface of an Elastic Solid. *Proceedings of the London Mathematical Society*, s1-17(1) :4–11, 1885. URL : <http://dx.doi.org/10.1112/plms/s1-17.1.4>, doi:10.1112/plms/s1-17.1.4.
- [31] A. Rifai, E. Debourg, S. Bouaziz, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, and M. Tentzeris. Wireless chipless passive microfluidic temperature sensor. In *2013 Transducers Eurosensors XXVII : The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS EUROSENSORS XXVII)*, pages 1024–1027, June 2013. doi:10.1109/Transducers.2013.6626944.
- [32] J. E. Rogers, Y. K. Yoon, M. Sheplak, and J. W. Judy. A Passive Wireless Microelectromechanical Pressure Sensor for Harsh Environments. *Journal of Microelectromechanical Systems*, PP(99) :1–13, 2017. doi:10.1109/JMEMS.2017.2774000.
- [33] S. Scott and D. Peroulis. A capacitively-loaded MEMS Slot element for wireless temperature sensing of up to 300 #x00b0;C. In *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1161–1164, June 2009. doi:10.1109/MWSYM.2009.5165908.
- [34] Semtech. SX1276/77/78/79 - 137 MHz to 1020 MHz Low Power Long Range Transceiver, 2017.
- [35] H. Stockman. Communication by Means of Reflected Power. *Proceedings of the IRE*, 36(10) :1196–1204, October 1948. doi:10.1109/JRPROC.1948.226245.
- [36] RH Tancrell, MB Schulz, HH Barrett, L Davis, and MG Holland. Dispersive delay lines using ultrasonic surface waves. *Proceedings of the IEEE*, 57(6) :1211–1213, 1969.
- [37] Claude TETELIN. Systèmes et techniques RFID. *Techniques de l'ingénieur Internet des objets*, base documentaire : TIB612DUO.(ref. article : e1470), 2015. URL : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/technologies-de-l-information-th9/internet-des-objets-42612210/systemes-et-techniques-rfid-e1470/>.
- [38] T. T. Thai, J. M. Mehdi, F. Chebila, H. Aubert, P. Pons, G. R. DeJean, M. M. Tentzeris, and R. Plana. Design and Development of a Novel Passive Wireless Ultra-

- sensitive RF Temperature Transducer for Remote Sensing. *IEEE Sensors Journal*, 12(9) :2756–2766, September 2012. doi:10.1109/JSEN.2012.2201463.
- [39] T.T. Thai, J.M. Mehdi, H. Aubert, P. Pons, G.R. DeJean, M.M. Tentzeris, and R. Plana. A novel passive wireless ultrasensitive RF temperature transducer for remote sensing. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pages 473–476, May 2010. doi:10.1109/MWSYM.2010.5517892.
- [40] A. Traille, M. M. Tentzeris, S. Bouaziz, P. Pons, and H. Aubert. A novel wireless passive temperature sensor utilizing microfluidic principles in millimeter-wave frequencies. In *2011 IEEE SENSORS Proceedings*, pages 524–525, October 2011. doi:10.1109/ICSENS.2011.6127212.
- [41] Transense. Motorsport TPMS Stack Temperature & Pressure Technologies, April 2009. URL : <http://www.transense.co.uk/Temperature-Pressure/motorsport-tpms-stack.html>.
- [42] A. Vaz, A. Ubarretxena, I. Zalbide, D. Pardo, H. Solar, A. Garcia-Alonso, and R. Berenguer. Full Passive UHF Tag With a Temperature Sensor Suitable for Human Body Temperature Monitoring. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 57(2) :95–99, February 2010. doi:10.1109/TCSII.2010.2040314.
- [43] RM White and FW Voltmer. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied physics letters*, 7(12) :314–316, 1965.
- [44] Williamson. Capteurs de température pour les réacteurs thermiques, 2017. URL : <http://www.williamsonir.com/temp-sensor-for-thermal-reactor>.

Surface Radar Équivalente et Élément Sensible Optimal

Introduction

Après avoir vu les grandeurs caractérisant les performances d'un capteur ainsi que les différentes technologies de capteurs sans fil, nous allons maintenant nous focaliser sur les capteurs à transduction électromagnétique.

La technologie des capteurs à transduction électromagnétique est très récente. De nombreuses recherches portent sur la conception de nouveaux éléments sensibles et sur l'interrogation radar à proprement parler. Nous allons ici nous intéresser au rôle de l'antenne dans les performances du capteur en terme de portée et de sensibilité. En particulier, nous verrons que l'on gagne à considérer le système antenne et l'élément sensible comme un tout. Nous allons étudier comment maximiser la portée et la sensibilité d'un capteur sans fil en prenant en compte les caractéristiques de l'antenne dans le choix de l'élément sensible.

Pour cela, le lien entre l'impédance de charge et la surface radar équivalente (SER) d'une antenne sera d'abord établi. Deux méthodes permettant d'obtenir l'impédance qui minimise et celle qui maximise la SER seront présentées : la première est celle que l'on trouve dans la littérature de façon géométrique et qui a été mise en équation dans cette thèse. La seconde a été développée durant cette thèse. Elle simplifie les calculs et semble être plus précise.

La variation de l'impédance de l'élément sensible, maximisant la sensibilité du capteur en fonction de la température, sera ensuite déterminée. Des exemples d'application sur un dipôle illustreront l'intérêt de cette méthode.

2.1 Équation du Radar et Surface Radar Équivalente (SER)

Introduction

Dans cette section, nous allons définir la notion de SER qui est la grandeur qui sera modifiée par le mesurande et lue à distance. Le lien entre la SER d'une antenne et son impédance de charge sera présenté afin de déterminer l'influence de l'impédance de charge sur les performances du capteur en matière de portée et de sensibilité.

2.1.1 Équation du Radar

L'ancêtre du radar le "Telemobiloskop", date de 1904¹. Il a été développé puis testé sur le Rhin par Christian Hülsmeier [10]. Il permettait de détecter des navires situés jusqu'à 3 km de distance. Le principe de fonctionnement des radars utilisés aujourd'hui reste identique : dans un premier temps, une onde électromagnétique est émise par le radar dans une direction et se propage. Selon les équations de Maxwell, si un objet métallique se trouve sur sa trajectoire, ce champ va induire des courants sur la structure métallique qui vont à leur tour rayonner un champ électromagnétique. Ce champ, que l'on appelle champ rétrodiffusé va, suivant la géométrie de la structure, se propager dans diverses directions de l'espace. Si le récepteur du radar détecte ce champ, on peut en déduire qu'il y a un objet métallique partiellement ou complètement réfléchissant à proximité. On peut alors calculer la distance par rapport à l'objet, simplement en mesurant le temps de l'aller-retour τ de l'onde. Comme cette dernière circule approximativement à la vitesse de la lumière dans le vide c , on peut en déduire la distance d :

$$d = \frac{c\tau}{2}. \quad (2.1)$$

Le schéma de fonctionnement de l'interrogation radar est présenté Figure 2.1. Le système est composé de la partie émettrice du radar, d'un objet métallique, et de la partie réceptrice du radar. L'angle formé entre les trois est appelé l'angle "bistatique".

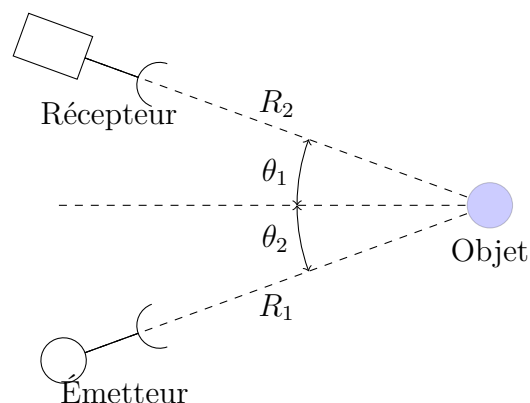


FIGURE 2.1 – Notations utilisées pour l'interrogation radar bi-statique

1. Reichspatent Nr. 1655461

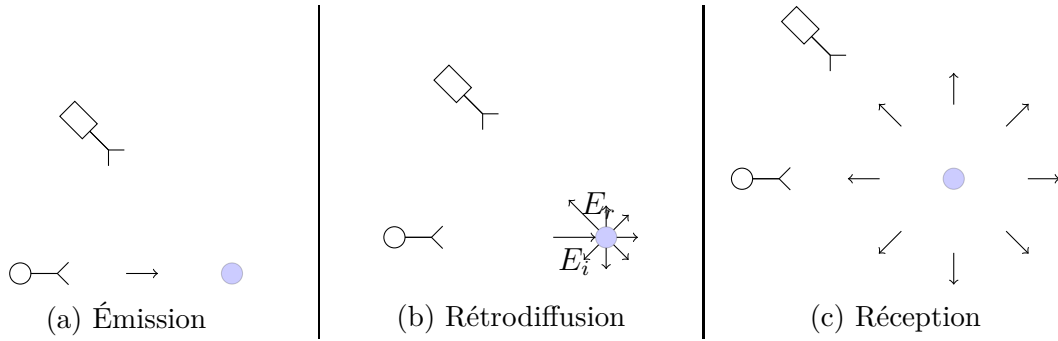


FIGURE 2.2 – Principe de l'interrogation Radar

La puissance reçue suite à un écho radar a ensuite été quantifiée. L'émetteur, situé à une distance R_1 de l'objet, envoie une onde électromagnétique vers l'objet (Figure 2.2a). En considérant que le milieu est isotrope, l'onde se déplace à la même vitesse dans toutes les directions et le front de l'onde décrit donc une sphère. En intégrant la densité de puissance ρ_{EM} sur une sphère de rayon r , on obtient la puissance émise par l'antenne. Autrement dit :

$$P_e = \oiint \rho_{EM}(r)r^2 d\theta d\phi, \quad (2.2)$$

et donc

$$\rho_{EM}(r) = \frac{G_e P_e}{4\pi r^2}. \quad (2.3)$$

On retrouve que la densité de puissance diminue en $1/r^2$. Si la distance qui sépare l'objet du radar est grande devant la dimension maximale de l'objet, on peut supposer que la densité de puissance est constante sur toute la surface. Une condition souvent utilisée [2] est :

$$R_{min} = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (2.4)$$

où R_{min} est la distance minimale devant séparer l'objet du radar pour être dans la zone qualifiée de champ lointain (ou zone de Fraunhofer), D est la dimension maximale de l'objet et λ la longueur d'onde de l'onde incidente. La puissance reçue par l'objet sera donc :

$$P_r = \rho_{EM}(R) \times A(\theta_1), \quad (2.5)$$

où A est la surface effective de l'objet. La puissance ensuite rétrodiffusée est le produit du gain de l'objet par la puissance reçue soit :

$$P_{rétro} = G(\theta_2) \times A(\theta_1) \times \rho_{EM}(R). \quad (2.6)$$

On définit alors la SER comme la surface que devrait avoir l'objet qui, illuminé par la même onde plane et rétrodiffusant de manière isotrope ($G = 1$), permettrait d'obtenir la même puissance rétrodiffusée. En d'autres termes, la SER souvent notée σ peut être écrite :

$$\sigma = G(\theta_2)A(\theta_1). \quad (2.7)$$

La définition standard de la SER est équivalente. Elle est définie comme :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (2.8)$$

L'Équation 2.6 s'écrit donc :

$$P_{rétro} = \sigma(\theta_1, \theta_2) \times \rho_{EM}(R). \quad (2.9)$$

La SER d'un objet est notamment fonction de sa forme géométrique, de l'angle d'incidence de l'onde avec l'objet, de son matériau et de l'angle bistatique. Le Tableau 2.1 donne l'ordre de grandeur de la SER de quelques objets [9].

Cible	SER [m^2]
Oiseau	0.01
Avion furtif	0.01
Avion de chasse	0.1 à 1
Homme	1
Avion Civil	50
Voiture	100
Réflecteur trièdre (1.5m)	20379

TABLE 2.1 – Ordre de grandeur de la SER de différents objets dans la bande X (8-12 GHz)[9]

Elle dépend donc de la capacité de l'objet à capter l'énergie incidente et de la capacité de cet objet à rayonner dans les différentes directions de l'espace.

Une fois rétrodiffusée, l'onde peut se propager dans toutes les directions de l'espace (Figure 2.2b), l'amplitude de l'onde dans une direction dépendant de la valeur de la SER de l'objet dans cette direction. Une partie de l'énergie se dirige notamment vers le récepteur radar. La densité de puissance de l'onde rétrodiffusée à une distance r de l'objet vaut donc :

$$\begin{aligned} \rho_{rétro}(r) &= \frac{P_{rétro}}{4\pi r^2} \\ &= \frac{\sigma P_e G_e}{(4\pi)^2 R_1^2 r^2}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

La puissance reçue par le récepteur à la distance R_2 de l'objet vaut donc :

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \times \rho_{rétro}(R_2) \\ &= \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} \times \frac{\sigma(\theta_1, \theta_2) P_e G_e}{(4\pi)^2 R_1^2 R_2^2} \\ &= \sigma(\theta_1, \theta_2) \frac{G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^2 R_2^2} P_e. \end{aligned} \quad (2.11)$$

On retrouve ainsi l'équation du radar. Si le radar utilise la même antenne pour l'émission et la réception, l'angle bistatique est nul et l'on se retrouve dans une situation que l'on appelle "monostatique". Nous nous placerons dans ce cas pour le reste du manuscrit.

2.1.2 Surface Radar Équivalente d'Objets Canoniques

Pour certains objets de forme simple, il est possible de calculer la SER de façon analytique. Pour une plaque de surface S en incidence normale par exemple, la surface effective de l'antenne vaut S et le gain est celui d'une ouverture de surface S soit $4\pi S/\lambda^2$ [1] d'où :

$$\sigma_{plaque} = 4\pi \frac{S^2}{\lambda^2}. \quad (2.12)$$

La SER de la sphère a également été largement étudiée, notamment par Mie [8], et l'on distingue plusieurs domaines suivant le rayon R de la sphère par rapport à la longueur d'onde comme illustré sur la Figure 2.3. La première zone (1) est appelée zone de Rayleigh.

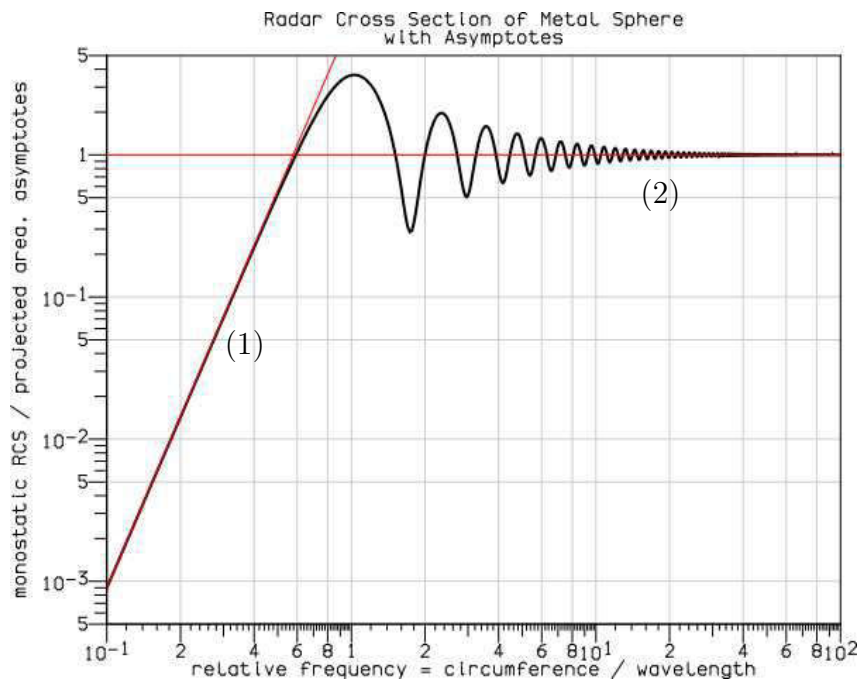


FIGURE 2.3 – Évolution de la SER d'une sphère normalisée par sa surface géométrique (πr^2) en fonction du rapport entre sa circonférence et la longueur d'onde de l'onde incidente

Elle correspond au domaine dans lequel la longueur d'onde de l'onde incidente est grande par rapport aux dimensions de la sphère. L'évolution de la SER avec la taille normalisée de la sphère est donnée par l'Équation 2.13. C'est la formule utilisée en météorologie pour déterminer la taille des gouttes d'eau et en déduire ainsi le risque de précipitation.

$$\sigma_{sphère} = 7.11\pi r^2 \left(\frac{2\pi r}{\lambda}\right)^4 \quad (2.13)$$

Lorsque la longueur d'onde devient petite par rapport aux dimensions de la sphère (2), on se trouve dans la zone optique et la SER de la sphère vaut sa surface projetée soit :

$$\sigma_{sphère} = \pi R^2 \quad (2.14)$$

Ces structures que l'on peut qualifier de canoniques sont très utiles. Elles permettent par exemple de calibrer le banc de mesure avant de mesurer des objets plus complexes. Dans le cas de structures telles que des antennes, la relation entre la géométrie de l'antenne et sa SER peut être bien plus complexe.

2.1.3 Surface Radar Équivalente d'Antennes

Le calcul de la SER d'une antenne est différent de celui d'objets simples comme ceux présentés précédemment. En effet, une antenne dispose d'un ou de plusieurs ports d'excitation, lesquels peuvent être chargés par des impédances. Ces impédances imposent des relations entre courant et tension, ce qui modifie la distribution des courants, et donc, l'allure du champ rétrodiffusé.

En 1949, les travaux de D.D. King [7] permettent d'estimer la SER normalisée par rapport à la longueur d'onde d'un dipôle en court-circuit et chargé par une impédance adaptée en fonction de sa longueur. L'auteur part du schéma de Thévenin équivalent à une antenne en réception comme montré Figure 2.4. avec h_e la hauteur effective de

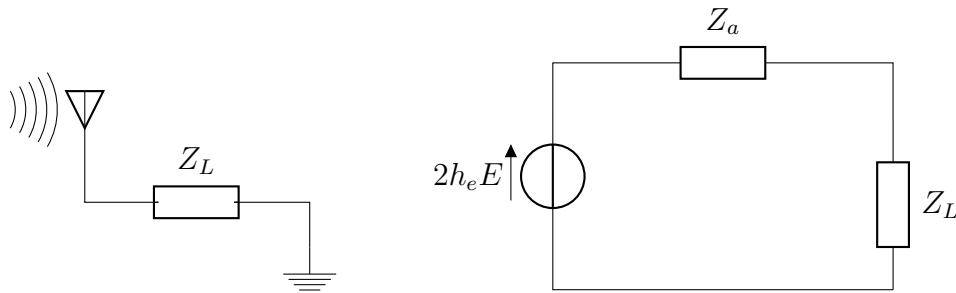


FIGURE 2.4 – Schéma équivalent d'une antenne en réception [1]

l'antenne, E le champ incident et Z_L et Z_a respectivement l'impédance de charge et celle de l'antenne. L'auteur associe la puissance rétrodiffusée à la puissance dissipée dans la partie réelle de Z_a . Une première limitation à ce modèle concerne la rétrodiffusion d'une antenne en circuit ouvert ($Z_L \rightarrow \infty$). En effet d'après le modèle cela signifie qu'il n'y a aucun courant dans Z_a et donc aucun champ rétrodiffusé ce qui n'est pas le cas. La deuxième conséquence est que théoriquement, lorsque l'antenne est chargée par son impédance conjuguée, la puissance rétrodiffusée et la puissance absorbée par la charge sont égales ce qui n'est pas systématiquement le cas en pratique [4].

En 1958, Hu change d'approche en considérant le système de mesure de SER complet (antenne radar + antenne sous test) comme un quadripôle. Une illustration est donnée Figure 2.5. L'exercice est mené sur un dipôle excité par un dipôle infinitésimal. Le champ rétrodiffusé E_r^s est lié à l'impédance du quadripôle équivalent par :

$$E_r^s = \frac{i_1(0)}{\Delta l} \left[(Z_{11} - Z_1) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \right] \quad (2.15)$$

avec Z_{np} l'impédance du modèle équivalent, $i_1(0)$ le courant dans le dipôle infinitésimal, Z_L l'impédance de charge du dipôle dont on cherche à déterminer la SER, Δl sa longueur et Z_1 l'impédance d'entrée du dipôle infinitésimal en l'absence du dipôle sous test. Une fois

tous les paramètres du modèle déterminés, on retrouve la SER à l'aide de l'Équation 2.8 et de l'expression du champ rayonné par un dipôle infinitésimal :

$$E^i(r) = \frac{i\eta k}{4\pi r} \exp(-ikr) \quad (2.16)$$

avec $E^i(r)$ le champ rayonné par le dipôle infinitésimal à la distance r , $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ l'impédance d'onde du milieu de propagation et k le vecteur d'onde. Ce formalisme sera repris par Harrington pour calculer la SER de petits dipôles et de petites boucles [5] pour la mesure de champ électromagnétique.

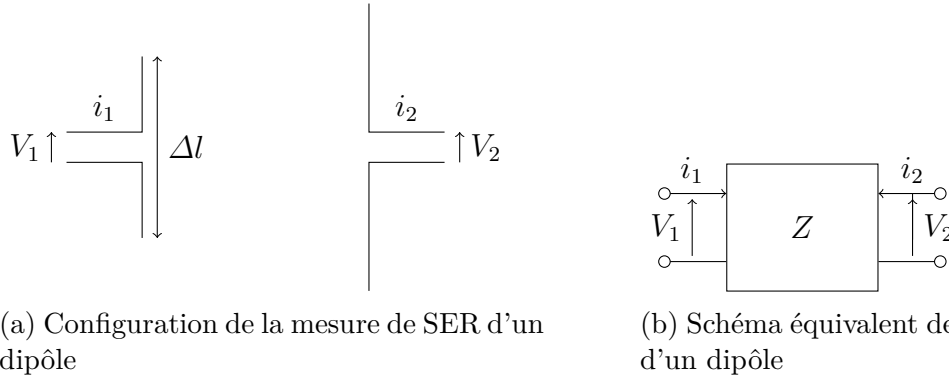


FIGURE 2.5 – Schéma équivalent de Hu [6]

Le formalisme utilisé dans ce manuscrit est celui de Robert Blair Green car il permet d'étudier n'importe quelle structure antennaire, et ce de façon très aisée. Il décompose le champ rétrodiffusé par l'antenne en deux termes (Équation 2.17) : un terme ne dépendant pas de la charge et qui correspond au champ rétrodiffusé lorsque l'antenne est chargée par son impédance conjuguée, et un autre terme qui dépend du coefficient de réflexion à la charge Γ et du courant lorsque l'antenne est chargée par son impédance conjuguée ($I(Z_a^*)$). Le premier terme est appelé **partie structurelle** de la SER et ne dépend donc pas de la charge et le second est appelé **partie antennaire** et varie avec la charge.

$$E(Z) = E(Z_a^*) + \Gamma I(Z_a^*) E_r(Z). \quad (2.17)$$

À partir de cette équation, en nous intéressant uniquement au cas monostatique puisque l'émetteur et le récepteur seront au même endroit et en supposant qu'il n'y a pas de désadaptation par dépolarisation, la SER définie par l'Équation 2.8 devient après plusieurs étapes de calculs que l'on retrouve dans [4] :

$$\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_b^2 |\Gamma - A|^2, \quad (2.18)$$

avec

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_a^*}{Z_L + Z_a} \quad (2.19)$$

le coefficient de réflexion en puissance, λ la longueur d'onde à la fréquence d'interrogation, G_b le gain de l'antenne dans la direction du radar et A , un terme qui représente la partie structurelle de la SER.

Conclusion

Dans cette section, nous avons introduit la notion de surface radar équivalente, qui est le paramètre que nous allons faire varier avec le mesurande pour obtenir un capteur sans fil à transduction électromagnétique. Nous avons rappelé le lien entre la SER et le coefficient de réflexion à la charge en introduisant une grandeur notée A représentant la SER d'une antenne lorsque celle-ci est chargée par une impédance égale à l'impédance conjuguée de l'antenne. Nous allons maintenant successivement présenter l'évolution de la SER d'une antenne avec son impédance de charge grâce à l'utilisation de l'abaque de Smith, introduire deux impédances particulières et décrire deux méthodes pour déterminer A .

2.2 Optimisation de la SER pour Maximiser la Portée du Capteur

Introduction

Cette section est consacrée à l'optimisation de la portée du capteur sans fil. Dans un premier temps, deux impédances particulières seront introduites. Puis deux méthodes de détermination de la partie structurelle A de la SER de l'antenne seront proposées. Une illustration sera faite avec l'exemple d'une antenne élémentaire : le dipôle demi-onde.

2.2.1 Représentation dans l'Abaque de Smith et Impédances Particulières

L'équation (2.18) va être utilisée pour la suite des travaux. Γ est le coefficient de réflexion en puissance de l'antenne chargée par une impédance Z et A peut être vu lui aussi comme un coefficient de réflexion qui ne dépend pas de la charge mais de la géométrie et des propriétés physiques de l'antenne. Ces grandeurs peuvent donc être représentées dans un abaque de Smith normalisé par l'impédance de l'antenne comme illustré Figure 2.6. On note A sous la forme $A = a \exp(i\theta_A)$. On peut ainsi représenter le terme $\Gamma - A$ sur l'abaque de Smith, dont le module au carré $|\Gamma - A|^2$ est proportionnel à la SER comme le montre l'Équation 2.18. Trois cas sont distinguables :

$|A| > 1$: Si tel est le cas, la partie structurelle ne peut pas être annulée par une charge passive. Ce cas se produit lorsque l'antenne comporte un grand réflecteur par exemple, ou lorsque l'onde incidente excite un autre mode de propagation pour lequel l'introduction d'une impédance de charge n'a pas d'effet.

$|A| = 1$: C'est le cas pour les antennes cylindriques comme les dipôles par exemple. Une impédance réactive suffit à annuler la partie structurelle.

$|A| < 1$: C'est le reste des cas. Une impédance complexe annulant la SER existe.

Nous nous placerons dans le cas où $|A| \leq 1$ puisque nous considérons une antenne miniature donc sans réflecteur. On peut dans un premier temps déterminer les bornes de la SER. En effet, Γ étant un coefficient de réflexion en puissance, la charge étant passive, $|\Gamma|$ est inférieur à 1. On a donc d'après l'Équation 2.18 :

$$\sigma \in \left[0; \frac{\lambda^2 G_b^2}{\pi}\right] \quad (2.20)$$

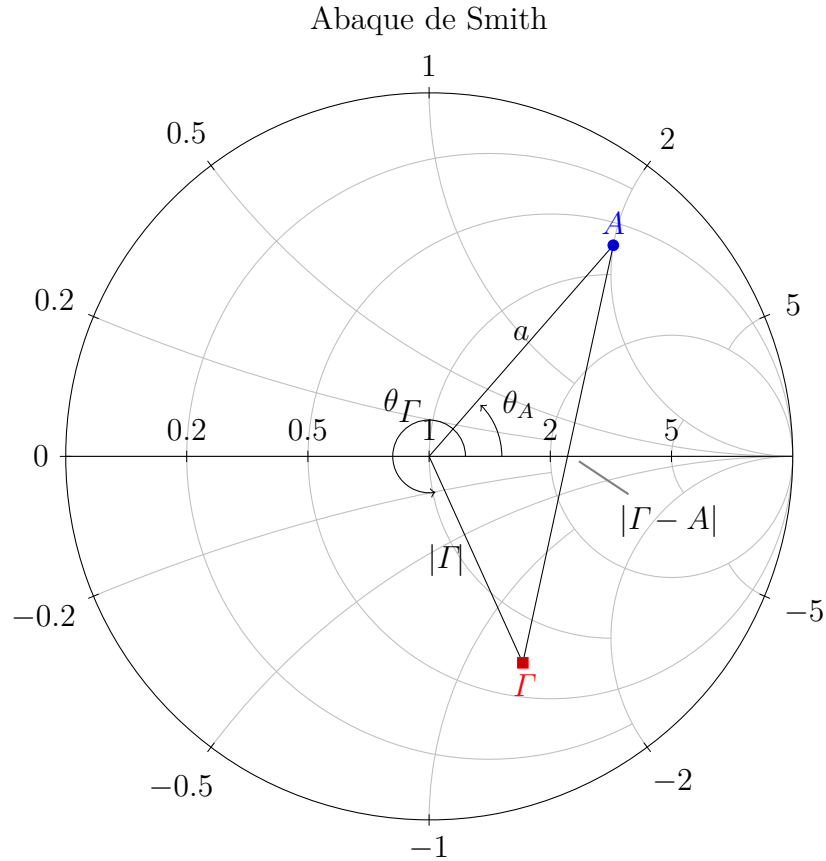


FIGURE 2.6 – Représentation de la SER normalisée dans l’Abaque de Smith normalisé par l’impédance de l’antenne

On peut donc en déduire l’existence de deux impédances particulières :

Z_{min} : C’est l’impédance de charge qui va annuler la SER. Elle correspond à la charge telle que le coefficient de réflexion vaut A ($\sigma = 0$ d’après Équation 2.18). On l’obtient simplement grâce à :

$$Z_{min} = \frac{Z_a^* + AZ_a}{1 - A}. \quad (2.21)$$

Z_{max} : Il s’agit de l’impédance qui maximise la SER. On peut la représenter graphiquement à l’aide de l’abaque de Smith, puisqu’il s’agit de l’impédance pour laquelle le terme $|\Gamma - A|^2$ est maximal. Le coefficient de réflexion qui maximise la SER est donc le point de l’abaque de Smith le plus éloigné de A . On trouve facilement l’impédance Z_{max} associée puisqu’il s’agit de l’impédance pour laquelle, le coefficient de réflexion et l’impédance valent :

$$\Gamma_{max} = 1 \times \exp(i(\theta_A + \pi)) \quad (2.22)$$

$$Z_{max} = \frac{Z_a^* - Z_a \exp(i\theta_A)}{1 + \exp(i\theta_A)}. \quad (2.23)$$

Un exemple de deux impédances particulières est illustré dans l’abaque de Smith Figure 2.7.

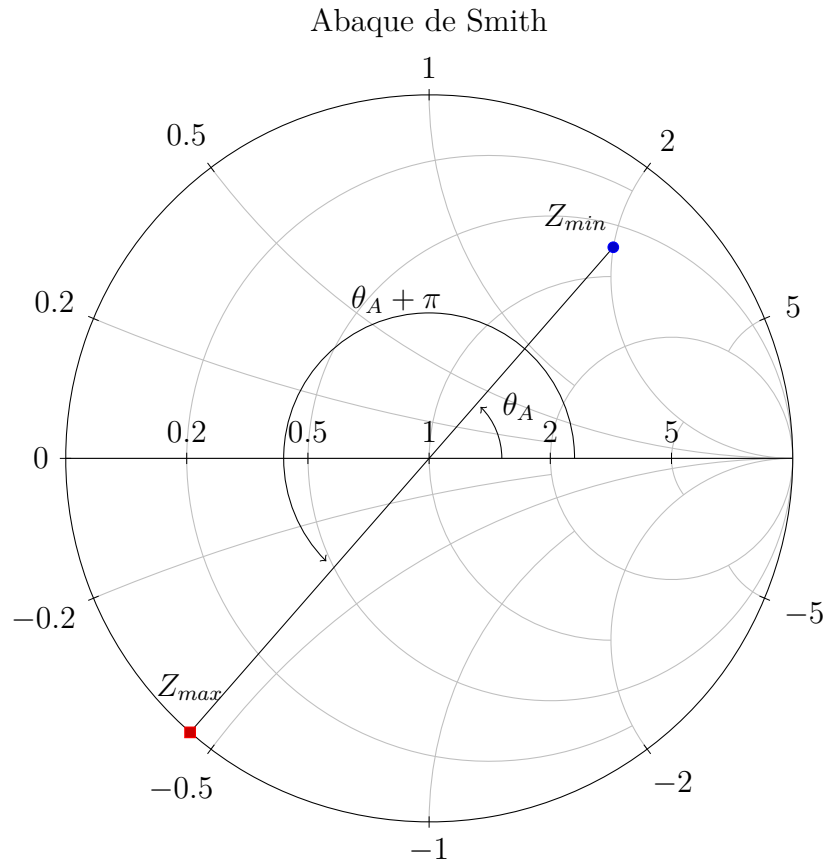


FIGURE 2.7 – Représentation des impédances qui minimise (Z_{min}) et maximise (Z_{max}) la SER dans l’Abaque de Smith normalisé par l’impédance de l’antenne

L’impédance qui maximise la SER est particulièrement intéressante. En effet d’après l’Équation 1.3 (page 3), la portée d’interrogation augmente avec la SER. Pour calculer ces deux impédances particulières, il est nécessaire de déterminer la composante structurelle de l’antenne A .

2.2.2 Détermination de la Partie Structurale de la SER

Exceptées quelques structures très simples comme le dipôle, il n’existe pas de formule donnant la valeur de la partie structurelle de la SER A de façon analytique. Dans l’Équation 2.18, on compte 3 inconnues : le gain de l’antenne G_b , et la partie réelle et imaginaire de A . Il suffit donc de 3 mesures ou simulations de SER pour déterminer tous les termes de l’Équation 2.18. Deux méthodes sont possibles.

Méthode Classique

La méthode classique consiste à mesurer la SER de l’antenne chargée par 3 différentes charges. On prendra en général le circuit ouvert, la charge adaptée et la charge pour laquelle le coefficient de réflexion en puissance Γ vaut j . On récupère ainsi les SER que l’on peut stocker dans un tableau comme l’illustre le Tableau 2.2. On se retrouve ainsi

Impédance de Charge Z	Coefficient de réflexion Γ	SER
∞	1	σ_1
Z_a^*	0	σ_2
$\frac{Z_a^* + jZ_a}{1-j}$	j	σ_3

TABLE 2.2 – Mesures ou simulations nécessaires au calcul de la partie structurale de la SER d’une antenne

avec le système (2.24).

$$\begin{cases} |1 - A|^2 = \frac{\sigma_1}{\sigma_2} |A|^2 \\ |A|^2 = \frac{\sigma_2}{\sigma_3} |j - A|^2 \\ |j - A|^2 = \frac{\sigma_3}{\sigma_1} |1 - A|^2 \end{cases} \quad (2.24)$$

Plus généralement, en prenant 3 impédances Z_n avec $n \in [1, 3]$ quelconques, on se retrouve avec trois équations du type :

$$|\Gamma_n - A| = \sqrt{\frac{\sigma_n}{\sigma_p}} |\Gamma_p - A| \quad (2.25)$$

avec $[n, p] \in [1, 3]$, Γ_p le coefficient de réflexion en puissance associé à la charge Z_p et où l’inconnue est bien évidemment A . Géométriquement le lieu de solution de A dans le plan complexe dépend du rapport $\frac{\sigma_n}{\sigma_p}$ que nous noterons k . Notons les coordonnées de $\Gamma_n = (x_n, y_n)$, $\Gamma_p = (x_p, y_p)$ et $A = (x, y)$ dans le plan complexe. Les détails mathématiques de la résolution de cette équation sont donnés en annexe (Annexe 4.3.4) pour plus de lisibilité. Une liste des cas suivant les différentes valeurs de k est redonnée ici et les différents cas sont illustrés dans le plan complexe Figure 2.8.

$k = 1$: Dans ce cas, A est l’ensemble des points équidistants de Γ_n et Γ_p , il s’agit donc de la médiatrice entre les deux points (Figure 2.8b). L’équation est donnée par :

$$y = -\frac{x_n - x_p}{y_n - y_p} x + \frac{x_n^2 + y_n^2 - x_p^2 - y_p^2}{2(y_n - y_p)} \quad (2.26)$$

$k \neq 1$: Dans ce cas, A est l’ensemble des points décrivant le cercle de centre $C = (x_c, y_c)$ et de rayon R (Figure 2.8a et Figure 2.8c). L’équation est donc :

$$(x - x_c)^2 + (y - y_c)^2 = R^2 \quad (2.27)$$

avec

$$\begin{aligned} x_c &= \frac{x_n - kx_p}{1 - k} \\ y_c &= \frac{y_n - ky_p}{1 - k} \\ R &= \sqrt{k \frac{(x_p - x_n)^2 + (y_p - y_n)^2}{(1 - k)^2}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

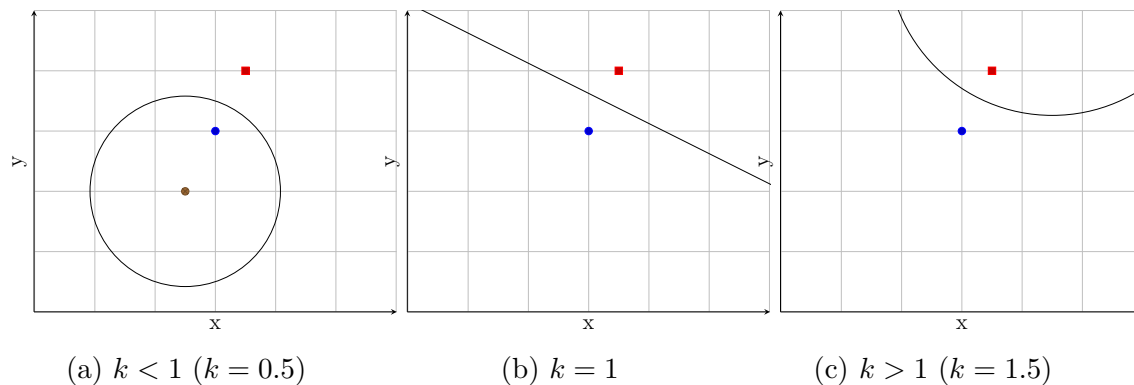


FIGURE 2.8 – Représentation des solutions de l'Équation 2.25 dans le plan (x, y) avec $\Gamma_n = (0, 1)$, $\Gamma_p = (0.5, 2)$

Le système (2.24) et le travail présenté jusqu'à présent permettent de construire 3 lieux de solutions pour A comme illustré dans l'abaque de Smith Figure 2.9. Comme A est solution du système, il appartient aux trois cercles. A est donc l'un des points d'intersection entre ces cercles. En réalité, le système est d'ordre deux puisque deux équations sont linéairement dépendantes. Cela explique pourquoi les trois cercles se coupent en deux points. On cherche donc à déterminer les coordonnées des points d'intersection de ces deux cercles C_1 et C_2 de centre de coordonnées respectives (x_1, y_1) et (x_2, y_2) et de rayons respectifs R_1 et R_2 . La détermination de l'intersection de deux cercles dont les centres et rayons sont quelconques est présentée en Annexe 4.3.4. Les résultats sont reportés dans le Tableau 2.3. On simule ensuite l'antenne chargée par ces deux impédances pour trouver celle qui minimise effectivement la SER.

Ces calculs sont facilement intégrables dans la plupart des langages de programmation mais nécessitent de nombreux calculs intermédiaires. C'est pourquoi, une nouvelle méthode de détermination de la partie structurelle va maintenant être présentée.

Proposition d'une Nouvelle Méthode de Détermination

Cette méthode a été brièvement abordée à la fin de la thèse. Elle nécessite elle aussi la simulation ou la mesure de la SER, à la différence près que l'on choisit deux impédances particulières. Il est cependant nécessaire dans un premier temps de déterminer le gain de l'antenne à l'aide d'une simulation ou d'une mesure. La première mesure ou simulation de SER se fait ensuite en chargeant l'antenne par son impédance conjuguée Z_a^* . On obtient alors une SER que l'on notera σ_1 . L'Équation 2.18 permet d'obtenir le module de la partie structurelle de la SER de l'antenne noté a par :

$$|A| = a = \sqrt{\frac{4\pi\sigma_1}{G_b^2\lambda^2}}. \quad (2.29)$$

Cas		Solutions				
		x	y	x'	y'	
$y_1 = y_2$	$R_1^2 < \frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)}$	Aucune Solution				
	$R_1^2 \geq \frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)}$	$\frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)} + x_1$	$y_1 + \sqrt{R_1^2 - \left(\frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)}\right)^2}$	$\frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)} + x_1$	$y_1 - \sqrt{R_1^2 - \left(\frac{R_1^2 - R_2^2 + (x_2 - x_1)^2}{2(x_2 - x_1)}\right)^2}$	
$y_1 \neq y_2$	$a = -\frac{x_2 - x_1}{y_2 - y_1}$ $b = \frac{R_1^2 - R_2^2 + x_2^2 - x_1^2 + y_2^2 - y_1^2}{2(y_2 - y_1)}$ $\Delta_2 = 4(R_1^2(1 + a^2) - (b - y_1)^2 - ax_1(ax_1 + 2(b - y_1)))$	$\Delta_2 < 0$	Aucune Solution			
		$\Delta_2 \geq 0$	$\frac{2(x_1 - a(b - y_1)) + \sqrt{\Delta_2}}{2(1 + a^2)}$	ax+b	$\frac{2(x_1 - a(b - y_1)) - \sqrt{\Delta_2}}{2(1 + a^2)}$	ax'+b

TABLE 2.3 – Coordonnées des points d'intersection de deux cercles de centres (x_1, y_1) et (x_2, y_2) et de rayons R_1 et R_2

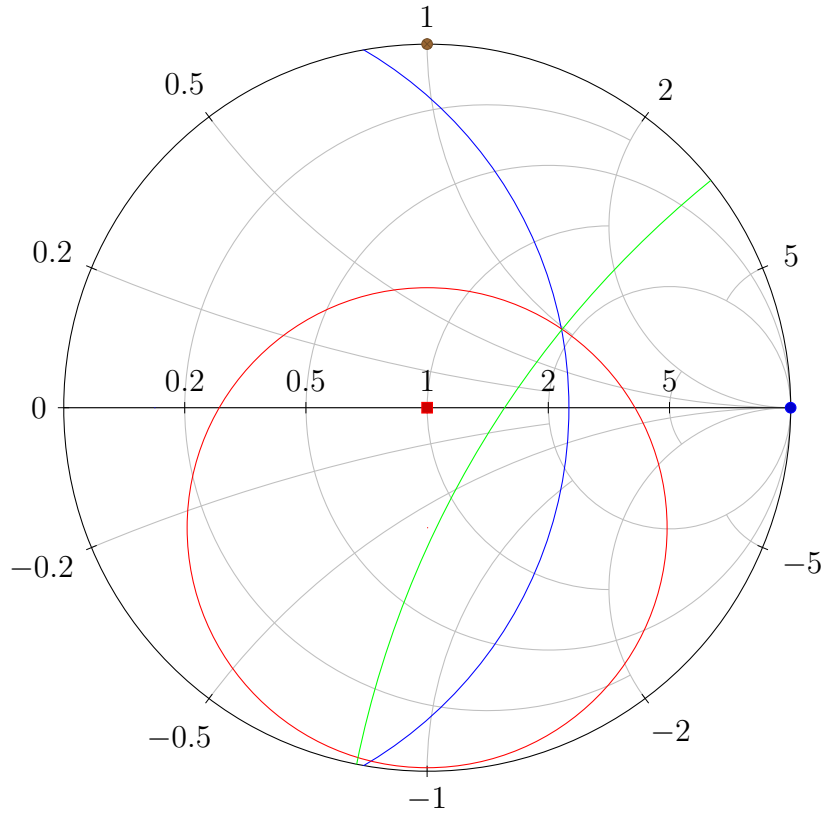


FIGURE 2.9 – Recherche de la partie structurale : méthode classique

On choisit ensuite $Z = \frac{Z_a^* + aZ_a}{1-a}$ de telle sorte que l'on ait $\Gamma = a$. L'Équation 2.18 permet d'obtenir la phase θ_A de la partie structurale de la SER de l'antenne :

$$\begin{aligned}
 \sigma_2 &= \frac{\lambda^2 G_b^2}{4\pi} |a - a \exp(i\theta_A)|^2 \\
 &= \frac{\lambda^2 G_b^2}{4\pi} a^2 |1 - \exp(i\theta_A)|^2 \\
 &= \frac{\lambda^2 G_b^2}{4\pi} a^2 |1 - (\cos \theta_A + i \sin \theta_A)|^2 \\
 \theta_A &= \pm \arccos\left(1 - \frac{2\pi\sigma_2}{G_b^2 \lambda^2 a^2}\right)
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

On trouve ainsi la phase de A , ce qui détermine entièrement A . Cette méthode nécessitant moins de calculs intermédiaires, et n'étant pas systématique puisque l'on tient compte de l'impédance de l'antenne dans le choix des impédances de charge pour lesquelles on simule la SER de l'antenne, on peut s'attendre à déterminer la partie structurale de la SER de façon beaucoup plus précise. L'étude analytique de la précision de ces deux méthodes n'a cependant pas été effectuée dans le cadre de cette thèse.

2.2.3 Exemple de Calcul de Partie Structurale sur un Dipôle

La détermination de la partie structurale peut être automatisée. Dans le cadre de la thèse, une macro-fonction développée en VBA qui fonctionne avec le logiciel de simulation

électromagnétique MWS a été développée afin de faciliter le calcul de la partie structurelle de différentes antennes. Elle se base sur la méthode classique décrite dans la section 2.2.2 et procède comme décrit ici :

1. Calcul des paramètres électriques de l'antenne Z_a en fonction de la fréquence.
2. Recherche de la fréquence d'adaptation, celle à laquelle la partie structurelle doit être déterminée.
3. Calcul des 3 impédances à présenter pour obtenir des coefficients de réflexion Γ égaux à 1, 0 et j .
4. Création et configuration de 3 fichiers de simulation MWS permettant d'obtenir la SER dans la direction souhaitée pour les 3 impédances préalablement calculées.
5. Calcul de la partie structurelle à l'aide des résultats de simulation et de la procédure classique décrite section 2.2.2.
6. Enregistrement des données.

L'application à un dipôle demi-onde sans pertes résonnant à 700 MHz est donnée ici à titre d'exemple. Sa longueur vaut 192.5 mm et son diamètre 2 mm. Une condition nécessaire au bon fonctionnement du script et de la méthode en générale est de déterminer précisément l'impédance de l'antenne à la fréquence d'adaptation. L'impédance du dipôle à la fréquence d'adaptation vaut $Z_a = 62.7 - 3.3i \Omega$. Après l'exécution du script développé dans le cadre de cette thèse, on obtient l'impédance qui minimise la SER $Z_{min} = 724i \Omega$ (soit $A = \exp(10^\circ i)$) et celle qui maximise la SER $Z_{max} = -0.57i \Omega$. On remarque que l'on retrouve le fait que pour un dipôle, le module de la partie structurelle A vaut 1 [4]. On remarque aussi que l'impédance qui maximise la SER est presque nulle ce qui signifie que le court-circuit maximise la SER. Les diagrammes de SER correspondants sont visibles sur la Figure 2.10.

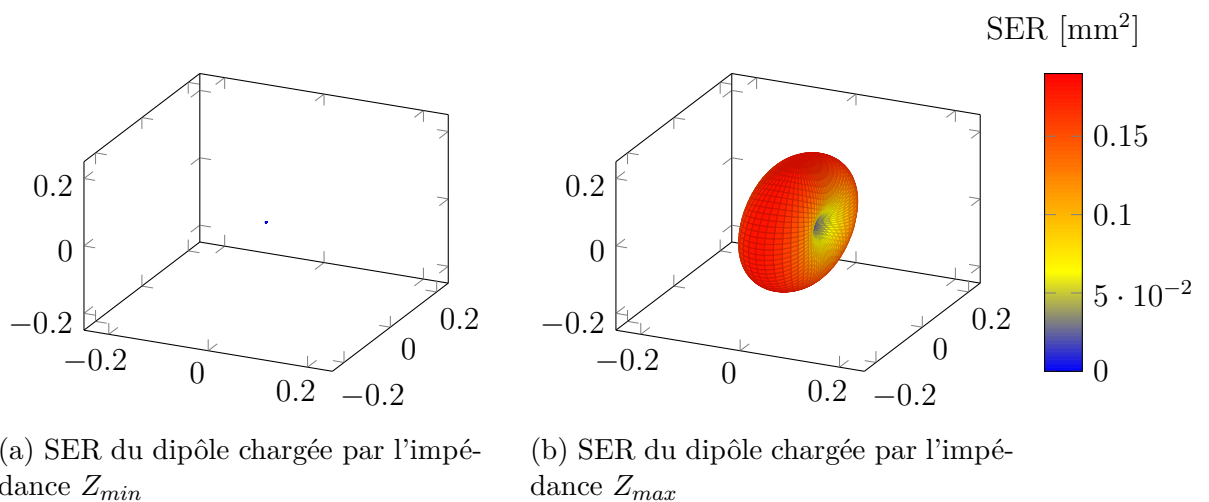


FIGURE 2.10 – Représentation de la SER du dipôle chargée par les impédances qui minimisent et maximisent la SER

Les résultats obtenus par la simulation sont très proches de ceux donnés par Hu comme on peut le voir sur le Tableau 2.4. Les résultats de Hu ont été donnés en calculant $\beta l = 1, 4$

Impédance	SER théorique [mm ²]	SER simulée [mm ²]
∞	9 000	8 212
Z_a^*	38 469	41 000
0	164 866	170 680

TABLE 2.4 – Comparaison des résultats de simulations avec les travaux de Hu [3]

avec $\beta = 2\pi/\lambda$ et l la longueur d'un brin du dipôle et en se reportant aux abaquages donnés dans l'article [3]. L'imprécision de lecture explique en partie les différences obtenues.

L'application de la nouvelle méthode développée durant cette thèse nous donne $Z_{min} = 900i$ et $Z_{max} = -1.06i \Omega$. Une comparaison des deux méthodes est présentée dans le Tableau 2.5. On remarque que la nouvelle méthode semble plus précise. En effet, la SER obtenue en chargeant l'antenne par le nouveau Z_{min} est plus faible et la SER obtenue avec le nouveau Z_{max} est plus importante. Cela provient certainement du fait que la nouvelle méthode demande moins de calculs intermédiaires ce qui limite les imprécisions. Une étude de sensibilité des deux méthodes, non traitée durant cette thèse, serait intéressante.

	Z_{min} [Ω]	Z_{max} [Ω]	SER_{min} [mm ²]	SER_{max} [mm ²]
Ancienne méthode	$724i\Omega$	$-0.57i\Omega$	25.88 mm ²	182 070 mm ²
Nouvelle méthode	$900i\Omega$	$-1.06i\Omega$	3.54 mm ²	182 090 mm ²

TABLE 2.5 – Comparaison des résultats de SER obtenus avec l'ancienne et avec la nouvelle méthode

Conclusion

Dans cette section nous avons introduit la notion de surface radar équivalente, qui est le paramètre qui sera modifié par le mesurande pour faire un capteur sans fil à transduction électromagnétique. Nous avons trouvé deux impédances particulières qui minimise (Z_{min}) et maximise la SER (Z_{max}) de l'antenne. Ces deux impédances dépendent à la fois de la géométrie et des propriétés physiques de l'antenne. Deux méthodes permettant de calculer la partie structurelle de la SER d'une antenne ont été présentées. Toutes deux permettent de trouver les impédances Z_{min} et Z_{max} la SER. En particulier, Z_{max} est aussi celle qui maximise la portée du capteur sans fil d'après l'Équation 1.3. Nous allons maintenant nous intéresser au profil d'impédance que devrait présenter l'élément sensible entre Z_{min} et Z_{max} pour que le capteur sans fil soit le plus sensible possible.

2.3 Optimisation de la Sensibilité du Capteur

Introduction

Nous avons vu dans la section précédente qu'il existait deux impédances particulières : celle qui minimise la SER notée Z_{min} et celle qui maximise la SER notée Z_{max} . Ces deux impédances peuvent être représentées dans le plan complexe comme l'illustre la Figure 2.11. On cherche maintenant le lieu d'impédance optimal, c'est à dire, les variations d'impédance complexes que devra avoir l'élément sensible en fonction du mesurande afin de maximiser la sensibilité totale du capteur. En effet il existe entre ces deux impédances une infinité de chemins possibles dans le plan complexe. Comme nous le verrons plus tard, un piège est de se dire que le chemin qui maximise la sensibilité du capteur est nécessairement une ligne droite.

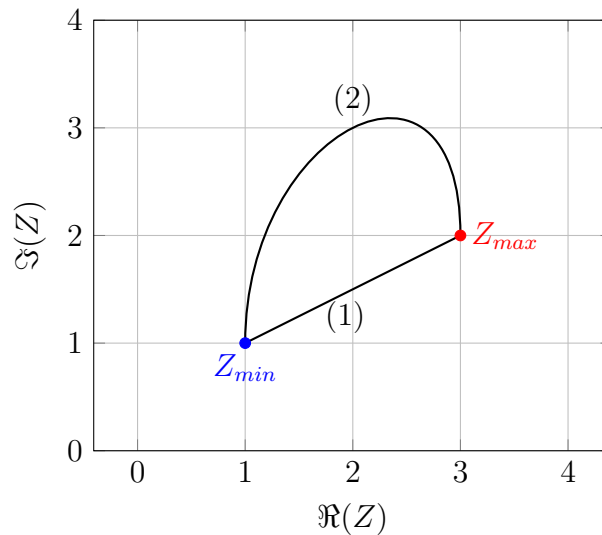


FIGURE 2.11 – Représentation dans le plan complexe de deux lieux d'impédance (1 et 2) reliant l'impédance qui minimise la SER ($\bullet Z_{min}$) et celle qui maximise la SER ($\bullet Z_{max}$)

Dans une première partie nous allons détailler un algorithme qui permet de maximiser la sensibilité du capteur. Dans une seconde partie nous essayerons de démontrer ce résultat de façon plus analytique, puis nous illustrerons son efficacité avec un exemple de capteur.

2.3.1 Approche Numérique

Présentation de l'Algorithme

L'objectif est d'obtenir un capteur sensible et d'avoir la plus grande portée possible. On cherchera naturellement à maximiser la sensibilité là où la portée est la plus grande, c'est à dire là où la SER est grande. L'algorithme proposé est illustré Figure 2.12. On calcule dans un premier temps la SER à l'impédance Z_{max} (1), que l'on notera $\sigma(0)$, à l'aide de l'Équation 2.18. On fixe ensuite un pas ΔZ qui représente la variation d'impédance de l'élément sensible par rapport au mesurande. Ce pas représente la finesse de l'algorithme et doit donc être assez faible ($< 1 \Omega$). On calcule ainsi Z_{temp} (2), qui représente l'impédance

de charge obtenue après une variation du mesurande :

$$Z_{temp} = \Delta Z \exp(i\theta) \quad (2.31)$$

Puis on calcule les SER associées à Z_{temp} (3). On détermine alors pour quelle valeur d'impédance la variation de SER est la plus grande (4). On réitère l'algorithme en prenant comme point central l'impédance choisie à l'itération précédente (5). L'algorithme s'arrête lorsque la différence entre la valeur de SER et la SER minimale est inférieure à un seuil préalablement fixé (typiquement quelques dizaines de mm²). On récupère ainsi Z_{opt} qui est l'impédance qui maximise la variation de SER à partir de la SER maximale.

Cet algorithme a été implémenté dans Scilab.

Validation sur un dipôle

Les résultats donnés par l'algorithme sont présentés ici en reprenant le dipôle étudié dans la sous-section 2.2.3. L'évolution de l'impédance optimale Z_{opt} obtenue à l'aide de l'algorithme est présentée Figure 2.13. Il est comparé au lieu d'impédance décrivant la ligne droite entre Z_{min} et Z_{max} noté Z_{droite} .

On remarque que le lieu de l'impédance optimale n'est pas le lieu de l'impédance reliant les points d'impédances Z_{min} et Z_{max} par une droite. La longueur d'impédance, qui est le nombre d'itération de l'algorithme multiplié par le pas de l'algorithme, est plus longue pour le lieu de l'impédance optimale que pour la ligne droite. En revanche les points de départ (Z_{max}) et d'arrivée (Z_{min}) sont identiques par construction de l'algorithme : le point de départ de l'algorithme est l'impédance Z_{max} et comme celui-ci s'arrête lorsque la SER est plus petite qu'un seuil, l'impédance finale va tendre vers Z_{min} lorsque le seuil tend vers zéro. On voit que l'évolution qui maximise la sensibilité du capteur est complexe, et en pratique, difficile voire impossible à réaliser à l'aide de composants ou de matériaux disponibles dans le commerce. Cette courbe est très importante car elle permet de donner un ordre de grandeur aux impédances que doit avoir l'élément sensible.

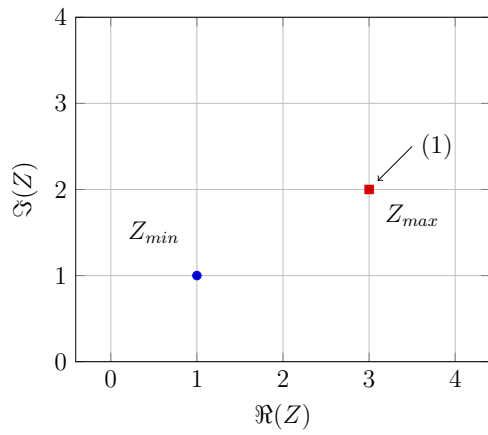
L'évolution de la SER associée aux deux lieux d'impédance est représentée Figure 2.14. Une approche plus analytique, permettant de retrouver ce même lieu d'impédance va maintenant être exposée. On voit que la SER diminue plus rapidement lorsque l'antenne est chargée par Z_{opt} qu'avec Z_{droite} . On peut ensuite calculer la dérivée de la SER normalisée par rapport au déplacement en impédance pour obtenir une image de la sensibilité. L'évolution de la sensibilité en fonction de $|\Gamma - A|^2$, qui est proportionnelle à la SER, est représentée Figure 2.15.

On voit que la sensibilité est bien meilleure pour les fortes valeurs de SER et donc pour les grandes portées lorsque l'antenne est chargée par Z_{opt} .

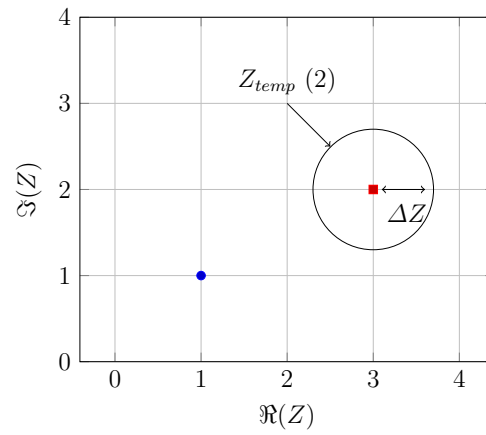
2.3.2 Approche Analytique

L'algorithme présenté dans la section précédente fonctionne en fait avec une technique d'optimisation bien connue en mathématiques que l'on appelle méthode du gradient. Nous allons donc essayer de retrouver ce profil d'impédance optimale de façon analytique. L'équation principale utilisée dans ce manuscrit est redonnée ici :

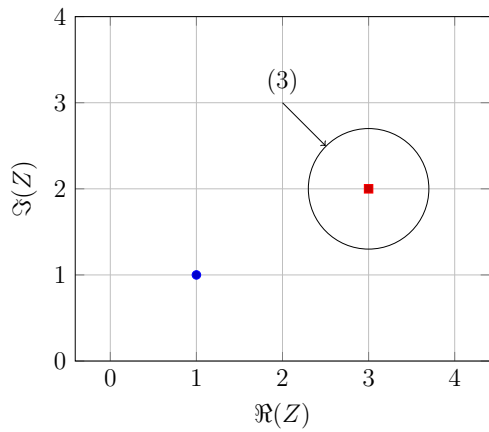
$$\sigma = \frac{\Gamma_b^2 \lambda^2}{4\pi} |\Gamma - A|^2. \quad (2.32)$$



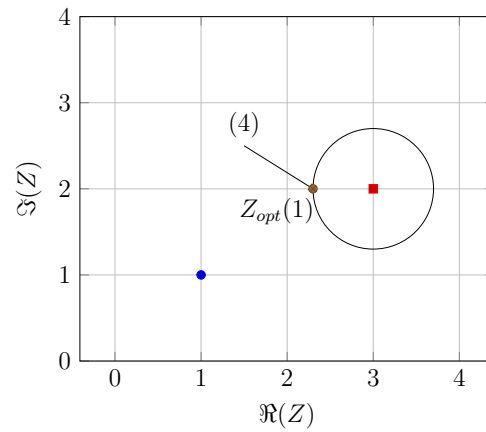
(a) Calcul de la SER en Z_{max}



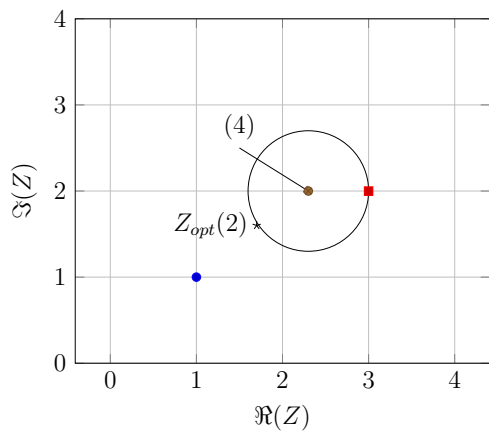
(b) Calcul de Z_{temp}



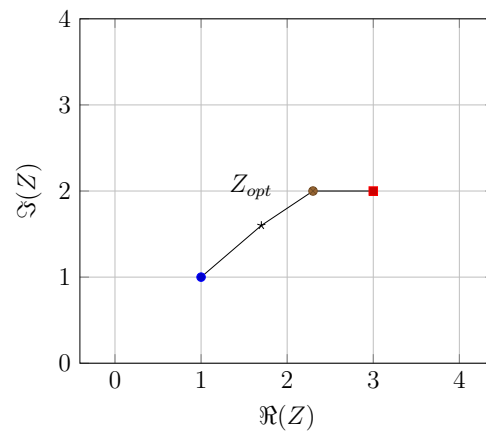
(c) Calcul de la SER pour Z_{temp}



(d) Calcul de l'impédance qui maximise la sensibilité par rapport à la SER actuelle



(e) On réitère l'algorithme



(f) Fin de l'algorithme

FIGURE 2.12 – Illustration de l'algorithme d'optimisation

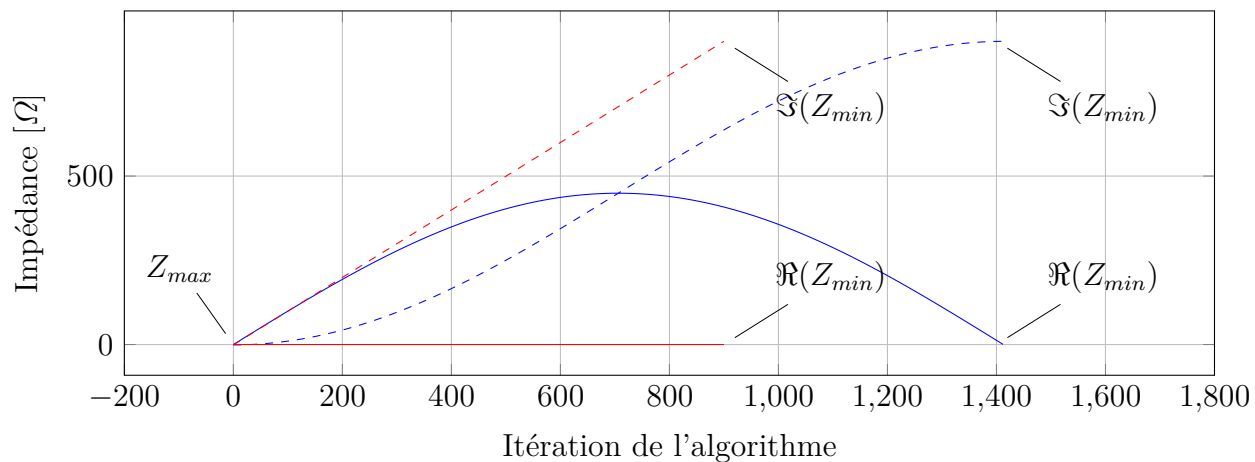


FIGURE 2.13 – Partie réelle (—) et imaginaire (---) de Z_{opt} et la partie réelle (—) et imaginaire (---) de Z_{droite}

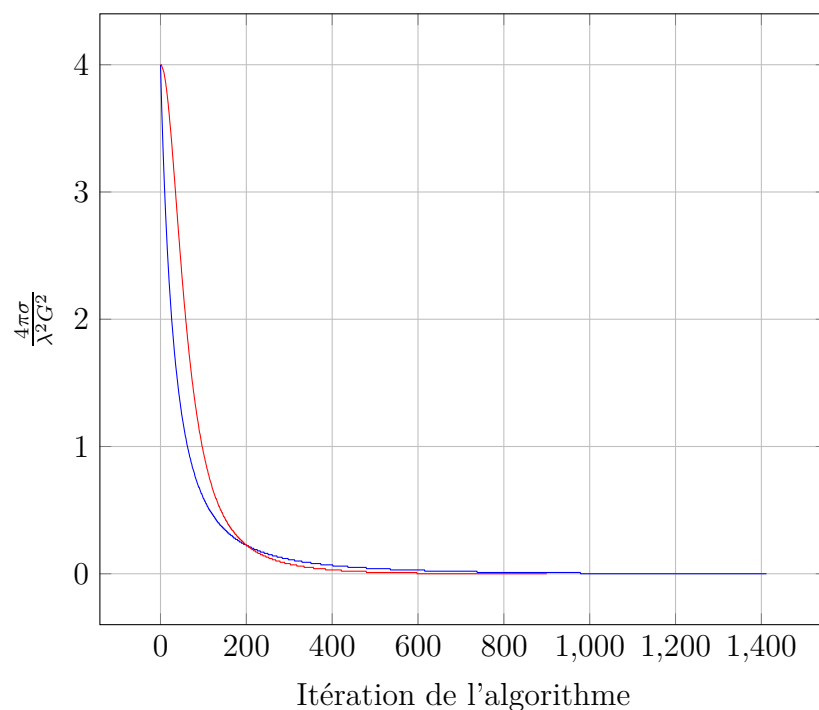


FIGURE 2.14 – Évolution de la SER normalisée pour l'antenne chargée par l'impédance Z_{opt} et Z_{droite}

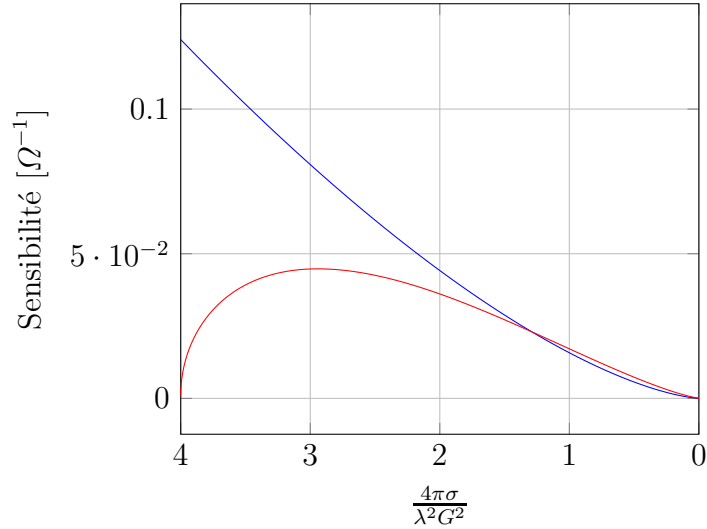


FIGURE 2.15 – Évolution de la sensibilité normalisée pour l'antenne chargée par l'impédance Z_{opt} (—) et Z_{droite} (—)

SER en fonction du coefficient de réflexion

Nous introduisons le terme de SER "normalisée" pour désigner $|Γ - A|^2$ car il ne dépend ni du gain ni de la fréquence. La partie structurale A étant connue grâce aux calculs réalisés dans les paragraphes précédents, on peut tracer l'évolution de la SER normalisée σ en fonction de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion $Γ$.

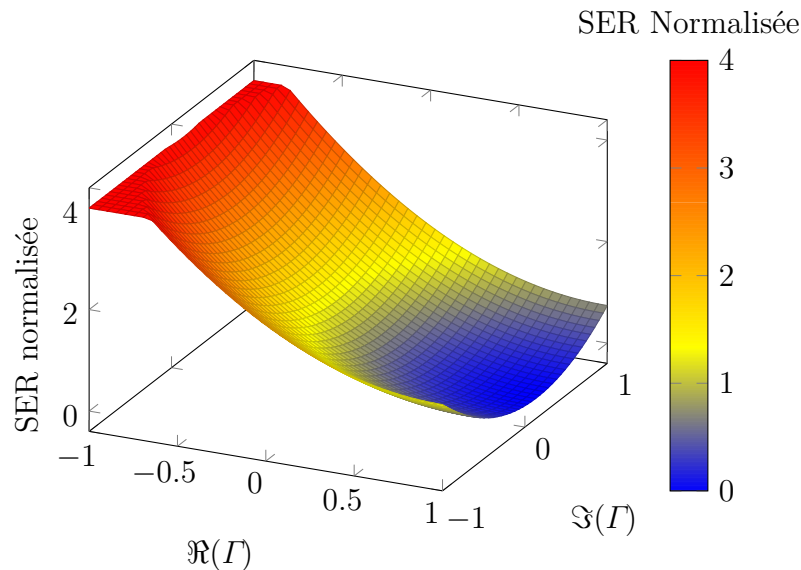


FIGURE 2.16 – Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion pour $A = 0.99 + 0.14i$.

Dans l'exemple illustré Figure 2.16, A vaut $0.99 + 0.14i\Omega$ comme trouvé pour l'exemple du dipôle précédemment. Si l'on représente l'évolution de la SER "normalisée" dans le plan complexe, on obtient la Figure 2.17.

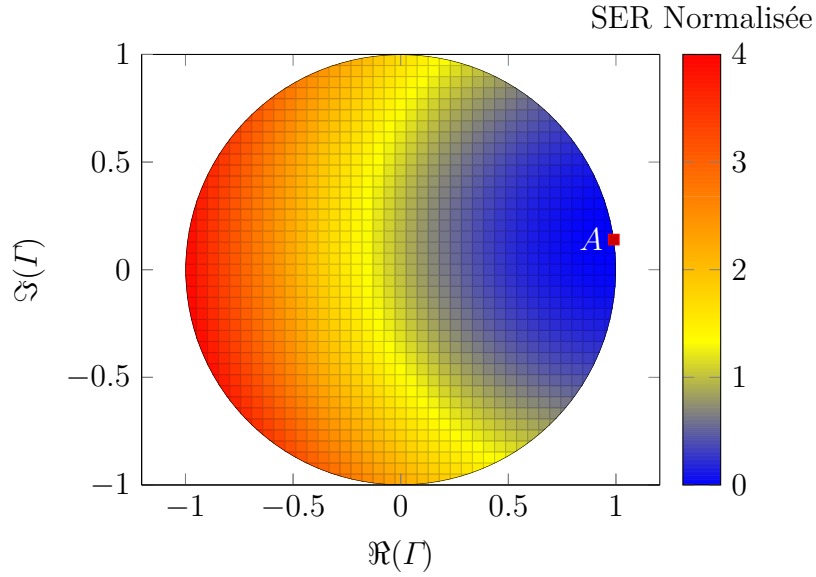


FIGURE 2.17 – Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire du coefficient de réflexion.

On remarque que la SER est nulle en A . Toute la zone à l'extérieur du cercle représente les Γ tels que $|\Gamma| > 1$ ce qui correspond aux charges actives, ce que nous excluons pour cette étude. Nous allons maintenant chercher à déterminer le gradient de la SER.

En notant $A = (x_a, y_a)$ et $\Gamma = (x, y)$ on peut écrire :

$$|\Gamma - A|^2 = (x - x_a)^2 + (y - y_a)^2. \quad (2.33)$$

On peut ensuite simplement calculer le gradient de la SER normalisée $|\Gamma - A|^2$ comme suit :

$$\vec{\text{grad}}(|\Gamma - A|^2) = \begin{pmatrix} 2(x - x_a) \\ 2(y - y_a) \end{pmatrix}. \quad (2.34)$$

On peut représenter ce gradient dans l'espace comme illustré sur la Figure 2.18.

Pour avoir la SER la plus grande possible on se place donc au coefficient de réflexion σ_{max} que l'on obtient en chargeant l'antenne par l'impédance Z_{max} . Ainsi pour avoir la sensibilité la plus grande, c'est à dire la variation du SER la plus importante par rapport à la variation de coefficient de réflexion, il faut simplement suivre le gradient, qui représente la droite entre les deux points en terme de coefficient de réflexion.

SER en fonction de la charge

Nous avons donc vu que le profil de charge qui maximise la sensibilité du capteur est celui pour lequel le coefficient de réflexion est la droite entre A et σ_{max} . On peut dans un premier temps retracer l'allure de la SER normalisée non plus en fonction du coefficient de réflexion mais en fonction de l'impédance de charge de l'antenne $Z = x + iy$, simplement par la transformation :

$$\Gamma = \frac{Z - Z_a^*}{Z - Z_a} \quad (2.35)$$

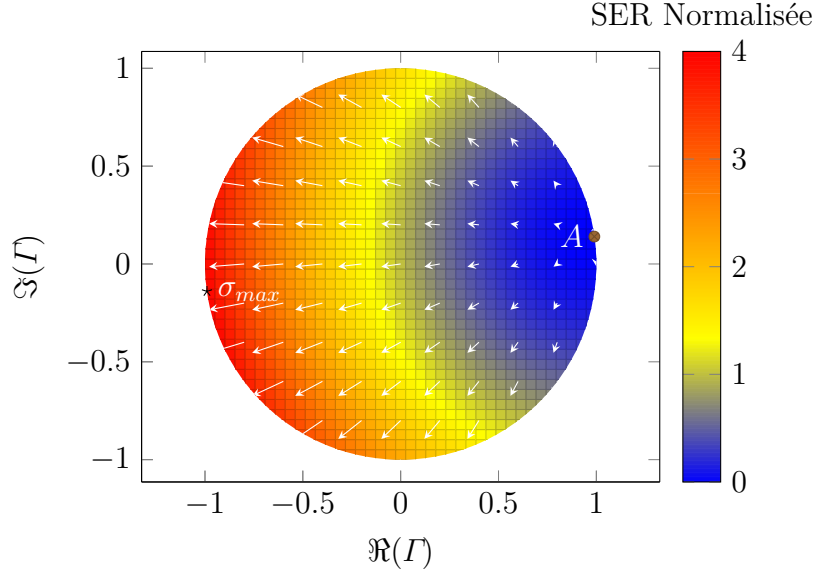


FIGURE 2.18 – Représentation du gradient de la SER normalisée dans l'espace des coefficients de réflexion

En injectant dans l'Équation 2.33 on obtient :

$$\begin{aligned}
 \sigma &= \left| \frac{Z - Z_a^*}{Z - Z_a} - A \right|^2 \\
 &= \left| \frac{x - x_a + \iota(y + y_a)}{x + x_a + \iota(y + y_a)} - A \right|^2 \\
 &= \left| \frac{x^2 - x_a^2 + (y + y_a)^2 + 2\iota x_a(y + y_a)}{(x + x_a)^2 + (y + y_a)^2} - A \right|^2 \\
 &= \left(\frac{x^2 - x_a^2 + (y + y_a)^2}{(x + x_a)^2 + (y + y_a)^2} - \Re(A) \right)^2 + \left(\frac{2x_a(y + y_a)}{(x + x_a)^2 + (y + y_a)^2} - \Im(A) \right)^2.
 \end{aligned}$$

On remarque qu'il y a une singularité lorsque $Z = -Z_A$ mais c'est un point que l'on néglige puisque l'on se concentrera sur les charges passives et donc $\Re(Z) > 0$.

En projetant la Figure 2.19 comme précédemment on obtient la courbe Figure 2.20.

Comme vu précédemment, le coefficient de réflexion maximisant la sensibilité du capteur est celui décrivant la ligne droite entre A et σ_{max} . On peut ainsi le paramétrer avec la formule :

$$\Gamma_{opt} = tA + (1 - t)\sigma_{max}, \quad (2.36)$$

avec $t \in [0, 1]$, ce qui donne une impédance optimale Z_{opt} :

$$\Re(Z_{opt}) = -x_a \frac{(x_0^2 + y_0^2)t^2 - 2(x_{max}x_0 + y_{max}y_0)t - (x_{max}^2 + y_{max}^2 - 1)}{(x_0^2 + y_0^2)t^2 - 2(x_{max}x_0 + y_{max}y_0 - x_0)t + 1 + x_{max}^2 + y_{max}^2 - 2x_{max}}, \quad (2.37)$$

et

$$\Im(Z_{opt}) = \frac{-y_a(x_0^2 + y_0^2)t^2 + 2(y_a(x_{max}x_0 + y_{max}y_0) - x_0)t - y_a(x_{max}^2 + y_{max}^2 - 1)}{(x_0^2 + y_0^2)t^2 - 2(x_{max}x_0 + y_{max}y_0 - x_0)t + 1 + x_{max}^2 + y_{max}^2 - 2x_{max} + \underline{y_{max}^2 - 1 + 2x_{max}} + 2x_a y_{max}}$$

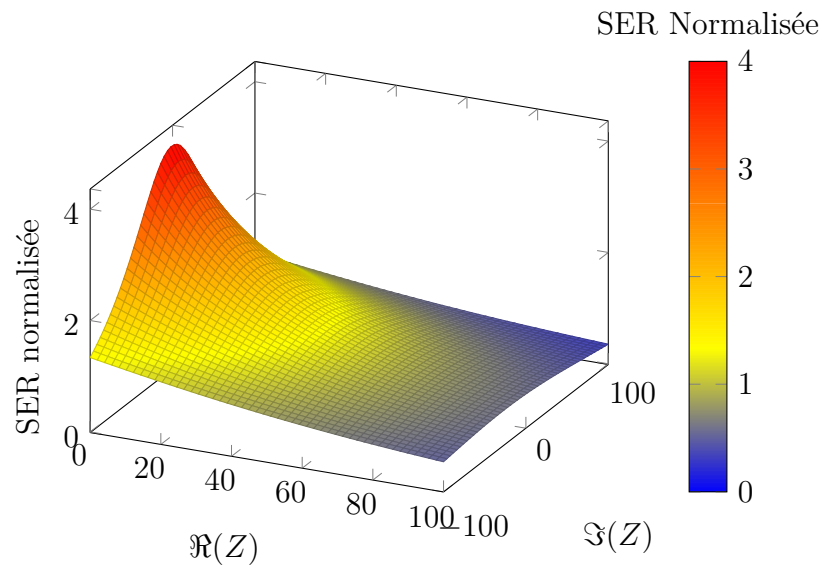


FIGURE 2.19 – Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne

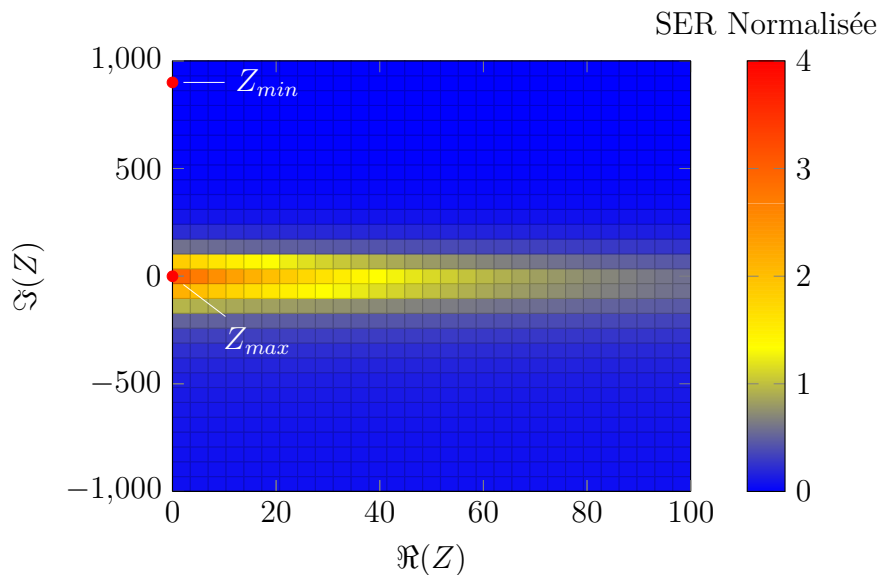


FIGURE 2.20 – Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances

en notant :

$$\begin{aligned}
 A &= x_{min} + iy_{min} \\
 \Gamma_{max} &= x_{max} + iy_{max} \\
 Z_a &= x_a + iy_a \\
 x_0 &= x_{max} - x_{min} \\
 y_0 &= y_{max} - y_{min}
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

En traçant ces courbes dans le plan complexe on obtient la Figure 2.21 :

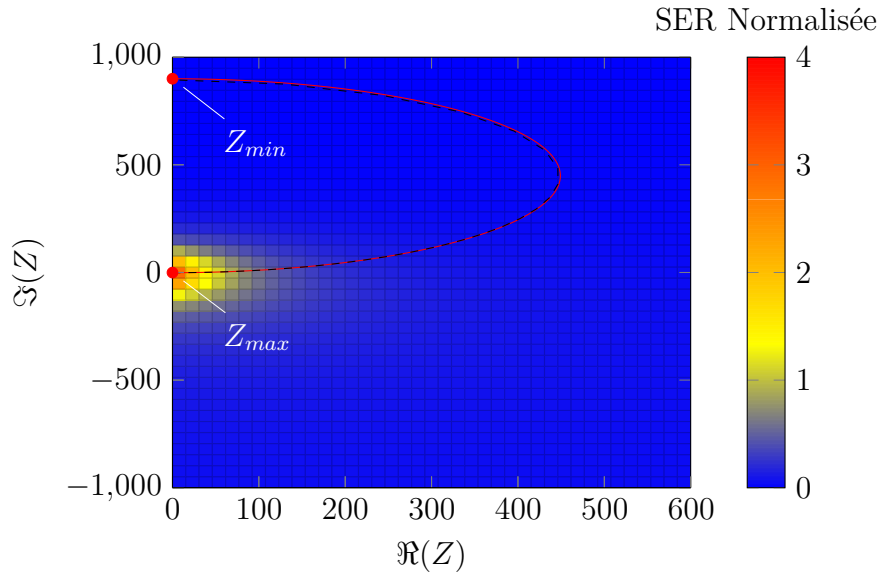


FIGURE 2.21 – Représentation du lieu d'impédance optimale dans le plan complexe obtenu de façon analytique (---) et algorithmique (—)

Conclusion

Dans cette section nous avons donc analysé le rapport entre le coefficient de réflexion sur la charge de l'antenne et la SER. Le profil d'impédance que doit présenter l'élément sensible pour avoir le meilleur capteur possible a été déterminé, d'abord par un algorithme, puis de façon analytique. On retrouve bien de façon analytique ce que nous avons préalablement obtenu avec l'approche numérique. Les deux méthodes sont donc utilisables, la seconde étant plus rapide à implémenter.

Synthèse

Dans ce chapitre nous avons développé la théorie utilisée pour les capteurs sans fil à transduction électromagnétique. Le lien entre la SER et l'impédance de charge a été établi avec l'introduction d'une grandeur notée A que l'on appelle partie structurelle de la SER et qui représente la SER de l'antenne lorsque celle-ci est chargée par son impédance complexe conjuguée. La méthode graphique permettant de la déterminer qui est largement

utilisée dans la littérature a été retranscrite ici de façon analytique pour pouvoir l'intégrer dans le logiciel de simulation électromagnétique MWS. Une nouvelle méthode, donnant des résultats plus précis que la méthode graphique car plus simple a été exposée. Elle consiste à choisir des impédances pour lesquelles on cherchera à obtenir la SER à l'aide d'un logiciel de simulation.

Puis le lieu d'impédance de l'élément sensible permettant d'avoir la plus grande sensibilité pour le capteur a été calculé. Il s'agit de l'impédance qui, présentée aux accès de l'antenne, maximise la variation de SER par rapport à la variation d'impédance. Ce profil est très utile puisqu'il permet de sélectionner l'élément sensible en fonction de l'antenne.

Nous allons maintenant justifier l'utilité des antennes miniatures dans ce type d'application et nous détaillerons le développement et l'optimisation de l'antenne étudiée durant cette thèse.

Bibliographie

- [1] Constantine Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2007.
- [2] Emmanuelle Conil. *Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain*. PhD thesis, 2006.
- [3] S.H. Dike and D.D. King. The Absorption Gain and Back-Scattering Cross Section of the Cylindrical Antenna. *Proceedings of the IRE*, 40(7) :853–860, July 1952. doi:10.1109/JRPROC.1952.273853.
- [4] Robert Blair Green. *The General Theory of Antenna Scattering*. PhD thesis, Ohio, 1963.
- [5] R. F. Harrington. Small Resonant Scatterers and Their Use for Field Measurements. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 10(3) :165–174, May 1962. doi:10.1109/TMTT.1962.1125486.
- [6] Yueh-Ying Hu. Back-scattering cross section of a center-loaded cylindrical antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 6(1) :140–148, January 1958. doi:10.1109/TAP.1958.1144540.
- [7] D.D. King. *The Measurement and Interpretation of Antenna Scattering*. July 1949.
- [8] Roger G Newton. *Scattering Theory of Waves and Particles*. Dover, seconde édition, 1966.
- [9] Merrill Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill Publishing Co., 3ème édition, 2008.
- [10] Yves Blanchard. *Le centenaire de l'invention du radar par Christian Hülsmeier, retour sur un anniversaire*. 2006. URL : http://www.ree.see.asso.fr/IMG/2pdf001/1216b3e12f/pdf02/2006_0002_10.pdf.

Utilisation des Antennes Miniatures dans des Applications de Capteurs à Transduction Électromagnétiques

Introduction

Après avoir vu une méthode permettant de déterminer le profil de charge de l'élément sensible en fonction du mesurande qui maximise à la fois la portée et la sensibilité du capteur, nous allons dans cette partie démontrer l'intérêt des antennes miniatures pour des applications de capteurs sans fil à transduction électromagnétique. Dans un premier temps, différentes grandeurs nécessaires à la quantification des performances d'une antenne seront introduites. Puis l'antenne étudiée durant cette thèse sera décrite. La comparaison de ses performances à des antennes utilisant d'autres techniques de miniaturisation montre que cette antenne est particulièrement bien adaptée aux applications de capteurs sans fil. Un modèle électrique permettant de comprendre son fonctionnement sera proposé. Enfin, une étude paramétrique sur les différents paramètres géométriques de l'antenne sera effectuée afin de maximiser l'efficacité et le facteur de qualité. Enfin, les méthodes de mesures ainsi que les résultats expérimentaux seront décrits afin de vérifier les comportements obtenus en simulation.

3.1 Caractéristiques des Antennes Miniatures

Introduction

Dans cette section, nous allons définir un certain nombre de grandeurs permettant de caractériser les performances électromagnétiques d'une antenne et plus particulièrement d'une antenne électriquement petite. Dans un premier temps, une définition rigoureuse d'une antenne miniature sera donnée avant d'introduire les termes de facteur de qualité et d'efficacité qui sont des paramètres clés de ce type d'antenne. Les limites théoriques du facteur de qualité ainsi que de l'efficacité seront données dans une deuxième section avant d'établir dans une dernière partie le lien entre ces grandeurs et les performances du capteur (antenne + élément sensible).

3.1.1 Définitions de grandeurs électromagnétiques caractérisant les antennes

Taille électrique d'une antenne miniature

La notion de taille électrique d'une antenne a été introduite par Wheeler en 1947 [30]. Elle permet d'estimer l'encombrement d'une antenne par rapport à sa fréquence d'utilisation. L'idée sous-jacente est de pouvoir comparer les performances de topologies d'antennes fonctionnant à des fréquences différentes. La longueur d'onde λ à laquelle fonctionne l'antenne est comparée à sa dimension maximale. Le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne est noté a . Un exemple est donné Figure 3.1.

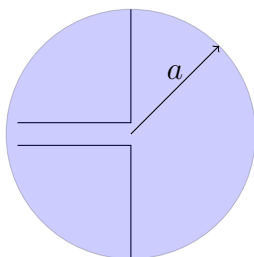


FIGURE 3.1 – Rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne

Le nombre d'onde à la fréquence d'adaptation de l'antenne est noté $k = 2\pi/\lambda$. La sphère centrée sur l'antenne et de rayon $1/k$ est appelée indifféremment sphère de Chu, sphère de Wheeler ou encore radiansphère [29]. On définit alors la taille électrique par le produit ka . Une antenne est dite miniature au sens de Wheeler si $ka < 1$, autrement dit, si l'antenne est entièrement contenue dans la radiansphère.

Cette définition rencontre cependant une première limite lorsque l'on considère des antennes qui nécessitent de larges plans de masse, comme les antennes microrubans par exemple. La question de la prise en compte du plan de masse dans la dimension maximale de l'antenne se pose. En effet le plan de masse modifie l'impédance de l'antenne et contribue à son rayonnement [32] pour certains types d'antenne et configurations sur leur plan de masse. Une réponse peut être apportée dans le cas d'un plan de masse très grand. En effet, un plan de masse infini se comporte comme un miroir pour le champ électrique. Autrement dit, une antenne équivalente pourrait être construite en faisant le symétrique de l'antenne par rapport au plan de masse et en s'affranchissant de ce dernier. Dans sa comparaison d'antennes miniatures avec les limites fondamentales [24], Sievenpiper distingue trois cas :

- L'antenne n'a pas de plan de masse (Figure 3.2a). Dans ce cas a est défini comme le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne comme précédemment.
- Le plan de masse de l'antenne entre dans une sphère de rayon $\lambda/4$ où l'antenne est distante d'une arête du plan de masse à une distance inférieure à $\lambda/4$ (Figure 3.2b). Le plan de masse est pris en compte dans la définition de a .
- Le plan de masse de l'antenne est supérieur à $\lambda/4$ (Figure 3.2c) : a est le rayon de la plus petite sphère contenant l'antenne et son image par le plan de masse.

Ces trois cas sont représentés sur le schéma Figure 3.2

La condition de Wheeler $ka < 1$ est discutée par S.R Best qui reprend la définition de King dans le livre [27]. Une antenne est, selon lui, électriquement petite si $ka < 0.5$.

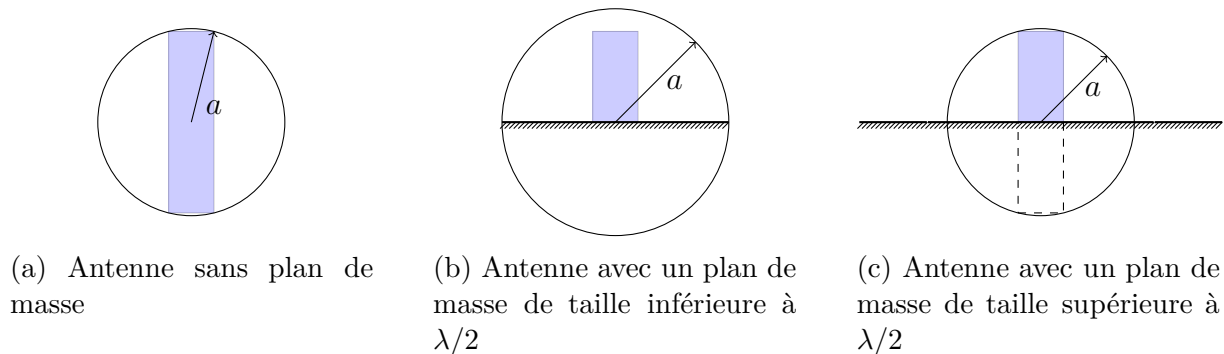


FIGURE 3.2 – Distinction des cas possibles pour la définition d’une antenne miniature (en bleu) en présence d’un plan de masse

Cette limite est donc plus forte que celle définie par Wheeler.

Le schéma équivalent d’une antenne en émission va être donné afin de pouvoir définir quelques grandeurs caractéristiques.

Schéma Équivalent d’une Antenne en Émission et Adaptation d’Impédance

Le schéma équivalent d’une antenne en émission est visible sur la Figure 3.3. Ce schéma équivalent est identique à celui d’une antenne en réception si celle-ci ne comporte pas d’élément actif et tout le développement suivant peut donc être repris pour une antenne en réception. L’impédance d’entrée Z_a d’une antenne représente le rapport entre la tension

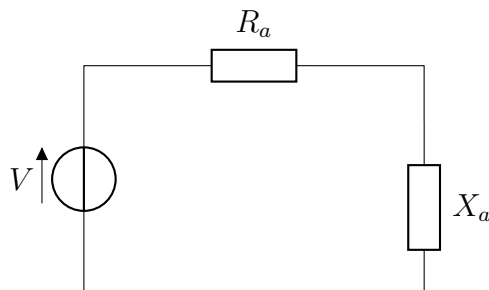


FIGURE 3.3 – Proposition de schéma équivalent d’une antenne

et le courant à une certaine fréquence aux bornes de l’antenne. On peut écrire cette impédance complexe sous la forme :

$$Z_a = R_a + iX_a, \quad (3.1)$$

où la résistance d’entrée R_a et la réactance X_a dépendent toutes deux de la fréquence. Le générateur est relié à l’antenne à l’aide d’une ligne dont l’impédance caractéristique est l’impédance de sortie du générateur. Cela permet de ne pas avoir de réflexion à la transition entre le générateur et le début de la ligne, et d’avoir la même impédance à n’importe quel endroit de la ligne d’après l’équation de la charge rapportée par une ligne (voir par exemple [3]). Deux impédances caractéristiques sont communément utilisées : 75Ω qui était utilisée pour la télévision car c’est l’impédance qui minimise les pertes sur un câble coaxial pour de petites puissances, et 50Ω utilisée en radiofréquence comme bon

compromis entre les pertes et la puissance maximale que l'on peut transmettre. On doit ce résultat à deux chercheurs de Bell, Lloyd Espenschied et Herman Affel qui ont inventé le câble coaxial en 1931 [1].

Il y a donc possiblement une rupture d'impédance à l'entrée de l'antenne, liée à la différence entre l'impédance d'entrée de l'antenne Z_a et de l'impédance en sortie de la ligne qui l'alimente Z_0 . C'est pourquoi l'on introduit un coefficient de réflexion défini comme :

$$\Gamma = \frac{Z_a - Z_0^*}{Z_a + Z_0} \quad (3.2)$$

Le module au carré du coefficient de réflexion Γ représente la proportion de puissance réfléchie à l'entrée de l'antenne, tandis que $(1 - |\Gamma|^2)$ représente la proportion de puissance acceptée par l'antenne. Le coefficient de réflexion dépend lui aussi de la fréquence. Il existe donc certaines fréquences pour lesquelles l'antenne est adaptée, c'est à dire des fréquences auxquelles l'antenne reçoit de l'énergie. On introduit alors une métrique, que l'on appelle bande-passante, qui caractérise cet intervalle de fréquence.

Bande Passante

Il existe deux définitions de la bande passante d'une antenne. La première considère l'évolution fréquentielle de la conductance tandis que la seconde considère le coefficient de réflexion à la charge [31]. La première ne dépend que de l'impédance de l'antenne et est par ce fait complètement indépendante de l'impédance de normalisation. Mais cette définition est peu utilisée pour les antennes car elle n'est pas valable à toutes les fréquences.

La bande passante peut aussi être définie comme la plus grande bande de fréquences Δf pour laquelle le module du coefficient de réflexion Γ au carré reste inférieur à une certaine valeur notée α . On définit le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) comme $\text{ROS} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$. On prend cette α de telle sorte à avoir une ROS de 2, soit $|\Gamma| = -9.54\text{dB}$, que l'on approxime souvent à -10dB . Cette définition dépend donc de l'impédance de normalisation et de la valeur seuil choisie mais est valable à toutes les fréquences. On divise en général par la fréquence centrale f_0 pour les antennes à faible bande ce qui donne la bande passante relative, permettant ainsi de comparer des antennes qui ne fonctionnent pas à la même fréquence.

$$BP_{\%} = \frac{\Delta f}{f_0} \quad (3.3)$$

Cette bande passante est une grandeur très utile puisqu'elle est reliée au débit d'une communication : plus la bande passante est élevée, plus le débit pourra être important. En revanche, on ne peut pas relier directement la bande passante à la taille électrique de l'antenne, c'est pourquoi l'on introduit une grandeur appelée facteur de qualité.

Facteur de Qualité d'une Antenne

La terminologie de facteur de qualité d'une antenne provient du domaine des filtres électroniques. On peut en effet voir une antenne comme un filtre particulièrement rayonnant. Le facteur de qualité, noté Q , est déterminé par l'antenne uniquement, alors que la

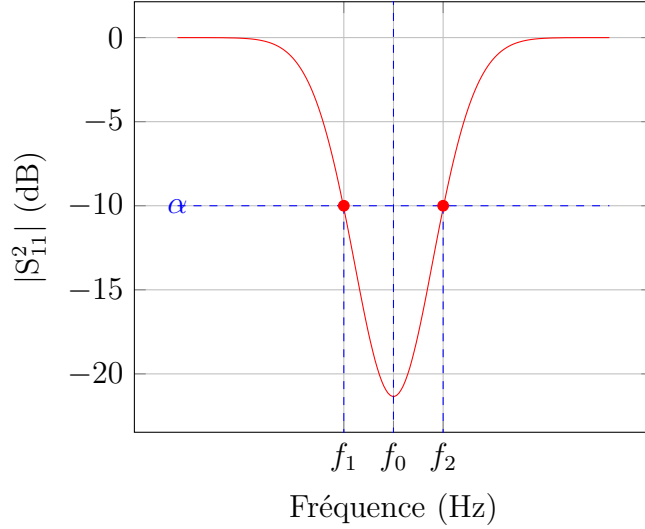


FIGURE 3.4 – Illustration du calcul de la bande passante d’une antenne à partir du module de son coefficient de réflexion

bande passante dépend de l’impédance de normalisation. La définition IEEE du facteur de qualité est la suivante :

$$\begin{aligned}
 Q &= \omega \frac{W_{stockée}}{P_{ray}} \\
 &= \omega \frac{W_E + W_M}{P_{ray}},
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

avec ω la pulsation, P_{ray} la puissance rayonnée, W_E et W_M l’énergie stockée électrique et magnétique. Cette expression fut ensuite réécrite dans le cas particulier des antennes par Wheeler [30] comme :

$$Q = \omega \frac{\max(W_E, W_M)}{P_{ray}}. \tag{3.5}$$

Le facteur de qualité à la résonance peut être relié à l’impédance de l’antenne grâce à [31] :

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R_a(\omega_0)} |Z'_a(\omega_0)|, \tag{3.6}$$

où Z'_a est la dérivée de l’impédance d’entrée de l’antenne par rapport à la pulsation ω . On remarque donc que le facteur de qualité à la résonance est lié à la variation d’impédance avec la fréquence.

Un intérêt tout particulier est apporté au facteur de qualité car il est directement relié à la variation de l’impédance à la pulsation de résonance ω_0 et donc à la bande passante[31] de l’antenne par :

$$Q(\omega_0) \approx \frac{2\sqrt{\beta}}{BP\%}, \tag{3.7}$$

avec $\sqrt{\beta} = \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}}$ ou α est la valeur présentée section 3.1.1, et $BP\%$ la bande passante relative de l’antenne.

Le facteur de qualité, contrairement à la bande passante, est indépendant de l'impédance de la ligne d'excitation, et surtout présente des limites fondamentales théoriques discutées dans la littérature. Ces limites permettent non seulement de comparer les antennes entre elles, mais aussi de les comparer à la limite de ce qui est physiquement atteignable. Les limites fondamentales du facteur de qualité seront données après avoir introduit la notion d'efficacité.

Efficacité

L'efficacité de rayonnement d'une antenne, souvent notée η_{ray} , reflète sa capacité à rayonner de l'énergie en mode émission, ou à en capter en mode réception. Elle est définie en mode émission comme le rapport entre la puissance rayonnée P_{ray} et la puissance acceptée par l'antenne P_{acc} :

$$\eta_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{acc}}. \quad (3.8)$$

On remarque que cette efficacité ne tient pas compte des pertes par désadaptation et représente donc l'efficacité intrinsèque que l'on peut espérer atteindre avec une antenne parfaitement adaptée. Pour avoir l'efficacité totale de l'antenne η_{tot} qui représente le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie par le générateur $P_{entrée}$ on utilise l'équation suivante :

$$\begin{aligned} \eta_{tot} &= \frac{P_{ray}}{P_{entrée}} \\ &= (1 - |\Gamma|^2)\eta_{ray}. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Nous allons maintenant nous intéresser aux variations de ces grandeurs caractéristiques avec la taille électrique ka de l'antenne.

3.1.2 Limites Fondamentales du Facteur de Qualité et de l'Efficacité

De nombreuses recherches sur les antennes portent sur les limites fondamentales de leurs performances. Le sujet de cette thèse n'étant pas de définir une nouvelle limite théorique de ces caractéristiques, nous nous limiterons à l'énumération des différentes limites ainsi qu'à l'étude qualitative des variations de ces grandeurs avec la taille électrique de l'antenne pour en déduire les conséquences sur les performances du capteur complet basé sur des antennes miniatures.

Limite du Facteur de Qualité

La première mise en évidence d'une limitation théorique du facteur de qualité vient de Wheeler[30]. Il assimile une antenne électriquement petite soit à un condensateur soit à une inductance. Quelques années plus tard, Chu relie le facteur de qualité minimal Q_{Chu} à la taille électrique ka d'une antenne :

$$Q_{Chu} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3}. \quad (3.10)$$

La méthode de calcul repose sur le calcul du facteur de qualité d'un circuit équivalent à une antenne. Chu suppose que chaque mode propagé par une antenne peut être modélisé par un circuit RLC. Une antenne est en effet modélisable par une succession de filtres RLC dont on peut calculer le facteur de qualité [7].

Depuis Chu et Wheeler [7, 29], de nombreuses recherches ont permis d'affiner le calcul du minimum du facteur de qualité. La principale difficulté réside dans le calcul de la puissance stockée dans l'Équation 3.4. Différentes approches (circuit équivalent, champs, diagramme de rayonnement ...) avec des hypothèses plus ou moins fortes (polarisation, modes...) sont utilisées afin de déterminer cette limite. Pour une étude historique on peut se référer au travail de Shahpari [23].

Plus tard, Hansen reprit les travaux de Chu mais en utilisant les fonctions de Hankel et en déduisit un nouveau facteur de qualité [11] :

$$Q_{Hansen} = \frac{1 + 2(ka)^2}{(ka)^3(1 + (ka)^2)}. \quad (3.11)$$

Ces limites fondamentales sont encore très souvent utilisées car elles ne nécessitent pas de calculs très lourds. Le principal défaut est que l'on ne prend pas en compte la forme de l'antenne puisque l'on se réfère toujours au volume de la sphère de Chu, même pour des antennes planaires.

Les recherches de Gustafsson [9] sur les limites fondamentales des antennes miniatures sont basées sur l'optique, en particulier sur les principes de diffusion. Cela permet de prendre en compte la géométrie de l'antenne dans le calcul du minimum de facteur de qualité de l'antenne. Ces résultats restent cependant difficiles à utiliser en pratique. Plus tard, en 2011 [18], une nouvelle limite est développée et permet d'approcher le facteur de qualité d'une antenne planaire par :

$$Q_{rect} = \frac{9/2}{(ka)^3} \frac{1}{\gamma}, \quad (3.12)$$

avec γ qui a été évalué de façon numérique comme :

$$\gamma = \frac{0.29\zeta^3 + 4.57\zeta^2 + 0.30\zeta - 0.01}{\zeta + 3.80\zeta - 1.50\zeta + 3.89}, \quad (3.13)$$

où ζ représente le rapport longueur sur largeur de l'antenne rectangulaire.

Ces trois limites sont représentées sur la Figure 3.5 pour une antenne planaire carrée ($\zeta = 1$) en fonction de la taille électrique de l'antenne. Les limites de Chu et de Hansen sont équivalentes pour les antennes dont la taille électrique est inférieure à 0.5. La limite Q_{rect} tenant compte de l'encombrement de l'antenne est plus élevée car elle prend en compte l'occupation volumique de la sphère de Chu de l'antenne. C'est à cette dernière limite que le facteur de qualité de l'antenne étudiée sera comparé puisqu'elle permet de tenir compte du volume de l'antenne.

La liste des limites du facteur de qualité n'est pas exhaustive, mais elle permet de voir que le facteur de qualité augmente rapidement lorsque la taille électrique de l'antenne diminue, ce qui est intéressant pour les capteurs à transduction électromagnétique comme montré plus loin. L'évolution de l'efficacité de l'antenne en fonction de sa taille électrique va maintenant être présentée.

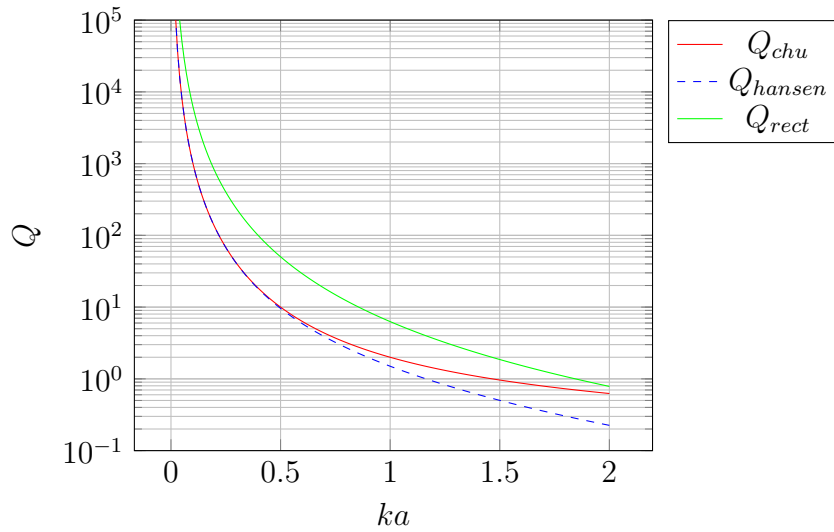


FIGURE 3.5 – Illustration des limites fondamentales du facteur de qualité calculé selon plusieurs méthodes, en fonction de la taille électrique de l’antenne [7, 18, 11]

Limite de l’Efficacité d’une antenne miniature

Bien qu’il existe une multitude de recherches sur la limite théorique du facteur de qualité, il est plus difficile de trouver des articles qui traitent d’une limite fondamentale pour l’efficacité d’une antenne miniature. En effet, les travaux sur la détermination de l’expression des limites du facteur de qualité ont généralement négligé, dans un premier temps, les phénomènes de perte dans l’antenne. Harrington s’y intéresse en introduisant le facteur de dissipation [21]. McLean [16] estime le facteur de qualité minimum Q_{min} pour un mode TM 01 en calculant l’énergie stockée à partir de circuits RLC parallèles équivalents modélisant l’énergie non propagée autour de la sphère. Il évalue ensuite la puissance rayonnée en champ lointain, permettant d’établir une formulation de la valeur du facteur de qualité pour le mode TM 01 d’une antenne électriquement petite à polarisation linéaire où l’efficacité de rayonnement η apparaît :

$$Q_{min,Chu} = \eta \left(\frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \right) \quad (3.14)$$

a étant le rayon minimum de la sphère de Chu, k le nombre d’onde et η l’efficacité rayonnée. A volume électrique donné, l’efficacité impacte directement le facteur de qualité. La forte miniaturisation de l’antenne ($a \ll \lambda$) conduit à la formulation suivante :

$$\frac{\eta}{Q_{min,Chu}} = (ka)^3 \quad (3.15)$$

$$\eta_{BP\%} = \frac{\alpha - 1}{\sqrt{\alpha}} (ka)^3 \quad (3.16)$$

Celle-ci confirme les travaux de Harrington [21] qui concluaient à la diminution de l’efficacité lorsque la taille de l’antenne se réduisait. Un travail sur la caractérisation de l’efficacité de rayonnement d’une boucle et d’un dipôle a été effectué en 2004 par Best et Yaghjian [4]. Il montre que l’efficacité de rayonnement d’un dipôle chute comme $(kl)^2$ alors

que celle d'une boucle diminue comme $(kr)^4$, en notant k le nombre d'onde, r le rayon de la boucle et l la longueur du dipôle. Ce papier ne considère cependant que l'efficacité de rayonnement et ne prend donc pas en compte les pertes dans le circuit d'adaptation qui peuvent faire chuter l'efficacité totale de l'antenne [25]. La limite d'efficacité d'antennes miniatures est discutée dans [19] en analysant le rayonnement d'une sphère métallique à l'aide de l'approche par circuit équivalent de Chu dans laquelle les pertes par conductivité finie du métal sont introduites. Ces travaux montrent l'effet des pertes métalliques en fonction de la taille électrique sur un cas canonique d'antenne. D'autres travaux [8] cherchent à caractériser par simulation électromagnétique l'efficacité de rayonnement d'antenne compacte RFID en fonction de la technique de miniaturisation (repliement) et des propriétés du matériau conducteur. Les résultats montrent qu'outre les caractéristiques du matériau conducteur utilisé, la forme de l'antenne joue un rôle significatif dans les performances en rayonnement. L'efficacité des antennes miniatures reste au final un sujet complexe encore peu étudiée, tant dans sa relation avec le facteur de qualité et la taille électrique (Équation 3.15) pour l'établissement des limites fondamentales que dans la compréhension des mécanismes de pertes associées à la topologie de l'antenne (technique de miniaturisation).

Après avoir vu l'évolution des différents paramètres de l'antenne avec sa taille électrique montrant ainsi les enjeux vis à vis du facteur de qualité et de l'efficacité lors de la miniaturisation des antennes, nous allons nous questionner sur l'intérêt d'utiliser des antennes miniatures dans des applications de capteurs sans fil.

3.1.3 Utilité de l'Utilisation d'Antennes Miniatures pour des Applications de Capteurs sans Fil

Facteur de Qualité

Comme vu dans la section 3.1.2, le facteur de qualité augmente lorsque la taille électrique de l'antenne diminue. Ainsi, pour une antenne électriquement petite, la bande passante diminue lorsque la taille électrique de l'antenne diminue ce qui pose problème pour les applications de télécommunication car cela limite le débit. Dans le cas des capteurs sans fil à transduction électromagnétique, l'augmentation du facteur de qualité est un avantage comme nous allons voir dans cette partie.

La formule de la SER (Équation 2.18 page 35) est rappelée ici :

$$\sigma = \frac{G^2 \lambda^2}{4\pi} |\Gamma - A|^2. \quad (3.17)$$

Le gain intrinsèque d'une antenne peut s'écrire [3] :

$$G = \eta_{ray} D, \quad (3.18)$$

avec η_{ray} l'efficacité de rayonnement de l'antenne et D la directivité de l'antenne. Autrement dit en combinant l'Équation 3.17 et Équation 3.18, la SER d'une antenne peut s'écrire :

$$\sigma = \frac{\eta_{ray}^2 D^2 \lambda^2}{4\pi} |\Gamma - A|^2. \quad (3.19)$$

Ces paramètres dépendent de la fréquence. Plus particulièrement, le facteur de qualité Q est indirectement compris dans les variations de Γ avec la fréquence.

En modélisant le coefficient de réflexion à la charge $\Gamma = S_{11}$ par :

$$\Gamma = \sqrt{1 - (1 - \Gamma_{min}) \exp(-4 \ln(2)^2 \frac{(f - f_0)^2}{(BP * f_0)^2})}, \quad (3.20)$$

on obtient l'évolution bien connue du coefficient de réflexion à la charge en fonction de la fréquence représentée ci dessous.

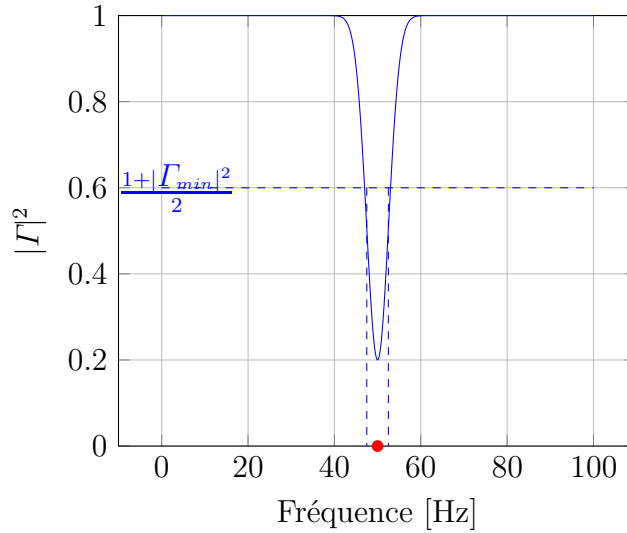


FIGURE 3.6 – Modélisation de l'évolution du coefficient de réflexion à la charge en fonction de la fréquence avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $BP=10\%$ et $|\Gamma_{min}|^2 = 0.2$

Cette formule mathématique n'est qu'un modèle qui suppose que le coefficient de réflexion suit une loi gaussienne. Elle permet de représenter l'évolution fréquentielle du facteur de qualité paramétrée par la bande passante relative BP, la fréquence de résonance f_0 et l'adaptation Γ_{min} . On observe qu'en $(1 - BP/2)f_0$ et en $(1 + BP/2)f_0$ on obtient bien $\frac{1+|\Gamma_{min}|^2}{2}$.

On peut ainsi utiliser ce modèle dans l'Équation 3.19 pour lier la SER à la fréquence. Comme un λ^2 apparaît au numérateur, la fréquence à laquelle la SER est maximale n'est pas celle pour laquelle l'antenne est adaptée à la charge. La fréquence f_{SERmax} à laquelle la SER est maximale vaut :

$$f_{SERmax} = \frac{2 \ln 2 + \sqrt{2 \ln 2} \sqrt{2 \ln 2 - BP^2}}{4 \ln 2} f_0. \quad (3.21)$$

On remarque cependant que cette fréquence tend vers f_0 lorsque la bande passante tend vers zéro, ce qui est le cas lorsque la taille électrique de l'antenne diminue. On cherche alors les fréquences pour lesquelles la SER vaut la moitié de la SER maximale de sorte à introduire un équivalent de bande passante pour la surface radar équivalente.

En supposant la directivité D , A_s et le rendement η constants au voisinage de la fréquence de résonance, il est possible d'obtenir une expression analytique de l'évolution de la SER avec la fréquence. Cette expression est trop lourde pour être réécrite ici et on la retrouve à l'aide de n'importe quel logiciel de calcul formel. On peut en revanche

représenter l'évolution de la surface radar équivalente en fonction de la fréquence pour plusieurs bandes passantes en donnant des valeurs numériques aux autres grandeurs en prenant par exemple $f_0 = 100\text{Hz}$, $|\Gamma_{min}|^2 = 0$ donc une antenne parfaitement adaptée en f_0 , $\eta = 100\%$, $D = 1$, $A_s = 1$.

L'évolution qualitative de la SER en fonction de la fréquence pour différents facteurs de qualité est visible sur la Figure 3.7.

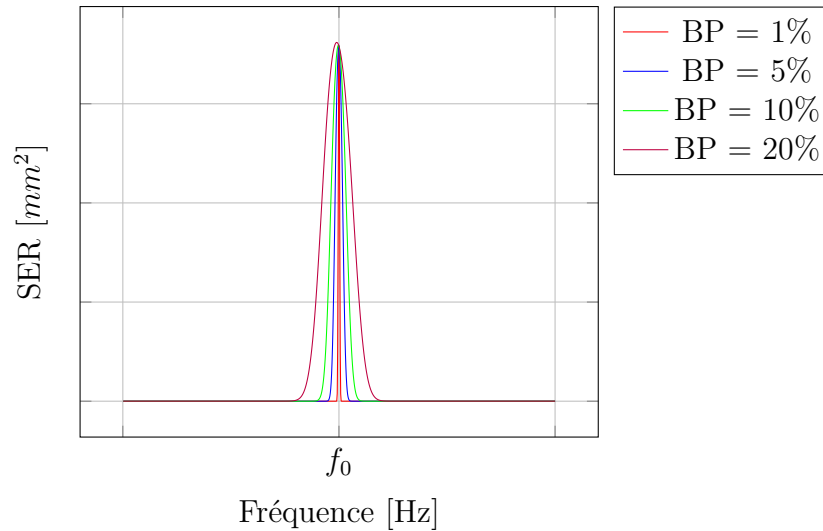


FIGURE 3.7 – Exemple de variation de la SER en fonction de la fréquence pour des bandes passantes relatives de 1%, 5%, 10% et 20%

On retrouve la présence d'une variation de la fréquence à laquelle la SER est maximale avec la bande passante. A partir de ces courbes on peut calculer numériquement la bande passante de SER définie plus haut en fonction de la bande passante de l'antenne. Le résultat obtenu est présenté sur la Figure 3.8. On remarque que l'évolution de la bande

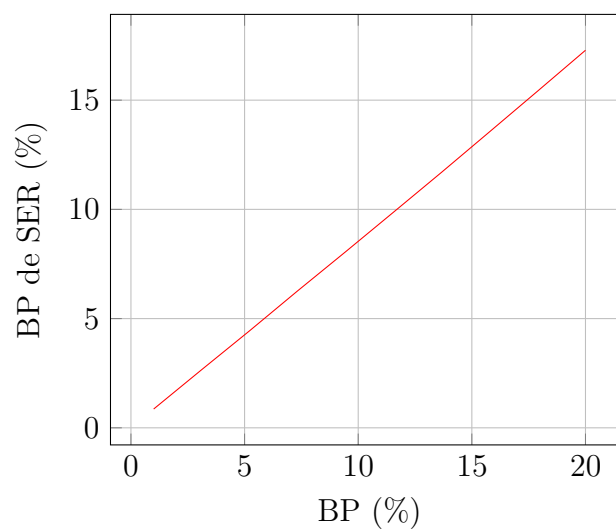


FIGURE 3.8 – Variation de la bande passante relative de SER en fonction de la bande passante relative de l'antenne

passante en SER en fonction de la bande passante de l'antenne est linéaire. Autrement dit les deux bandes passantes sont proportionnelles. On retrouve le comportement auquel on s'attendait physiquement à savoir que plus une antenne a une faible bande passante, plus la variation de SER sera rapide. Le coefficient de proportionnalité n'est cependant pas égal à un : les deux bandes passantes ne sont pas identiques. Ainsi, pour les capteurs à transduction électromagnétique utilisant la technique de variation fréquentielle présentée sous-section 1.2.4, l'augmentation du facteur de qualité augmentera la résolution du capteur en permettant une discrimination de variation de la fréquence plus fine. Pour les capteurs utilisant la variation en amplitude, elle aussi présentée sous-section 1.2.4, l'augmentation du facteur de qualité permettra d'augmenter le nombre de capteurs que l'on peut utiliser dans une bande de fréquence allouée. Ainsi, l'utilisation d'antenne miniature permet soit d'augmenter la densité spectrale de capteur, soit la résolution, suivant la méthode de codage utilisée.

Efficacité

L'évolution de la SER avec l'efficacité de l'antenne est donnée par l'Équation 3.19. On voit donc que la SER est directement proportionnelle au carré de l'efficacité de l'antenne. Cela est cohérent physiquement puisqu'en maximisant l'efficacité de l'antenne, on diminue les pertes dans l'antenne (métalliques, diélectriques,...) et l'on maximise donc la puissance rétrodiffusée. Or l'efficacité diminue avec la taille électrique de l'antenne, on cherchera donc à miniaturiser une antenne en gardant la plus grande efficacité pour obtenir la portée la plus grande possible. Un exemple de variation de la SER avec la fréquence peut être calculé à l'aide de l'Équation 3.19 pour deux valeurs d'efficacité comme le montre la Figure 3.9.

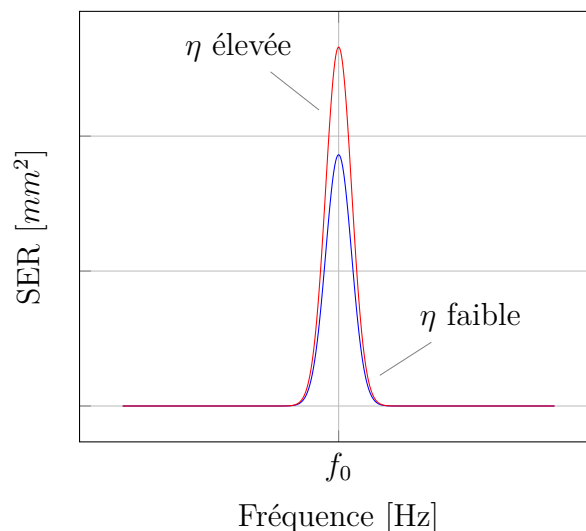


FIGURE 3.9 – Exemple de variation de la SER avec l'efficacité

Diagramme de gain

Le diagramme de gain d'une antenne miniature tend vers le rayonnement des premiers modes sphériques TM₀₁ et/ou TE₀₁ [10]. Il est donc difficile de faire une antenne minia-

ture qui soit directive. Pour les applications de capteur, cela est plutôt avantageux puisque l'on cherche généralement à avoir un système que l'on puisse interroger dans toutes les directions. Pour augmenter la directivité on peut utiliser plusieurs antennes pour former un réseau. Cette solution ne sera pas étudiée dans le cadre de cette thèse.

Conclusion

L'utilisation des antennes miniatures peut s'avérer avantageuse pour les applications de capteur sans fil à transduction électromagnétique, peu importe la méthode de codage. Elle permet en effet de réduire la taille géométrique du capteur à une fréquence donnée et d'augmenter le nombre de capteurs interrogeables dans une bande de fréquence pour le codage en amplitude ou la résolution pour le codage en fréquence. L'efficacité de l'antenne en revanche diminue avec la taille électrique de l'antenne, ce qui peut affecter les performances de portée de lecture du capteur électromagnétique. Une attention particulière est donc à porter sur l'optimisation de l'efficacité des antennes miniatures qui reste un sujet encore peu traité dans la littérature.

3.2 Développement et modélisation d'une antenne particulière

Introduction

Nous avons présenté les avantages à utiliser une antenne miniature pour des applications de capteurs sans fil à transduction électromagnétique. Il existe de nombreuses méthodes pour miniaturiser une antenne telles que le repliement, le chargement par une fente, l'ajout d'un composant discret d'un matériau particulier [28] et bien d'autres encore. Après avoir comparé quelques méthodes de miniaturisation en termes d'efficacité et de facteur de qualité, la méthode retenue a été celle dite "inspirée métamatériaux" [33]. Cette méthode permet de miniaturiser une antenne en gardant une efficacité élevée. Après avoir présenté cette antenne, nous en proposerons un modèle électrique pour comprendre son fonctionnement. Enfin, une optimisation de la géométrie de l'antenne sera effectuée afin d'obtenir la meilleure efficacité possible.

3.2.1 Choix de la méthode de miniaturisation

Plusieurs méthodes de miniaturisation ont été étudiées et comparées dans le cadre de la thèse. Seules des antennes planaires ont été étudiées afin d'obtenir une antenne simple à réaliser et bon marché. L'évolution du rendement d'antennes miniaturisées par des techniques différentes est visible sur la Figure 3.10 en fonction de la taille électrique ka . La technique de miniaturisation étudiée, présentée dans le prochain paragraphe, permet donc d'obtenir une meilleure efficacité que les autres méthodes simulées.

3.2.2 Présentation de l'antenne étudiée

L'antenne imprimée développée durant cette thèse est composée d'un Split Ring Resonator (SRR) (Figure 3.11b) résonant aux alentours de 860 MHz imprimé sur une

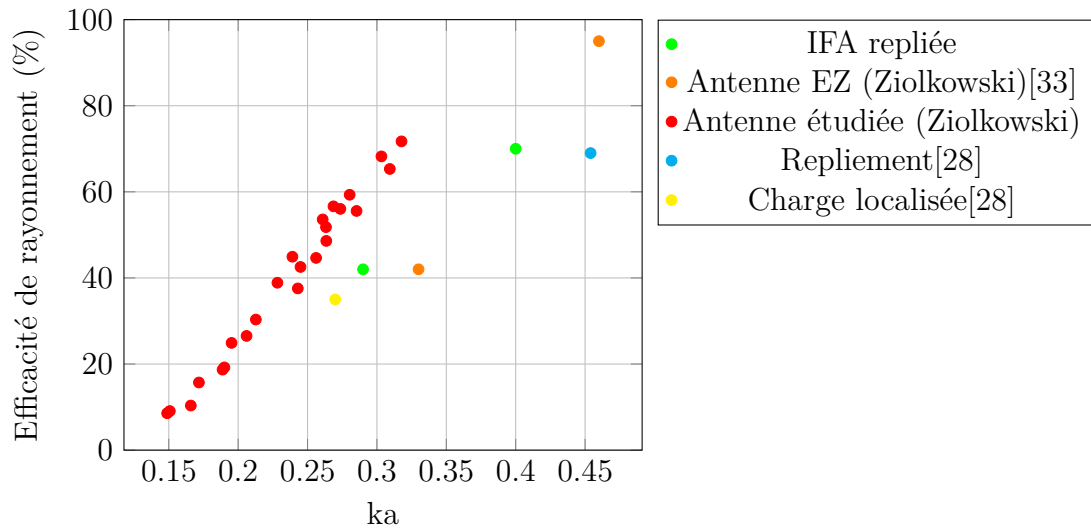


FIGURE 3.10 – Efficacités de rayonnement obtenues en simulation pour différentes techniques de miniaturisation d’antenne en fonction de leur taille électrique

face et d’une boucle gravée sur l’autre face (Figure 3.11a) qui excite le SRR. Le substrat utilisé est du ROGERS 3003 qui a la particularité de présenter peu de pertes ($\tan\delta=0.001$) dont la permittivité est constante ($\epsilon_r=3$) avec la température. Ses dimensions sont $30\times 30\times 0.75$ mm³, soit $\frac{\lambda}{12}\times\frac{\lambda}{12}\times\frac{\lambda}{465}$. La dimension maximale de l’antenne vaut 21mm ce qui permet de calculer la taille électrique de l’antenne $ka = 0.38$. L’antenne réalisée est donc bien une antenne miniature au sens de Wheeler [30] et de Gustafsson [9].

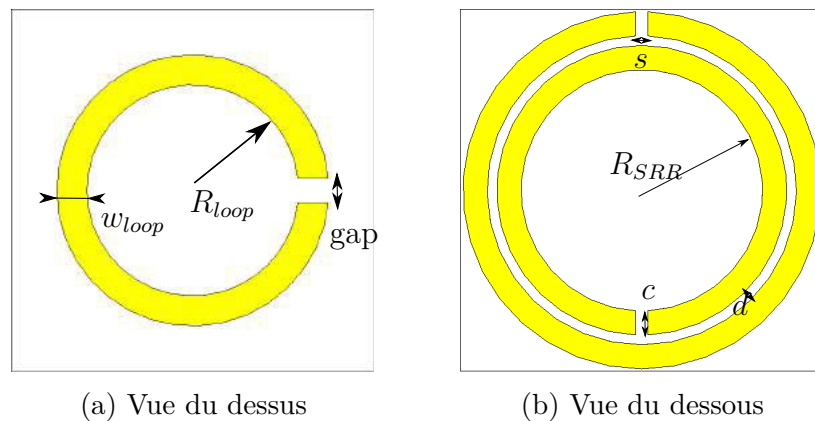


FIGURE 3.11 – Motifs de l’antenne

Un modèle électrique de l’antenne va maintenant être proposé afin de comprendre l’influence des paramètres géométriques de l’antenne ainsi que du couplage entre le SRR et la boucle d’excitation sur sa fréquence de résonance.

3.2.3 Modèle électrique

Un circuit équivalent a été mis au point pour comprendre l’impact des différents paramètres géométriques sur l’impédance de l’antenne au voisinage de la résonance.

Modèle de la boucle seule

Les petites boucles ainsi que les petits dipôles furent les premiers éléments rayonnants à être étudiés par James Clark Maxwell en 1873. La simplicité de la géométrie de ces antennes rend l'étude électromagnétique assez directe ce qui permet d'en tirer un modèle analytique. Nous nous focaliserons sur le circuit équivalent d'une boucle circulaire. Un modèle pour une boucle filaire va d'abord être présenté, puis une extension de ce modèle au cas de la boucle imprimée sera exposée.

Boucle Circulaire Filaire Un circuit électrique de la boucle circulaire filaire est proposé dans [3]. Le schéma équivalent est donné sur la Figure 3.12 pour une boucle de rayon a petit devant la longueur d'onde λ ce qui permet de faire l'hypothèse d'un courant uniforme sur la structure.

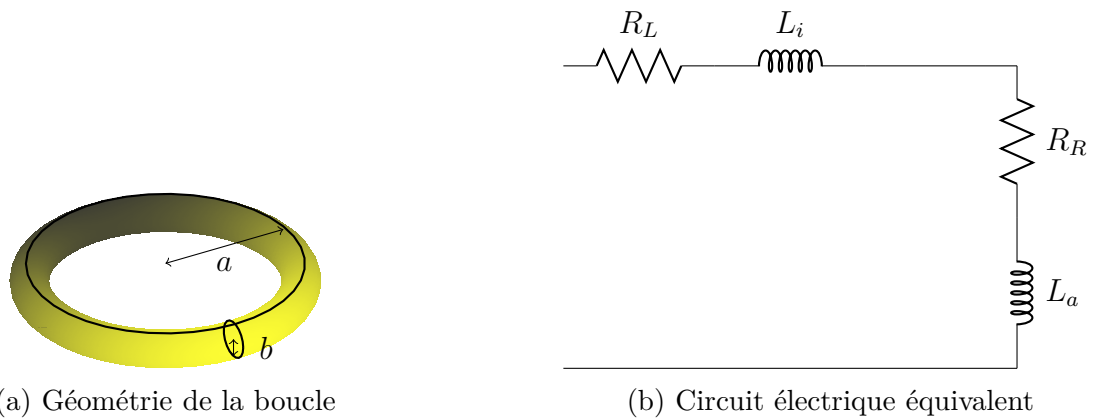


FIGURE 3.12 – Schéma équivalent d'une boucle filaire de rayon $a \ll \lambda/2$

R_L représente la résistance de perte dans le cuivre, R_R est la résistance de rayonnement. L_i constitue l'inductance propre de l'antenne et L_a l'inductance externe. Les formules analytiques de ces éléments sont données dans [3] :

$$\begin{aligned}
 R_L &= \frac{a}{b} \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma}} \\
 R_R &= \eta \frac{\pi}{6} (ka)^4 \\
 L_i &= \frac{a}{\omega b} \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma}} \\
 L_a &= \mu_0 a \left(\ln\left(\frac{8a}{b}\right) - 2 \right)
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

avec k le nombre d'onde $2\pi/\lambda$, μ_0 la perméabilité du vide, ω la pulsation et σ la conductivité du métal. A l'aide d'un logiciel de calcul type scilab, on peut tracer l'évolution fréquentielle de la partie réelle et de la partie imaginaire obtenues en théorie et la comparer à la simulation électromagnétique (MWS). La boucle de cuivre étudiée a une conductivité $\sigma = 5.710 \times 10^7 \text{ S m}^{-1}$, un rayon $a = 3.5 \text{ mm}$ et une section $b = 0.5 \text{ mm}$. Les courbes d'impédance de la boucle obtenues en simulation et par le modèle sont présentées Figure 3.13. Elles montrent une bonne concordance entre la simulation et le modèle électrique : la partie réelle est très faible et l'erreur commise est de 20%, ce qui est certainement lié à

une mauvaise estimation des pertes. L'erreur commise sur la partie imaginaire est quant à elle bien inférieure (4%). On retrouve le caractère inductif de la boucle car la partie imaginaire de l'impédance de l'antenne est positive.

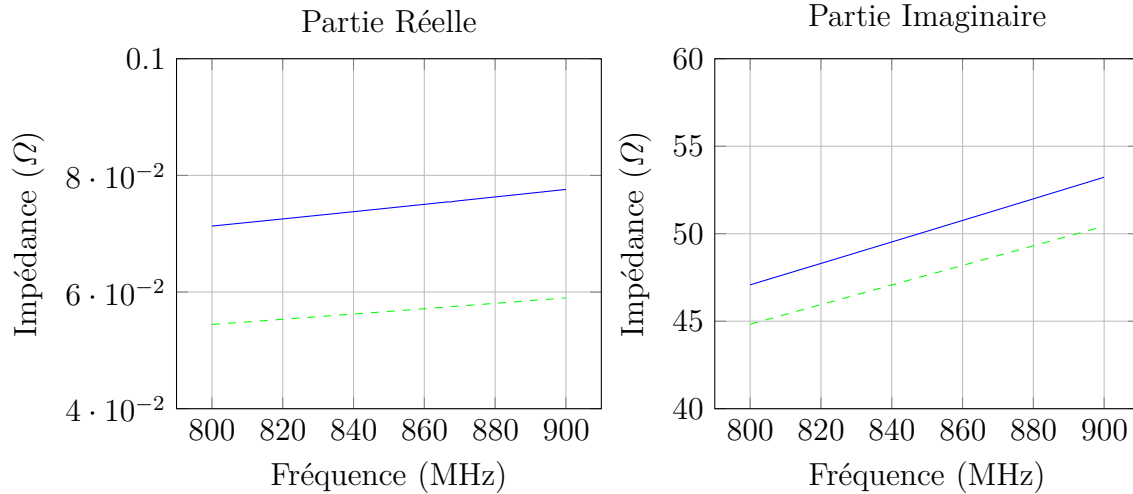


FIGURE 3.13 – Impédance d’une antenne boucle circulaire filaire : comparaison simulation (—) et modèle (---)

Boucle Planaire Pour une boucle plane, le modèle électrique est le même que celui d’une boucle filaire en prenant pour section $b = w_{loop}/4$ [6]. En réutilisant l’Équation 3.22 on retrouve les impédances présentées sur la Figure 3.14. La boucle considérée ici a un rayon $a = 3.5$ mm et une largeur de piste $w_{loop} = 2$ mm, ce qui est donc équivalent à la boucle filaire exposée précédemment. L’impédance de la boucle obtenue par la simulation est comparée à celle donnée par le modèle sur la Figure 3.14 et montre une bonne tendance du modèle.

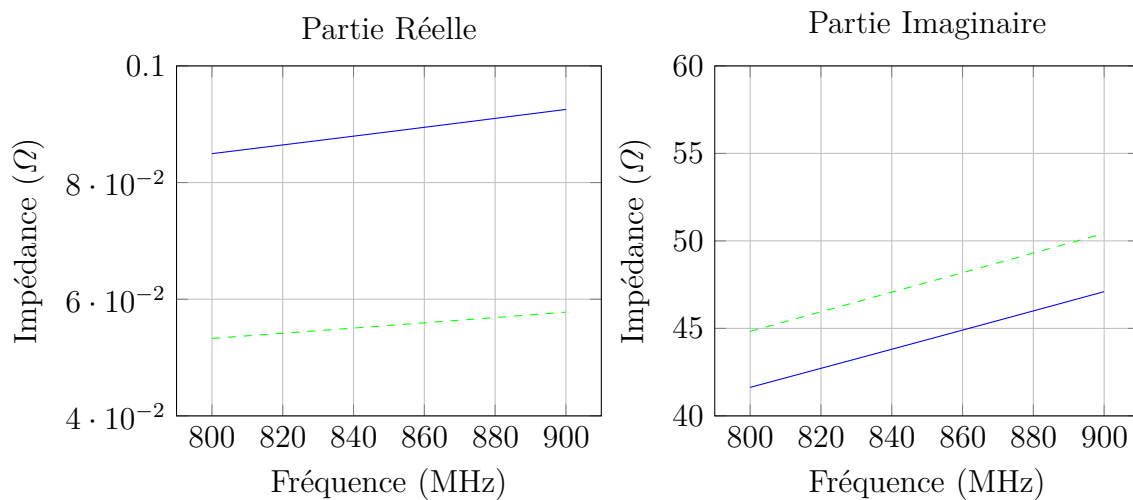


FIGURE 3.14 – Impédance d’une antenne boucle plane : comparaison simulation (—) et modèle (---)

Le modèle est validé en faisant varier le rayon a et la largeur de la piste de la boucle w_{loop} et en relevant l'impédance de l'antenne à 850 MHz. On obtient les courbes Figure 3.15 et Figure 3.16.

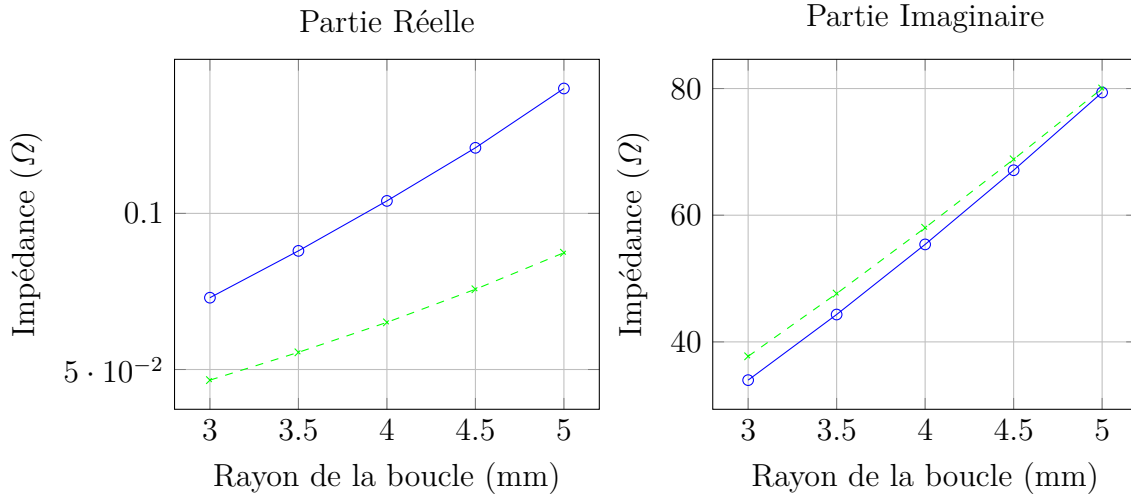


FIGURE 3.15 – Variation de l'impédance d'une antenne boucle planeaire avec le rayon à 850MHz : comparaison simulation (\circ) et modèle (\times)

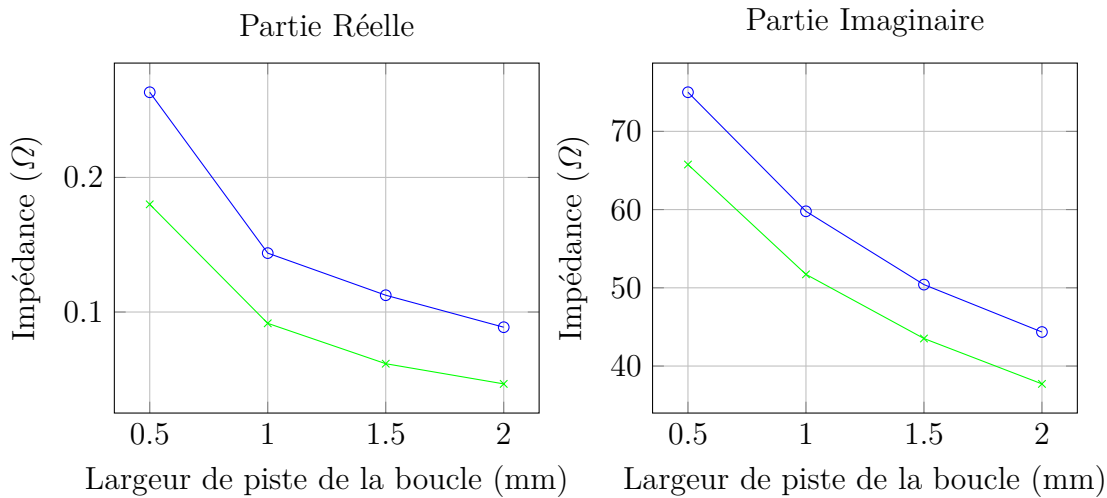


FIGURE 3.16 – Variation de l'impédance d'une antenne boucle planeaire avec la largeur de la piste à 850MHz : comparaison simulation (\circ) et modèle (\times)

Bien qu'il y ait une différence au niveau des valeurs de l'impédance, les résultats présentés montrent que la tendance générale de l'impédance en fonction du rayon et de la largeur de la piste est bonne ce qui permet de valider le modèle électrique de la boucle. Le modèle du SRR va maintenant être abordé.

Modèle du SRR seul

Le SRR est très utilisé dans les applications métamatériaux. C'est pourquoi on retrouve dans la littérature de nombreux modèles électriques permettant de calculer la fréquence

de résonance de la structure. Un schéma équivalent est proposé sur la Figure 3.17 [15]. Le

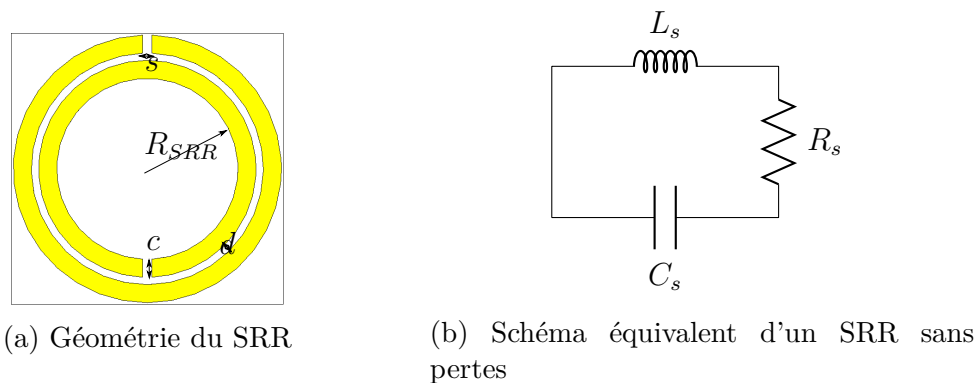


FIGURE 3.17 – Proposition d'un circuit équivalent d'un SRR

calcul des valeurs de l'inductance, de la capacité et de la résistance est donné ci dessous.

Modélisation de l'inductance L_s L'inductance de la SRR est équivalente à celle de la boucle de largeur c et de rayon égal au rayon moyen de la SRR soit $R_{eq} = R_{SRR} + c + d/2$ [15]. L'inductance s'exprime alors comme :

$$L_s = \frac{\mu_0 \pi^3}{4c^2} \int \frac{(R_{max} B(kR_{max}) - R_{min} B(kR_{min}))^2}{k^2} dk \quad (3.23)$$

avec $R_{max} = R_{SRR} + c + d/2 + c/2$, $R_{min} = R_{SRR} + c + d/2 - c/2$ et B la fonction définie comme :

$$B = x \mapsto S_0(x)J_1(x) - S_1(x)J_0(x), \quad (3.24)$$

où S_n et J_n sont respectivement les fonctions de Struve et de Bessel d'ordre n .

Modélisation de la capacité C_s La capacité totale de la SRR peut être séparée en deux : la capacité liée aux gaps notée C_{gap} , et la capacité entre les deux pistes notée C_{piste} . La capacité entre les deux pistes est approchée par celle d'une ligne coplanaire de longueur $2\pi(R_{SRR} + c + d/2)$ [15]. La capacité par unité de longueur, notée C_{pul} , d'une ligne coplanaire est donnée par [13] :

$$C_{pul} = \frac{1}{cZ_0}. \quad (3.25)$$

avec c la vitesse de la lumière et Z_0 l'impédance caractéristique de la ligne qui s'exprime comme :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \frac{K(k)}{KC(k)}, \quad (3.26)$$

avec

$$\begin{aligned}
\epsilon_e &= 1 + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{KC(k)K(k_1)}{K(k)KC(k_1)}, \\
a &= d/2 \\
b &= d/2 + c \\
k &= a/b \\
k_1 &= \frac{\sinh(\frac{\pi a}{2e_{substrat}})}{\sinh(\frac{\pi b}{2e_{substrat}})}
\end{aligned} \tag{3.27}$$

K est l'intégrale elliptique de première espèce et KC l'intégrale elliptique complémentaire. La capacité entre les lignes est donc [2] :

$$C_{piste} = 2\pi(R_{SRR} + c + d/2) \frac{C_{pul}}{4}. \tag{3.28}$$

La capacité due aux gaps s'écrit quant à elle [26] :

$$C_{gap} = \epsilon_0 \left(\frac{e_{SRR} w}{s} + e_{SRR} + w + s \right). \tag{3.29}$$

La capacité totale résulte de l'association en parallèle des deux capacités et vaut la somme des deux, c'est à dire :

$$C_s = C_{gap} + C_{piste}. \tag{3.30}$$

La fréquence de résonance s'exprime alors comme :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}. \tag{3.31}$$

Les résultats de simulation présentés Figure 3.18 sont obtenus en faisant varier chacun des paramètres à partir d'un SRR de dimensions : $R_{SRR} = 10.4\text{mm}$, $d = 0.48\text{mm}$, $s = 1\text{mm}$ et $c = 2\text{mm}$. Ils montrent que ce modèle de SRR permet d'obtenir une bonne estimation de la fréquence de résonance de la structure pour toutes les grandeurs géométriques du SRR. On remarque que la fréquence de résonance diminue lorsque l'on augmente la largeur de la piste c ou le rayon du SRR R . Cela s'explique par l'augmentation de la valeur de l'inductance L_s et de la capacité C_s . L'augmentation de la distance inter-anneaux d diminue la capacité entre les deux anneaux, augmentant ainsi la fréquence de résonance. La capacité formée par le gap semble quant à elle mal modélisée, ce qui explique la surestimation de la fréquence de résonance et le mauvais comportement de la fréquence de résonance avec la variation de s . Cette capacité est cependant négligeable par rapport à la capacité liée au couplage entre les deux anneaux puisqu'elle est 10 000 fois inférieure à C_{piste} pour les ordres de grandeur des dimensions géométriques étudiées. Elle n'est donc pas la seule explication de la différence entre le modèle proposé et les résultats de simulation mais la précision est suffisante pour comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne.

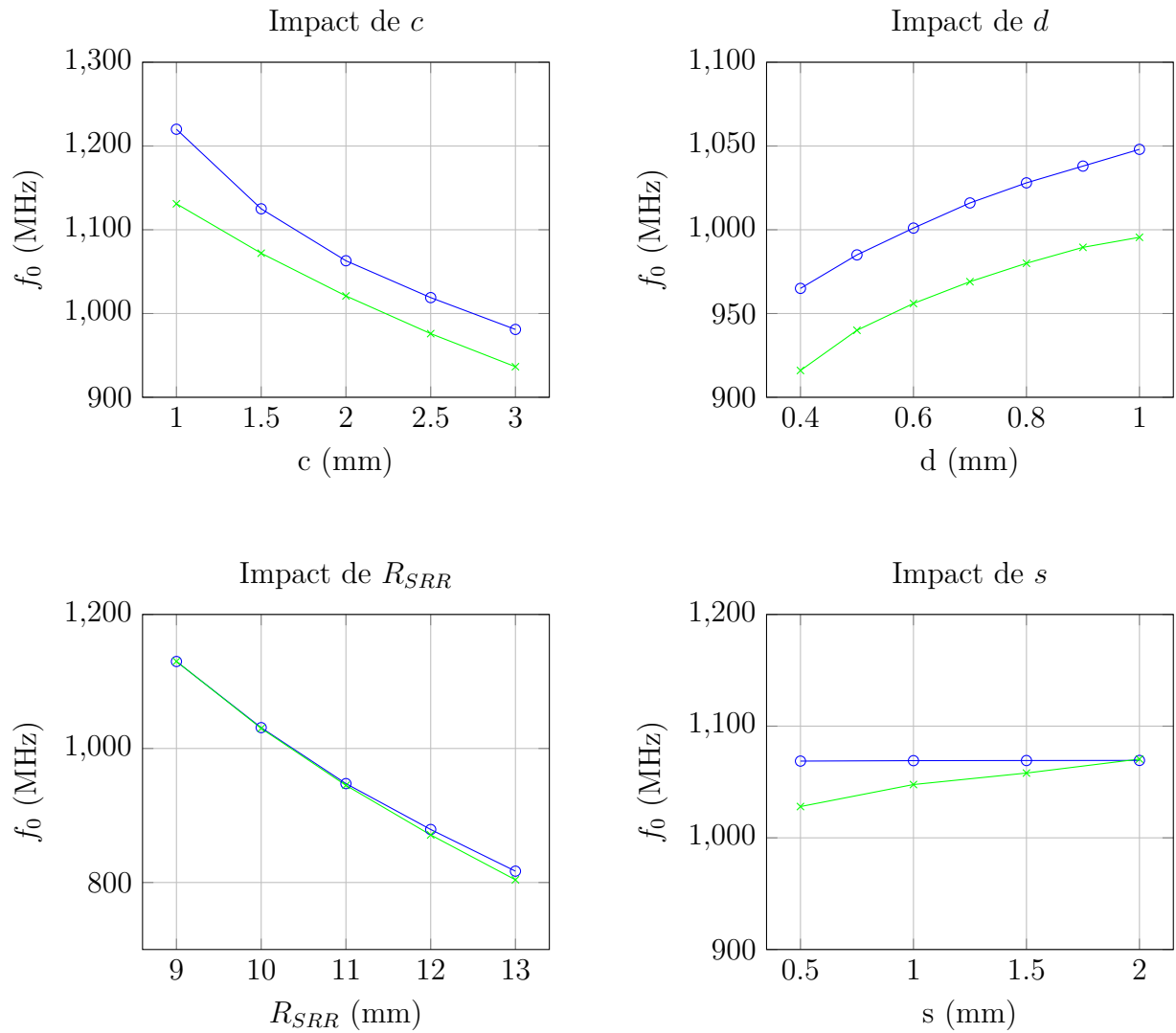


FIGURE 3.18 – Comparaison simulation (—○—) et modèle (—*—) de la fréquence de résonance du SRR en fonction de la largeur de la piste du SRR c , de la distance inter-anneaux d , du rayon du SRR R_{SRR} et de la largeur des gaps s

Résistance R_s La résistance R_s du modèle peut s'exprimer comme :

$$R_s = \frac{2\pi(R_{SRR} + c + d/2)}{ch\sigma}. \quad (3.32)$$

L'impédance de la SRR, notée Z_{SRR} s'exprime donc comme :

$$Z_{SRR} = R_s + iL_s\omega + \frac{1}{iC_s\omega}. \quad (3.33)$$

Le couplage entre les deux modèles va maintenant être présenté.

Prise en compte du couplage

Pour calculer l'impédance de l'antenne complète, il faut prendre en compte le couplage mutuel M entre la boucle et le SRR. On approxime alors le SRR par la boucle équivalente prise pour le calcul de l'inductance. Le couplage à calculer est donc celui entre la boucle et la boucle équivalente à la SRR comme le montre la Figure 3.19.

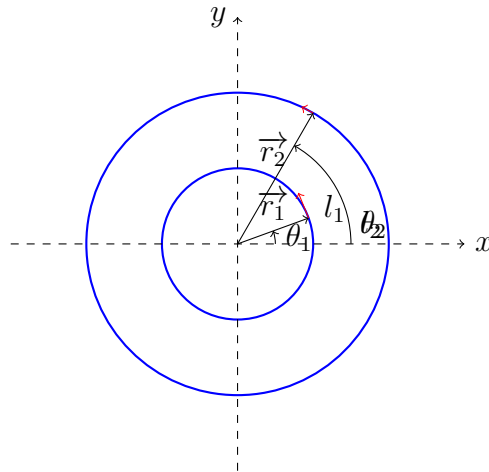


FIGURE 3.19 – Notations utilisées pour le calcul de l'inductance mutuelle entre deux boucles

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} \iint \frac{\vec{dl}_1 \cdot \vec{dl}_2}{d_{12}}, \quad (3.34)$$

avec :

$$\begin{aligned} \vec{dl}_1 \cdot \vec{dl}_2 &= r_1 r_2 \cos(\theta_2 - \theta_1) \\ d_{12} &= |\vec{r}_2 - \vec{r}_1|. \end{aligned} \quad (3.35)$$

On peut calculer la valeur de M à l'aide d'un logiciel de calcul formel comme Maple par exemple. Le schéma équivalent de l'antenne complète est donné sur la Figure 3.20.

L'impédance de l'antenne est donc donnée par :

$$Z_a = Z_{loop} + \frac{M^2\omega^2}{Z_{SRR}}. \quad (3.36)$$

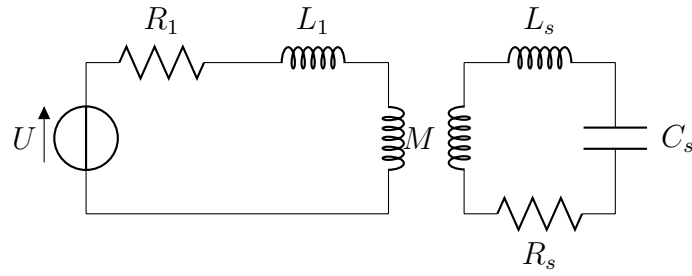


FIGURE 3.20 – Modèle équivalent utilisé pour décrire l’antenne complète

Les variations de la fréquence de résonance de l’antenne issues du modèle de l’antenne sont comparées aux résultats de simulation sur la Figure 3.21. Malgré le décalage en fréquence, qui peut être dû à la mauvaise prise en compte du substrat et à la mauvaise modélisation de la capacité C_{gap} , les variations sont cohérentes avec les résultats obtenus en simulation. Ce modèle permet de déduire l’existence de plusieurs combinaisons géométriques menant à la même fréquence de résonance, par exemple en diminuant la distance inter-anneaux et en augmentant le rayon du SRR.

Conclusion

Ce modèle permet de comprendre et d’interpréter le comportement électromagnétique de l’antenne. On remarque aussi qu’il existe plusieurs géométries d’antenne qui mènent à la même fréquence de résonance. Nous allons maintenant essayer de trouver la géométrie de l’antenne qui permet d’obtenir la meilleure efficacité et le plus grand facteur de qualité possible. Ce travail permettrait aussi de calculer la sensibilité aux différents paramètres géométriques pour les capteurs à transduction électromagnétique utilisant le codage fréquentiel.

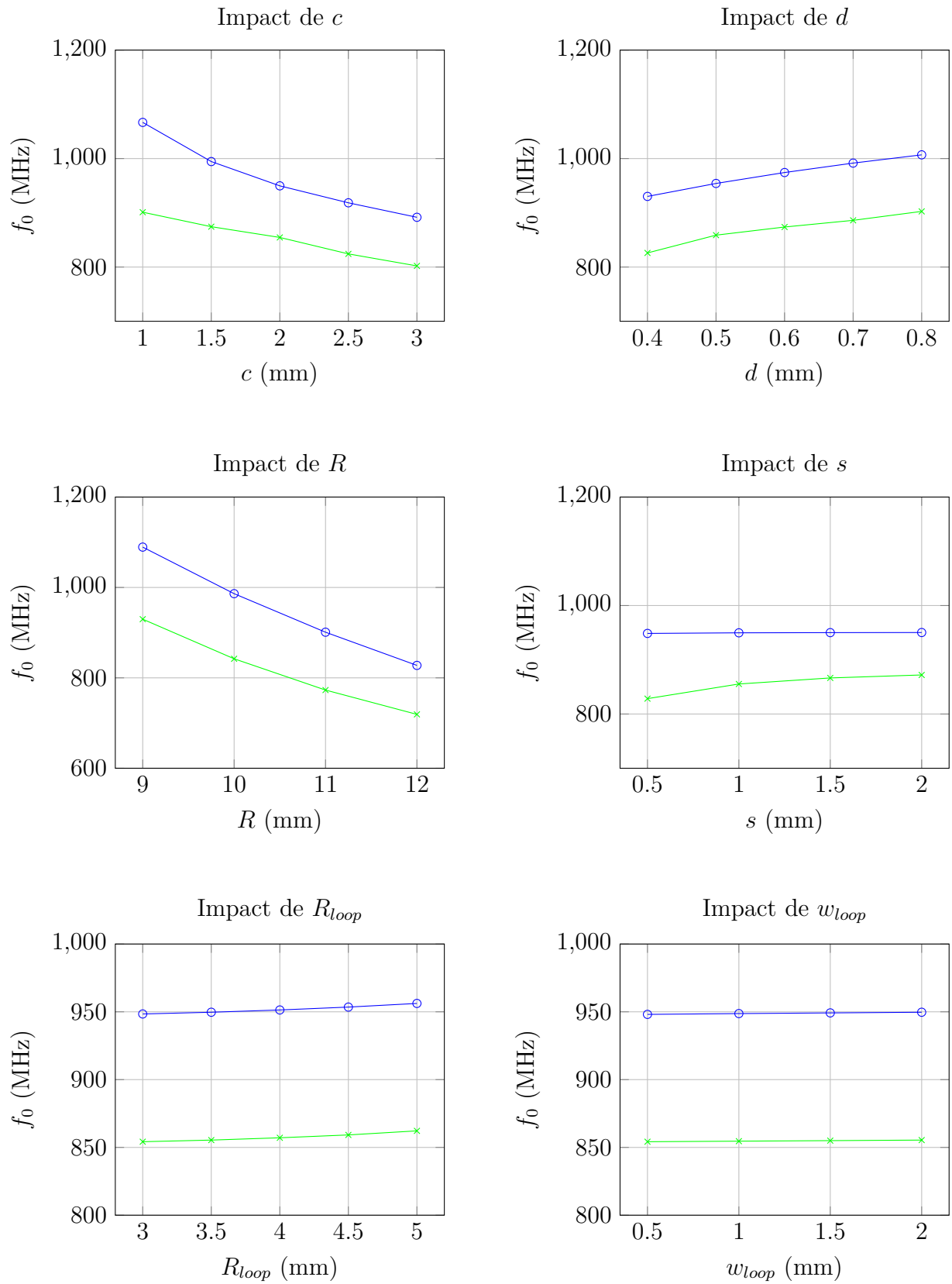


FIGURE 3.21 – Comparaison entre simulation (—○) et modèle (---×) de la fréquence de résonance de l'antenne complète en fonction de la largeur de la piste du SRR c , de la distance inter-anneaux d , du rayon du SRR R , de la largeur des gaps s , du rayon de la boucle R_{loop} et de la largeur de la piste de la boucle w_{loop} .

3.3 Optimisation de l'Antenne Sélectionnée

Introduction

Nous allons maintenant chercher à modifier la géométrie de l'antenne de façon à maximiser son efficacité. La section précédente a montré qu'il existait plusieurs combinaisons de dimensions géométriques menant à la même fréquence de résonance à dimension maximale constante. Une étude paramétrique a ainsi été effectuée afin de déterminer quel paramètre influençait le plus l'efficacité et le facteur de qualité, liés entre eux par les lois fondamentales.

3.3.1 Étude de l'influence des paramètres géométriques

Une étude de l'influence de chaque paramètre a été effectuée afin d'optimiser les performances de l'antenne. Les variations relatives de la taille électrique, de l'efficacité et du facteur de qualité de l'antenne en fonction de la variation relative des différents paramètres géométriques de l'antenne sont synthétisées sur la Figure 3.22.

Sur la Figure 3.22a, on constate que la variation de la largeur de la piste de la boucle d'excitation w_{loop} n'influence pas la taille électrique de l'antenne. Ce comportement est cohérent avec le modèle électrique de l'antenne.

L'augmentation du rayon de la boucle d'excitation R_{loop} provoque une augmentation de la fréquence de résonance. A taille globale d'antenne identique, cette augmentation de fréquence est synonyme d'une augmentation de la taille électrique de l'antenne.

On constate que l'augmentation du rayon R du SRR diminue la taille électrique de l'antenne. En effet, La fréquence de résonance diminue d'après le modèle, mais la taille géométrique augmente. On en déduit que la fréquence diminue plus vite que la dimension géométrique n'augmente. Il s'agit du seul paramètre dont l'augmentation diminue la taille électrique.

L'augmentation de la distance inter-anneaux d augmente à la fois la fréquence et la taille géométrique, ce que l'on retrouve bien en simulation.

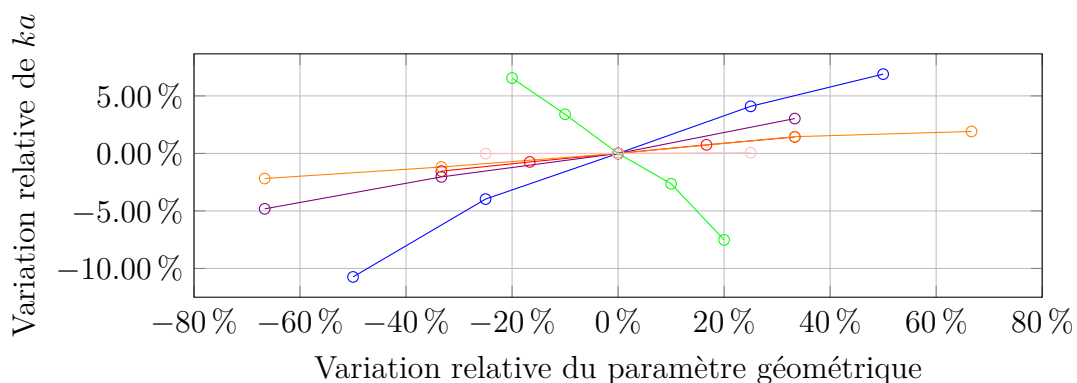
L'augmentation de la largeur du gap s augmente la taille électrique puisque la fréquence de résonance augmente et que la taille géométrique reste identique.

Enfin, l'augmentation de la largeur de la piste c du SRR augmente la taille électrique de l'antenne. En effet, la fréquence de résonance diminue d'après le modèle mais la dimension géométrique augmente.

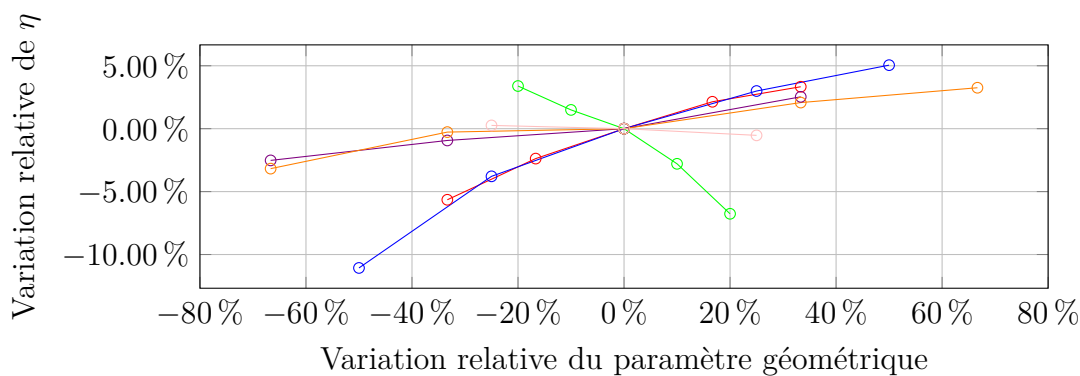
La variation relative du facteur de qualité avec les différentes grandeurs géométriques de l'antenne est donnée Figure 3.22c. On constate en comparant avec les variations d'efficacité visibles sur la Figure 3.22b que lorsqu'un paramètre augmente le facteur de qualité, alors il augmente aussi l'efficacité et inversement. On vérifie ainsi les lois fondamentales.

Un phénomène est particulièrement intéressant à propos des variations de l'efficacité, puisque l'on voit que les deux grandeurs qui l'augmentent le plus sont la distance inter-anneaux d (donc le couplage des deux boucles du SRR) et la largeur de la piste du SRR c . Comme la taille électrique de l'antenne augmente moins avec c , nous avons décidé de réaliser 3 prototypes, de largeurs de piste du SRR différentes en essayant d'avoir une taille électrique constante.

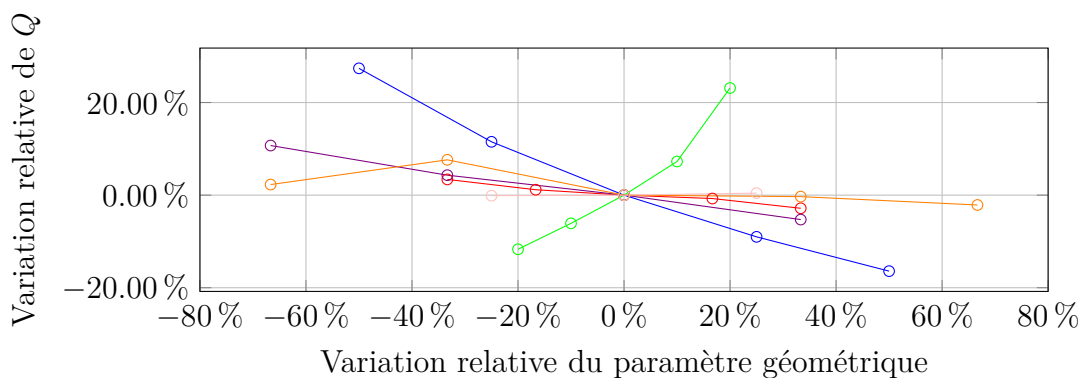
À partir de l'étude paramétrique, trois prototypes ont été réalisés. Ces derniers sont présentés sur la Figure 3.23 et leurs dimensions sont données dans le Tableau 3.1. La



(a) Évolution de la taille électrique de l'antenne en fonction de la variation relative de différents paramètres



(b) Évolution de l'efficacité de l'antenne en fonction de la variation relative de différents paramètres



(c) Évolution du facteur de qualité de l'antenne en fonction de la variation relative de différents paramètres

FIGURE 3.22 – Variation relative de la taille électrique, de l'efficacité et du facteur de qualité de l'antenne en fonction de la variation relative de c ($\text{---}\circ\text{---}$), d ($\text{---}\circ\text{---}$), R ($\text{---}\circ\text{---}$), s ($\text{---}\circ\text{---}$), R_{loop} ($\text{---}\circ\text{---}$) et w_{loop} ($\text{---}\circ\text{---}$)

boucle excitatrice est identique pour les trois prototypes, le substrat utilisé est le ROGERS 3003 sélectionné pour ses faibles pertes et sa stabilité en température. La mesure de ces

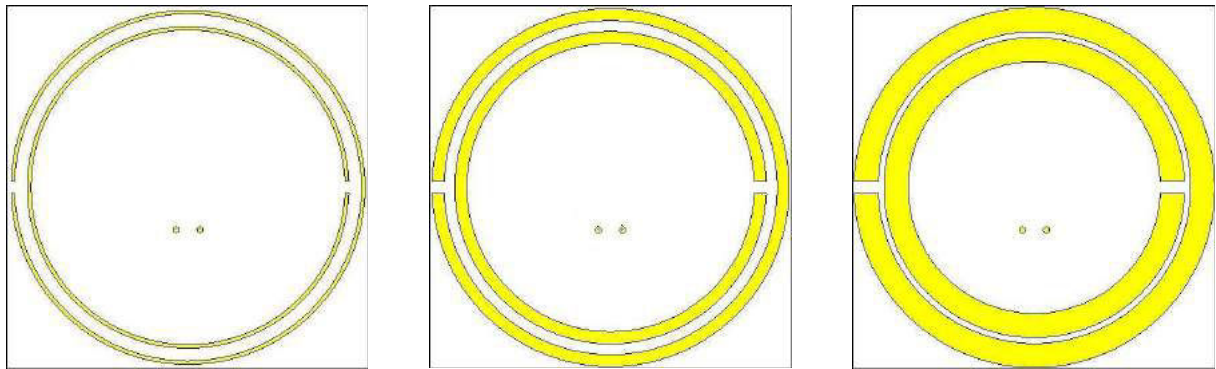


FIGURE 3.23 – Face arrière des trois prototypes

TABLE 3.1 – Paramètres géométriques des prototypes

Paramètres [mm]	Prototype 1	Prototype 2	Prototype 3
w_{loop}	2	2	2
R_{loop}	3.5	3.5	3.5
R_{SRR}	13	11.9	10.4
s	1	1	1
d	1.05	0.89	0.48
c	0.3	1	2

trois prototypes va maintenant être présentée.

3.3.2 Mesure des Paramètres Électriques des Trois Prototypes

Méthode de mesure

La mesure d'antennes miniatures est assez complexe. Il faut en effet veiller à ne pas perturber l'impédance de l'antenne en modifiant l'environnement proche de l'antenne, avec l'introduction des câbles de mesure par exemple. La méthode de mesure utilisée est la méthode différentielle présentée pour la première fois en 1998 [17]. Cette méthode de mesure permet de minimiser l'impact des câbles sur la mesure comme montré plus loin. L'excitation de l'antenne se fait par deux câbles coaxiaux, dont la gaine est soudée et l'âme excite l'antenne. L'excitation en différentiel de l'antenne est montrée sur la Figure 3.24a. La mesure peut donc être vue comme schématisé sur la Figure 3.24b

On utilise alors les matrices ABCD [20], qui permettent la mise en cascade de quadripôles puisque la mise en série de quadripôles se traduit par la multiplication des matrices. On a ainsi :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{mesure} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{droit} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{antenne} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{gauche} \quad (3.37)$$

avec l'indice "droit" désignant la matrice ABCD du câble droit, "mesure" la matrice ABCD associée à l'ensemble antenne plus câbles, "gauche" celle caractérisant le câble gauche et

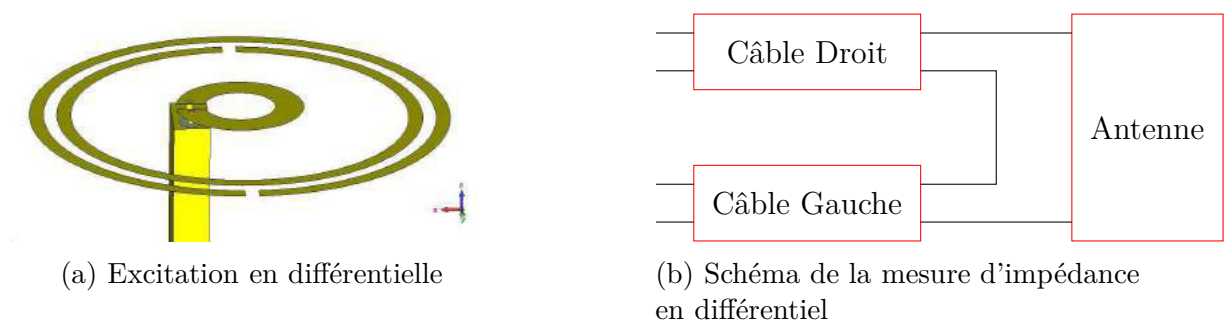


FIGURE 3.24 – Mesure différentielle des paramètres électriques de l'antenne

"antenne" désignant les caractéristiques de l'antenne. On obtient donc les paramètres de l'antenne seule, simplement grâce à :

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{antenne}} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{droit}}^{-1} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{mesure}} \times \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\text{gauche}}^{-1} \quad (3.38)$$

En pratique, on mesure les paramètres S des câbles et on calcule les matrices ABCD associées. Puis on mesure l'antenne à l'aide de ces deux câbles et on applique l'Équation 3.38.

Intérêt de la méthode et résultats de mesure

L'intérêt de cette méthode est illustré Figure 3.25. On peut y voir l'intensité des densités de courant sur la structure.

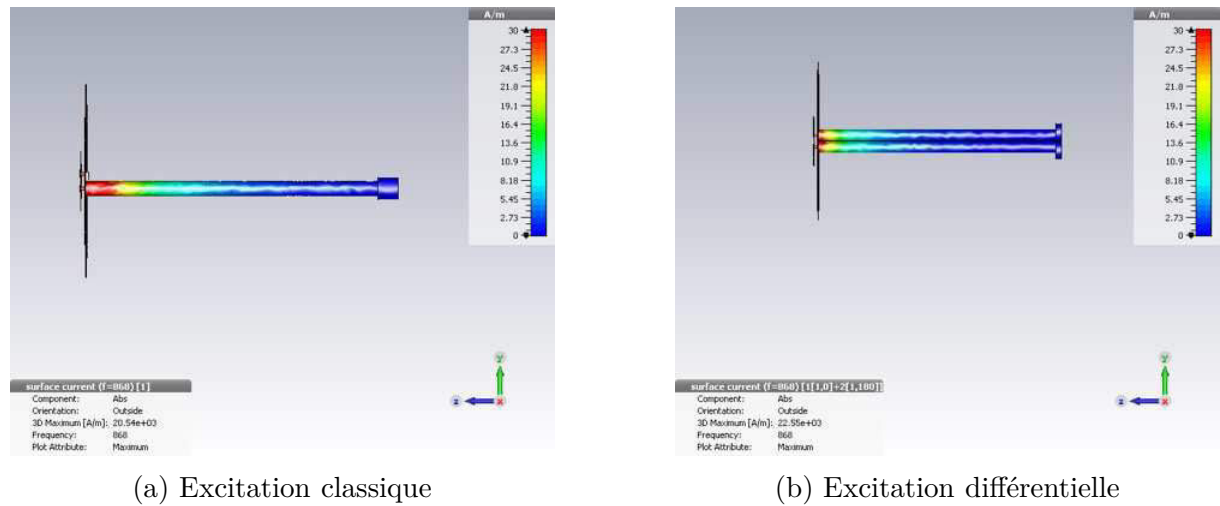


FIGURE 3.25 – Distribution des courants sur les câbles lors de la mesure d'une antenne

On remarque que le courant se propage moins sur les câbles lors de la mesure d'impédance en différentiel puisque la zone rouge est plus limitée. Cela a pour conséquence de moins perturber le comportement intrinsèque de l'antenne lors de la mesure. Sur la Figure 3.26, on peut vérifier que la méthode différentielle reconstruite à partir des résultats de simulation électromagnétique 3D donne des résultats plus proches que la mesure utilisant un seul câble coaxial connecté à l'antenne, dénommée méthode classique.

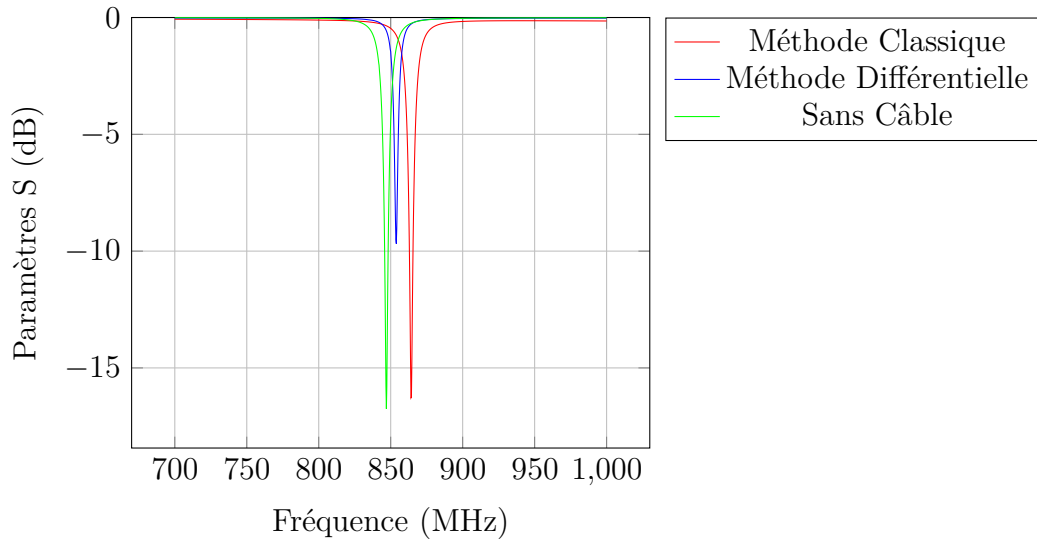


FIGURE 3.26 – Paramètres S obtenus en simulation, à l’aide de la méthode différentielle (—), comparé à la méthode classique (—) et aux résultats de simulations sans le câble (—).

Les trois prototypes ont ainsi été mesurés. Les paramètres S sont visibles Figure 3.27 et les impédances des trois prototypes sur la Figure 3.28

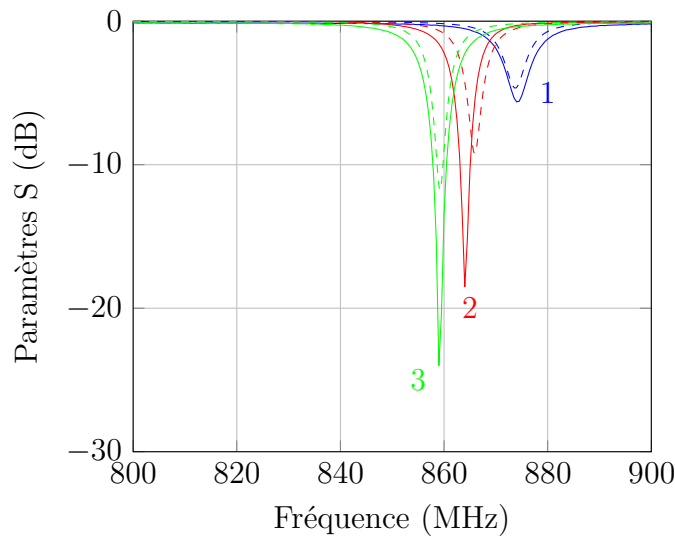


FIGURE 3.27 – Paramètres S obtenus en simulation (trait pointillé) et en mesure (trait plein) pour le prototype 1 (—), 2 (—) et 3(—)

Les résultats de mesure viennent confirmer la simulation grâce à la méthode de mesure employée. L’encombrement maximal des trois prototypes étant le même, on peut calculer la taille électrique visible des trois antennes dans le Tableau 3.2. On peut ensuite calculer le facteur de qualité Q à partir de l’Équation 3.6. Les valeurs du facteur de qualité sont données dans le Tableau 3.2 et comparées aux limites fondamentales sur la Figure 3.29a. On remarque que le facteur de qualité augmente lorsque la largeur de la piste c augmente.

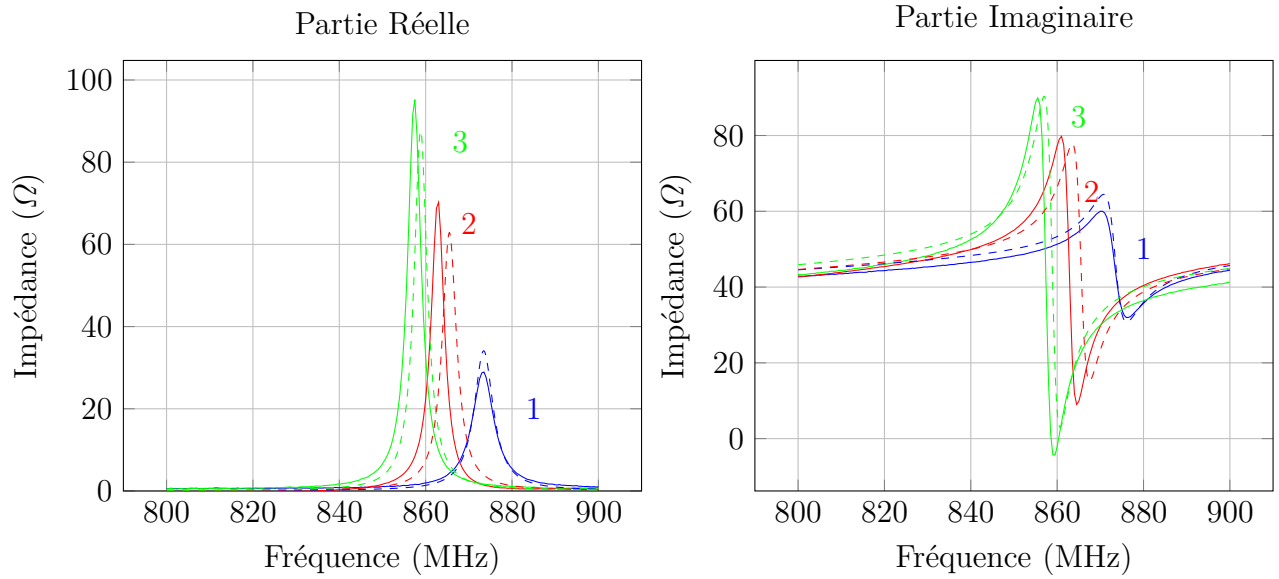


FIGURE 3.28 – Impédances obtenues en simulation (trait pointillé) et en mesure (trait plein) pour le prototype 1 (—), 2 (—) et 3(—)

TABLE 3.2 – Taille électrique des trois prototypes

	Prototype 1	Prototype 2	Prototype 3
f_0 [MHz]	874	864	859
ka	0.39	0.38	0.38
Q_{mes}	142	245	228
Q_{simu}	161	220	228

On voit aussi que le facteur de qualité est assez proche des limites fondamentales calculées pour une antenne planaire carrée ($Q_{rect} = 114$).

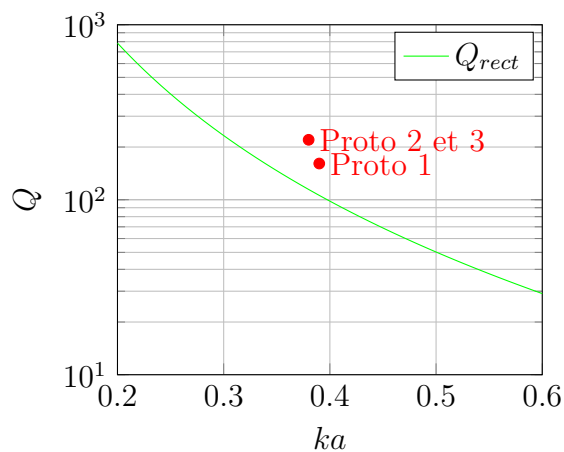
L'évolution du facteur de qualité des trois prototypes est représentée sur la Figure 3.29b. Le facteur de qualité augmente avec la largeur de la piste jusqu'à tendre vers une saturation à 200.

La mesure des paramètres électriques de l'antenne a été présentée. L'augmentation de la largeur de la piste a permis d'augmenter le facteur de qualité augmentant ainsi la densité de capteur possible. La mesure des diagrammes de gain pour le calcul de l'efficacité va maintenant être présentée.

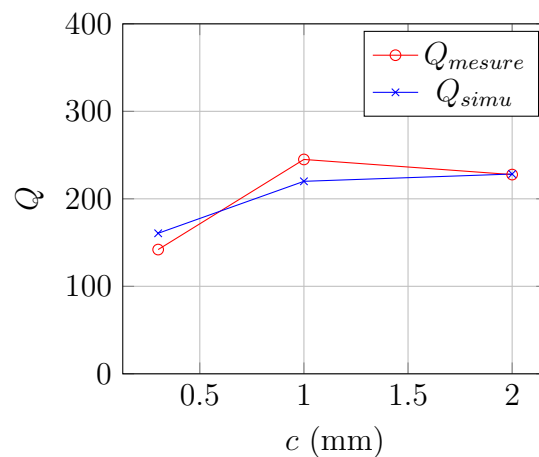
3.3.3 Diagramme de gain et rendement

Méthode de mesure

Comme pour la mesure d'impédance, la mesure des diagrammes de rayonnement d'une antenne miniature est perturbée par la présence en champ proche de diélectrique et de conducteur [12]. La méthode différentielle a donc aussi été utilisée pour la mesure des diagrammes et va être présentée dans cette section. Les deux méthodes de mesure de diagramme sont représentées Figure 3.30. De plus, une fibre optique a été utilisée pour limiter la présence de conducteur proche de l'antenne. On mesure les paramètres S_{21} entre

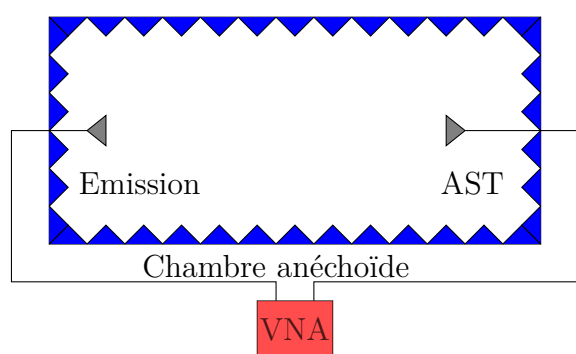


(a) Facteur de qualité simulé comparé à la limite fondamentale pour une antenne planaire rectangulaire (—)

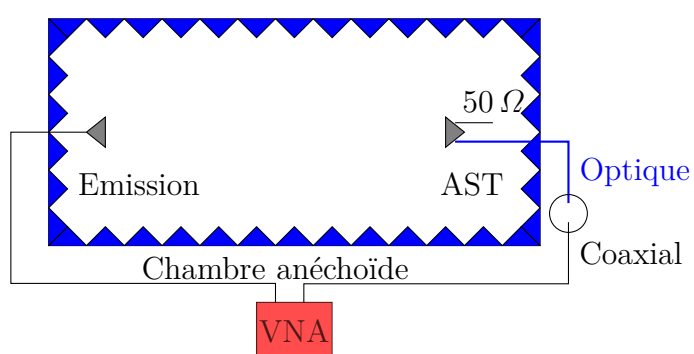


(b) Évolution du facteur de qualité en fonction de la largeur de piste du SRR

FIGURE 3.29 – Résultat de mesure du facteur de qualité des trois prototypes



(a) Schéma de la mesure classique de diagramme de rayonnement



(b) Schéma de la mesure de diagramme de rayonnement en différentiel

FIGURE 3.30 – Technique de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne

l'antenne d'émission, dont les caractéristiques sont connues, et l'antenne sous test. Ces deux antennes se trouvent dans une chambre anéchoïde et sont reliées à un analyseur de réseau vectoriel se situant hors de la chambre. Ces paramètres S sont liés au gain par l'équation des télécommunication :

$$|S_{21}|^2 = G_e G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2, \quad (3.39)$$

avec G_e le gain de l'antenne émettrice, G_r le gain de l'antenne en réception et D la distance entre les antennes. On mesure d'abord une antenne de référence, ici une CNPMS, pour la calibration. On se retrouve avec le système suivant :

$$|S_{21}^{cal}|^2 = G_e G_{cal} \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2 \quad (3.40)$$

$$|S_{21}^{AST}|^2 = G_e G_{AST} \left(\frac{\lambda}{4\pi D}\right)^2. \quad (3.41)$$

En divisant membre à membre on obtient ainsi le gain de l'antenne sous test (AST) sous la forme :

$$G_{AST} = G_{cal} \frac{|S_{21}^{AST}|^2}{|S_{21}^{cal}|^2}. \quad (3.42)$$

On réalise cela pour les deux polarisations en tournant l'antenne d'émission de 90° . On obtient alors G_{AST}^θ et G_{AST}^ϕ . Le gain total est obtenu à l'aide de l'équation :

$$G_{AST}^{tot} = \sqrt{(G_{AST}^\theta)^2 + (G_{AST}^\phi)^2}. \quad (3.43)$$

Pour la mesure de diagramme en différentiel, le principe reste similaire : on mesure le gain de l'antenne pour chacun des accès, l'autre étant chargé par 50Ω . On notera ces gains G_1 et G_2 avec en exposant θ ou ϕ selon la polarisation. On calcule ensuite :

$$\begin{aligned} G^\theta &= G_2^\theta - G_1^\theta \\ G^\phi &= G_2^\phi - G_1^\phi \end{aligned} \quad (3.44)$$

Le gain différentiel est ensuite obtenu en appliquant la formule [5] :

$$G_{diff} = \frac{(1 - S_{diff})^2}{1 - S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}} \sqrt{(G^\theta)^2 + (G^\phi)^2} \quad (3.45)$$

avec S_{diff} les paramètres S de l'antenne calculés en différentiel, et les paramètres S_{np} ceux obtenus par la mesure d'impédance différentielle.

Résultats de mesure

Les résultats de mesure des gains des trois prototypes aux fréquences d'adaptation respectives dans les plans de coupe YoZ et XoZ sont visibles Figure 3.32.

Les résultats de mesures confirment la simulation. On remarque que le gain de l'antenne augmente lorsque l'on passe du premier prototype au troisième prototype, ce qui permet d'avoir une plus grande SER et donc une plus grande portée. On voit aussi que le rayonnement est proche du rayonnement d'un dipôle puisque l'antenne est électriquement petite.

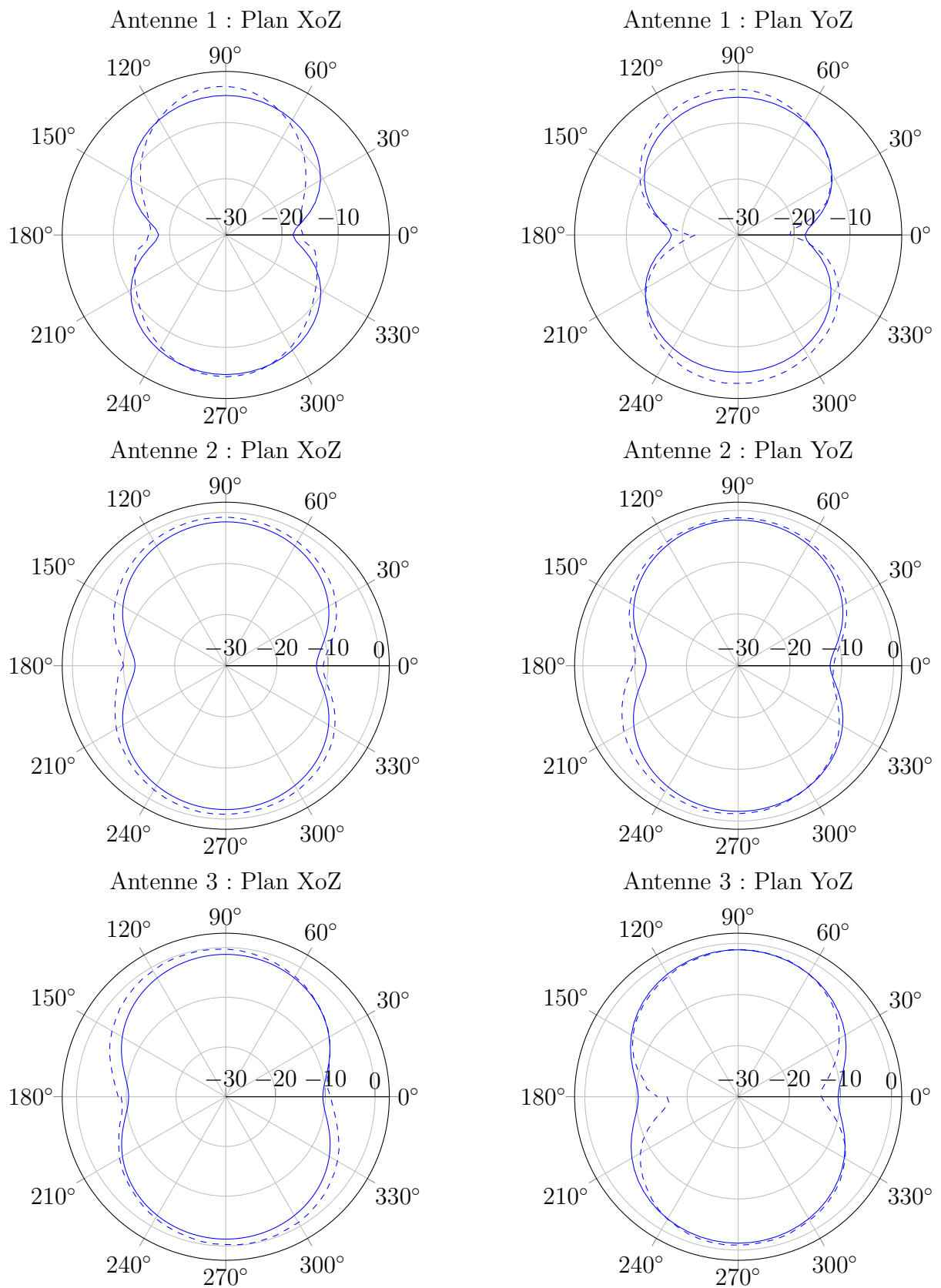
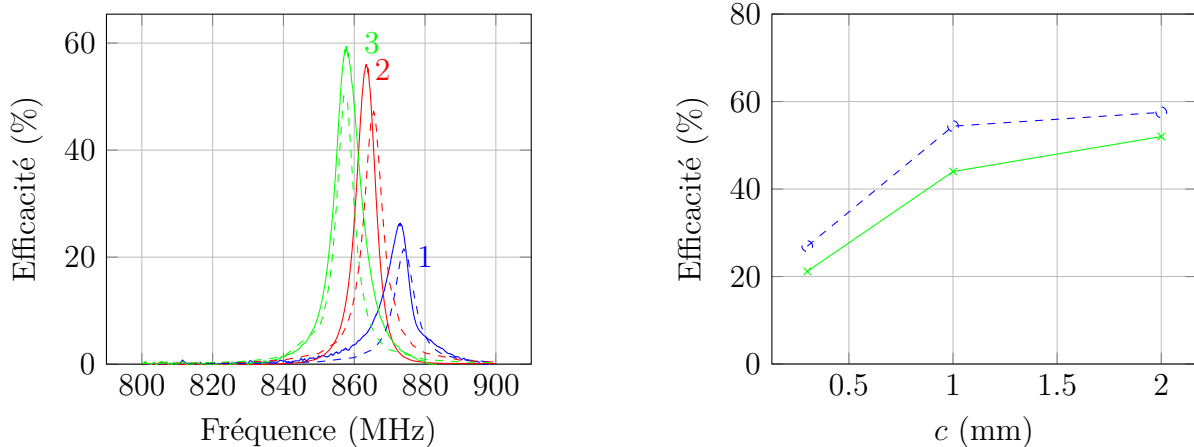


FIGURE 3.31 – Résultats de mesure (en trait plein) des diagrammes de gain des trois prototypes comparés aux résultats de simulations électromagnétique (en pointillé)

Enfin, pour obtenir une valeur approchée de l'efficacité totale de l'antenne, il suffit d'intégrer le diagramme du gain dans l'espace à chaque fréquence. L'efficacité totale de chaque prototype est visible sur la Figure 3.32a. L'efficacité à la fréquence de résonance est indiquée dans le Tableau 3.1. On voit que celle-ci augmente avec la largeur de la piste du SRR c , ce qui permet d'augmenter la portée du capteur. Cela peut s'expliquer par l'augmentation de la largeur du SRR et donc à la diminution de la résistance de perte. Des résultats semblables sont obtenus pour d'autres méthodes de miniaturisation [22, 14].



(a) Évolution fréquentielle de l'efficacité totale des trois prototypes obtenue en simulation (pointillé) et en mesure (trait plein)

(b) Évolution de l'efficacité totale à la fréquence d'adaptation des trois prototypes en fonction de la largeur de piste du SRR

FIGURE 3.32 – Efficacité des trois prototypes mesurée et simulée en fonction de la fréquence et de la largeur de la piste du SRR c

Conclusion

L'étude paramétrique de l'antenne a permis d'estimer l'impact de chaque paramètre géométrique sur le facteur de qualité et l'efficacité. La largeur de piste du SRR est le paramètre qui permettait d'augmenter le plus l'efficacité et le facteur de qualité sans trop changer la taille électrique de l'antenne ce qui améliore les performances du capteur en termes de portée et de sensibilité. Trois prototypes de largeurs de piste du SRR différentes mais de taille électrique constante ont été réalisés afin de confirmer les résultats obtenus par la simulation. Les mesures confirment à la fois les paramètres électriques et les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation.

Synthèse

La définition ainsi que les différentes grandeurs caractérisant une antenne miniature ont été exposées. Le développement d'une antenne miniature a été présenté. Un modèle électrique équivalent a été proposé afin de comprendre l'influence des paramètres géométriques sur la fréquence de résonance de l'antenne. Enfin, l'antenne sélectionnée a été optimisée afin d'obtenir à la fois la plus grande efficacité et un fort facteur de qualité.

Cette étude, confirmée par les résultats expérimentaux, a permis de voir l'impact de la largeur de la piste du SRR sur l'efficacité de l'antenne.

Dans le chapitre suivant, nous allons développer cette topologie d'antenne optimisée en lui intégrant des fonctionnalités de capteur.

Bibliographie

- [1] A.H. A and L. Espenschied. *Concentric conducting system*. Google Patents, December 1931. URL : <https://www.google.com/patents/US1835031>.
- [2] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R.M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M.F. Portillo, and M. Sorolla. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4) :1451–1461, April 2005. doi:10.1109/TMTT.2005.845211.
- [3] Constantine Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2007.
- [4] Best and Yaghjian. The lower bounds on Q for lossy electric and magnetic dipole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3 :314–316, 2004. doi:10.1109/LAWP.2004.838822.
- [5] Raffi Bourtoutian, Pascal Ciaï, Christophe Delaveaud, and Serge Toutain. Méthode de mesure des caractéristiques de rayonnement des antennes différentielles. Toulouse, May 2007.
- [6] C. Butler. The equivalent radius of a narrow conducting strip. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30(4) :755–758, July 1982. doi:10.1109/TAP.1982.1142839.
- [7] L. J. Chu. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas. *Journal of Applied Physics*, 19(12) :1163–1175, December 1948. URL : <http://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.1715038>, doi:10.1063/1.1715038.
- [8] Amir Galehdar, David V Thiel, and Steven G O’Keefe. Antenna efficiency calculations for electrically small, RFID antennas. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 6 :156–159, 2007.
- [9] Mats Gustafsson, Christian Sohl, and Gerhard Kristensson. Physical limitations on antennas of arbitrary shape. *Proceedings of the Royal Society of London A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 463(2086) :2589–2607, October 2007. URL : <http://rspa.royalsocietypublishing.org/content/463/2086/2589>, doi:10.1098/rspa.2007.1893.
- [10] J. E. Hansen, Finn B. Jensen, Frank Jensen, and Flemming Holm Larsen. *Spherical Near-Field Antenna Measurements*. Institution of Engineering and Technology, London, U.K., May 1988.
- [11] Robert C Hansen. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2) :170–182, 1981.
- [12] C. Icheln and P. Vainikainen. Dual-frequency balun to decrease influence of RF feed cables in small antenna measurements. *Electronics Letters*, 36(21) :1760–1761, October 2000. doi:10.1049/el:20001243.
- [13] Inder Bahl and Prakash Bhartia. *Microwave Solid State Circuit Design, 2nd Edition*. Wiley. URL : <http://www.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-0471207551.html>.
- [14] L. Lizzi and F. Ferrero. Use of ultra-narrow band miniature antennas for internet-of-things applications. *Electronics Letters*, 51(24) :1964–1966, November

2015. URL : <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2015.3142>, doi:10.1049/el.2015.3142.
- [15] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10) :2572–2581, October 2003. doi:10.1109/TAP.2003.817562.
- [16] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(5) :672–, May 1996. doi:10.1109/8.496253.
- [17] R. Meys and F. Janssens. Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(6) :62–65, December 1998. doi:10.1109/74.739191.
- [18] Mohammadpour. Physical bound on Q factor for planar antennas.
- [19] C. Pfeiffer. Upper bounds on the radiation efficiency of electrically small antennas. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1197–1198, July 2017. doi:10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072641.
- [20] D.M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011. URL : <https://books.google.fr/books?id=JegbAAAAQBAJ>.
- [21] Roger F. Harrington. Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, January 1960. URL : <http://nistdigitalarchives.contentdm.oclc.org/cdm/ref/collection/p13011coll6/id/81475>.
- [22] F. Sarrazin, S. Pflaum, and C. Delaveaud. Radiation efficiency optimization of electrically small antennas : Application to 3d folded dipole. In *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 29–32, February 2016. doi:10.1109/IWAT.2016.7434792.
- [23] Morteza Shahpari. *Fundamental limitations of small antennas*. PhD thesis, Griffith, July 2015.
- [24] D.F. Sievenpiper, D.C. Dawson, M.M. Jacob, T. Kanar, Sanghoon Kim, Jiang Long, and R.G. Quarfoth. Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(1) :8–19, January 2012. doi:10.1109/TAP.2011.2167938.
- [25] G Smith. Efficiency of electrically small antennas combined with matching networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25(3) :369–373, 1977.
- [26] O. Sydoruk, E. Tatartschuk, E. Shamonina, and L. Solymar. Analytical formulation for the resonant frequency of split rings. *Journal of Applied Physics*, 105(1) :014903, January 2009. URL : <http://aip.scitation.org/doi/full/10.1063/1.3056052>, doi:10.1063/1.3056052.
- [27] John Volakis. *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Professional, 4 edition, 2007. URL : <http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=B1CF35BF28B1047FF64BCB8DAABD55F7>.

- [28] John Volakis, Chi-Chih Chen, and Kyohei Fujimoto. *Small Antennas :Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill Professional, New York, Édition : 1 edition, 2010.
- [29] H. A. Wheeler. The Radiansphere around a Small Antenna. *Proceedings of the IRE*, 47(8) :1325–1331, August 1959. doi:10.1109/JRPROC.1959.287198.
- [30] H.A. Wheeler. Fundamental Limitations of Small Antennas. *Proceedings of the IRE*, 35(12) :1479–1484, December 1947. doi:10.1109/JRPROC.1947.226199.
- [31] A.D. Yaghjian and S.R. Best. Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(4) :1298–1324, April 2005. doi:10.1109/TAP.2005.8444443.
- [32] Chen Zhi Ning. Small Printed Ultrawideband Antenna With Reduced Ground Plane Effect. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, page 383, February 2007.
- [33] R.W. Ziolkowski, Peng Jin, and Chia-Ching Lin. Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 99(10) :1720–1731, October 2011. doi:10.1109/JPROC.2010.2091610.

Application Expérimentale de la Méthode Proposée à la Conception d'un Capteur de Température Passif Sans Fil

Introduction

Une méthode de conception d'un capteur à transduction électromagnétique a été présentée dans les chapitres précédents. Elle permet de maximiser la sensibilité ainsi que la portée de tels capteurs. L'intérêt d'utiliser des antennes miniatures pour ce type de capteur a été exposé précédemment. Une antenne miniature particulièrement adaptée pour les applications de capteur sans fil a été développée puis mesurée. Ce dernier chapitre est consacré à l'application des méthodes présentées précédemment à cette antenne miniature. Deux approches différentes de conception sont présentées. La première consiste à choisir l'élément sensible qui maximise la sensibilité et la portée du capteur pour une antenne donnée. La seconde consiste à sélectionner un élément sensible et d'optimiser la géométrie de l'antenne pour améliorer les performances du capteur ainsi formé.

La caractérisation expérimentale du capteur ainsi réalisé permet de vérifier l'utilité des méthodes développées. Une campagne de mesure de la SER de l'antenne chargée par une thermistance sera présentée. Les données recueillies seront traitées pour obtenir les informations de températures issues du capteur. Enfin, une méthode de mesure de SER permettant de tenir compte du canal de propagation dans le calcul de la température sera présentée.

4.1 Sélection de l'élément sensible

Introduction

Cette section présente la mise en application de la méthode proposée dans la section 2.3 qui permet de calculer le profil d'impédance de l'élément sensible qui maximise à la fois la sensibilité et la portée d'un capteur à transduction [3]. L'antenne présentée dans le chapitre précédent est utilisée pour réaliser un capteur grâce à l'introduction d'un élément sensible à ses bornes.

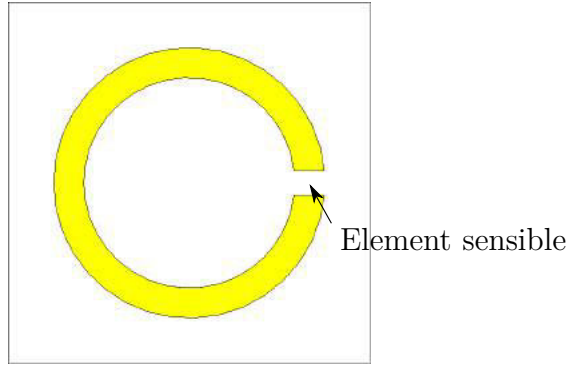


FIGURE 4.1 – Emplacement de l'élément sensible

4.1.1 Calcul de l'élément sensible optimal pour l'antenne sélectionnée

L'antenne étudiée ici est celle qui a été optimisée précédemment car elle maximise à la fois le facteur de qualité (230) et l'efficacité (60%). En appliquant la méthode présentée précédemment à 856 MHz, il est possible de trouver l'impédance qui minimise (Z_{min}) et celle qui maximise (Z_{max}) la SER de l'antenne, ce qui permet d'avoir une dynamique de SER maximale. Ces impédances sont présentées dans le Tableau 4.1 et les diagrammes de SER associés sont visibles Figure 4.2.

Z_a	$Z_{min} [\Omega]$	$Z_{max} [\Omega]$	$SER_{min} [mm^2]$	$SER_{max} [mm^2]$
$49 + i$	$-51i\Omega$	$47i\Omega$	44 mm^2	$23\,400 \text{ mm}^2$

TABLE 4.1 – Impédances qui minimise et maximise la SER de l'antenne ainsi que les SER associées

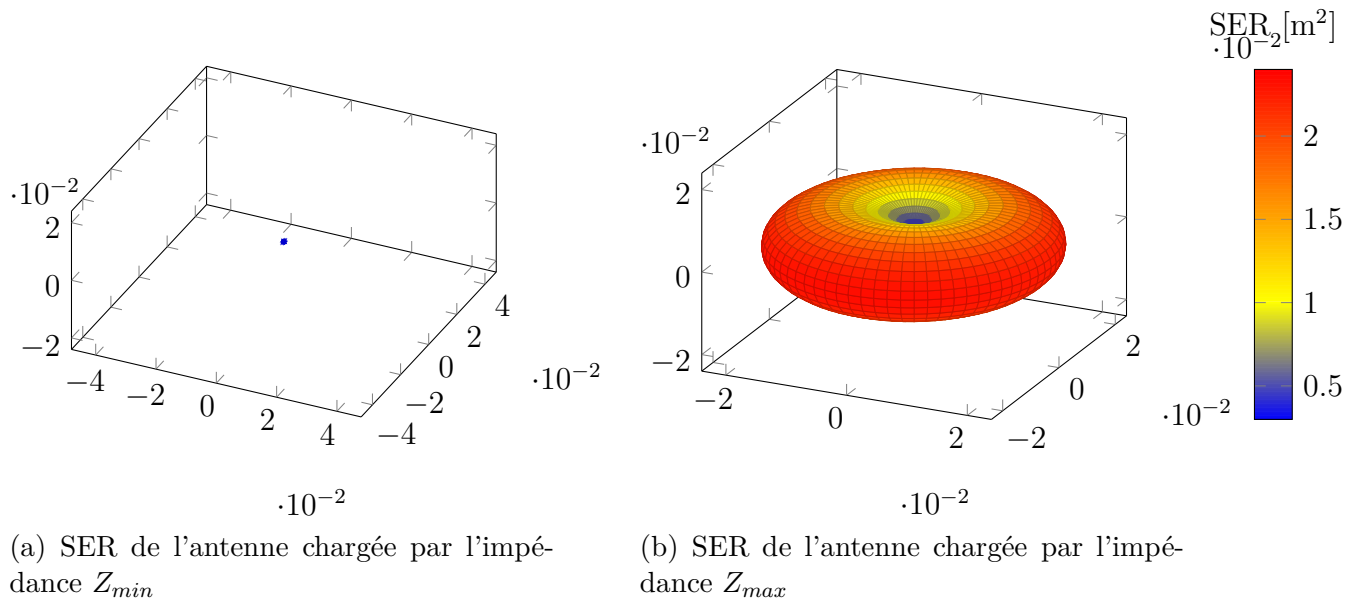


FIGURE 4.2 – Représentation de la SER de l'antenne chargée par les impédances qui minimise et maximise la SER

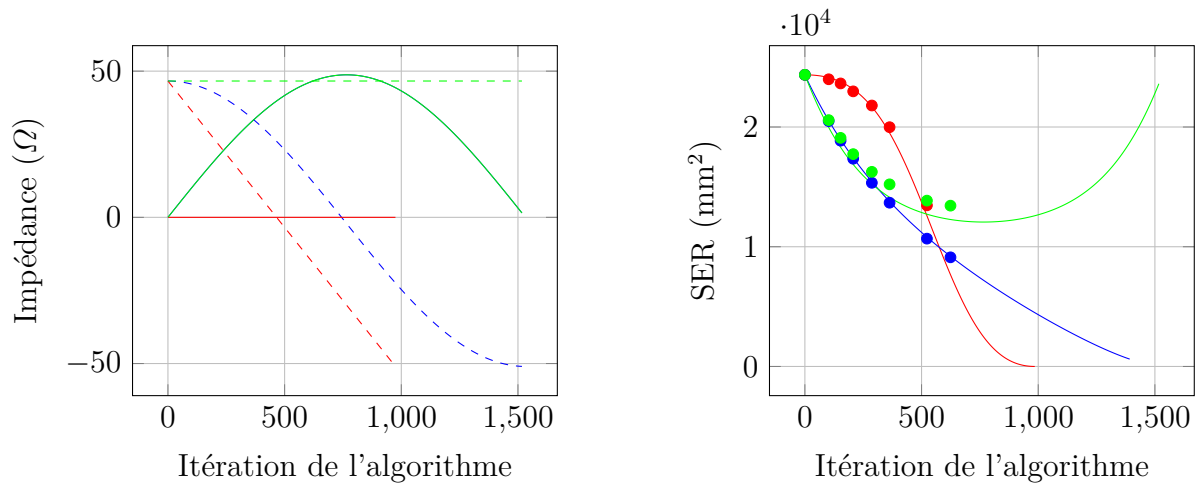


FIGURE 4.3 – Représentation de la SER de l'antenne chargée par l'impédance qui minimise et maximise la SER

Après avoir trouvé ces deux impédances caractéristiques, on applique l'algorithme présenté section 2.3.1 qui permet d'obtenir le profil de charge de l'élément sensible qui

maximise la sensibilité et la portée du capteur (Figure 4.3a). L'évolution de la SER avec l'itération de l'algorithme (et donc la variation d'impédance en Ω) est présentée sur la Figure 4.3b. On retrouve bien que l'impédance qui maximise la sensibilité du capteur est différente de la ligne droite entre les deux impédances Z_{min} et Z_{max} . La différence est encore plus forte que dans le cas du dipôle ce qui montre que la méthode est efficace. La variation de partie imaginaire de l'élément sensible étant difficile à obtenir en pratique, on choisit de maintenir la partie imaginaire constante et de ne faire varier que la partie réelle. Le profil d'impédance pour lequel la partie imaginaire est maintenue constante (une inductance dans le cas présent) est lui aussi représenté sur la Figure 4.3a. On voit que les variations de SER obtenues pour ce profil d'impédance sont assez proches de celles de l'antenne chargée par l'impédance optimale durant les 400 premières itérations. On peut donc développer un capteur de température par exemple simplement à l'aide d'une thermistance et d'une inductance sans trop impacter les performances de ce dernier.

4.1.2 Choix de la thermistance et intérêt de la partie imaginaire

Le profil d'impédance optimal permet de choisir la thermistance et l'inductance qui ensemble maximiseront la sensibilité du capteur. L'inductance choisie est celle qui présente une impédance de 47Ω à 856MHz soit 8.7nH . Les variations de la résistance de l'élément sensible optimal, visible sur la Figure 4.3a, sont limitées entre 0 et 50Ω . On cherchera donc une résistance variant entre 0 et 50Ω sur la plage de température souhaitée. La thermistance retenue est la HFT1220-R15 qui est une thermistance haute fréquence ayant la résistance la plus basse de la série des HFT1220 [1]. Malheureusement indisponible durant cette thèse, seul le modèle mathématique a été utilisé dans un premier temps pour estimer la portée et la sensibilité du capteur que l'on pourrait ainsi obtenir. La variation théorique de la résistance d'une thermistance par rapport à la température est donnée par [2] :

$$R_{th} = R_0 \exp\left(\beta\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)\right), \quad (4.1)$$

avec R_{th} la résistance de la thermistance, R_0 la résistance de la thermistance à la température T_0 , T la température, et β un coefficient considéré comme constant, donné par le constructeur. Les variations de résistance avec la température pour les différentes valeurs de R_0 existantes sont représentées sur la Figure 4.4.

A l'aide de ce modèle, la variation de la SER de l'antenne en fonction de la température peut être calculée grâce à l'équation (2.18). L'évolution de la SER avec la température de l'antenne chargée par l'inductance en série avec différentes thermistances est présentée sur la Figure 4.5.

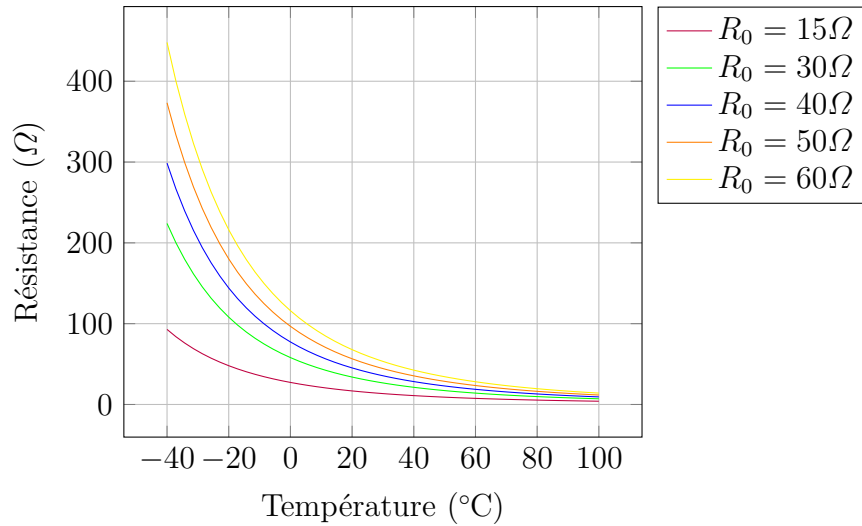


FIGURE 4.4 – Évolution de la résistance en fonction de la température pour les différentes thermistances disponibles

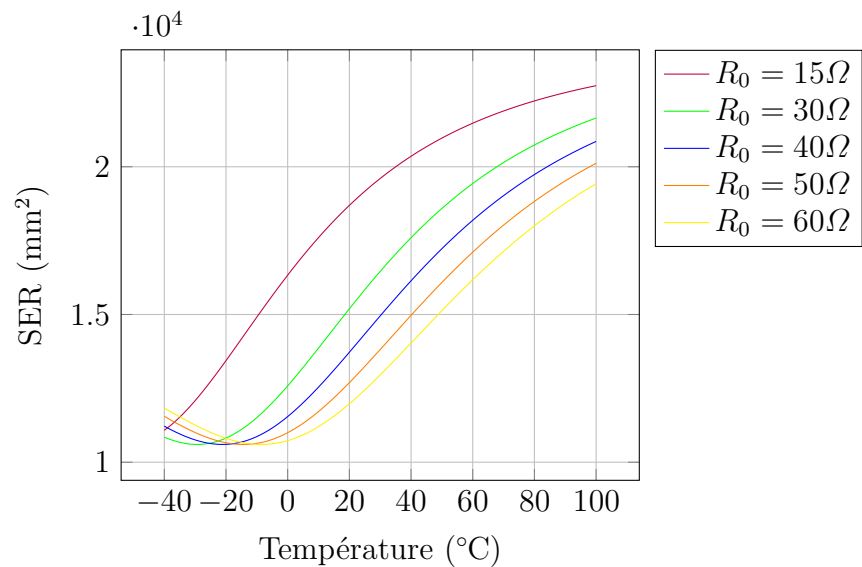


FIGURE 4.5 – Évolution de la SER avec la température de l’antenne chargée par une inductance de 10.37 nH et différentes thermistances

L’allure des courbes est cohérente : lorsque la température augmente, la valeur de résistance de la thermistance diminue et donc la SER augmente. On voit aussi que la SER augmente plus vite avec la température lorsqu’elle est chargée par l’inductance et la thermistance de R_0 égal à 15 Ω. En effet, bien que la dynamique de la thermistance soit plus faible, les variations de SER de l’antenne sont plus importantes pour des variations de charges de 0 et 50 Ω ce qui explique que la sensibilité totale soit plus importante.

L’intérêt de l’inductance est visible sur la Figure 4.6. On retrouve l’évolution de la SER de l’antenne chargée par une thermistance de résistance $R_0 = 15\Omega$ et la SER de l’antenne chargée par une thermistance de résistance $R_0 = 15\Omega$ et de l’inductance optimale de 8.7nH en fonction de la température.

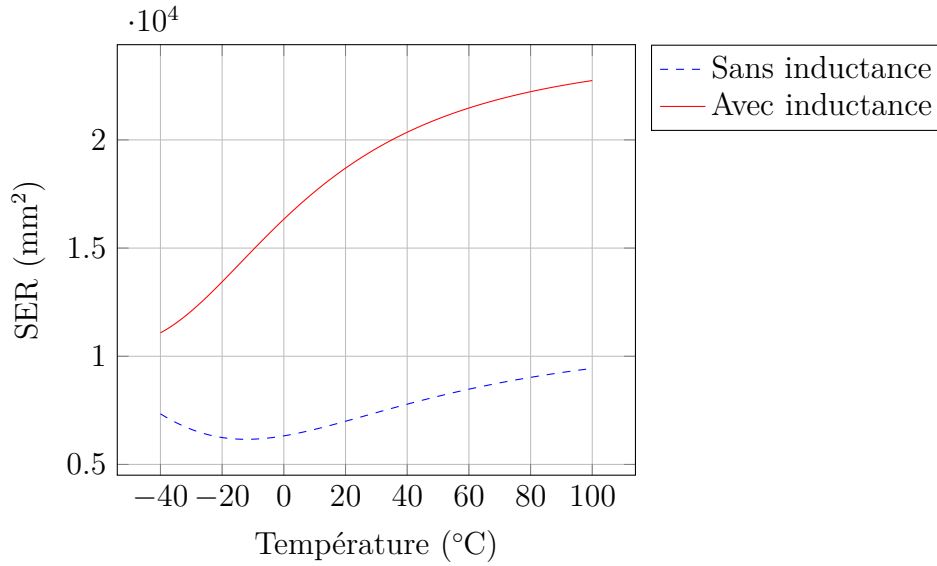


FIGURE 4.6 – Évolution de la SER avec la température de l’antenne chargée par la thermistance seule (---) et chargée par la thermistance et une inductance de 8 nH (—)

On montre ici que l’ajout de l’inductance calculée à l’aide de la méthode développée durant cette thèse permet non seulement d’augmenter la SER minimale ce qui améliore la portée de 20%, mais aussi d’augmenter la pente de la courbe et donc, de doubler la sensibilité du capteur.

L’utilité de la méthode pour la sélection de l’élément sensible a été démontrée. La méthode de mesure ainsi que les résultats expérimentaux obtenus vont maintenant être présentés.

4.1.3 Méthode et résultats de mesure

Nous allons maintenant présenter les résultats de la mesure de SER de l’antenne chargée par différentes impédances. Le principe de mesure est représenté sur la Figure 4.7. La mesure bien que bistatique est considérée comme monostatique, l’angle entre les deux antennes du radar étant assez faible et le capteur étant équidistant des deux antennes. L’objet est dans notre cas situé à une distance d’environ 4 m. Le VNA¹, un R&S ZVB 14, est connecté à une antenne (CNPMS) qui permet la conversion d’une onde guidée en une onde rayonnée. Une partie du signal ainsi émis va se coupler à l’antenne de réception, une autre va se propager. Une certaine quantité d’énergie va être réfléchiée par l’objet dont on cherche à mesurer la SER puis captée par l’antenne de réception. On récupère alors les paramètres S en fonction de la fréquence. La première campagne de mesure a été effectuée sur une large bande afin d’obtenir l’évolution temporelle des signaux. Pour paramétrer l’analyseur de réseau vectoriel, on utilise les relations suivantes :

$$\frac{1}{\Delta T} = \delta f$$

$$\frac{1}{\Delta f} = \delta T$$

1. Vector Network Analyser : analyseur de réseau vectoriel

avec ΔT l'intervalle de temps, δf le pas fréquentiel, Δf l'intervalle de fréquence et δT le pas temporel. Ainsi pour augmenter la résolution temporelle il faut augmenter la plage de fréquence, qui a donc été choisie entre 700 MHz et 6 GHz représentant les limites du cornet utilisé. Le pas δT correspondant vaut 0.19 ns. La taille maximale de la chambre étant de 5 m, la durée minimale de la mesure pour que l'onde fasse un aller retour doit être $\Delta T = 2d/c$ où d est la distance maximale de la chambre et c la vitesse de la lumière. Le ΔT minimum vaut donc 33 ns ce qui correspond à un pas fréquentiel de 30 MHz. En prenant 201 points de fréquence, on obtient un pas de 26 MHz ce qui est inférieur à 30 MHz et donc suffisant. Enfin l'IF², qui représente le temps d'intégration de la mesure à une fréquence, a été choisi à 10 Hz afin d'obtenir le meilleur rapport signal à bruit possible. Avec un tel paramétrage, la mesure de SER dans une direction a été évaluée à 40 min.

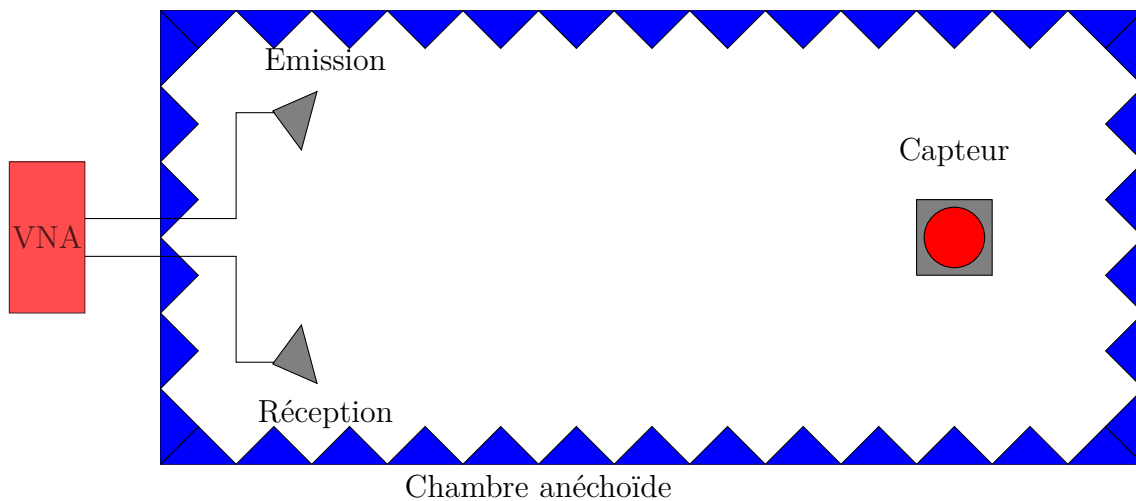
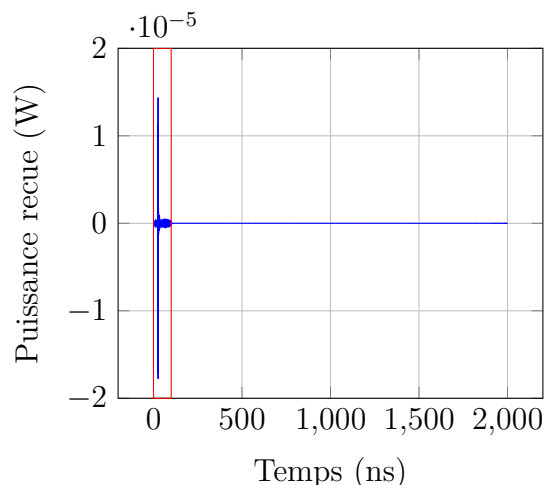


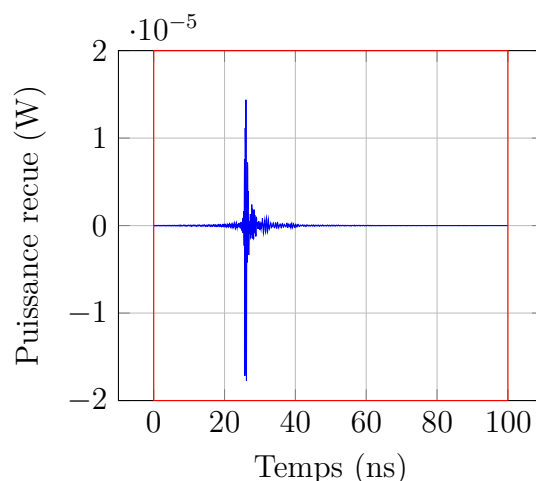
FIGURE 4.7 – Schéma de la mesure classique de SER

Après avoir étalonné le VNA (calibration SOLT³) au niveau des antennes, une première étape consiste à mesurer le fond de chambre, c'est à dire l'écho de la chambre en l'absence de l'objet dont on cherche à mesurer la SER. Puis on mesure l'écho radar d'un objet dont on connaît la SER, dans notre cas une sphère de 5 cm de diamètre. En retirant la réponse du fond de chambre et en faisant une transformée de Fourier inverse afin d'obtenir la réponse temporelle, on obtient la courbe visible sur la Figure 4.8.

2. Intermediate Frequency
3. Short, Open, Load et Thru



(a) Réponse temporelle de la puissance reçue

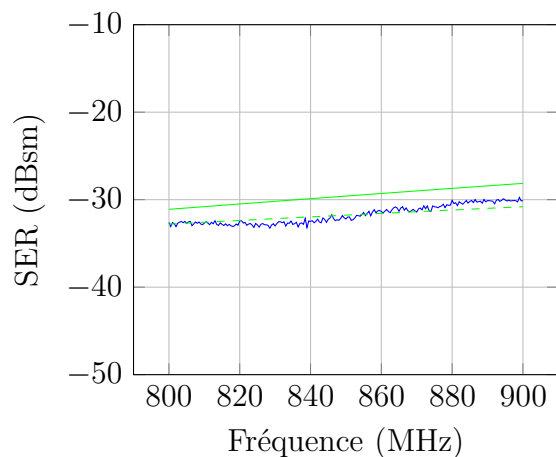


(b) Réponse temporelle de la puissance reçue sur les 100 premières ns

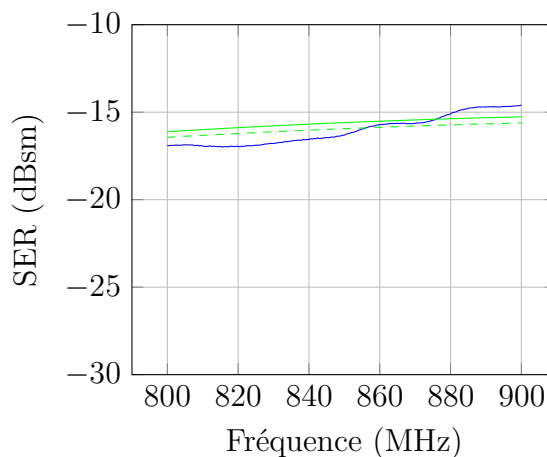
FIGURE 4.8 – Réponse temporelle de la puissance reçue

La durée de l'intervalle de mesure est de $2\ \mu\text{s}$. L'écho de la sphère arrive bien un peu après $20\ \text{ns}$ ce qui signifie que l'objet est à $d = ct/2$ soit $3.75\ \text{m}$ ce qui est cohérent avec la distance mesurée. Cette mesure large bande permet de filtrer les résultats de mesures dans le domaine temporel afin de ne garder que le signal correspondant à l'écho de l'objet considéré.

Après avoir étalonné la mesure à l'aide de la première sphère, une sphère de taille différente ($10\ \text{cm}$ de diamètre) est mesurée afin de valider le setup de mesure.



(a) Mesure de la SER d'une sphère de $5\ \text{cm}$ de diamètre



(b) Mesure de la SER d'une sphère de $10\ \text{cm}$ de diamètre

FIGURE 4.9 – Résultat de mesure de SER des sphères de calibration (—) comparé aux résultats de simulation (—) et à la théorie (---)

On remarque que les résultats de simulation sont supérieures dans le cas de la petite sphère ce qui provient d'un maillage insuffisamment fin. Les résultats de mesure restent cependant cohérents avec la théorie pour les deux sphères ce qui permet de valider la

calibration. Les résultats de mesure de SER de l'antenne chargée par différentes résistances vont être présentés.

4.1.4 Résultat de mesure de l'antenne chargée par différentes résistances

La mesure de la SER de l'antenne chargée par l'inductance optimale calculée précédemment en série avec différentes résistances a été effectuée dans un premier temps par soucis de répétabilité. On soude pour cela une résistance en série avec l'inductance optimale sur l'antenne puis on effectue une mesure dans la chambre anéchoïde comme décrit précédemment. Puis on dessoude la résistance afin de la remplacer par une résistance d'une valeur différente etc. Les résultats de mesure sont visibles sur la Figure 4.10. La variation de résistance de la thermistance avec la température peut ensuite être déduite à l'aide du modèle de la thermistance.

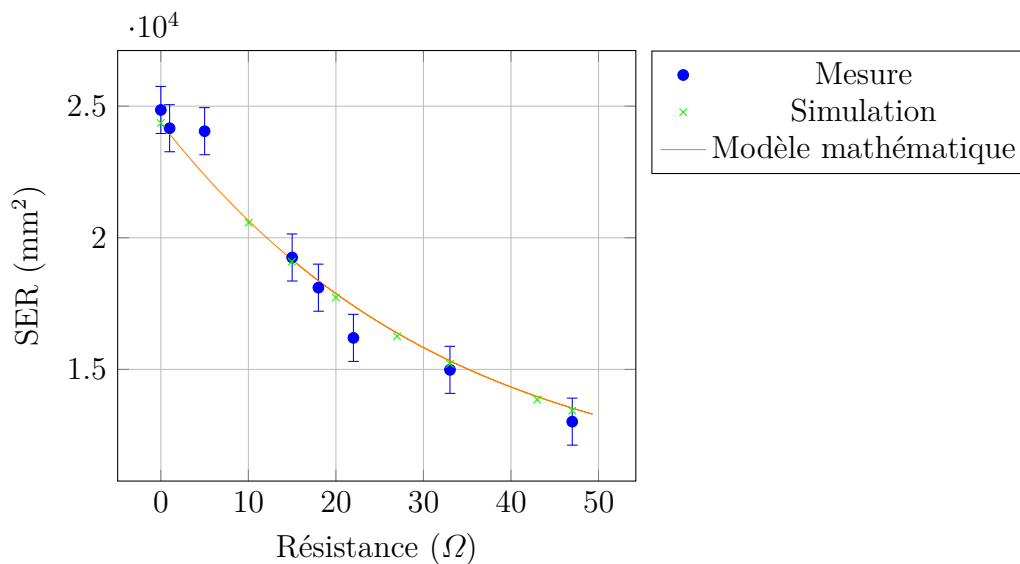
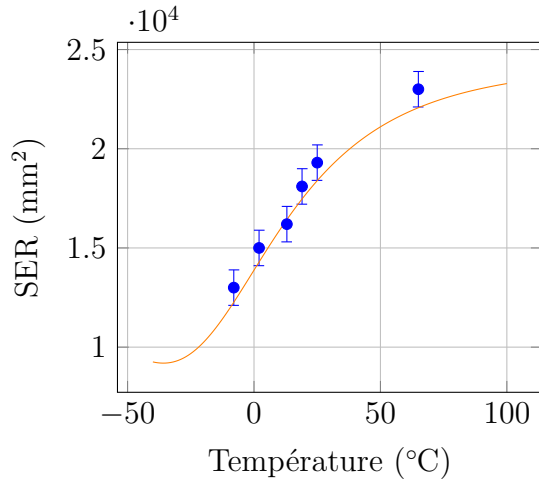
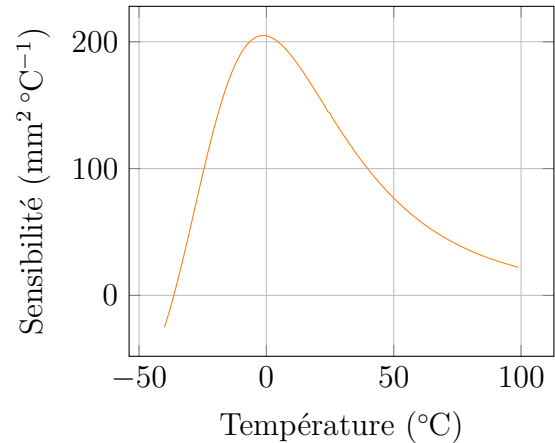


FIGURE 4.10 – Comparaison de la mesure de la SER de l'antenne chargée par différentes résistances au modèle et à la simulation

Les résultats de simulations sont cohérents avec le modèle, redémontrant ainsi la validité de ce dernier. La tendance de la mesure semble aussi être confirmée par le modèle, malgré quelques valeurs éloignées liées à la méthode de mesure large bande. La mesure de l'incertitude de mesure est présentée en annexe (Annexe 4.3.4). A l'aide du modèle de la thermistance présenté Équation 4.1, il est possible de tracer l'évolution de la SER de l'antenne chargée par l'inductance optimale ainsi qu'une thermistance avec un R_0 de 15Ω en fonction de la température comme le montre la Figure 4.11a. On voit que l'évolution de la SER avec la température n'est pas linéaire mais monotone entre -35°C et 100°C , ce qui peut donc être compensé par le système de lecture.



(a) Comparaison de la mesure de la SER de l'antenne chargée par différentes résistances au modèle en fonction de la température



(b) Évolution théorique de la sensibilité de mesure en fonction de la température

FIGURE 4.11 – Mesure de la SER ramenée en fonction de la température à l'aide d'un modèle mathématique de la thermistance

A partir de ce modèle il est possible de calculer la portée du capteur à l'aide de l'Équation 1.3 et de la SER minimale qui vaut ici 9254 mm^2 . En prenant les caractéristiques du récepteur reportées dans le Tableau 4.2, permettant de respecter les normes en vigueur⁴, la portée vaut 29 m. La sensibilité est calculée en dérivant l'évolution de la SER par rapport à la température. Elle est représentée Figure 4.11b. On constate qu'elle n'est pas constante avec la température puisque la variation de la SER avec la température n'est pas affine.

Paramètres	G_e [lin]	G_r [lin]	P_e [W]	S [dBm]
Valeurs	3	4	1	-80

TABLE 4.2 – Caractéristiques de l'émetteur et du récepteur utilisées pour effectuer les calculs de portée et de sensibilité

Après avoir montré la faisabilité d'un tel capteur et l'intérêt de la partie imaginaire du capteur, les évolutions de la portée et de la sensibilité du capteur en fonction de la variation de l'inductance vont maintenant être présentées.

4.1.5 Etude de l'impact de l'inductance sur la portée et sur la sensibilité du capteur

Le capteur est constitué d'une antenne et d'une thermistance de résistance R_0 égal à 15Ω à 25°C en série avec une inductance dont la valeur optimale (L_{opt}) a été obtenue à l'aide de la méthode proposée page 38. L'objectif de cette partie est d'analyser la sensibilité des performances du capteur (portée et sensibilité) à la variation d'inductance qui peut

4. Décision de l'ARCEP n° 2006/804/CE

être liée aux incertitudes sur les composants par exemple. L'évolution de la portée ainsi que de la sensibilité du capteur en fonction de la valeur de l'inductance est présentée Figure 4.12.

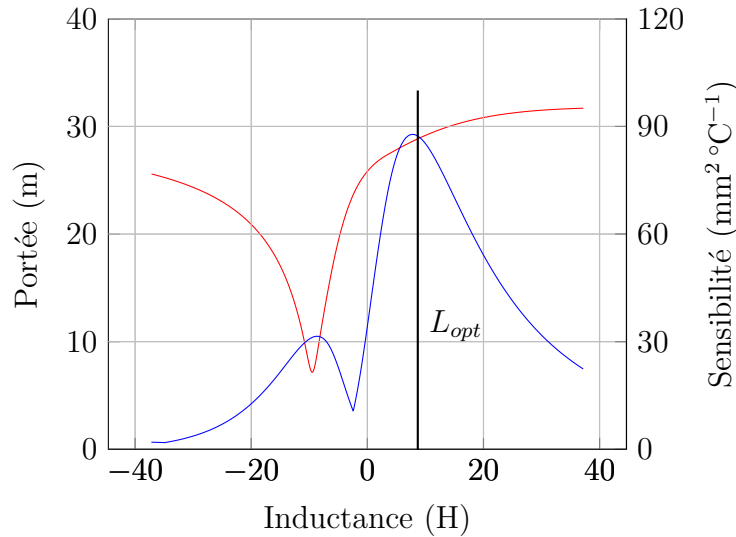


FIGURE 4.12 – Évolution théorique de la sensibilité de mesure (en bleue) et de la portée (en rouge) en fonction de l'inductance mise en série avec la thermistance de 15Ω

La portée et la sensibilité ont été calculées à partir du modèle : pour chaque valeur d'inductance, la valeur minimale de la SER permet de calculer la portée du capteur et la différence entre la SER maximale et la SER minimale donne la sensibilité. Le maximum de sensibilité est obtenu pour une inductance très proche de celle obtenue à l'aide de la méthode présentée précédemment. La différence entre ces deux inductances s'explique par les imprécisions que l'on obtient sur les impédances utilisées dans le modèle. La variation de la sensibilité autour de l'inductance optimale est assez faible : $85.3 \text{ mm}^2 \text{ °C}^{-1}$ pour une inductance de 6 nH et $87.7 \text{ mm}^2 \text{ °C}^{-1}$ pour une inductance de 8 nH. Cela permet de garantir au capteur une bonne sensibilité malgré les tolérances de fabrication des inductances.

L'évolution de la SER en fonction de la charge de l'antenne est présentée sur la Figure 4.13. La transformation de l'axe des imaginaires en inductance peut être effectuée à l'aide de l'équation $L = X/(2\pi f)$ avec X la réactance de l'inductance de charge de l'antenne et f la fréquence (856 MHz). Comme le seul paramètre variant avec la température est la résistance, l'évolution de la SER est simplement la vue de coupe de cette surface, avec le degré de liberté de la partie imaginaire. Afin d'obtenir la SER maximale dans la coupe il faut donc choisir l'inductance qui permet d'avoir la partie imaginaire de Z_{max} à la fréquence d'adaptation, ce que l'on retrouve bien par l'algorithme.

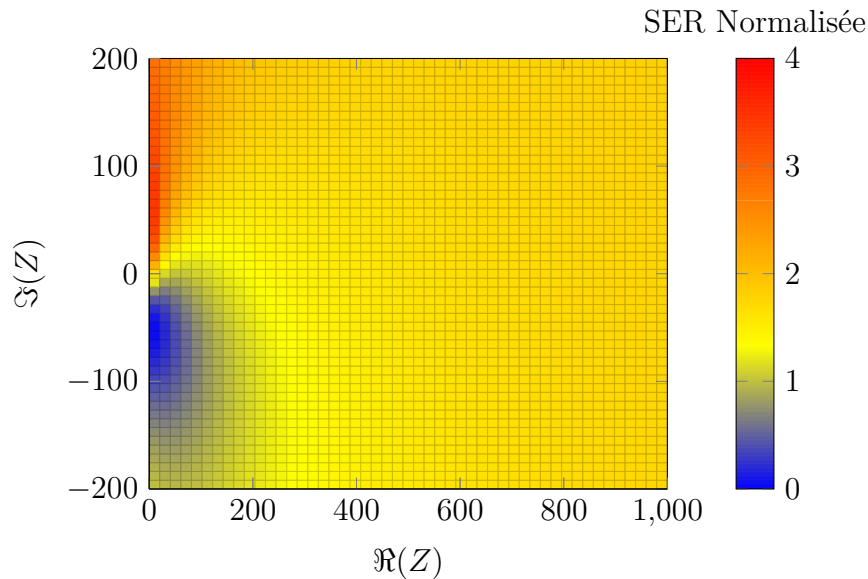


FIGURE 4.13 – Évolution de la SER normalisée en fonction des parties réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances

Conclusion

Cette première campagne de mesure a permis de montrer la faisabilité d'un capteur sans fil passif. Les mesures confirment l'étude théorique effectuée dans les chapitres précédents. L'impact et l'importance de l'inductance sur les performances du capteur ont été exposés. Malheureusement, le profil d'impédance maximisant la sensibilité du capteur est complexe et donc difficile à réaliser à l'aide de composants disponibles dans le commerce. Dans la prochaine section nous nous placerons dans le cas où l'élément sensible est imposé. Nous allons voir qu'en modifiant les dimensions géométriques de l'antenne il est possible d'augmenter la portée et la sensibilité du capteur.

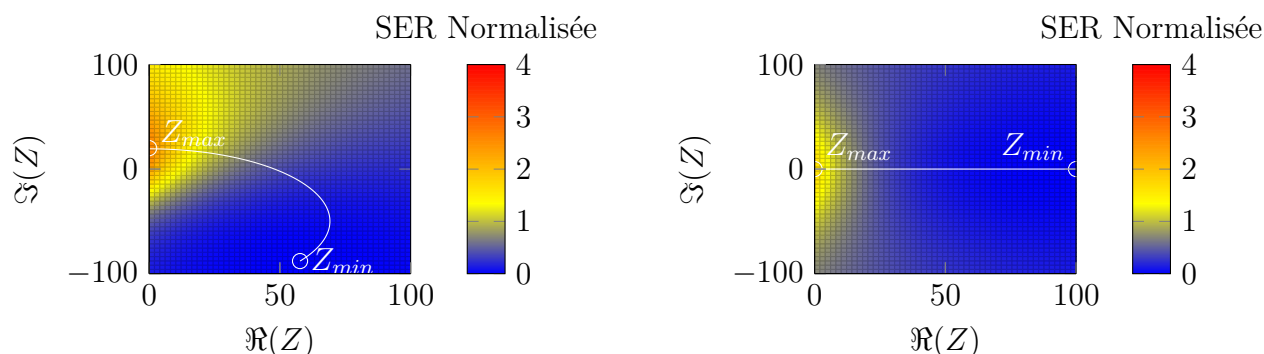
4.2 Optimisation de l'Élément Rayonnant à Capteur Fixé

Introduction

Dans cette section, une autre approche va être présentée. On suppose maintenant que l'on modifie l'élément rayonnant afin d'optimiser les performances du capteur complet. Dans un premier temps, une étude numérique sera effectuée afin de voir s'il est possible de modifier la géométrie de l'antenne étudiée précédemment pour que le profil d'impédance optimal devant décrire le capteur soit réel. La topologie de l'antenne reste identique, seules les dimensions géométriques seront modifiées. Dans un second temps l'impact du rayon de la boucle sur la portée et la sensibilité sera exposé afin de voir s'il existe un rayon de la boucle maximisant les performances du capteur.

4.2.1 Optimisation de Z_{min}

Les conditions permettant d'obtenir un profil d'impédance réel vont maintenant être étudiées. En supposant que l'antenne présente une impédance réelle à sa fréquence d'adaptation, on souhaite que Z_{min} soit réelle afin que le profil d'impédance optimal soit lui aussi réel. Cela s'explique grâce à l'Équation 2.37 : en prenant les termes y_a et y_{max} nuls, la partie imaginaire de l'impédance optimale est nulle (et donc constante). On retrouve cela graphiquement sur la Figure 4.14.



(a) Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances pour une impédance d'antenne $Z_a = 49 + i\Omega$ et $Z_{min} = 57.73 - 88i\Omega$

(b) Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, projetée dans le plan des impédances pour une impédance d'antenne $Z_a = 50\Omega$ et $Z_{min} = 100\Omega$

FIGURE 4.14 – Évolution de la SER normalisée en fonction de la partie réelle et imaginaire de l'impédance de charge de l'antenne, pour différentes valeurs d'impédance d'antenne et différents Z_{min}

Dans le premier cas Figure 4.14a, les impédances Z_{min} et Z_{max} ont toutes les deux une réactance non nulle. Le profil d'impédance optimal, celui qui maximise la sensibilité du capteur, décrit une courbe de partie imaginaire non constante. Dans le second cas Figure 4.14b, les impédances Z_{min} et Z_{max} ont toutes les deux une réactance nulle et le profil d'impédance optimal décrit une partie de la droite réelle. Une antenne respectant ces deux conditions serait donc idéale pour une application de capteur sans fil puisque l'élément sensible optimal se résumerait en une thermistance.

Dans un cas plus général, si la réactance de l'antenne n'est pas nulle, il suffit que l'admittance de Z_{min} soit son opposée. En effet, comme vu précédemment le profil d'impédance maximisant la sensibilité et la portée est celui pour lequel le coefficient de réflexion décrit la droite entre Γ_{min} et Γ_{max} (voir sous-section 2.3.2). Cela revient à dire que le profil de coefficient de réflexion associé au profil d'impédance optimal est réel, autrement dit, que la partie structurelle de la SER A_s est réelle (Figure 4.15).

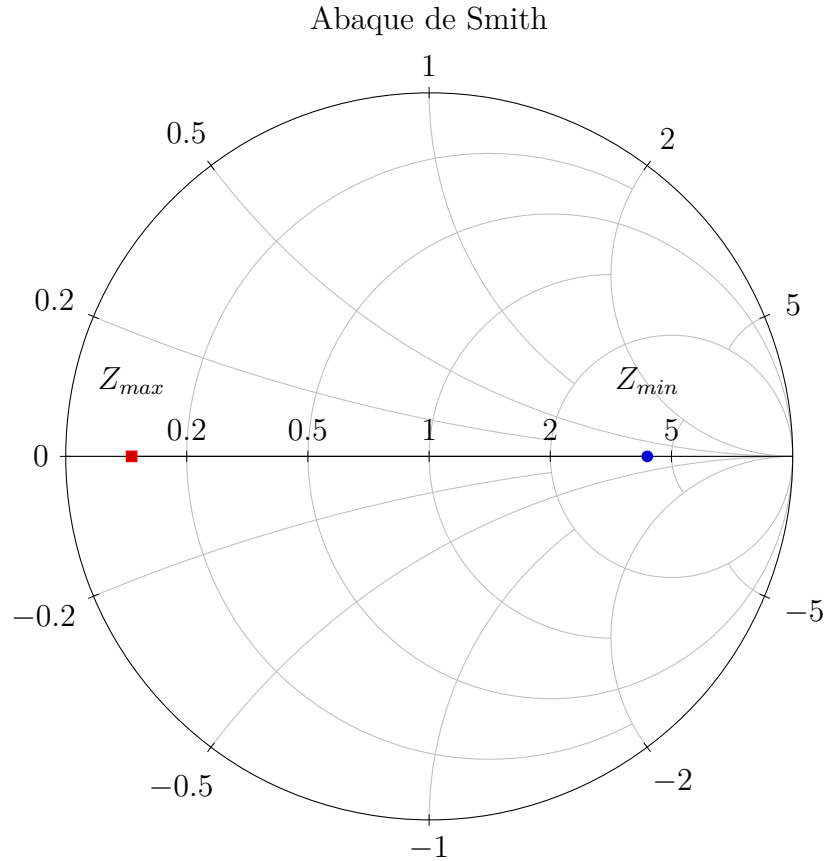


FIGURE 4.15 – Condition afin d’avoir un profil d’impédance optimal réel

Mathématiquement il faudrait donc que A_s soit réelle. A_s peut être écrit comme :

$$\begin{aligned}
 A_s &= \frac{Z_{min} - Z_a^*}{Z_{min} - Z_a^*} \\
 &= \frac{R_{min} - R_a + i(X_{min} + X_a)}{R_{min} + R_a + i(X_{min} + X_a)}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Ainsi, en prenant $X_{min} = -X_a$, le profil d’impédance optimal est réel et l’élément sensible à sélectionner est simplement une thermistance en série avec une admittance constante.

La méthodologie proposée et le script développé dans cette thèse ont permis d’effectuer une étude paramétrique sur toutes les dimensions géométriques de l’antenne afin de voir s’il existait une combinaison permettant d’obtenir la condition $X_{min} = -X_a$.

Impact de la boucle d’excitation : Dans un premier temps, l’impact du rayon et de la largeur de la piste de la boucle sur la partie imaginaire de l’impédance de l’antenne X_a et de l’impédance qui minimise la SER X_{min} a été étudié à 855 MHz. Les résultats sont présentés sur la Figure 4.16.

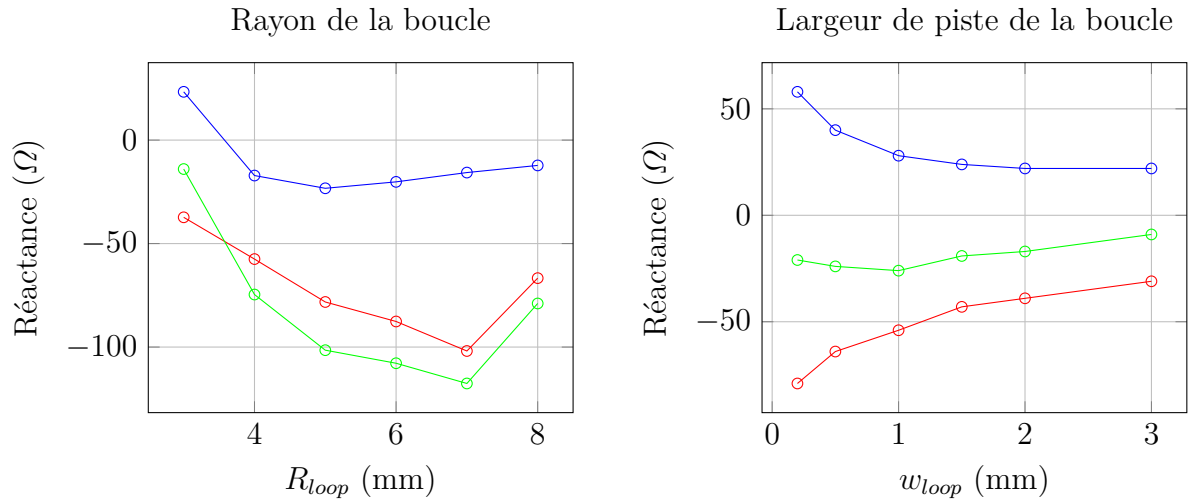


FIGURE 4.16 – Impact du rayon de la boucle et de la largeur de la piste de la boucle sur la réactance de l’antenne ($-\circ-$), de Z_{min} ($-\circ-$) et sur la somme des deux ($-\circ-$)

On remarque que les variations des différentes admittances avec le rayon de la boucle sont similaires.

L’étude paramétrique sur la boucle n’a pas permis de trouver une combinaison qui permette d’avoir la condition $X_{min} = -X_a$ sur la plage de variation adressée. On remarque cependant qu’en augmentant cette plage d’étude, il serait possible d’obtenir la condition. Cette étude serait à faire. La même étude va être appliquée au SRR.

Impact du SRR : Dans un second temps, l’impact du rayon R_{SRR} , de la largeur de la piste c , de la distance inter anneaux d et de la largeur du split du SRR s sur la partie imaginaire de l’impédance de l’antenne X_a et de la réactance de l’impédance qui minimise la SER X_{min} a été étudié. Les résultats sont présentés sur la Figure 4.17.

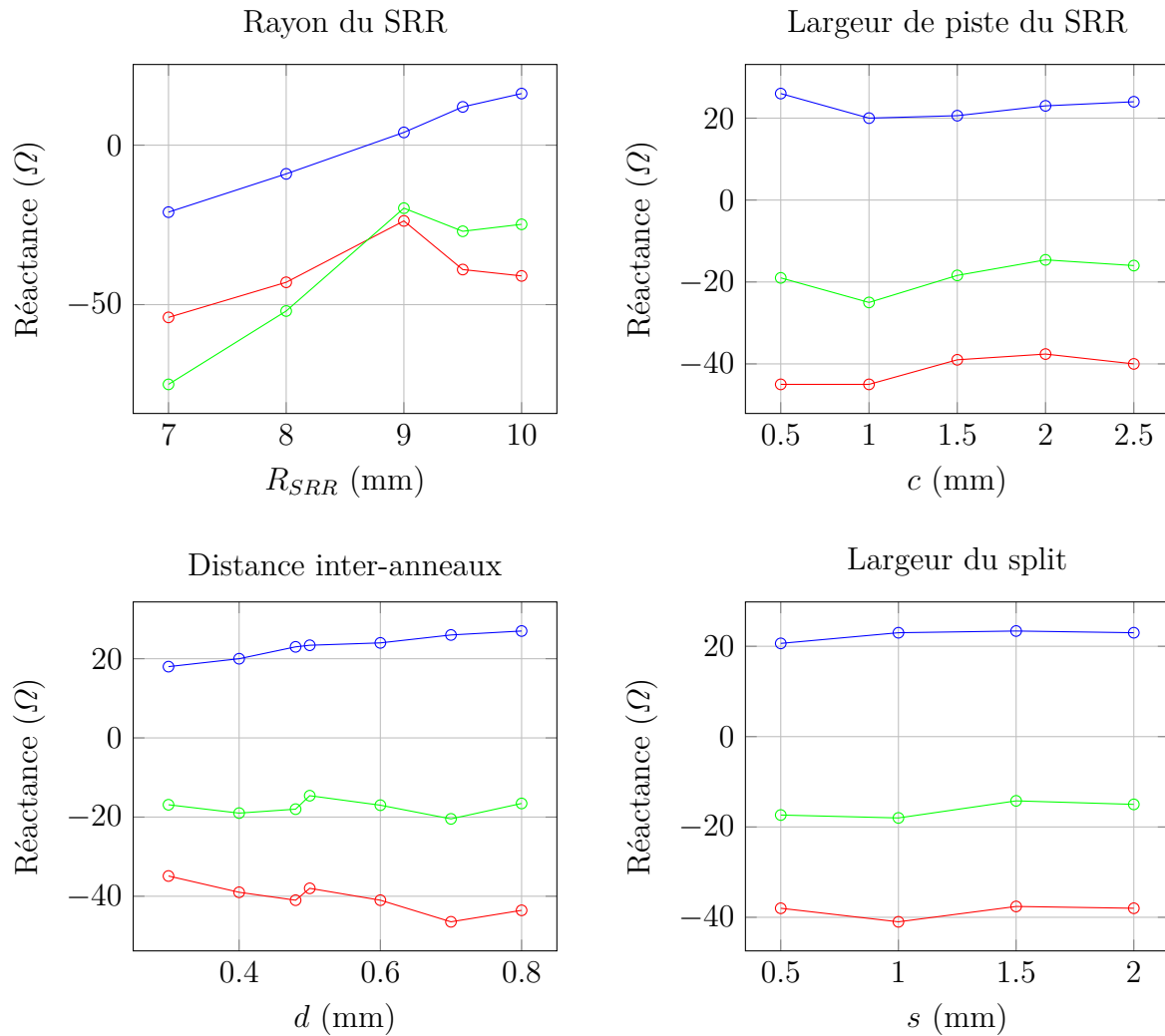


FIGURE 4.17 – Impact des différents paramètres géométrique du SRR sur la réactance de l’antenne (\circ – \circ), de Z_{min} (\circ – \circ) et sur la somme des deux (\circ – \circ)

On remarque qu’aucun des paramètres géométriques du SRR ne permet d’obtenir la condition souhaitée lorsqu’on les fait varier individuellement. Contrairement aux paramètres de la boucle, les dimensions du SRR autres que le rayon du SRR ne semblent pas trop modifier ni l’admittance de la boucle, ni l’admittance de l’impédance qui minimise la SER.

L’étude paramétrique sur les différents paramètres géométriques de l’antenne n’a pas permis de trouver une combinaison qui permettrait d’avoir un élément sensible purement résistif. Le nombre de degrés de liberté est trop important pour pouvoir s’assurer de la non-existence d’une telle géométrie. Une optimisation à partir d’algorithmes pourrait être effectuée.

Comme le rayon de la boucle ne modifiait que peu la fréquence de résonance ainsi que l’efficacité de rayonnement de l’antenne (cf chapitre précédent), une étude paramétrique sur son impact sur les performances du capteur en matière de portée et de sensibilité a été effectuée et va être présentée dans la prochaine section.

4.2.2 Optimisation du rayon de la boucle pour maximiser la portée et la sensibilité du capteur

Dans cette partie, l'impact du rayon de la boucle sur la portée et la sensibilité du capteur a été étudié afin de voir s'il existait un rayon pour lequel ces paramètres étaient maximaux. Pour chaque rayon, les impédances minimisant et maximisant la SER ont été calculées. Puis les caractéristiques du capteur obtenu en chargeant chaque antenne par la même thermistance (HFT1220-15) ainsi que par leurs inductances optimales respectives ont été calculées avec les caractéristiques du récepteur présentées dans le Tableau 4.2. Les résultats sont donnés sur la Figure 4.18.

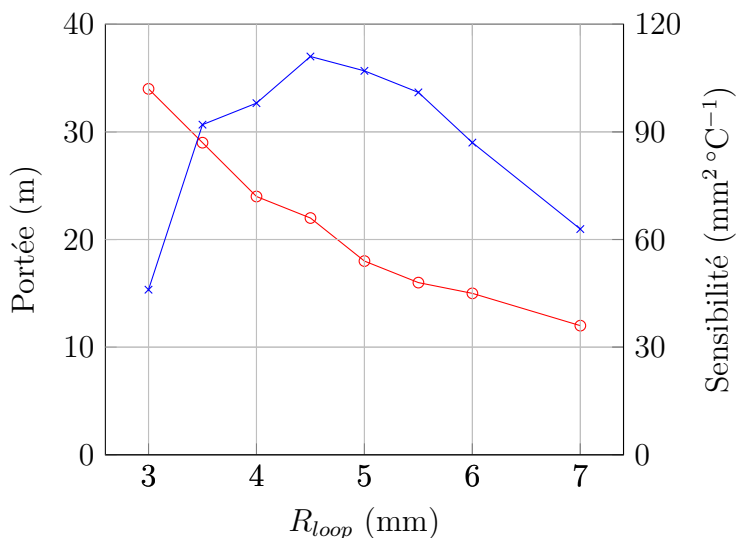


FIGURE 4.18 – Évolution théorique de la sensibilité de mesure (en bleu) et de la portée (en rouge) en fonction du rayon de la boucle R_{loop}

On retrouve les caractéristiques du troisième prototype présenté précédemment ($R_{loop} = 3.5\text{mm}$). La portée diminue lorsque le rayon de la boucle augmente ce qui signifie que l'évolution de l'impédance de charge tend vers la valeur de Z_{min} . La variation de la sensibilité du capteur en fonction du rayon de la boucle montre qu'il existe un optimal pour $R_{loop} = 4.5\text{mm}$ ce qui signifie peut-être que le couplage est optimal. Une série de 3 prototypes a été réalisée pour confirmer cet optimum. Les trois prototypes réalisés ont le même SRR et les rayons de la boucle varient : un prototype de rayon optimal $R_{loop} = 4.5\text{mm}$, un prototype avec un rayon inférieur $R_{loop} = 3.5\text{mm}$ et un supérieur $R_{loop} = 5.5\text{mm}$. Les mesures permettront de confirmer l'existence d'un rayon de boucle permettant d'obtenir une sensibilité optimale.

Conclusion

Après avoir tenté d'optimiser l'antenne afin d'obtenir un profil d'impédance optimal réel, une étude paramétrique a montré que la largeur de la boucle avait une influence sur les caractéristiques du capteur. En particulier, un rayon de boucle de 4.5 mm permet d'après les simulations d'obtenir une sensibilité de mesure maximale. Trois prototypes, de rayons

de boucle différents ont été réalisés afin de vérifier cette étude de façon expérimentale. Les résultats de mesure sont présentés dans la prochaine section.

4.3 Résultats expérimentaux

Introduction

Trois prototypes de rayon respectif 3.5 mm, 4.5 mm et 5.5 mm ont été réalisés afin de retrouver expérimentalement que le rayon de 4.5mm représentait un optimal pour la portée et la sensibilité du capteur. Le protocole de mesure est quelque peu différent de celui présenté dans la sous-section 4.1.3 mais s'effectue toujours dans la chambre anéchoïde. Le principe reste le même sauf que les mesures sont faites en bande étroite pour avoir des temps de mesure se rapprochant plus de celui d'une application standard à savoir moins d'une minute. Ainsi, la plage de mesure en fréquence est de 800 MHz à 900 MHz, le nombre de points est de 201 et l'IF reste inchangé à 10 Hz. Les mesures sont donc bien plus rapides (40 secondes), mais le filtrage temporel n'est plus possible.

4.3.1 Mesure à charges fixes

Dans un premier temps, la SER des antennes a d'abord été mesurée en chargeant les différents prototypes par leurs inductances optimales en série avec différentes résistances. La correspondance avec la température pourra être obtenue grâce au modèle de la thermistance présenté dans la sous-section 4.1.3. Cela permet dans un premier temps de valider le protocole de mesure ainsi que les prototypes réalisés.

L'allure fréquentielle de la mesure de SER de l'antenne de rayon de boucle égale à 4.5 mm chargée par l'inductance optimale et différentes résistances est présentée sur la Figure 4.19.

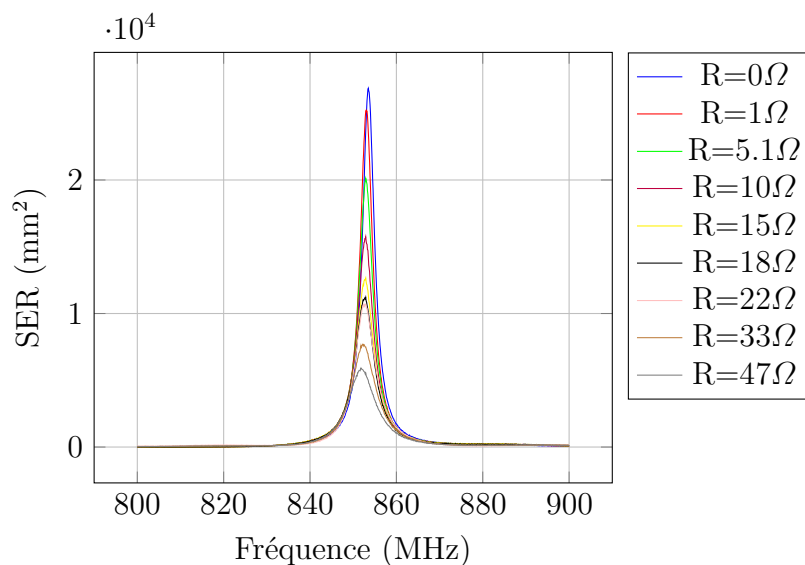


FIGURE 4.19 – Allure fréquentielle de la SER de l'antenne chargée par l'inductance optimale et des résistances variables

Les maxima sont toujours à la même fréquence ce qui confirme l'avantage majeur de cette technologie de capteur : n'occuper qu'une partie du spectre et permettre d'identifier facilement les capteurs à l'aide de cette fréquence. Lorsque la résistance est faible, les courants sont forts et la SER est importante. Plus la résistance augmente, plus les courants diminuent et plus la SER décroît. En procédant de même pour les autres prototypes et en relevant le maximum de SER pour chaque valeur de résistance on obtient la courbe présentée sur la Figure 4.20.

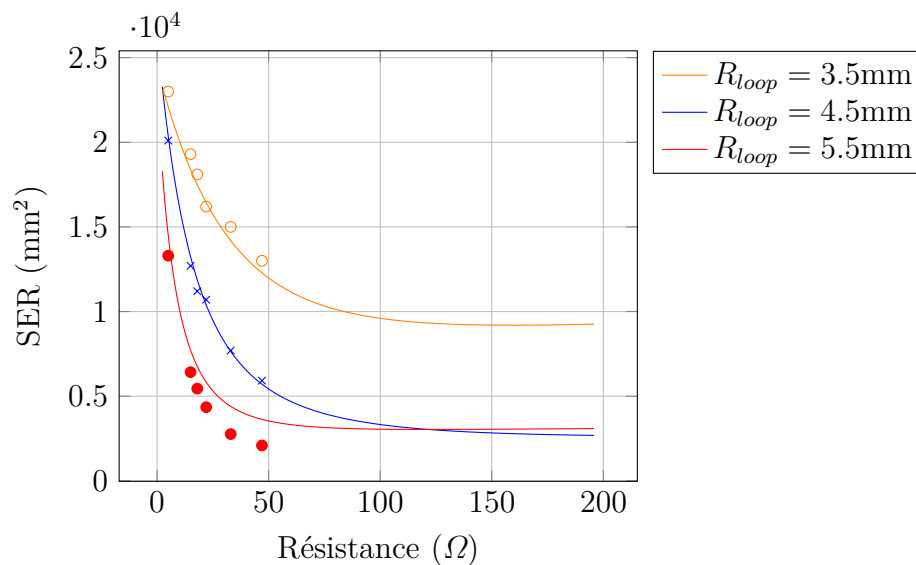


FIGURE 4.20 – Résultat de mesure de la SER des trois prototypes (repérés par des points), chargés par leur inductance optimale respective et des résistances fixes comparé au modèle théorique (traits pleins)

Les résultats de mesures sont en bonne adéquation avec le modèle. Il est d'ores et déjà possible de voir que le prototype ayant un rayon de boucle égal à 3.5mm est celui qui aura la plus grande portée puisque c'est celui dont la SER minimale est la plus grande. A partir de ces résultats expérimentaux il est possible d'établir la correspondance avec la température à l'aide du modèle mathématique de la thermistance présenté dans Équation 4.1. L'évolution de la SER en fonction de la température ainsi obtenue est présentée sur la Figure 4.21.

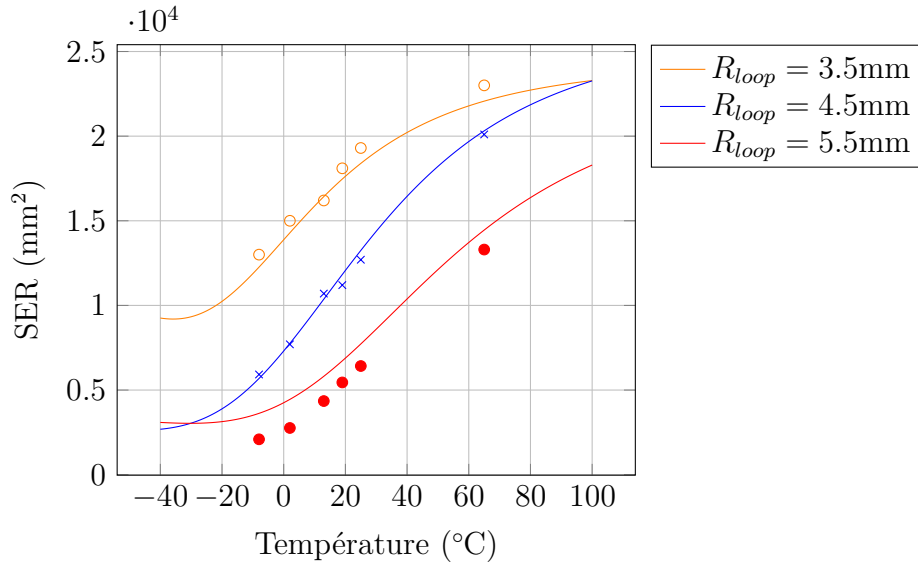


FIGURE 4.21 – Résultat de mesure de la SER des trois prototypes (points), chargés par leur inductance optimale respective et des résistances fixes ramenés en fonction de la température à l’aide du modèle mathématique de la thermistance HFT1220-15R0 comparé aux résultats du modèle théorique

L’évolution de la SER avec la température est bien monotone, ce qui permet son utilisation en tant que capteur. Comme la thermistance est une CTN⁵, la résistance décroît lorsque la température augmente. Donc la SER du capteur croît avec la température. On peut aussi voir que le prototype 2 est celui qui a la plus grande sensibilité puisque c’est celui qui a la plus grande dynamique sur la même plage de mesure.

La portée, la sensibilité et la résolution des trois prototypes peuvent ensuite être calculées pour un récepteur dont les caractéristiques sont données dans le Tableau 4.2. La précision de mesure est évaluée en effectuant plusieurs fois la même mesure. Les détails sont présentés dans l’Annexe 4.3.4. Les résultats sont visibles dans le Tableau 4.3. La résolution est obtenue en divisant la précision par la sensibilité.

	$R_{loop} = 3.5\text{mm}$		$R_{loop} = 4.5\text{mm}$		$R_{loop} = 5.5\text{mm}$	
	Théorie	Mesure	Théorie	Mesure	Théorie	Mesure
Portée [m]	27.4	27.6	21.8	21.2	33.9	33.6
Sensibilité [$\text{mm}^2\text{°C}^{-1}$]	134	136	200	195	148	154
Précision [mm^2]	300	300	300	300	300	300
Résolution [°C]	2.24	2.21	1.5	1.54	2	1.95

TABLE 4.3 – Comparaison entre la simulation et la mesure de la portée, de la sensibilité et de la résolution de mesure des trois prototypes entre -8 et 65°C

Les caractéristiques mesurées ne peuvent pas être reportées telles quelles dans la Figure 4.18 puisque la portée et la sensibilité ne sont mesurées que pour des résistances correspondant à une plage de température de -8°C à 65°C . On peut en revanche re-

5. Coefficient de température négatif

tracer ces caractéristiques recalculées sur cette plage de température. On obtient ainsi la Figure 4.22

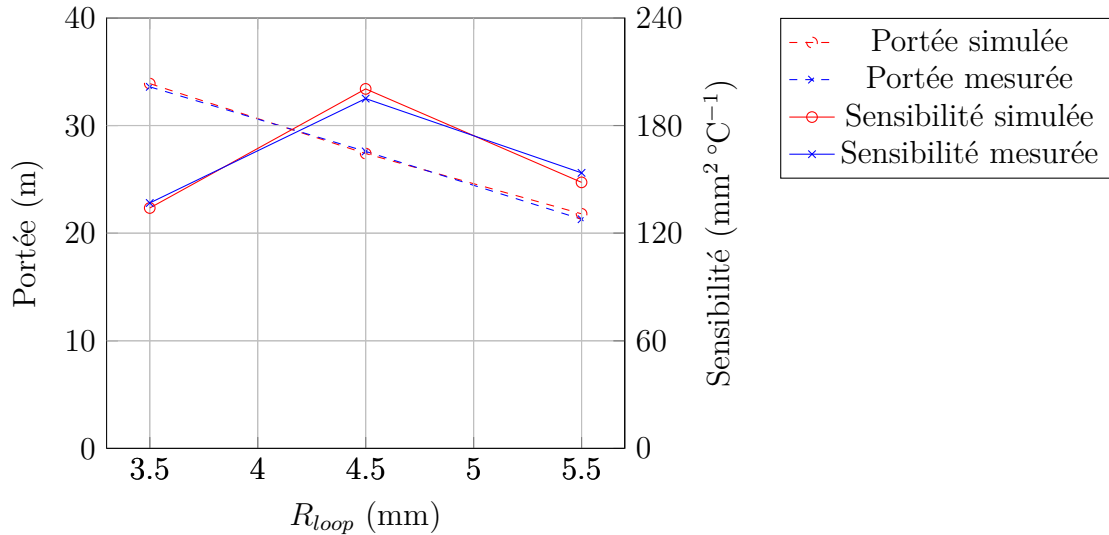


FIGURE 4.22 – Comparaison de l’évolution théorique et expérimentale de la sensibilité de mesure et de la portée en fonction du rayon de la boucle R_{loop}

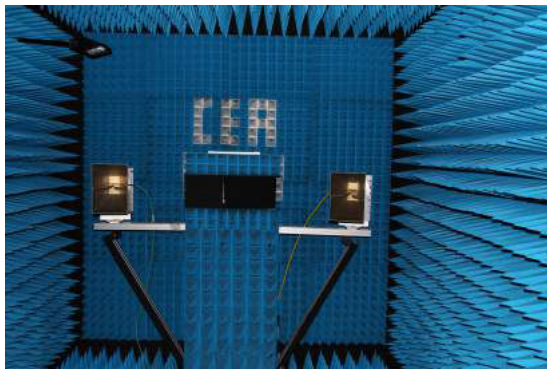
On remarque que les tendances sont les mêmes que celles observées sur la Figure 4.18. On retrouve expérimentalement le fait que la sensibilité est optimale pour $R_{loop}=4.5\text{mm}$.

4.3.2 Mesure de l’Antenne optimale chargée par une thermistance

Après avoir optimisé l’antenne pour avoir la plus grande sensibilité possible et avoir retrouvé ce résultat de façon expérimentale, la mesure de la SER du capteur en fonction de la température va maintenant être présentée. L’inductance de l’antenne optimisant la sensibilité et la portée est en théorie de 6.38 nH. L’inductance disponible était de 6.8 nH ($\pm 5\%$). La thermistance optimale n’étant plus disponible chez le fabricant, deux thermistances HFT1220-50R0, qui présentent une résistance de 50Ω à 25°C , ont été mises en parallèle. La mise en parallèle de ces deux thermistances permet d’avoir l’équivalent d’une thermistance, avec le même coefficient de température β mais avec une résistance de 25Ω à 25°C ce qui augmente la sensibilité d’après la Figure 4.5. La mesure du capteur s’effectue dans une chambre anéchoïde visible sur la Figure 4.24a.



FIGURE 4.23 – Emplacement de la thermistance sur le prototype



(a) Antenne d'émission et de réception du radar



(b) Boîte isotherme avec l'antenne chargée par la thermistance et l'inductance et un capteur de température commercial



(c) Boîte contenant les capteurs dans la chambre anéchoïde



(d) Méthode de chauffage de la boîte

FIGURE 4.24 – Photographie de la mesure de SER en fonction de la température

Une boîte "isotherme" (Figure 4.24b) dans laquelle sont contenus le capteur de température passif que l'on étudie et un capteur industrialisé⁶ permet de maintenir la température constante en l'absence de chauffage. La boîte est placée en face des deux antennes du lecteur (Figure 4.24c), et est chauffée via un tube de plastique depuis l'extérieur de la chambre anéchoïde (Figure 4.24d).

Dans un premier temps, la boîte sera chauffée à l'aide du décapeur thermique, puis,

6. EL-USB-2-LCD+ chez Lascar

le décapeur sera retiré pour laisser la température diminuer. La mesure se fait ici sur une largeur de bande plus étroite (de 845 à 855MHz) afin de pouvoir mesurer la SER du capteur, et donc la température, de façon plus fréquente. L'impact de la boîte en polystyrène sur la SER de l'objet est présenté sur la Figure 4.25.

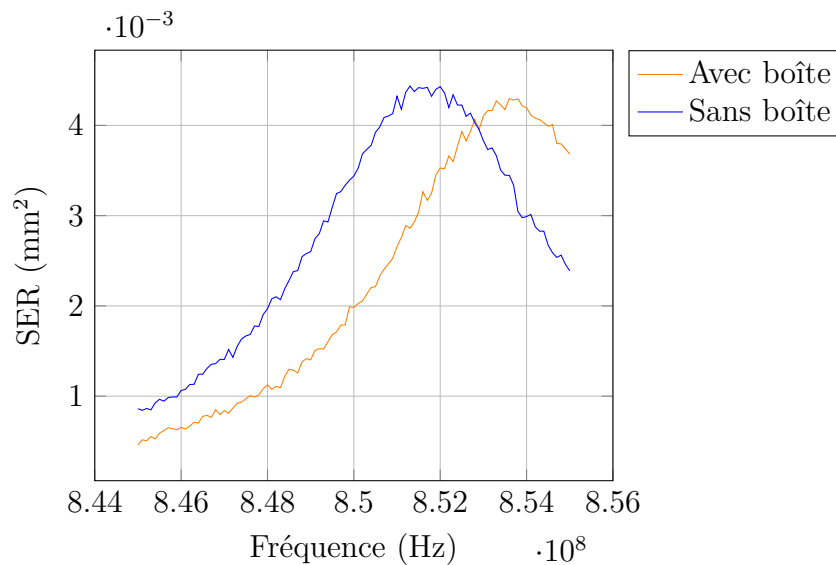
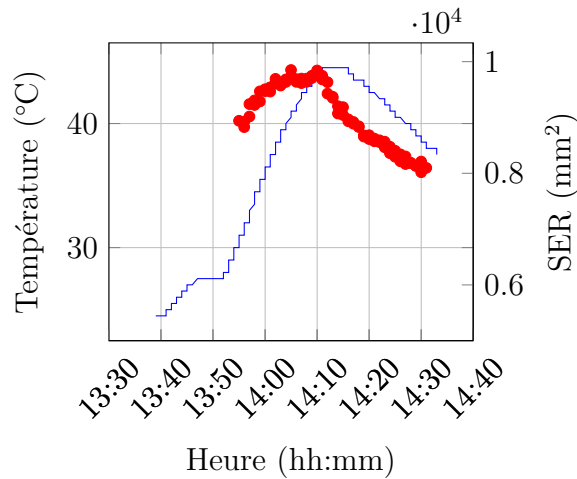


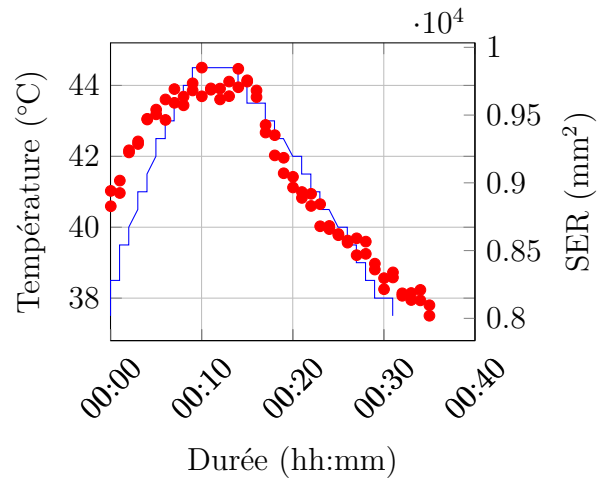
FIGURE 4.25 – Impact de la présence de la boîte en polystyrène sur la SER de l'antenne

La présence de la boîte en polystyrène sur la SER de l'antenne ne perturbe que peu la mesure, puisque le maximum de SER diminue à peine (à cause des pertes), et le décalage en fréquence reste faible (2 MHz).

Les résultats de mesure de température obtenus en chambre anéchoïde sont visibles sur la Figure 4.26a. L'évolution de la température mesurée avec le capteur industriel et de la SER de l'antenne chargée par les deux thermistances et l'inductance optimale en fonction de l'heure de la mesure ont la même tendance. Un décalage temporel d'environ 6 min, dû à une mauvaise référence de temps et de l'inertie thermique est observé. Les mêmes résultats de mesure avec la prise en compte de cette différence de temps sont comparés sur la Figure 4.26b.



(a) Mesure de la température (en bleu) et de la SER (en rouge) en fonction du temps



(b) Mesure de la température et de la SER en fonction de la durée de la mesure

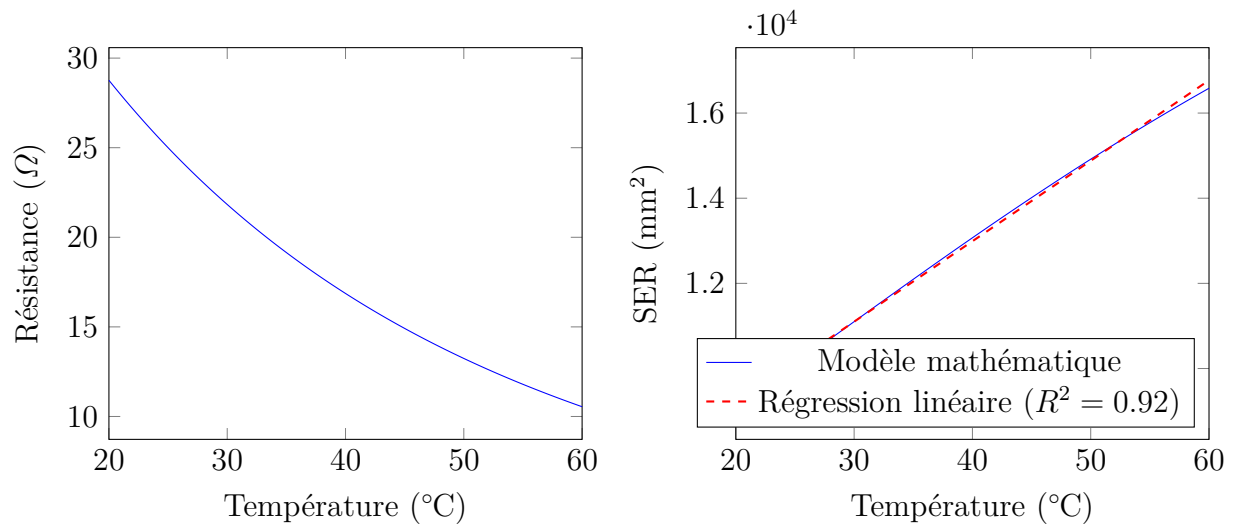
FIGURE 4.26 – Évolution de la température et de la SER mesurées en fonction du temps

L'allure de la SER est très proche de celle de la température mesurée. Les modèles de la thermistance et de la SER de l'antenne en fonction de la charge permettent de faire le lien entre la SER et la température. Ici les mesures ont été effectuées entre 37 °C et 45 °C. L'évolution de la résistance en fonction de la température de la thermistance dont la résistance vaut 25 Ω à 25 °C est visible sur la Figure 4.27a. On en déduit le modèle de la SER en fonction de la température à l'aide de l'Équation 2.18. Cette évolution est donnée sur la Figure 4.27b pour une thermistance équivalente aux deux thermistances mises en parallèle durant la mesure en série avec l'inductance optimale.

L'évolution de la SER en fonction de la température peut être linéarisée entre 20 °C et 60 °C par la droite d'équation :

$$\text{SER}[\text{mm}^2] = 189 * T[\text{C}] + 5430 \quad (4.3)$$

On en déduit ainsi le lien entre la température et la SER pour ce capteur. L'application de ce modèle aux résultats de mesure est visible Figure 4.28.



(a) Évolution de la résistance de la thermistance utilisée en fonction de la température

(b) Évolution de la SER de l'antenne chargée par la thermistance en fonction de la température obtenue à l'aide du modèle de SER et de celui de la thermistance

FIGURE 4.27 – Modélisation de la SER en fonction de la température

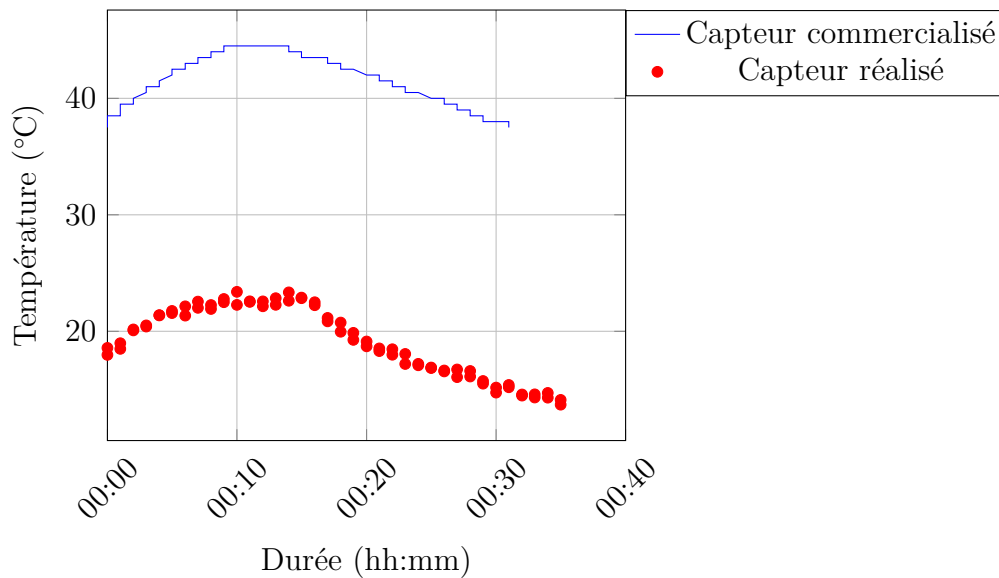


FIGURE 4.28 – Comparaison de la température obtenue à l'aide du capteur réalisé et du capteur industriel

La valeur moyenne de l'erreur est de 22°C . Les imprécisions sur les composants ne peuvent être à l'origine des différences de mesure. Pour expliquer cette erreur, une hypothèse est de considérer que la seconde thermistance n'a pas été correctement soudée ou qu'elle a été détruite durant la soudure en laissant un circuit ouvert. Dans ce cas le modèle de la thermistance devient celui d'une seule thermistance, de résistance $50\ \Omega$ à 25°C . En effectuant le même travail que précédemment on trouve une relation entre la SER et la température suivante :

$$\text{SER}[\text{mm}^2] = 156 * T[\text{C}] + 1890 \quad (4.4)$$

En utilisant cette nouvelle équation pour lier la SER du capteur à la température, on obtient la Figure 4.29.

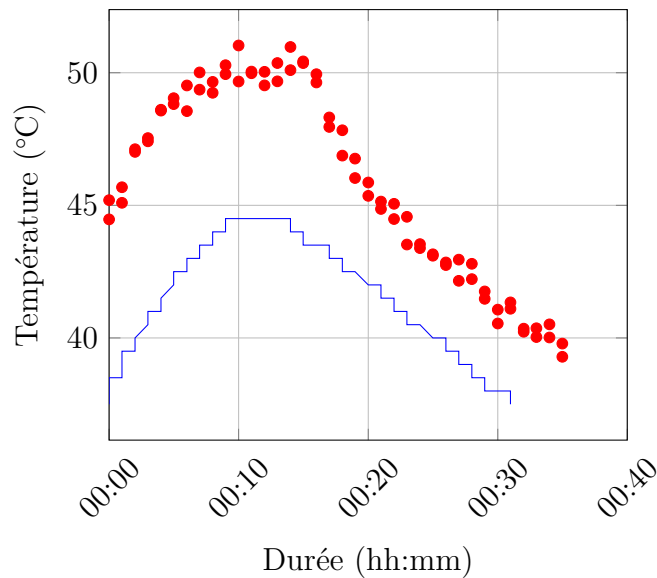


FIGURE 4.29 – Comparaison de la température obtenue à l’aide du capteur réalisé et du capteur industriel avec l’hypothèse d’une thermistance de 50Ω à $25 \text{ }^\circ\text{C}$

La valeur moyenne de l’erreur est de $5 \text{ }^\circ\text{C}$. Cette valeur moyenne reste assez élevée et il est difficile de savoir si elle provient de l’imprécision sur les mesures ou sur les composants. Une étape d’étalonnage de capteur serait à effectuer afin de caractériser parfaitement le capteur. Enfin il est possible de tracer l’évolution de la SER mesurée en fonction de la température en relevant leurs valeurs à chaque instant. C’est l’objet de la Figure 4.30.

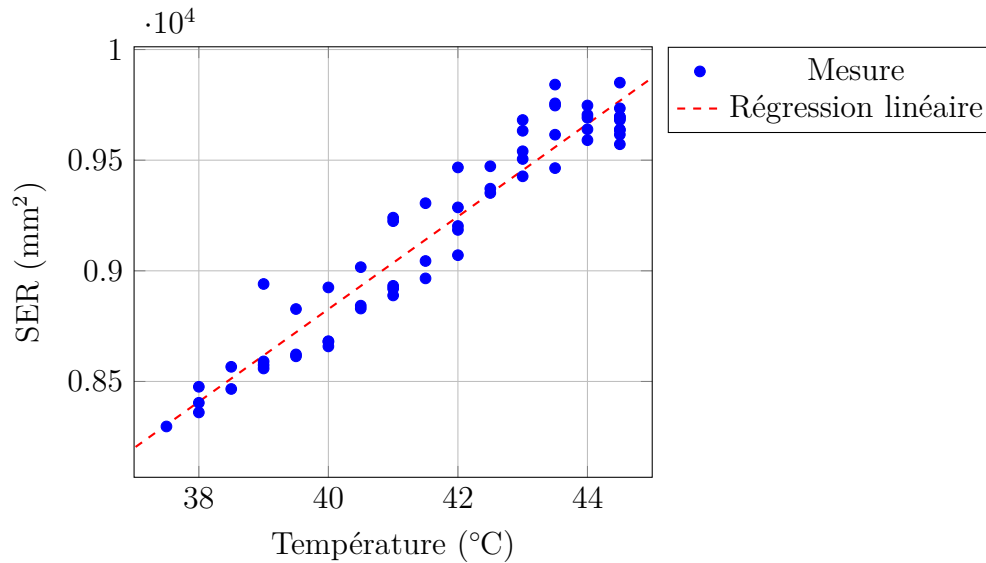


FIGURE 4.30 – Évolution de la SER du capteur en fonction de la température mesurée par le capteur industriel

Il est possible grâce à cette courbe d’avoir une idée de la répétabilité de la mesure ainsi que de la sensibilité observée qui vaut $209 \text{ mm}^2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ qui est donc proche de la sensibilité attendue de $200 \text{ mm}^2 \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$.

La mesure du capteur complet confirme bien la faisabilité d’un tel capteur de température passif. Une étude plus approfondie, avec une modélisation plus fine de la thermistance ainsi qu’une campagne d’étalonnage sur une plage de mesure plus importante permettrait de mesurer la précision, la résolution et la sensibilité.

Les mesures ont été effectuées dans une chambre anéchoïde. Dans les cas pratiques, ces capteurs sont destinés à être placés dans des environnements où le canal de propagation sera perturbé par le passage d’êtres humains, de véhicule, par la variation de météo etc. Dans la prochaine section, une méthode expérimentale permettant dans une certaine mesure de prendre en compte cette variation du canal de propagation sera présentée.

4.3.3 Mesure différentielle de la SER

La mesure de la SER nécessite la connaissance du canal de propagation. Il n’est cependant pas toujours possible de calibrer la mesure et ce canal peut être perturbé. Une idée consiste alors à placer un objet dont la SER est connue à proximité du capteur et de supposer que le canal est identique pour les deux objets afin de le compenser. Cet objet doit perturber la mesure le moins possible c’est pourquoi il est judicieux de choisir un objet dont la polarisation de la SER est orthogonale au capteur, ou alors de choisir une antenne dont la SER est maximale à une fréquence différente de celle du capteur. C’est cette dernière méthode qui va être présentée.

Canal de propagation constant

Le protocole de mesure est le suivant : on place l’antenne de référence à proximité de l’antenne qui servira de capteur comme le montre la Figure 4.31. Cette antenne est

identique à l'antenne utilisée pour le capteur sauf qu'elle n'est pas chargée par une thermistance mais par l'impédance qui maximise sa SER et donc sa portée.

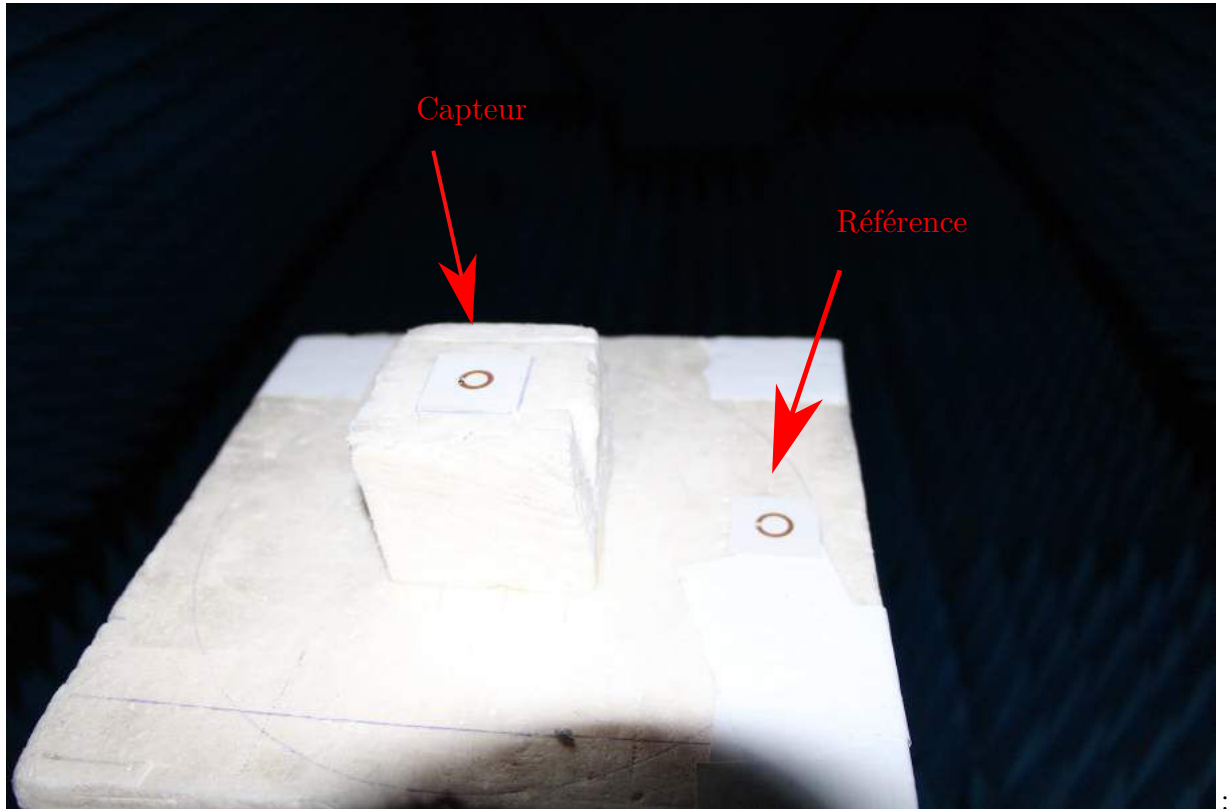


FIGURE 4.31 – Principe de mesure différentielle

La variation de température est simulée en changeant manuellement la résistance de charge de l'antenne représentant le capteur et en laissant l'antenne de référence à la même place. On mesure ainsi la SER, puis on sort le capteur pour venir souder une autre résistance et enfin on le replace au même endroit. La SER du dispositif ainsi obtenu est visible sur la Figure 4.32.

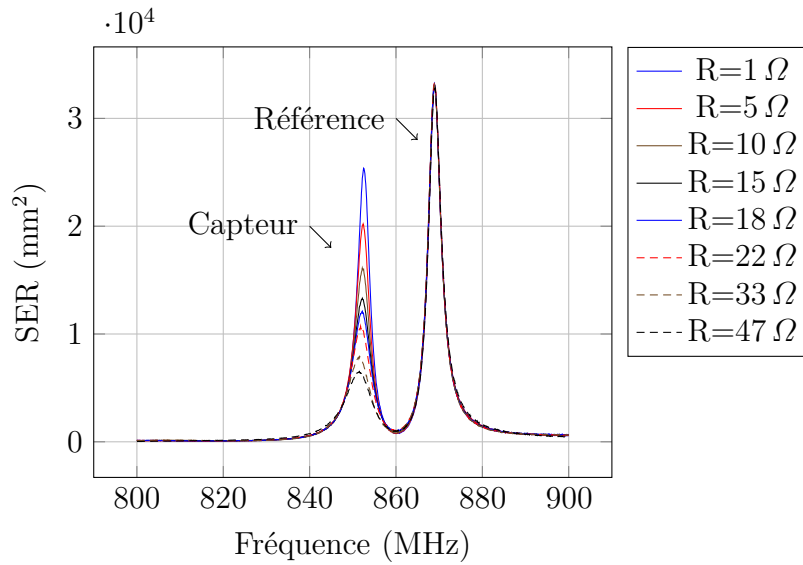


FIGURE 4.32 – Évolution fréquentielle de la SER du capteur et de la référence pour différentes résistances de charge

On observe que malgré le changement de résistance sur le capteur, l'impact sur la SER de la référence ne change pas ce qui permet d'étalonner la mesure. De plus, le maximum de SER ne change pas de fréquence, remontrant ainsi l'intérêt de cette méthode. Si l'on trace la SER maximale du capteur et de la référence en fonction de la résistance, on obtient la Figure 4.33.

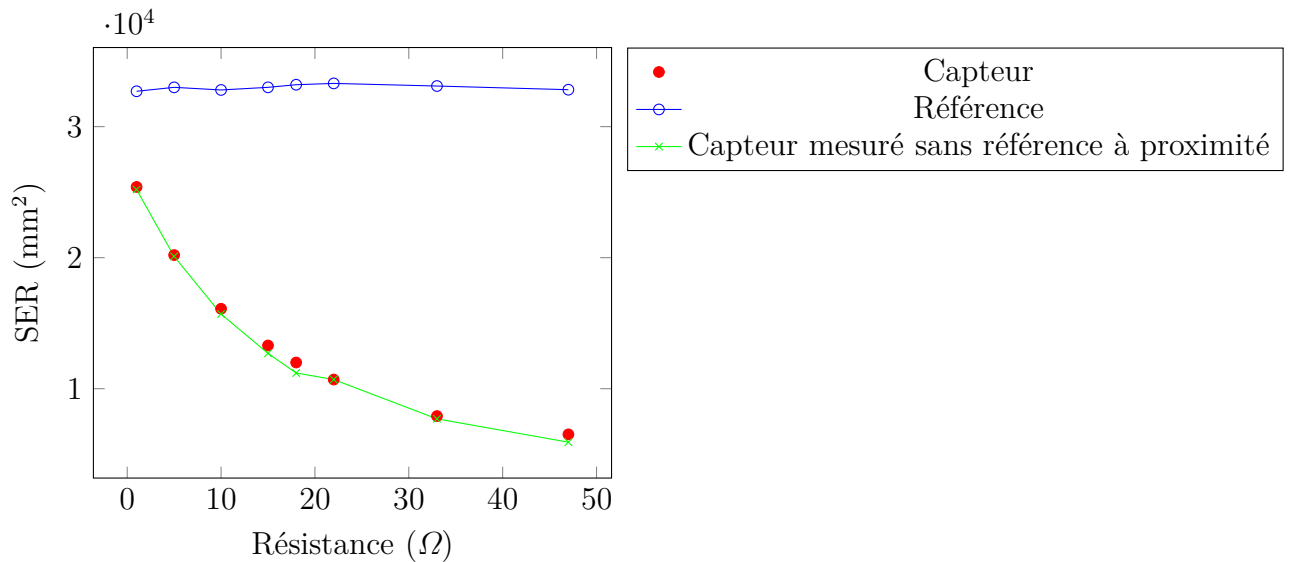
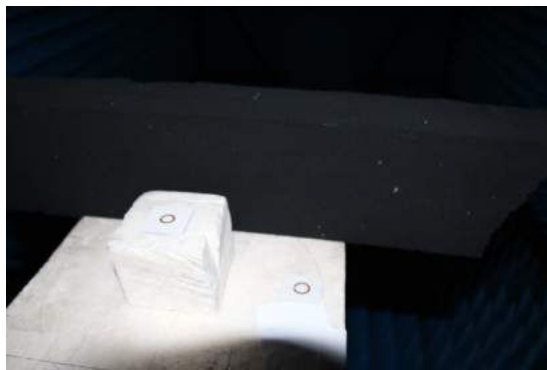


FIGURE 4.33 – Évolution du maximum de la SER du capteur et de la référence en fonction de la résistance du capteur

La courbe "Capteur mesuré sans référence à proximité" est celle obtenue précédemment, en l'absence de référence. On observe que l'ajout de l'antenne supplémentaire n'impacte pas la variation de SER du capteur ce qui valide la faisabilité de la mesure différentielle de SER pour un canal fixe.

Pour représenter un canal qui varie avec le temps une autre expérience a été menée. On laisse toujours l'antenne de référence à proximité du capteur. On mesure la SER du capteur et de la référence. Puis on sort le capteur, on modifie sa résistance de charge, on le replace à la même position et enfin on perturbe le canal en introduisant divers objets. A chaque changement de résistance de charge on varie aussi l'objet qui perturbe le canal. La liste des objets introduits entre le lecteur et l'ensemble capteur et référence est représentée à coté des valeurs de résistance de charge de l'antenne pendant la mesure sur le Tableau 4.4 et est visible sur la Figure 4.34.

Canal de propagation variable



(a) Absorbant



(b) Boite en carton



(c) Tasse



(d) Cailloux



(e) Polystyrène



(f) Plastique

FIGURE 4.34 – Photographie des différentes perturbations du canal de propagation

Résistance [Ω]	Objet
1	Absorbant
5	Boîte en carton
10	Aucun
15	Tasse
18	Cailloux
22	Aucun
33	Polystyrène
47	Plastique

TABLE 4.4 – Correspondance entre la résistance de charge du capteur et l’objet introduit pour perturber le canal de propagation

En récupérant la SER correspondant à la fréquence du capteur et la SER correspondant à la fréquence de la référence pour chaque valeur de résistance on trace la Figure 4.35. La SER de la référence vaut 33 000 mm² en l’absence d’obstacle. Cette valeur est donc la valeur de référence, notée $SER_{ref}^{étalon}$. On obtient la valeur corrigée de la SER du capteur (SER_{corr}) à partir de la valeur de SER non corrigée (SER_{mes}) et de la valeur de la référence mesurée (SER_{ref}) grâce à :

$$SER_{corr} = SER_{mes} \frac{SER_{ref}^{étalon}}{SER_{ref}}. \quad (4.5)$$

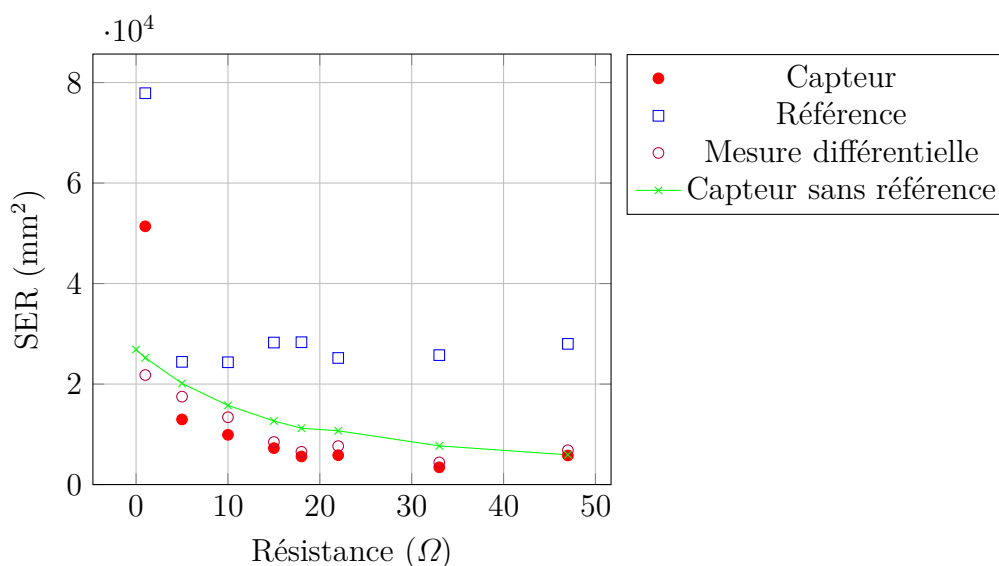


FIGURE 4.35 – Évolution du maximum de la SER du capteur et de la référence en fonction de la résistance du capteur pour un canal perturbé

La méthode différentielle semble être efficace. La mesure de SER du capteur obtenue après correction se rapproche de la mesure de SER du capteur lorsque le canal de propagation n’est pas perturbé. En compensant l’erreur que l’on obtient lorsque l’on perturbe pas le canal (valeur de la résistance égale à 22 Ω), on retrouve la courbe visible sur la Figure 4.36.

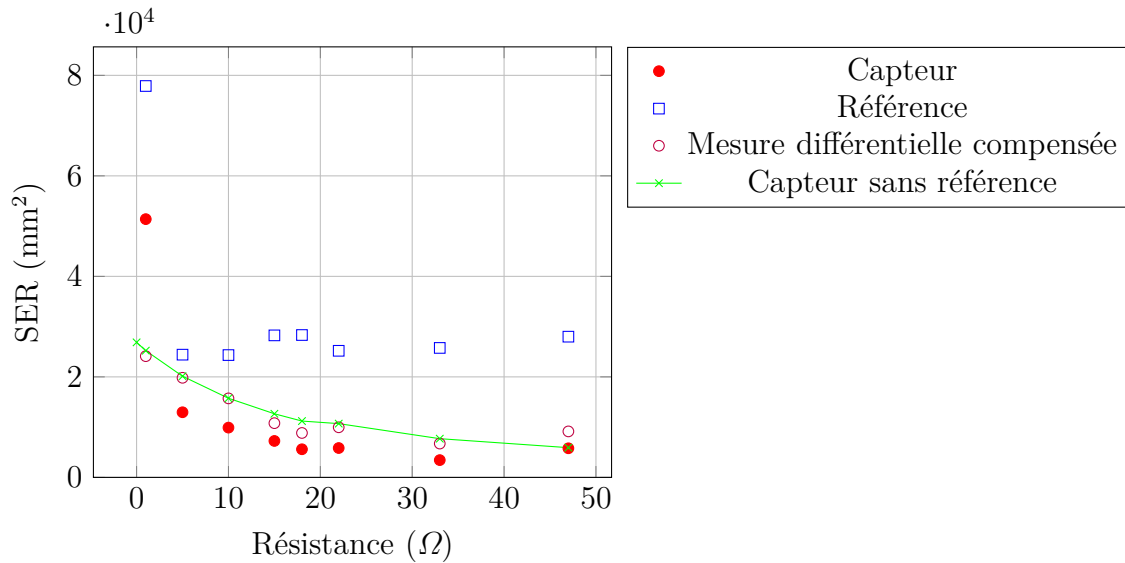
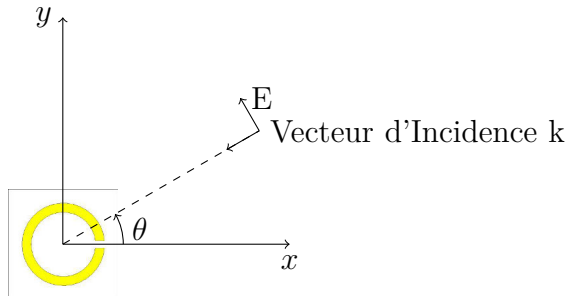


FIGURE 4.36 – Évolution du maximum de la SER du capteur corrigée et de la référence en fonction de la résistance du capteur pour un canal perturbé

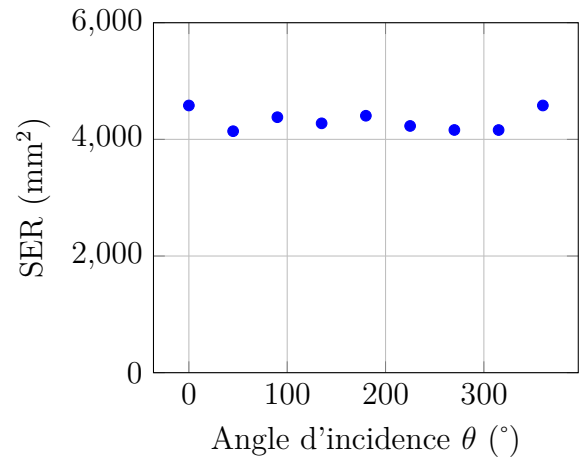
On remarque que les deux mesures obtenues sans ajouter d'obstacle ($R=10$ et 22Ω) se superposent aux mesures effectuées précédemment. La mesure obtenue pour une résistance de 1Ω est bien corrigée. Un rapide test de la mesure différentielle semble montrer son efficacité. Une étude plus approfondie sur les types de matériaux utilisés pourrait être effectuée afin de mieux comprendre les limitations de cette méthode. Dans la prochaine section, la SER du capteur sera tracée dans un plan particulier afin de voir la sensibilité à l'angle d'incidence de l'onde.

4.3.4 Rotation du capteur

Outre son efficacité, l'antenne utilisée a été sélectionnée afin d'obtenir un capteur interrogeable dans tout le plan du circuit imprimé comme visible sur la Figure 4.37a afin de se rapprocher des contraintes que l'on peut avoir pour un capteur commercial. L'évolution de la SER en fonction de l'angle d'incidence de l'onde est représentée sur la Figure 4.37b. On mesure pour cela la SER de l'antenne dans une direction puis on la tourne de 45° jusqu'à effectuer un tour complet. On constate que la SER varie très faiblement avec l'angle d'incidence. L'écart type est de 173 mm^2 soit une variation de 4% par rapport à la moyenne. Cette valeur est inférieure à la précision de mesure. On peut donc en déduire que l'angle d'incidence de l'onde dans ce plan n'influence pas la mesure, autrement dit que le capteur est interrogeable depuis toutes les directions du plan.



(a) Notation utilisée pour l'angle d'incidence de l'onde



(b) Variation de la SER du capteur en fonction de l'angle d'interrogation

Conclusion

L'application de la méthode présentée dans cette thèse au développement d'un capteur de température passif a montré l'importance du choix de l'élément sensible dans la conception d'un capteur. L'introduction de l'inductance obtenue grâce à la méthode proposée augmente la portée du capteur de 20% et double la sensibilité. La conception et la mesure de trois prototypes ont permis de montrer que la méthode permettait d'optimiser l'antenne en matière de sensibilité de mesure à élément sensible fixé. La mesure de la température à l'aide du capteur optimal a été réalisée et montre que malgré les différences obtenues par rapport au modèle, il est possible de mesurer la température à distance de manière passive. Une étude expérimentale de l'interrogation différentielle semble montrer qu'il est possible de tenir compte des modifications du canal en introduisant une antenne de référence. Enfin la sensibilité de la SER à l'angle d'interrogation a elle aussi été effectuée et permet de constater que le capteur obtenu est bien interrogeable dans toutes les directions du plan.

Synthèse

Ce dernier chapitre montre l'intérêt des méthodes développées dans ce travail de thèse. Les mesures effectuées permettent de montrer la faisabilité d'un tel capteur de température passif. Les outils proposés permettent par exemple de sélectionner l'élément sensible pour une antenne fixée. L'ajout d'une inductance bien choisie permet par exemple d'augmenter la portée de 20% tout en doublant la sensibilité du capteur. La simplicité d'automatisation de la méthode permet d'effectuer des études paramétriques sur les dimensions géométriques des antennes permettant ainsi d'optimiser les dimensions d'une antenne pour un élément sensible donné. La mesure de l'antenne chargée par une thermistance montre qu'il est possible de réaliser un capteur de température mais il est bien sûr envisageable d'adapter cette méthode de conception de capteurs sans fil passifs à n'importe quel type de mesurande en remplaçant la thermistance par un autre élément sensible comme des nanotubes de carbone par exemple. La méthode d'interrogation différentielle présentée

semble être efficace et simple à mettre en œuvre.

Une mesure de température sur une plage plus importante serait intéressante à effectuer. Elle permettrait, après calibration, d'obtenir un capteur de température qui pourrait être commercialisé. La mesure de SER différentielle permet d'obtenir des résultats plus précis en tenant compte des variations du canal de propagation. L'intégration de la référence nécessaire pour l'interrogation différentielle directement sur l'antenne serait un plus puisque l'on faciliterait encore plus le déploiement de tels capteurs.

Bibliographie

- [1] HFT1220-50r0-J Susumu | Capteurs, transducteurs | DigiKey. URL : <https://www.digikey.fr/product-detail/fr/susumu/HFT1220-50R0-J/408-1377-1-ND/2078590>.
- [2] Thermistor, December 2017. Page Version ID : 814676165. URL : <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Thermistor&oldid=814676165>.
- [3] Victor Engelhardt, Camille Jouvaud, Francois Sarrazin, Christophe Delaveaud, and Herve Aubert. Maximization of measurement sensitivity and reading range of passive RF sensors from complex impedance optimization. In *SENSORS, 2017 IEEE*, pages 1–3. IEEE, 2017.

Conclusion

Dans une première partie du manuscrit, certaines grandeurs permettant de comparer les performances des différents capteurs ont été définies. Différentes technologies de capteurs sans fil ont ensuite été présentées puis leurs performances ont été comparées. Un état de l'art sur les capteurs sans fil à transduction électromagnétique, dont le principe consiste à faire varier la surface radar équivalente (SER) du capteur avec la grandeur que l'on cherche à mesurer, a ensuite été effectué.

Le lien entre cette SER et l'association de l'antenne avec son impédance de charge a ensuite été établi. Cela a permis de développer une méthode originale permettant de calculer le profil de charge optimal, c'est à dire la variation d'impédance que devrait présenter l'élément sensible en fonction du mesurande qui maximise à la fois la portée et la sensibilité du capteur.

L'intérêt des antennes miniatures pour des applications de capteurs à transduction électromagnétique a ensuite été montré. Différentes méthodes de miniaturisation ont été appliquées afin de pouvoir sélectionner celle qui présente les meilleures propriétés pour une utilisation de capteur sans fil. Une antenne miniature a ensuite été développée, modélisée puis mesurée. Sa bonne efficacité de rayonnement et son facteur de qualité élevé en font un excellent candidat pour les capteurs sans fil miniatures.

La méthode proposée dans le deuxième chapitre a enfin été appliquée à l'antenne optimisée dans le troisième chapitre. Le calcul de l'élément sensible maximisant la portée et la sensibilité du capteur fait l'objet d'une première partie. Les mesures effectuées dans une chambre anéchoïde permettent de montrer l'intérêt de cette méthode et la faisabilité d'un capteur de température à transduction électromagnétique. L'antenne a ensuite été modifiée afin de maximiser les performances du capteur à élément sensible fixé. L'automatisation de la méthode proposée dans le chapitre 2 a été réalisée simplement et a permis d'effectuer des études paramétriques pour prédire très rapidement les performances du capteur avec son élément sensible et son antenne.

La faisabilité de l'interrogation du capteur en mode différentiel a été présentée. Elle consiste à mesurer la valeur de SER du capteur, qui varie avec la grandeur que l'on cherche à mesurer, et de la comparer à celle d'un objet de référence situé à proximité. Cela permet, dans une certaine mesure, de prendre en compte les variations éventuelles du canal de propagation (objets en mouvement, modification de l'environnement, etc) dans la mesure. Cet objet peut être une sphère ou une antenne, dont la charge ne varie pas avec le mesurande. Dans l'application présentée, la seconde antenne est distante du capteur et opère à une fréquence différente de cette dernière. Il serait profitable de pouvoir intégrer cet étalon sur une seule et même carte afin de faciliter le déploiement de tels capteurs.

Une phase d'étalonnage pourrait être réalisée comme perspective à ces travaux, en utilisant une étuve et en caractérisant le capteur sur une plage de température plus importante. Ce travail permettrait d'obtenir la portée, la sensibilité et la résolution du capteur développé d'une manière encore plus précise. La méthode d'interrogation présentée dans ces travaux permet en théorie de récupérer simultanément des grandeurs mesurées par différents capteurs et bien sûr de les identifier. Il serait intéressant d'étudier la densité de capteur maximale (nombre de capteurs par unité de surface), d'étudier la distance minimale devant séparer deux capteurs adjacents et d'effectuer une campagne de mesure afin de valider les résultats théoriques. Cette thèse a montré la faisabilité d'un capteur

de température. Le calcul du profil de la charge optimisant à la fois la portée et la sensibilité du capteur peut être utilisé pour des capteurs divers : pression, contrainte, gaz... Le développement de capteurs sans fil mesurant d'autres grandeurs ou multi-physiques pourrait renforcer l'utilité de la méthode. Bien que cette thèse se focalise sur une antenne particulière, l'approche proposée est réutilisable sur n'importe quelle autre antenne. Le développement d'antenne dont la signature radar s'obtient en polarisation croisée permettrait de s'affranchir du clutter (écho des objets environnants). De plus, la méthode de détermination de l'impédance maximisant la portée du capteur peut être réutilisée pour tous les capteurs à transduction électromagnétique utilisant la variation de fréquence, que l'on retrouve souvent dans la littérature.

Annexes

Test du χ^2 : Application à la Mesure de RCS

Le but de cette partie est de quantifier l'incertitude sur la mesure de RCS. Il faut pour cela estimer l'erreur due à l'imprécision des instruments utilisés. Une première méthode consiste à modéliser toute la chaîne de mesure et y introduire les incertitudes liées à chacun des appareils. Cette méthode est assez complexe et nécessite la connaissance de toutes les incertitudes dont certaines qui ne peuvent être spécifiées (pertes dans les câbles, positionnement de l'objet à mesurer ...). Une autre méthode consiste à voir le processus de mesure comme une boîte noire et essayer de la caractériser.

Une telle boîte noire est ce que l'on appelle en statistique une *variable aléatoire*. A chaque nouvelle mesure, une valeur de SER différente va être obtenue. Il est impossible de prévoir à l'avance la SER qui sera mesurée, il est en revanche possible de caractériser cette variable aléatoire [8].

Une variable aléatoire peut être définie par une loi de distribution. Il faut donc identifier le type de loi de distribution (loi Normale, loi de Poisson...) ainsi que les grandeurs caractéristiques (valeur moyenne, écart type...). Pour cela, quarante mesures de SER vont être effectuées dans les mêmes conditions. Les intervalles (que l'on appelle classes) pourront ainsi être définis, et le nombre de mesures contenues dans chacune des classes pourra être compté. On peut visualiser les résultats dans un histogramme.

Le test du χ^2 permet d'analyser la relation statistique entre deux variables aléatoires. Il mesure la distance numérique entre les effectifs observés et les effectifs théoriques et permet donc de vérifier un modèle théorique. En pratique, il permet d'identifier à quelle loi de probabilité répond une série de données ou encore de tester l'indépendance de deux variables aléatoires.

Pour vérifier si un échantillon de mesure suis une loi Normale par exemple, on calcule tout d'abord les caractéristiques de l'échantillon à savoir l'espérance $E(X)$ et la variance $V(x)$.

$$E(X) = \sum_{i=1}^N x_i p_i \quad (.6)$$

où x_i est la valeur prise par la variable aléatoire et p_i sa probabilité. On calcule ensuite la variance (formule de Koenig) :

$$V(X) = E(X - E(X))^2 = E(X^2) - E(X)^2 \quad (.7)$$

La loi Normale s'écrit alors :

$$N(\mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (.8)$$

En multipliant cette densité de probabilité par le nombre de mesure et en l'intégrant sur les classes, on obtient l'effectif théorique à savoir le nombre de mesures qu'il y aurait dans cette classe si la variable aléatoire (la mesure) répondait à une loi normale avec l'espérance et la variance calculée. On calcule ensuite la distance entre cet effectif théorique et le nombre de mesures obtenu en pratique. En se référant ensuite à la table du Khi^2 on peut déterminer si la loi théorique sélectionnée est adéquate et connaître la probabilité de s'être trompé.

Lieu de Points de la Partie Structurale de l'Antenne

.1 Détermination du Lieu de Points de la Partie Structurale d'une Antenne pour une Simulation

L'objectif de cette annexe est de résoudre mathématiquement le problème suivant : quel est l'ensemble des solutions $A = (x, y)$ tels que, pour tout $\Gamma_n = (x_n, y_n)$, $\Gamma_p = (x_p, y_p)$ et $k \in \mathfrak{R}$:

$$|\Gamma_n - A|^2 = k|\Gamma_p - A|^2 \quad (.9)$$

$k = 1$: l'ensemble des points A solution est la droite des points équidistants de Γ_n et de Γ_p , soit la médiatrice. Si $y_n = y_p$ la médiatrice est simplement la droite d'équation :

$$x = \frac{x_n + x_p}{2} \quad (.10)$$

Sinon, en développant puis en simplifiant l'Équation 2.25 on trouve :

$$\text{contenu...} \quad (.11)$$

$$y = -\frac{x_n - x_p}{y_n - y_p}x + \frac{x_n^2 + y_n^2 - x_p^2 - y_p^2}{2(y_n - y_p)} \quad (.12)$$

$k \neq 1$: l'Équation .9 nous donne :

$$(x - x_n)^2 + (y - y_n)^2 = k(x - x_p)^2 + k(y - y_p)^2 \quad (.13)$$

ce qui peut se développer en :

$$x^2 - 2x_n x + x_n^2 + y^2 - 2y_n y + y_n^2 = kx^2 - 2kx_p x + kx_p^2 + ky^2 - 2ky_p y + ky_p^2 \quad (.14)$$

en regroupant on trouve :

$$x^2 + 2\frac{x_n - kx_p}{1 - k}x + \frac{x_n^2 - kx_p^2}{1 - k} + y^2 + 2\frac{y_n - ky_p}{1 - k}y + \frac{y_n^2 - ky_p^2}{1 - k} = 0 \quad (.15)$$

en remettant en forme on en déduit :

$$\left(x - \frac{x_n - kx_p}{1 - k}\right)^2 + \left(y - \frac{y_n - ky_p}{1 - k}\right)^2 = \frac{k}{(1 - k)^2}((x_p - x_n)^2 + (y_p - y_n)^2) \quad (.16)$$

ou encore

$$(x - x_c)^2 + (y - y_c)^2 = R^2 \quad (.17)$$

avec

$$\begin{aligned} x_c &= \frac{x_n - kx_p}{1 - k} \\ y_c &= \frac{y_n - ky_p}{1 - k} \\ R &= \sqrt{k \frac{(x_p - x_n)^2 + (y_p - y_n)^2}{(1 - k)^2}} \end{aligned} \quad (.18)$$

qui n'est autre que l'équation d'un cercle de centre $C = (x_c, y_c)$ et de rayon R .

.2 Détermination de l'Intersection de deux Cercles

Soient C_1 et C_2 , deux cercles de centres respectivement $A = (x_a, y_a)$ et $B = (x_b, y_b)$ distinct et de rayon R_a et R_b . La Figure 38 montre les 3 cas possibles. Il existe donc, soit

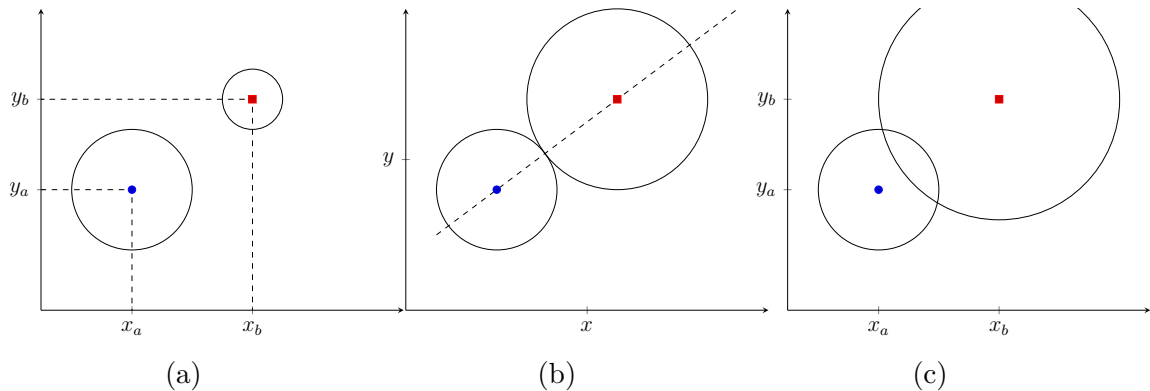


FIGURE 38 – Représentation des solutions de l'Équation 2.25 dans le plan (x, y) avec $\Gamma_n = (0, 1)$, $\Gamma_p = (0.5, 2)$

aucune, soit une, soit deux solutions. On cherche le ou les points d'intersection de C_1 et C_2 . Ces points sont solutions du système suivant :

$$(x - x_a)^2 + (y - y_a)^2 = R_a^2 \quad (.19)$$

$$(x - x_b)^2 + (y - y_b)^2 = R_b^2 \quad (.20)$$

On soustrait les 2 équations ce qui donne :

$$x_a^2 - x_b^2 - 2x(x_a - x_b) + y_a^2 - y_b^2 - 2y(y_a - y_b) = R_a^2 - R_b^2 \quad (.21)$$

Cela permet d'avoir une équation du 1er degré. Écrit différemment :

$$2y(y_b - y_a) = -2x(x_b - x_a) + R_a^2 - R_b^2 - x_a^2 + x_b^2 - y_a^2 + y_b^2 \quad (.22)$$

Il convient ici de distinguer 2 cas :

$y_b = y_a$: Dans ce cas, l'Équation .22 donne directement :

$$2x(x_b - x_a) = R_a^2 - R_b^2 - x_a^2 + x_b^2 \quad (.23)$$

Si $x_b = x_a$ on se retrouve dans le cas trivial où les centres des cercles sont confondus. Dans ce cas il existe une solution uniquement si $R_a = R_b$ et dans ce cas c'est le cercle tout entier. Ce cas ne nous intéresse pas ici.

Si $x_b \neq x_a$ on peut isoler x ce qui donne :

$$x = \frac{R_a^2 - R_b^2 + (x_b - x_a)^2}{2(x_b - x_a)} + x_a \quad (.24)$$

En réinjectant dans Équation .19, on obtient :

$$y^2 - 2y_a y + (x - x_a)^2 + y_a^2 - R_a^2 = 0 \quad (.25)$$

qui est une équation du deuxième degré avec comme inconnue y . Le discriminant vaut donc après simplification :

$$\Delta = 4(R_a^2 - (x - x_a)^2) \quad (.26)$$

On distingue donc :

$$\begin{aligned} R_a^2 - (x - x_a)^2 < 0 & \text{ Il n'existe pas de solution réelle} \\ R_a^2 - (x - x_a)^2 = 0 & \text{ Il existe une unique solution qui est :} \end{aligned}$$

$$y = y_a \quad (.27)$$

$$R_a^2 - (x - x_a)^2 > 0 \text{ Il existe deux solutions qui sont :}$$

$$y = y_a \pm \sqrt{R_a^2 - (x - x_a)^2} \quad (.28)$$

$y_b \neq y_a$: Dans ce cas l'Équation .22 peut s'écrire :

$$y = -\frac{(x_b - x_a)}{(y_b - y_a)}x + \frac{R_a^2 - R_b^2 - x_a^2 + x_b^2 - y_a^2 + y_b^2}{2(y_b - y_a)} \quad (.29)$$

qui n'est autre que l'équation de la droite d'équation $y = ax + b$ en posant $a = -\frac{(x_b - x_a)}{(y_b - y_a)}$ et $b = \frac{R_a^2 - R_b^2 - x_a^2 + x_b^2 - y_a^2 + y_b^2}{2(y_b - y_a)}$. En réinjectant dans Équation .19 avec les notations précédentes, on trouve :

$$x^2(1 + a^2) + 2x(ab - ay_a - x_a) + x_a^2 - R_a^2 + (b - y_a)^2 = 0 \quad (.30)$$

On calcule donc le discriminant :

$$\Delta_2 = 4(R_a^2(1 + a^2) - (b - y_a)^2 - ax_a(ax_a^2 + 2(b - y_a))) \quad (.31)$$

On distingue donc :

$$\Delta_2 < 0 \text{ Il n'existe pas de solution réelle}$$

$\Delta_2 \geq 0$ les solutions sont :

$$x_1 = \frac{2(x_a - a(b - y_a)) + \sqrt{\Delta_2}}{2(1 + a^2)} \quad (.32)$$

$$x_2 = \frac{2(x_a - a(b - y_a)) - \sqrt{\Delta_2}}{2(1 + a^2)} \quad (.33)$$

Et les ordonnées associées sont donc :

$$y_1 = ax_1 + b \quad (.34)$$

$$y_2 = ax_2 + b \quad (.35)$$

Publications

- **Maximization of measurement sensitivity and reading range of passive RF sensors from complex impedance optimization**, *V. Engelhardt and C. Jouvaud and F. Sarrazin and C. Delaveaud and H. Aubert*, 2017 IEEE SENSORS
- **Optimisation d'une antenne miniature pour des applications de capteurs sans fil**, *Engelhardt, Victor and Sarrazin, François and Jouvaud, Camille and Delaveaud, Christophe and Aubert, Hervé*, Journées Nationales Microondes

Bibliographie

- [1] HFT1220-50r0-J Susumu | Capteurs, transducteurs | DigiKey. URL : <https://www.digikey.fr/product-detail/fr/susumu/HFT1220-50R0-J/408-1377-1-ND/2078590>.
- [2] Thermistor, December 2017. Page Version ID : 814676165. URL : <https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Thermistor&oldid=814676165>.
- [3] A.H. A and L. Espenschied. *Concentric conducting system*. Google Patents, December 1931. URL : <https://www.google.com/patents/US1835031>.
- [4] Olga Abdala, Claire Meymandi, Gabriel Mabile, and Rémy Tribhout. Etude comparative LoRa, Sigfox, GSM, UMTS, 2015. URL : http://etud.insa-toulouse.fr/~tribhout/annexe/%C3%89tude_comparative_LoRa_Sigfox_GSM_UMTS.pdf.
- [5] Adaptalift. RFID VS BARCODES : Advantages and disadvantages comparison. - Logistics & Materials Handling Blog, May 2012. URL : http://www.aalhysterforklifts.com.au/index.php/about/blog-post/rfid_vs_barcodes_advantages_and_disadvantages_comparison.
- [6] AFNOR. NF ISO/CEI Guide 99, August 2011.
- [7] Mangilal Agarwal, Mercyma D. Balachandran, Sudhir Shrestha, and Kody Varahramyan. SnO₂ Nanoparticle-Based Passive Capacitive Sensor for Ethylene Detection. *Journal of Nanomaterials*, 2012 :5, 2012. URL : <http://dx.doi.org/10.1155/2012/145406>.
- [8] Walter Appel. *Mathématiques pour la physique et les physiciens!* H & K, Paris, 2008.
- [9] Roger Aïm. *La Gestion de Projet*. Gualino, 5eme edition.
- [10] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R.M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M.F. Portillo, and M. Sorolla. Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 53(4) :1451–1461, April 2005. doi:10.1109/TMTT.2005.845211.
- [11] M. D. Balachandran, S. Shrestha, M. Agarwal, Y. Lvov, and K. Varahramyan. SnO₂capacitive sensor integrated with microstrip patch antenna for passive wireless detection of ethylene gas. *Electronics Letters*, 44(7) :464–466, March 2008. doi:10.1049/el:20083636.
- [12] Constantine Balanis. *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2007.

- [13] Best and Yaghjian. The lower bounds on Q for lossy electric and magnetic dipole antennas. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 3 :314–316, 2004. doi:10.1109/LAWP.2004.838822.
- [14] S. Bouaziz, F. Chebila, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, and M. M. Tentsiris. A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation. In *2012 IEEE Sensors*, pages 1–4, October 2012. doi:10.1109/ICSENS.2012.6411477.
- [15] Raffi Bourtoutian, Pascal Ciaï, Christophe Delaveaud, and Serge Toutain. Méthode de mesure des caractéristiques de rayonnement des antennes différentielles. Toulouse, May 2007.
- [16] C. Butler. The equivalent radius of a narrow conducting strip. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30(4) :755–758, July 1982. doi:10.1109/TAP.1982.1142839.
- [17] L. Catarinucci, R. Colella, and L. Tarricone. A Cost-Effective UHF RFID Tag for Transmission of Generic Sensor Data in Wireless Sensor Networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 57(5) :1291–1296, May 2009. doi:10.1109/TMTT.2009.2017296.
- [18] L. Catarinucci, R. Colella, and L. Tarricone. Enhanced UHF RFID Sensor-Tag. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(1) :49–51, January 2013. doi:10.1109/LMWC.2012.2234092.
- [19] H. Cheng, X. Ren, S. Ebadi, Y. Chen, L. An, and X. Gong. Wireless Passive Temperature Sensors Using Integrated Cylindrical Resonator/Antenna for Harsh-Environment Applications. *IEEE Sensors Journal*, 15(3) :1453–1462, March 2015. doi:10.1109/JSEN.2014.2363426.
- [20] Haitao Cheng, Gang Shao, Siamak Ebadi, Xinhua Ren, Kyle Harris, Jian Liu, Chengying Xu, Linan An, and Xun Gong. Evanescent-mode-resonator-based and antenna-integrated wireless passive pressure sensors for harsh-environment applications. *Sensors and Actuators A : Physical*, 220(Supplement C) :22–33, December 2014. URL : <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424714004051>, doi:10.1016/j.sna.2014.09.010.
- [21] L. J. Chu. Physical Limitations of Omni-Directional Antennas. *Journal of Applied Physics*, 19(12) :1163–1175, December 1948. URL : <http://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.1715038>, doi:10.1063/1.1715038.
- [22] Emmanuelle Conil. *Propagation électromagnétique en milieu complexe : du champ proche au champ lointain*. PhD thesis, 2006.
- [23] La Crosse. WS7027, Lacrosse Technology station météo - La Crosse Technology, August 2017. URL : <http://www.lacrossetechnology.fr/P-6-A1-WS7027.html>.
- [24] Suzanne Dansereau. Rio Tinto expérimente la mine sans mineur, August 2017. URL : <http://www.lesaffaires.com/secteurs-d-activite/ressources-naturelles/rio-tinto-experimente-la-mine-sans-mineur/568152>.
- [25] S.H. Dike and D.D. King. The Absorption Gain and Back-Scattering Cross Section of the Cylindrical Antenna. *Proceedings of the IRE*, 40(7) :853–860, July 1952. doi:10.1109/JRPROC.1952.273853.

- [26] Victor Engelhardt, Camille Jouvaud, Francois Sarrazin, Christophe Delaveaud, and Herve Aubert. Maximization of measurement sensitivity and reading range of passive RF sensors from complex impedance optimization. In *SENSORS, 2017 IEEE*, pages 1–3. IEEE, 2017.
- [27] Amir Galehdar, David V Thiel, and Steven G O’Keefe. Antenna efficiency calculations for electrically small, RFID antennas. *IEEE antennas and wireless propagation letters*, 6 :156–159, 2007.
- [28] Robert Blair Green. *The General Theory of Antenna Scattering*. PhD thesis, Ohio, 1963.
- [29] Mats Gustafsson, Christian Sohl, and Gerhard Kristensson. Physical limitations on antennas of arbitrary shape. *Proceedings of the Royal Society of London A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences*, 463(2086) :2589–2607, October 2007. URL : <http://rspa.royalsocietypublishing.org/content/463/2086/2589>, doi:10.1098/rspa.2007.1893.
- [30] H. Hallil, P. Ménini, and H. Aubert. Novel millimeter-wave gas sensor using dielectric resonator with sensitive layer on TiO₂. In *2009 IEEE Sensors*, pages 226–228, October 2009. doi:10.1109/ICSENS.2009.5398185.
- [31] J. E. Hansen, Finn B. Jensen, Frank Jensen, and Flemming Holm Larsen. *Spherical Near-Field Antenna Measurements*. Institution of Engineering and Technology, London, U.K, May 1988.
- [32] Robert C Hansen. Fundamental limitations in antennas. *Proceedings of the IEEE*, 69(2) :170–182, 1981.
- [33] R. F. Harrington. Small Resonant Scatterers and Their Use for Field Measurements. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 10(3) :165–174, May 1962. doi:10.1109/TMTT.1962.1125486.
- [34] Laurent Hausermann. Les 4 révolutions industrielles : de la machine à vapeur au tout numérique, January 2017. URL : <https://www.sentryo.net/fr/quand-revolutions-industrielles-amenent-industrie-4-0/>.
- [35] J. Hoppe, J. M. Bocard, T. Aftab, A. Yousaf, A. Ojha, T. Ostertag, and L. M. Reindl. Open parallel-plate dielectric resonator for passive torque sensing. In *2014 IEEE 11th International Multi-Conference on Systems, Signals Devices (SSD14)*, pages 1–5, February 2014. doi:10.1109/SSD.2014.6808759.
- [36] Yueh-Ying Hu. Back-scattering cross section of a center-loaded cylindrical antenna. *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, 6(1) :140–148, January 1958. doi:10.1109/TAP.1958.1144540.
- [37] C. Icheln and P. Vainikainen. Dual-frequency balun to decrease influence of RF feed cables in small antenna measurements. *Electronics Letters*, 36(21) :1760–1761, October 2000. doi:10.1049/el:20001243.
- [38] Inder Bahl and Prakash Bhartia. *Microwave Solid State Circuit Design, 2nd Edition*. Wiley. URL : <http://www.wiley.com/WileyCDA/WileyTitle/productCd-0471207551.html>.
- [39] Sang-Dong Jang and Jaehwan Kim. Passive wireless structural health monitoring sensor made with a flexible planar dipole antenna. *Smart Materials and Structures*,

- 21(2) :027001, 2012. URL : <http://stacks.iop.org/0964-1726/21/i=2/a=027001>, doi:10.1088/0964-1726/21/2/027001.
- [40] Shinae Jang, Hongki Jo, Soojin Cho, Kirill Mechitov, Jennifer Rice, Sung-Han Sim, Hyung-Jo Jung, Chung-Bangm Yun, Billie Spencer, and Gul Agha. Structural Health Monitoring of a Cable-Stayed Bridge Using Smart Sensor Technology : Deployment and Evaluation. *Smart Structures and Systems*, 6, 2010.
- [41] M. M. Jatlaoui, F. Chebila, T. Idda, P. Pons, and H. Aubert. Phenomenological theory and experimental characterizations of passive wireless EM pressure micro-sensor prototype. In *2010 IEEE Sensors*, pages 643–646, November 2010. doi:10.1109/ICSENS.2010.5690101.
- [42] M. M. Jatlaoui, P. Pons, and H. Aubert. Radio frequency pressure transducer. In *2007 European Microwave Conference*, pages 736–739, October 2007. doi:10.1109/EUMC.2007.4405297.
- [43] M.M. Jatlaoui, F. Chebila, I. Gmati, P. Pons, and H. Aubert. New electromagnetic transduction micro-sensor concept for passive wireless pressure monitoring application. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2009. TRANSDUCERS 2009. International*, pages 1742–1745, June 2009. doi:10.1109/SENSOR.2009.5285739.
- [44] M.M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, and H. Aubert. Working principle description of the wireless passive EM transduction pressure sensor. *The European Physical Journal - Applied Physics*, 56(1), 2011. doi:10.1051/epjap/2011100220.
- [45] Yi Jia, Ke Sun, Fredrick Just Agosto, and Manuel Toledo Quiñones. Design and characterization of a passive wireless strain sensor. *Measurement Science and Technology*, 17(11) :2869, 2006. URL : <http://stacks.iop.org/0957-0233/17/i=11/a=002>, doi:10.1088/0957-0233/17/11/002.
- [46] D.D. King. *The Measurement and Interpretation of Antenna Scattering*. July 1949.
- [47] L. Lizzi and F. Ferrero. Use of ultra-narrow band miniature antennas for internet-of-things applications. *Electronics Letters*, 51(24) :1964–1966, November 2015. URL : <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/el.2015.3142>, doi:10.1049/el.2015.3142.
- [48] Jean-Marc Manach. Rigolons un peu avec la sécurité des passeports RfID, February 2009. URL : <http://bugbrother.blog.lemonde.fr/2009/02/13/les-passeports-rfid-sont-piratables-la-preuve-en-images/>.
- [49] R. Marques, F. Mesa, J. Martel, and F. Medina. Comparative analysis of edge- and broadside- coupled split ring resonators for metamaterial design - theory and experiments. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51(10) :2572–2581, October 2003. doi:10.1109/TAP.2003.817562.
- [50] S. J. Mazlouman, X. J. Jiang, A. N. Mahanfar, C. Menon, and R. G. Vaughan. A Reconfigurable Patch Antenna Using Liquid Metal Embedded in a Silicone Substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(12) :4406–4412, December 2011. doi:10.1109/TAP.2011.2165501.
- [51] S. J. Mazlouman, C. Menon, R. G. Vaughan, and A. Mahanfar. Stretchable antennas : An overview. In *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, pages 1262–1263, July 2013. doi:10.1109/APS.2013.6711291.

- [52] Mark Patrick McGrath, Ridah N. Sabouni, and Anh-Vu H. Pham. Development of nano-based resonator gas sensors for wireless sensing systems. volume 5593, pages 62–73. International Society for Optics and Photonics, December 2004. URL : <https://www.spiedigitallibrary.org/conference-proceedings-of-spie/5593/0000/Development-of-nano-based-resonator-gas-sensors-for-wireless-sensing/10.1117/12.578786.short>, doi:10.1117/12.578786.
- [53] J. S. McLean. A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 44(5) :672–, May 1996. doi:10.1109/8.496253.
- [54] R. Meys and F. Janssens. Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(6) :62–65, December 1998. doi:10.1109/74.739191.
- [55] Mohammadpour. Physical bound on Q factor for planar antennas.
- [56] WS Mortley. British Patent 988 102, Application date Aug. 1962, USA waves,“. *Appl. Phys. Lc*ff, 7, 1965.
- [57] Roger G Newton. *Scattering Theory of Waves and Particles*. Dover, seconde edition, 1966.
- [58] C. Pfeiffer. Upper bounds on the radiation efficiency of electrically small antennas. In *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1197–1198, July 2017. doi:10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072641.
- [59] D.M. Pozar. *Microwave Engineering, 4th Edition*. Wiley, 2011. URL : <https://books.google.fr/books?id=JegbAAAAQBAJ>.
- [60] Lord Rayleigh. On Waves Propagated along the Plane Surface of an Elastic Solid. *Proceedings of the London Mathematical Society*, s1-17(1) :4–11, 1885. URL : <http://dx.doi.org/10.1112/plms/s1-17.1.4>, doi:10.1112/plms/s1-17.1.4.
- [61] A. Rifai, E. Debourg, S. Bouaziz, A. Traille, P. Pons, H. Aubert, and M. Tentzeris. Wireless chipless passive microfluidic temperature sensor. In *2013 Transducers Eurosensors XXVII : The 17th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS EUROSENSORS XXVII)*, pages 1024–1027, June 2013. doi:10.1109/Transducers.2013.6626944.
- [62] Roger F. Harrington. Effect of Antenna Size on Gain, Bandwidth, and Efficiency. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, January 1960. URL : <http://nistdigitalarchives.contentdm.oclc.org/cdm/ref/collection/p13011coll6/id/81475>.
- [63] J. E. Rogers, Y. K. Yoon, M. Sheplak, and J. W. Judy. A Passive Wireless Microelectromechanical Pressure Sensor for Harsh Environments. *Journal of Microelectromechanical Systems*, PP(99) :1–13, 2017. doi:10.1109/JMEMS.2017.2774000.
- [64] F. Sarrazin, S. Pflaum, and C. Delaveaud. Radiation efficiency optimization of electrically small antennas : Application to 3d folded dipole. In *2016 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, pages 29–32, February 2016. doi:10.1109/IWAT.2016.7434792.

- [65] S. Scott and D. Peroulis. A capacitively-loaded MEMS Slot element for wireless temperature sensing of up to 300 °C. In *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1161–1164, June 2009. doi:10.1109/MWSYM.2009.5165908.
- [66] Semtech. SX1276/77/78/79 - 137 MHz to 1020 MHz Low Power Long Range Transceiver, 2017.
- [67] Morteza Shahpari. *Fundamental limitations of small antennas*. PhD thesis, Griffith, July 2015.
- [68] D.F. Sievenpiper, D.C. Dawson, M.M. Jacob, T. Kanar, Sanghoon Kim, Jiang Long, and R.G. Quarfoth. Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 60(1) :8–19, January 2012. doi:10.1109/TAP.2011.2167938.
- [69] Merrill Skolnik. *Introduction to Radar Systems*. McGraw-Hill Publishing Co., 3ème édition, 2008.
- [70] G Smith. Efficiency of electrically small antennas combined with matching networks. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 25(3) :369–373, 1977.
- [71] H. Stockman. Communication by Means of Reflected Power. *Proceedings of the IRE*, 36(10) :1196–1204, October 1948. doi:10.1109/JRPROC.1948.226245.
- [72] O. Sydoruk, E. Tatartschuk, E. Shamonina, and L. Solymar. Analytical formulation for the resonant frequency of split rings. *Journal of Applied Physics*, 105(1) :014903, January 2009. URL : <http://aip.scitation.org/doi/full/10.1063/1.3056052>, doi:10.1063/1.3056052.
- [73] RH Tancrell, MB Schulz, HH Barrett, L Davis, and MG Holland. Dispersive delay lines using ultrasonic surface waves. *Proceedings of the IEEE*, 57(6) :1211–1213, 1969.
- [74] Claude TETELIN. Systèmes et techniques RFID. *Techniques de l'ingénieur Internet des objets*, base documentaire : TIB612DUO.(ref. article : e1470), 2015. URL : <https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/technologies-de-l-information-th9/internet-des-objets-42612210/systemes-et-techniques-rfid-e1470/>.
- [75] T. T. Thai, J. M. Mehdi, F. Chebila, H. Aubert, P. Pons, G. R. DeJean, M. M. Tentzeris, and R. Plana. Design and Development of a Novel Passive Wireless Ultrasensitive RF Temperature Transducer for Remote Sensing. *IEEE Sensors Journal*, 12(9) :2756–2766, September 2012. doi:10.1109/JSEN.2012.2201463.
- [76] T.T. Thai, J.M. Mehdi, H. Aubert, P. Pons, G.R. DeJean, M.M. Tentzeris, and R. Plana. A novel passive wireless ultrasensitive RF temperature transducer for remote sensing. In *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*, pages 473–476, May 2010. doi:10.1109/MWSYM.2010.5517892.
- [77] A. Traille, M. M. Tentzeris, S. Bouaziz, P. Pons, and H. Aubert. A novel wireless passive temperature sensor utilizing microfluidic principles in millimeter-wave frequencies. In *2011 IEEE SENSORS Proceedings*, pages 524–525, October 2011. doi:10.1109/ICSENS.2011.6127212.
- [78] Transense. Motorsport TPMS Stack Temperature & Pressure Technologies, April 2009. URL : <http://www.transense.co.uk/Temperature-Pressure/motorsport-tpms-stack.html>.

- [79] A. Vaz, A. Ubarretxena, I. Zalvide, D. Pardo, H. Solar, A. Garcia-Alonso, and R. Berenguer. Full Passive UHF Tag With a Temperature Sensor Suitable for Human Body Temperature Monitoring. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II : Express Briefs*, 57(2) :95–99, February 2010. doi:10.1109/TCSII.2010.2040314.
- [80] John Volakis. *Antenna engineering handbook*. McGraw-Hill Professional, 4 edition, 2007. URL : <http://gen.lib.rus.ec/book/index.php?md5=B1CF35BF28B1047FF64BCB8DAABD55F7>.
- [81] John Volakis, Chi-Chih Chen, and Kyohei Fujimoto. *Small Antennas :Miniaturization Techniques & Applications*. McGraw-Hill Professional, New York, Édition : 1 edition, 2010.
- [82] H. A. Wheeler. The Radiansphere around a Small Antenna. *Proceedings of the IRE*, 47(8) :1325–1331, August 1959. doi:10.1109/JRPROC.1959.287198.
- [83] H.A. Wheeler. Fundamental Limitations of Small Antennas. *Proceedings of the IRE*, 35(12) :1479–1484, December 1947. doi:10.1109/JRPROC.1947.226199.
- [84] RM White and FW Voltmer. Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves. *Applied physics letters*, 7(12) :314–316, 1965.
- [85] Williamson. Capteurs de température pour les réacteurs thermiques, 2017. URL : <http://www.williamsonir.com/temp-sensor-for-thermal-reactor>.
- [86] A.D. Yaghjian and S.R. Best. Impedance, bandwidth, and Q of antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53(4) :1298–1324, April 2005. doi:10.1109/TAP.2005.844443.
- [87] Yves Blanchard. *Le centenaire de l'invention du radar par Christian Hülsmeier, retour sur un anniversaire*. 2006. URL : http://www.ree.see.asso.fr/IMG/2pdf001/1216b3e12f/pdf02/2006_0002_10.pdf.
- [88] Chen Zhi Ning. Small Printed Ultrawideband Antenna With Reduced Ground Plane Effect. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, page 383, February 2007.
- [89] R.W. Ziolkowski, Peng Jin, and Chia-Ching Lin. Metamaterial-Inspired Engineering of Antennas. *Proceedings of the IEEE*, 99(10) :1720–1731, October 2011. doi:10.1109/JPROC.2010.2091610.

Glossaire

c c est la vitesse de la lumière dans le vide qui vaut : 3×10^8 m/ sec. 27

RFID La RFID est une méthode d'identification des objets, semblable au code barre mais utilisant des ondes électromagnétiques. Les systèmes d'identification sont composés d'un reader (lecteur) et du Tag RFID qui est lui même constitué d'une antenne et d'une puce RFID. Cette technologie est aussi utilisée pour faire des capteurs.. 11, 15

SER La surface équivalente d'un objet représente sa capacité à réfléchir une onde électromagnétique. Elle dépend donc bien entendu de la géométrie de l'objet ainsi que de ses matériaux. Cette surface n'est donc pas forcément représentative de la taille géométrique de l'objet.. xi–xiii, 15, 16, 19, 29–36