



**HAL**  
open science

## Contribution au développement d'un fil textile RFID

Sofia Benouakta

► **To cite this version:**

Sofia Benouakta. Contribution au développement d'un fil textile RFID. Electronique. Université de Lyon, 2021. Français. NNT : 2021LYSE1107 . tel-03815095

**HAL Id: tel-03815095**

**<https://theses.hal.science/tel-03815095v1>**

Submitted on 14 Oct 2022

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

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



N°d'ordre NNT : 2021LYSE1107

## **THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON**

opérée au sein de

**l'Université Claude Bernard Lyon 1**

**Ecole Doctorale N° 160**

**Electronique, Electrotechnique, Automatique (EEA)**

**Spécialité de doctorat**

**Electronique Micro et Nanoélectronique, Optique et Laser**

**Discipline : Electronique**

Soutenue publiquement

le 30/06/2021, par :

# **Sofia Benouakta**

---

## **Contribution au développement d'un fil textile RFID**

---

Devant le jury composé de :

Richalot, Elodie	Professeure, Université Gustave Eiffel	Présidente
Tedjini, Smail	Professeur, Grenoble INP	Rapporteur
Cordeau, David	Maître de Conférences HDR, Université de Poitiers	Rapporteur
Raulet, Marie-Ange	Maître de Conférences HDR, Université Lyon 1	Examinatrice
Richalot, Elodie	Professeure, Université Gustave Eiffel	Examinatrice
Duroc, Yvan	Professeur, Université Lyon 1	Directeur de thèse
Hutu, Florin-Doru	Maître de Conférences, INSA Lyon	Co-directeur de thèse



## Remerciements

---

*Par où commencer ?*

Contrairement à mes collègues ayant directement trouvé leur voie après l'obtention du Master, j'ai dû attendre environ un an et demi pour trouver la mienne... Ce sujet de thèse mêlant textile et technologie RFID qui m'a tout de suite interpellé et que je ne regrette pas d'avoir choisi.

Je ne remercierai jamais assez mes encadrants, Yvan Duroc et Florin Hutu pour leur accompagnement durant ces trois dernières années. Grâce à eux, je suis devenue la scientifique que je suis aujourd'hui et que je continuerai d'être. Ils ont su à toutes les épreuves que j'ai rencontrées durant cette thèse, me conseiller, me guider et surtout partager avec moi leur précieuses expériences tant sur le plan humain que professionnel.

Je tiens à remercier les membres du jury, Madame Elodie Richalot, Madame Raulet Marie-Ange, Monsieur Tedjini Smail et Monsieur Cordeau David, pour avoir accepté d'évaluer mon travail et pour la discussion fort intéressante lors de la soutenance. Ils m'ont aidé à réaliser les efforts que j'ai faits durant ces années, chose que tout doctorant a tendance à oublier. Je pense que tous les thésards vivent pour entendre le verdict final émis par les membres du jury. Croyez-moi, ça en vaut bien la peine car entendre que l'on est finalement *docteur* nous fait oublier tout le stress vécu.

Merci à l'entreprise Primo1D pour leur accueil chaleureux lors de mes visites à Grenoble, plus particulièrement, Daniele Sette, Duc Long Luong et Emmanuel Arène. J'ai beaucoup apprécié travailler avec vous.

Merci aux membres du laboratoire Ampère, doctorants et permanents, pour les merveilleux moments que j'ai passés à leurs côtés. Les cohésions au ninkasi, les soirées pizza ou même les pauses café au labo, seront toujours gravés dans ma mémoire. Je souhaite une bonne continuation à ceux qui soutiennent leur thèse prochainement et j'espère pouvoir être là pour eux comme ils l'ont été pour moi.

Un grand merci à tous mes professeurs et surtout Madame Annick Plagellat-Penarier, M. Brice Sorli et M. Philippe Christol, j'ai beaucoup appris avec vous et j'espère que l'on travaillera ensemble à l'avenir.

Je remercie mes amis et amies pour leur écoute, leur support à travers toutes ces années, vous êtes les meilleurs. Merci à Christiane et Jean Pierre pour m'avoir prouvé que l'amitié existe et peut être éternelle.

Il est maintenant temps pour moi de remercier papa pour avoir été là pour nous, ma sœur et moi, malgré les difficultés que nous avons rencontrées, nous sommes toujours restés unis et nous continuerons de l'être. Je suis aussi fière que vingt-sept ans après j'ai pu marcher sur les mêmes pas que ma chère maman, qui, j'espère est fière de moi et veille sur moi de là où elle est.

*Ce fut une éprouvante mais belle aventure*

## Table des matières

---

Pour plus de clarté, la table des matières ci-dessous ne fait référence qu'aux chapitres traités et annexes. Elle est complétée par un sommaire détaillé fourni au début de chaque chapitre.

<b>Introduction</b> .....	7
<b>Chapitre 1.</b> De l'étiquette RFID au fil textile RFID augmenté.....	11
<b>Chapitre 2.</b> Conception d'un fil textile RFID élastique.....	40
<b>Chapitre 3.</b> Intégration de la fonction de capture au fil textile RFID UHF et conception de tags- capteurs filaires pour la température et l'humidité.....	76
<b>Chapitre 4.</b> Etude pour concevoir un fil textile compatible avec le standard NFC.....	111
<b>Conclusion et perspectives</b> .....	158
<b>Liste des publications</b> .....	160
<b>Résumés</b> .....	161

## Liste des sigles

La liste ci-dessous donne la signification des sigles employés dans le manuscrit ainsi que leur traduction si les termes sont en anglais.

<b><i>BF</i></b>		Basses Fréquences
<b><i>E-Thread</i></b>	Electronic Thread	Fil textile électronique
<b><i>E-Textiles</i></b>	Electronic Textiles	Textiles conducteurs ou électroniques
<b><i>ETSI</i></b>	European Telecommunication Standards Institute	Institut européen des standards de télécommunications
<b><i>EPDM</i></b>	Ethylène-Propylène-Diène-Monomère	Ethylene Propylene Diene Monomer
<b><i>EPC</i></b>	Electronic Product Code	Code produit électronique
<b><i>FCC</i></b>	Federal Communication Commission	Commission fédérale des communications
<b><i>Gen 2</i></b>	Second Generation	Deuxième génération
<b><i>HF</i></b>	High Frequencies	Hautes Fréquences
<b><i>IEC</i></b>	International Electrotechnical Commission	Commission Electrotechnique Internationale
<b><i>ISO</i></b>	International Organization for Standardization	Organisation internationale de normalization
<b><i>ISM</i></b>	Industrial Scientific and Medical	Industrielle, scientifique et médicale
<b><i>IoT</i></b>	Internet of Things	Internet des objets
<b><i>IRM</i></b>	Imagerie à Résonance Magnétique	
<b><i>MPEG</i></b>	Moving Pictures Experts Group	

<b><i>NFC</i></b>	Near Field Communication	Communication en champ proche
<b><i>NWCFs</i></b>	Non-Woven Conductive Fabrics	Tissus conducteurs non tissés
<b><i>PDMS</i></b>	Polydimethylsiloxane	polydiméthylsiloxane
<b><i>PIRE</i></b>		Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente
<b><i>RCS</i></b>	Radar Cross Section	Surface équivalente radar
<b><i>RFID</i></b>	RadioFrequency IDentification	Identification par radiofréquence
<b><i>SAR</i></b>	Specific Absorption Rate	Débit d'absorption spécifique
<b><i>UHF</i></b>	Ultra High Frequencies	Ultra Hautes Fréquences
<b><i>5G</i></b>	Fifth Generation	5 <sup>ème</sup> génération

## Introduction

---

Le concept naissant de l'Internet des Objets (ou Internet Of Things, IoT), considéré comme la troisième évolution de l'internet, repose sur l'idée que n'importe quel objet physique (et virtuel) puisse être identifié mais aussi connecté à son environnement, et ainsi capable d'interagir avec lui n'importe où, n'importe quand. Si ce terme est aujourd'hui généralisé, ce n'était pas le cas, il y a une vingtaine d'années. En effet, le terme « IoT » doit son nom à *Kevin Ashton*, cofondateur du réseau Auto-ID, groupe de recherche spécialisé dans le domaine de l'Identification par RadioFréquence (RFID) et des technologies de détection émergentes. Lors de l'une de ses présentations en 1999, l'accent a été mis sur l'importance de collecter des informations sur l'environnement et les objets qui nous entourent. Auparavant, ces informations étaient fournies aux machines telles que l'ordinateur par l'être humain. Or, ce dernier est limité en temps, en capacité et en précision et n'est pas assez performant pour capturer toutes les informations sur l'environnement qui l'entoure. D'où l'importance du rôle joué par les technologies d'identification ainsi que par les capteurs, permettant aux ordinateurs de collecter des informations sur l'environnement sans les limitations liées à l'être humain.

Une vingtaine d'années après, les progrès faits dans le contexte de l'IoT sont remarquables. Les enjeux sociaux-économiques qui y sont associés sont énormes avec des applications très diverses et des environnements (tels les industries, l'agriculture, les villes, les domiciles) qui deviennent « intelligents ». Toutes les statistiques prévoient une explosion du nombre d'objets connectés dans les années à venir passant de quelques millions aujourd'hui à plus d'une centaine de milliards d'ici à 2025. Avec l'IoT, outre les enjeux financiers, c'est une transformation radicale du monde industriel qui commence avec une réorientation complète des chaînes de fabrication, production, diffusion, recyclage mais aussi une transformation profonde de notre quotidien avec des usages nouveaux s'appuyant sur l'utilisation du smartphone (incluant les tablettes tactiles), devenu des incontournables en à peine une dizaine d'années.

Parmi les nombreux défis scientifiques et techniques à résoudre pour la réussite de l'IoT, le principal reste l'intégration de l'électronique et de l'informatique embarquées dans l'objet lui-même, et cela de façon « invisible » pour l'utilisateur : autrement dit, l'objet doit réussir à « assimiler son intelligence » dès sa phase de fabrication (avec la prise en compte des contraintes d'assemblage) jusqu'à celle d'exploitation avec une interface qui soit transparente pour les utilisateurs. Cette approche qui consiste à penser objet et tag (dans le cas de la RFID) simultanément dès la phase de fabrication fait partie intégrante de la quatrième révolution industrielle qui est plus connue comme « Industry 4.0 ». A chaque étape de la vie de l'objet, elle permet plus de souplesse, de personnalisation et de sécurité.

Le travail développé au cours de cette thèse s'inscrit dans ce contexte et a pour ambition de contribuer à la conception d'un fil textile « intelligent ». Tout objet ou matériau conçu avec du fil (ou en intégrant), se verra alors doté de fonctions fondamentalement nouvelles telles que : communication (sans connexion physique) avec un autre objet ou une autre personne via par exemple un smartphone ; identification de façon unique et authentification ; capture d'informations capable de mesurer par exemple une température ou un taux d'humidité.



Il existe aujourd'hui une approche unique répondant à ce concept, la technologie E-Thread® développée et brevetée par la société grenobloise Primo1D. Cette technologie repose sur une micro-encapsulation de circuits électroniques simple, robuste et automatisée. Lors de l'assemblage, deux brins conducteurs formant l'antenne sont directement connectés à une puce électronique RFID passive (télé-alimentée), cette association permet d'obtenir un tag RFID. Ensuite, un procédé de guilage permet d'assembler le fil en âme avec un fil enroulé (l'enrobant), permettant à la structure d'avoir un fini textile, plastique, etc. Ainsi le produit final est un fil textile incorporant un tag RFID dont le facteur de forme est linéaire. Ce fil peut être aisément intégré dans un objet et permettre son identification en utilisant le standard UHF (Ultra High Frequencies), l'un des standards de la technologie RFID (Radio Frequency Identification).

L'objectif de cette thèse est d'apporter des contributions significatives à la solution actuelle qui vont au-delà de l'identification : (i) développer un fil textile RFID extensible permettant une certaine robustesse à l'élongation. (ii) rendre le fil « intelligent » en intégrant des fonctionnalités de type capteur. (iii) rendre le fil « tout public » en intégrant un standard supplémentaire le NFC (Near Field Communication) déjà présent dans les smartphones.

En remarque préliminaire aux différents chapitres, nous proposons ici une synthèse des approches méthodologiques suivies tout au long du travail présenté :

- Etudes théoriques pour expliquer / comprendre les phénomènes physiques observés.
- Conceptions et optimisations basées sur un environnement de simulation adapté : simulateur électromagnétique (CST® Microwave Studio) et/ou simulateur système (ADS Keysight) intégrant plusieurs niveaux d'abstractions dont des modèles électriques.
- Caractérisations expérimentales à l'aide du banc de mesures RFID Tagformance de Voyantic, outil dédié à la mesure des performances des tags RFID UHF.

Dans le premier chapitre nous donnons un aperçu général de la technologie wearable, qui est l'une des applications principales pour le fil textile RFID. Nous présentons la technologie RFID, ses applications dans le contexte du wearable et nous introduisons le fil textile RFID fabriqué à partir de la technologie E-Thread®. Enfin, nous soulignons les améliorations significatives qui lui seront apportées à travers les différentes contributions de cette thèse.

Dans le second chapitre, nous présentons la méthodologie suivie pour la conception d'un fil textile RFID extensible en exploitant une antenne de type « hélice » que nous caractérisons par simulation. Le procédé de fabrication permettant d'obtenir le tag intégrant l'antenne hélice est souligné et les résultats des tests expérimentaux réalisés sur l'antenne sont présentés.

Le troisième chapitre est consacré à la conception de tags capteurs RFID filaires, à partir du fil textile conçu par la technologie E-Thread®. Nous proposons un tag-capteur d'humidité et un tag-capteur de température. Le principe théorique de leur fonctionnement est défini et validé par simulation électromagnétique. Enfin le tag capteur de température est fabriqué et testé expérimentalement.

Le quatrième chapitre étudie la faisabilité de l'intégration du standard NFC au fil textile RFID E-Thread® actuel. Dans cette étude, nous nous appuyons sur un modèle de simulation hybride du système NFC, combinant des simulations électromagnétiques et des simulations circuit. Nous exploitons le facteur de forme linéaire de l'antenne hélice pour son utilisation en tant qu'antenne dans une cible NFC et nous évaluons les performances du système global.

Pour conclure, le dernier chapitre résume les principales contributions de cette thèse et souligne les perspectives envisagées.

# **Chapitre 1**

De l'étiquette RFID au fil textile RFID  
augmenté

---

## Chapitre 1 : De l'étiquette RFID au fil textile RFID augmenté

---

Le travail réalisé dans cette thèse s'articule autour du développement d'un fil textile RFID, qui permet notamment que chaque objet l'intégrant devienne alors identifiable. L'application qui vient immédiatement à l'esprit est celle du vêtement intelligent qui constitue en effet une partie importante des applications possibles, toutefois sans limitation ; tout objet en tissu ou intégrant ce fil est un candidat potentiel. Le vêtement intelligent rentre dans le contexte plus général de la technologie dite « *wearable* » (terme anglais consacré, qui suggère l'idée de tout objet portable), concept apparu récemment et dont les terminologies varient souvent d'un contexte à un autre. Sans écarter les autres applications possibles, la première partie de ce chapitre donne un aperçu global de la technologie *wearable* en précisant ses définitions et ses classifications. La deuxième partie résume les fondamentaux de la technologie RFID, et présente les caractéristiques des systèmes RFID fonctionnant selon le standard Ultra Hautes Fréquences (UHF) ainsi que les critères de performances d'un tag RFID UHF. Dans la troisième partie, l'utilisation de la technologie RFID dans le contexte *wearable* est soulignée en mettant l'accent notamment sur les techniques de fabrication et les types de matériaux exploités pour la réalisation des tags RFID. Les critères de performance des tags RFID à prendre en considération de façon spécifique au domaine du *wearable* sont illustrés. La troisième et dernière partie présente le fil textile RFID commercial, fabriqué à partir de la technologie E-Thread®, ainsi que les évolutions technologiques envisagées et explorées dans le cadre de cette thèse.

## Sommaire

<b>Chapitre 1</b>	: De l'étiquette RFID au fil textile RFID augmenté.....	11
1	La technologie <i>wearable</i> .....	14
1.1	Définitions .....	14
1.2	Classification des dispositifs <i>wearable</i> .....	15
2	L'IDentification par RadioFréquence (RFID).....	16
2.1	Généralités .....	16
2.1.1	Les types de tags RFID .....	17
2.1.2	Standards de la technologie RFID.....	18
2.2	La RFID UHF passive .....	18
2.2.1	Généralités sur la RFID UHF passive .....	18
2.2.2	Critères de performances dans une communication RFID UHF passive.....	18
3	Tags RFID en contexte <i>wearable</i> .....	21
3.1	Matériaux et techniques de fabrication des tags RFID dédiés au <i>wearable</i> .....	21
3.1.1	Matériaux utilisés pour les antennes <i>wearable</i> .....	22
3.1.2	Techniques de fabrication des antennes en contexte <i>wearable</i> .....	25
3.2	Spécificités des tags RFID <i>wearable</i> .....	27
3.2.1	Robustesse aux déformations .....	27
3.2.2	Impact de la proximité du corps humain .....	28
3.2.3	Lavabilité.....	29
3.2.4	Réglementation de l'exposition du corps humain aux champs électromagnétiques.....	30
3.2.5	Evaluation des performances sous différentes conditions environnementales ..	30
3.3	Eléments de conclusion .....	30
4	Le fil textile RFID UHF et la technologie E-Thread® .....	32
4.1	Fabrication du fil textile RFID E-Thread .....	32
4.2	Focus sur les antennes du fil RFID E-Thread.....	33
4.3	Objectif et travaux développés dans la thèse .....	34
	Références.....	36

## Tables des illustrations

Figure 1. Modèle conceptuel d'un dispositif « Wearable » [1].....	14
Figure 2. Les différents types des dispositifs wearable selon la proximité du corps .....	16
Figure 3. Illustration du principe d'une communication RFID .....	17
Figure 4. Illustration de la modulation de charge dans une communication RFID : (a) enveloppe des signaux émis et reçus par le lecteur ; (b) modulation de l'impédance de la puce entre deux états.....	21
Figure 5. Ruban adhésif en cuivre [14] .....	23
Figure 6. Fils textiles conducteurs : (a) mono-filament ; (b) multi-filaments [15] .....	24
Figure 7. Exemples de tissus conducteurs commerciaux : (a) tissu conducteur tissé ; (b) tissu conducteur non tissé [17] .....	25
Figure 8. Illustration de la technique de broderie : (a) technique de broderie : fil principal conducteur et fil boucleur isolant (principe du tissu chaîne et trame) [18] ; (b) machine à broder Husqvarna Viking[19].....	26
Figure 9. Technique d'impression par sérigraphie sur un substrat textile : (a) dépôt de l'encre sérigraphique sur le substrat textile à travers un écran de sérigraphie à l'aide d'un pochoir ; (b) structure sérigraphiée sur le substrat textile [20] .....	26
Figure 10. Laser Epilog Zing 24 [21].....	27
Figure 11. (a) Antenne RFID dipôle avec patchs circulaire et adaptation T-match fabriquée par broderie ; (b) courbure concave à laquelle peut être soumise de l'antenne [22].....	28
Figure 12. Antenne dipôle patch RFID à fente fabriquée par broderie [23] .....	28
Figure 13. (a) Antenne RFID dipôle patch fabriquée par broderie (b) antenne RFID patch en tissu de cuivre conducteur associé au substrat par collage [25].....	29
Figure 14. Antenne RFID constituée par coupe d'un tissu en textile conducteur [26].....	29
Figure 15.(a) Pucés Monza 4 et Monza 6 miniaturisées par la technique E-Thread (b) puce RFID avec conducteurs métalliques insérés dans les rainures .....	32
Figure 16. Guipage textile du tag RFID E-Thread [32] .....	33
Figure 17. Bobine de fils RFID E-Thread.....	33
Figure 18. Tag RFID E-Thread (a) configuration dipôle (b) configuration dipôle avec gamma match .....	34

# 1 La technologie *wearable*

## 1.1 Définitions

Historiquement, le terme *wearable* désigne un objet pouvant être porté par une personne. Ce concept est initialement apparu dès le XVI<sup>e</sup> siècle, lorsque l'inventeur allemand *Peter Henlein*, horloger de profession, a créé des petites montres pouvant être portées sous forme de collier. Ces montres ont évolué un siècle après, vers des montres pouvant être portées aux poignets. Aujourd'hui, la technologie *wearable*, concept moderne, désigne un ensemble d'objets, vêtements ou accessoires, comportant des composants électroniques tels que émetteur-récepteur radio et capteurs, et qui peuvent interagir avec le porteur et/ou son environnement. Ils peuvent par exemple communiquer avec une passerelle de type « gateway » à travers un module de communication sans fil intégré ou en passant par un autre dispositif, par exemple un smartphone. Les données collectées par le dispositif concernant l'utilisateur ou son environnement sont traitées par une unité locale de traitement ou sont situées sur un serveur externe, et les résultats sont par la suite transmis au porteur. Les dispositifs *wearable* peuvent être dotés de fonctionnalités dites augmentées (par rapport à leur fonction d'origine, par exemple, donner l'heure pour une montre) telles que : l'actionnement pour déclencher une commande ; le transfert, le stockage, la capture d'informations ; ou encore la récupération d'énergie pour fournir localement de l'énergie.

A titre d'exemple, un modèle conceptuel d'un dispositif *wearable*, développé par le groupe de recherche MPEG (Moving Pictures Experts) de l'organisation internationale de normalisation (en anglais, International Organization for Standardization, ISO) et de la commission électrotechnique internationale (en anglais, International Electrotechnical Commission, IEC) [1], est présenté sur la Figure 1.

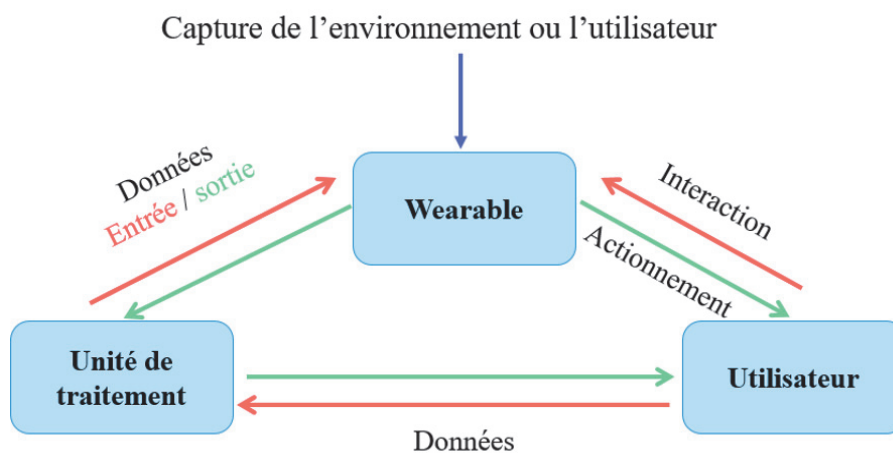


Figure 1. Modèle conceptuel d'un dispositif « Wearable » [1]

Les *wearable* modernes contribuent déjà et contribueront dans un avenir proche fortement à l'évolution de l'Internet des Objets (en anglais, Internet of Things, IoT) dont l'objectif principal est de connecter les personnes, les objets et leurs environnements. Toutes les statistiques montrent que le marché du *wearable* est en plein essor, ainsi, il est prévu que plus de 600 millions d'unités soient commercialisées en 2024. Cette évolution est notamment liée à la

miniaturisation continue de l'électronique et aux progrès opérés dans les technologies des capteurs, et surtout à celle liée à la connectivité des systèmes.

Malgré cet essor très significatif dans notre vie de tous les jours, la technologie *wearable* est encore peu connue comme telle, et les appellations qui lui sont associées restent variables. En effet, en plus de la désignation anglo-saxonne *wearable*, on peut trouver différents termes en français tels que technologie habitronique, technologie portable, technologie mettable (traductions du terme anglais, plus ou moins justes et précises). Lorsqu'il s'agit d'un dispositif *wearable* communicant, on trouvera souvent le terme *intelligent* ou en anglais *smart* (par abus de langage, ou peut-être par analogie avec le terme grec polysémique *logos* qui porte les idées de langage et de raison ; quoiqu'il en soit, l'« intelligence » d'un objet *wearable* reste encore à définir, même si nombre de dispositifs high-tech sont aujourd'hui qualifiés d'intelligent). Dans ce chapitre ainsi que le reste du manuscrit, pour simplifier, nous allons retenir le terme « wearable » (sans italique) pour nommer un dispositif pouvant être porté (substantif) ou qualifier un dispositif de ce type (adjectif), et pour décrire un dispositif wearable communicant, nous nous autoriserons à utiliser le mot « intelligent ».

## 1.2 Classification des dispositifs wearable

D'après le rapport de l'IEC [1], les dispositifs wearable peuvent être classés selon leur proximité par rapport à l'utilisateur en quatre catégories :

- Wearable proche du corps : dispositifs placés proche du corps mais ne rentrant pas en contact direct avec celui-ci ;
- Wearable sur le corps : dispositifs placés sur le corps en contact direct avec la peau ;
- Wearable dans le corps : dispositifs implantés à l'intérieur du corps ;
- Textile électronique : dispositifs intégrant l'électronique dans des matériaux textiles.

Une autre classification des dispositifs wearable est présentée dans la référence [2] :

- Les accessoires wearable : dispositifs faibles puissances adaptés au corps humain et pouvant être portés comme accessoires tels que les montres intelligentes (« smartwatches »), les lunettes intelligentes, ou encore les traqueurs de fitness ; ces dispositifs doivent être adaptés à la morphologie du corps de l'utilisateur.
- Les textiles wearable : dispositifs intégrant l'électronique dans le textile, qui peuvent être désignés par « E-textiles », textiles intelligents ou textiles fonctionnels car ils interagissent avec leur environnement ; ils doivent être robustes à la déformation.
- Les patches wearable : dispositifs très minces pouvant être flexibles et qui sont collés sur la peau comme patches ; ils doivent pouvoir s'adapter à la forme de la peau.
- Les implants wearable : dispositifs de faible taille pouvant être implantés dans le corps en toute sécurité ; ils doivent être autonomes en énergie (éventuellement rechargeables), adaptés aux organes et sans danger pour le corps humain.

Les types de dispositifs wearable existants peuvent viser la même application, cependant, ils nécessitent une adaptation spécifique en termes de degrés d'intégration, de puissance de fonctionnement, ainsi que de conformabilité avec le corps humain (Figure 2).



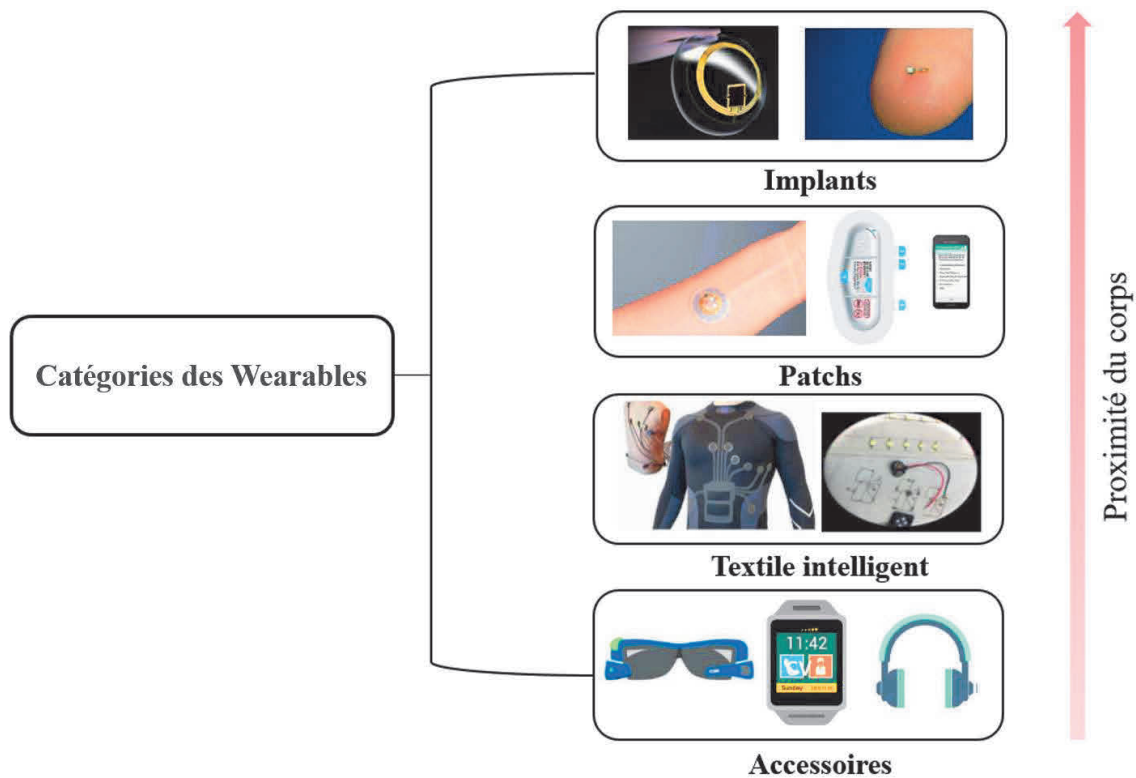


Figure 2. Les différents types des dispositifs wearable selon la proximité du corps

Les wearables de type accessoire sont déjà matures et répandus sur le marché, comme par exemple la montre *fitbit*. Dans la continuité, beaucoup de recherches se sont tournées vers le textile wearable. Le textile intégrant des composants électroniques permet de capturer et de fournir des informations sur l'utilisateur et son environnement de manière non invasive. Contrairement à un accessoire wearable localisé à un seul endroit du corps, sur le vêtement, les composants électroniques peuvent être placés sur plusieurs emplacements et permettent de récupérer le signal à l'endroit où l'on a besoin de l'information (par exemple, signaux cardiaques).

## 2 L'IDentification par RadioFréquence (RFID)

### 2.1 Généralités

La RFID est une technologie permettant d'identifier des objets sans contact physique. Elle est officiellement apparue dans les années 1960, avec l'invention du premier système antivol dont le fonctionnement est basé sur la rétrodiffusion des ondes électromagnétiques. Aujourd'hui, la RFID est une technologie standardisée et bien connue pour son utilisation dans des applications de logistique, de traçabilité ainsi que du contrôle d'accès. De plus, sans toujours le savoir, elle fait partie de nos activités du quotidien par différents usages comme par exemple le paiement sans contact, les titres de transport, les cartes d'identité ou les clés des véhicules. La RFID doit ce déploiement étendu à de nombreux secteurs d'activités aux avantages qu'elle présente avec l'identification unique, la communication sans fil et le faible coût des tags. En plus des applications mentionnées, la RFID détient intrinsèquement un potentiel pour réaliser de nouvelles fonctions qui vont au-delà de l'identification comme par exemple la capture

d'information. Par conséquent, elle constitue une des technologies clés pour le développement de l'IoT.

Le lecteur et le tag constituent les deux composantes principales de la RFID. Le tag RFID (nommé parfois transpondeur ou étiquette) est constitué d'une antenne et d'une puce ; c'est l'élément qui permet d'identifier l'objet auquel il est attaché / associé (souvent par collage). Le lecteur RFID est un émetteur-récepteur radio, dont le rôle est de lire l'identifiant du tag ; pour cela, il émet une onde électromagnétique et en retour il reçoit l'information (c'est-à-dire l'identifiant) renvoyée par le tag (Figure 3).



Figure 3. Illustration du principe d'une communication RFID

Les systèmes RFID peuvent être classés en fonction de la source d'alimentation du tag ainsi qu'en fonction de la fréquence qu'ils utilisent pour la communication.

### 2.1.1 Les types de tags RFID

Les tags RFID se distinguent selon leur source d'alimentation en trois catégories : les tags actifs, les tags semi-passifs, les tags passifs.

#### 2.1.1.1 Les tags actifs

Les tags actifs possèdent une alimentation interne, un transmetteur et un récepteur radiofréquence. Pour communiquer avec le lecteur RFID, ils génèrent leur propre signal radiofréquence. Ils permettent d'atteindre des distances de fonctionnement de l'ordre de quelques centaines de mètres.

#### 2.1.1.2 Les tags semi-passifs

Les tags semi-passifs sont similaires aux tags passifs sauf qu'ils intègrent une batterie. Contrairement aux tags actifs, les tags semi-passifs ne possèdent pas un transmetteur radiofréquence. La batterie est utilisée seulement pour alimenter la puce. La transmission d'information s'effectue alors par rétrodiffusion ou modulation de charge (dont nous verrons le principe par la suite).

#### 2.1.1.3 Les tags passifs

Les tags passifs ne possèdent ni batterie, ni transmetteur radiofréquence. Le circuit du tag est alimenté par l'onde RF transmise par le lecteur (c'est-à-dire par télé-alimentation). De façon similaire aux tags semi-passifs, ils transmettent leurs données par rétrodiffusion. Sans batterie embarquée, leur distance de lecture est limitée (typiquement de 3 à 20 m selon l'environnement) comparée à celle des tags actifs qui peut atteindre une centaine de mètres.

Toutefois, ce sont les tags les plus répandus principalement en raison de leur caractère passif, de leur faible coût (quelques centimes d'euros) et d'une relative compacité (quelques centimètres carrés). Dans ce chapitre, et plus généralement dans ce manuscrit, nous nous intéresserons aux systèmes RFID passifs.

### 2.1.2 Standards de la technologie RFID

Il existe différents standards RFID selon la bande de fréquences utilisée : 125 *kHz*, standard Basses Fréquences (BF) ; 13,56 *MHz*, standard Hautes Fréquences (HF) ; 860 – 960 *MHz*, standard Ultra Hautes Fréquences (UHF) ; 2,45 *GHz*, standard micro-ondes. Selon la localisation géographique, pour le même standard, la bande de fréquences peut varier. Par exemple, la bande RFID UHF en Europe est de (864,5 – 867,5) *MHz* à la différence de la bande RFID UHF en Amérique qui est de (902 – 928) *MHz*. Il est à noter que depuis 2018, de nouvelles bandes sont autorisées dans plusieurs pays du monde, et notamment en Europe dans la gamme de fréquences (915 – 921) *MHz* (avec une mise en place différenciée et progressive).

En plus des différentes bandes de fréquences, les principes physiques mis en œuvre dans la communication ne sont pas les mêmes. Ici, nous allons nous focaliser sur le standard UHF car il est utilisé dans les deux premiers axes développés dans cette thèse (chapitres 2 et 3). Le standard HF fera l'objet d'une étude détaillée au chapitre 4.

## 2.2 La RFID UHF passive

### 2.2.1 Généralités sur la RFID UHF passive

Une communication RFID UHF passive est donc basée sur l'utilisation de tags passifs (tags qui n'embarquent pas de source d'alimentation). Le lecteur RFID entame la communication en transmettant une onde électromagnétique qui se propage en champ lointain et qui permet d'alimenter le tag (ou les tags) placé(s) à une certaine distance. Le tag communique son identifiant au lecteur sous forme d'onde dite rétro-modulée. Cette onde rétro-modulée est le résultat de la réflexion de l'onde émise par le lecteur au niveau du tag. En effet, le tag commute l'impédance de sa puce selon deux états, modifiant le coefficient de réflexion, et par conséquent, la capacité du tag à réfléchir plus ou moins l'onde émise. Les deux états d'impédance permettent ainsi de moduler l'onde renvoyée (réfléchi). Le lecteur reçoit le signal modulé et le décode pour obtenir l'information retournée par le tag (dont son identifiant). Dans le cas où plusieurs tags sont présents dans le voisinage du tag d'intérêt, un protocole de communication standardisé permet de gérer les échanges entre lecteur et tags, et ce protocole peut s'appuyer sur un système d'anticollision. Dans la spécification *EPC Gen 2*, la fréquence du signal modulant au niveau du tag est comprise entre 40 *kHz* et 640 *kHz* pour une fréquence de la porteuse comprise entre 860 *MHz* et 960 *MHz*.

### 2.2.2 Critères de performances dans une communication RFID UHF passive

#### 2.2.2.1 Transferts d'énergie et d'information entre le lecteur et le tag

Les performances d'une communication RFID dépendent, de façon complémentaire, de plusieurs caractéristiques du lecteur et du tag.

Le lecteur émet une onde sinusoïdale radiofréquence qui a pour objectif, d'une part, d'alimenter le tag, et d'autre part, d'opérer l'échange d'informations (en mode émetteur, l'onde émise est alors modulée). Le maximum du niveau de puissance émis par le lecteur est réglementé. Il peut être défini à partir de la Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) qui correspond au produit de la puissance appliquée ou transmise à l'antenne ( $P_t$ ) par le gain de l'antenne ( $G_t$ ). En Europe, le niveau maximum de la PIRE est imposé par l'institut européen des standards de télécommunications (en anglais, European Telecommunication Standards Institute, ETSI) et est égal à 3,2 W (pour la bande de fréquence d'origine) ; aux Etats-Unis, il est imposé par la commission fédérale des communications (en anglais, Federal Communication Commission, FCC) et vaut 4 W.

Ainsi, pour activer la puce du tag, le lecteur RFID doit transmettre une puissance suffisante (dans la limite autorisée) pour atteindre la puissance minimum d'activation du tag ( $P_{th}$ ), appelée la sensibilité du tag, de l'ordre de -25 dBm pour les plus faibles. Une fois la communication établie, le lecteur (en mode récepteur) doit être en mesure de détecter l'information retournée par le tag, c'est-à-dire de la démoduler. Il faut donc qu'il soit capable de détecter le signal rétrodiffusé en tant que tel, mais aussi de distinguer les deux niveaux correspondant à la modulation. La sensibilité (ici de réception) d'un lecteur RFID est de l'ordre de -100 dBm pour les plus performants.

D'un point de vue rayonnement électromagnétique, la polarisation des antennes est aussi un élément fondamental en radio. Le facteur de pertes liées à la polarisation ( $\chi$ ), qui se définit par le produit scalaire des vecteurs unitaires des longueurs effectives respectifs de l'antenne d'émission et l'antenne de réception, est compris entre 0 et 1. En RFID, le lecteur présente généralement une antenne polarisée circulairement de sorte à ne pas privilégier une direction particulière, et les tags sont généralement dotés d'une « simple » antenne de type dipôle (de gain  $G_t$ ), donc polarisée linéairement. Une perte en termes de polarisation de 3 dB est donc constatée.

#### 2.2.2.2 Transfert de puissance entre l'antenne et la puce du tag RFID

Le transfert de puissance entre l'antenne et la puce du tag RFID est optimal (c'est-à-dire que 50% de la puissance est effectivement transmise) si la condition, bien connue dans le domaine radiofréquence, d'adaptation d'impédance est vérifiée : l'impédance de l'antenne ( $Z_{ant}$ ) doit donc être égale au complexe conjugué de l'impédance de la puce ( $Z_{chip}$ ) dans la bande de fréquences d'intérêt, soit :  $Z_{ant} = Z_{chip}^*$  avec  $Z_{chip} = R_{chip} + jX_{chip}$  et  $Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$ , et donc  $R_{chip} = R_{ant}$  et  $X_{chip} = -X_{ant}$ .

Il est à noter qu'en RFID, la traditionnelle adaptation 50  $\Omega$  n'a donc pas vraiment de sens pour concevoir un tag. En général, l'impédance de la puce est imposée (et disponible dans les données constructeur) et est utilisée pour concevoir l'antenne ou le réseau d'adaptation, de sorte à réaliser l'adaptation d'impédance.

Le coefficient de transmission  $\tau$  dont la valeur est comprise entre 0 et 1, caractérise cette adaptation d'impédance [3]. Son expression est donnée par la relation suivante :

$$\tau = \frac{4R_{chip}R_{ant}}{|Z_{chip} + Z_{ant}|^2} \quad (1)$$

### 2.2.2.3 Distance maximale de lecture du tag

La distance maximale de lecture, comme son nom l'indique, est la distance maximale à laquelle un tag peut être lu par un lecteur RFID, c'est-à-dire reçoit suffisamment d'énergie pour s'activer et devenir opérationnel (plusieurs cas possibles selon les ordres envoyés par le lecteur en écriture et lecture qui correspondent à une sensibilité donnée fournie par le constructeur).

L'équation de Friis (dite équation des télécommunications), modifiée pour tenir compte de la transmission entre antenne et puce côté tag, permet de calculer la puissance reçue par la puce ( $P_r$ ) qui doit être supérieure ou égale à la sensibilité du tag ( $P_{th}$ ) [4], soit :

$$P_r = P_t G_t L_{los} \chi G_r \tau \geq P_{th} \quad (2)$$

$L_{los}$  représente les pertes de propagation avec  $L_{los} = (\lambda/4\pi R)^2$ ,  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $R$  est la distance lecteur-tag.

Par conséquent, la distance de lecture maximale s'exprime comme ci-dessous :

$$R = \left(\lambda/4\pi\right) \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \chi \tau}{P_{th}}} \quad (3)$$

La distance de lecture est un paramètre très utilisé en pratique qu'il faut savoir nuancer car elle dépend de la sensibilité du tag  $P_{th}$  qui varie selon les opérations à réaliser par le tag comme évoqué ci-dessus. Par exemple, pour l'une des puces de dernière génération, la puce Monza 7 : la puissance d'activation est de  $-24 \text{ dBm}$  pour la lecture et de  $-21 \text{ dBm}$  pour l'écriture dans la mémoire interne du tag [5]. Dans l'hypothèse d'une propagation en espace libre, une fréquence de fonctionnement de  $868 \text{ MHz}$ , une puissance transmise PIRE de  $3,2 \text{ W}$  (puissance maximale du standard ETSI), en considérant un tag dipôle de gain égal à  $2 \text{ dBi}$  dans le cas d'une adaptation d'impédance parfaite, les distances maximales de lecture et d'écriture sont de  $31,5 \text{ m}$  et  $22,4 \text{ m}$  respectivement.

### 2.2.2.4 La surface équivalente radar différentielle du tag

La surface équivalente radar (en anglais, Radar Cross Section, RCS) est une caractéristique fondamentale dans le domaine du radar car elle indique l'importance relative de la surface de réflexion de l'onde incidente. En RFID passive, où le tag utilise la rétro-modulation, c'est donc aussi un paramètre fondamental, qui traduit la capacité du tag à « réémettre », c'est-à-dire réfléchir, plus ou moins l'onde émise par le lecteur. Afin de traduire la présence des deux niveaux de modulation (Figure 4), dans le domaine de la RFID, on préfère utiliser la surface équivalente radar différentielle ( $\Delta\sigma$ ) qui est défini comme [6] :

$$\Delta\sigma = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r^2 K \quad (4)$$

Le paramètre  $K$  représente les « pertes » de la modulation qui dépendent des paramètres de la puce et de l'antenne du tag et peut être exprimé par :

$$K = \alpha |\rho_1^2 - \rho_2^2|^2 \quad (5)$$

Le coefficient  $\alpha$  dépend des propriétés de la modulation (type de codage utilisé par exemple) et les coefficients  $\rho_1$  et  $\rho_2$  sont les coefficients de réflexion entre l'impédance de l'antenne  $Z_{ant}$  et les impédances de la puce  $Z_{chip1}$  et  $Z_{chip2}$  des deux états de modulation :

$$\begin{cases} \rho_1 = \frac{Z_{chip1} - Z_{ant}^*}{Z_{chip1} + Z_{ant}} \\ \rho_2 = \frac{Z_{chip2} - Z_{ant}^*}{Z_{chip2} + Z_{ant}} \end{cases} \quad (6)$$

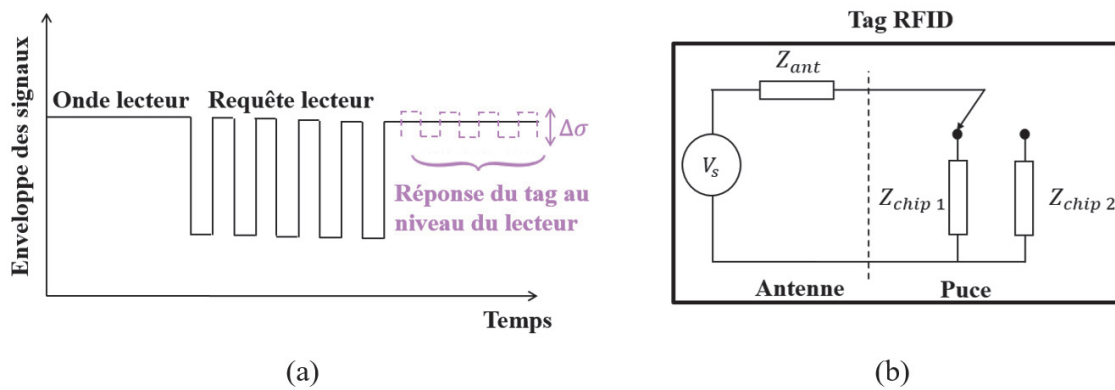


Figure 4. Illustration de la modulation de charge dans une communication RFID : (a) enveloppe des signaux émis et reçus par le lecteur ; (b) modulation de l'impédance de la puce entre deux états

### 3 Tags RFID en contexte wearable

Après avoir présenté les principes fondamentaux d'une communication RFID, dans cette partie, on se propose de souligner plus particulièrement les tags RFID aujourd'hui rencontrés dans le contexte wearable, en mettant l'accent notamment sur les matériaux utilisés ainsi que sur les techniques de fabrication. Cette partie sera complétée avec la présentation des critères de performance additionnels à considérer dans ce contexte.

En remarque préliminaire, il est à noter qu'en contexte wearable, si on prend pour hypothèse que les lecteurs utilisés sont les lecteurs classiques, c'est évidemment le tag qui est affecté directement et lui seul, d'où le focus présenté ici.

#### 3.1 Matériaux et techniques de fabrication des tags RFID dédiés au wearable

Les antennes RFID dédiées au wearable sont fabriquées par des méthodes qui sont similaires à celles utilisées pour la fabrication des antennes wearable en général, mais aussi pour d'autres bandes de fréquences. On peut noter en effet que certaines bandes de fréquence ont été plus spécialement exploitées ou explorées dans ce contexte, notamment la bande Industrielle

Médical et Scientifique (ISM) à 2,45 GHz [7], et plus récemment, pour la 5G en exploitant des bandes de fréquences supérieures à 20 GHz [8].

### 3.1.1 Matériaux utilisés pour les antennes wearable

Une antenne se compose généralement de deux composantes principales : le substrat qui représente son support et le matériau conducteur qui va permettre la circulation du courant et l'établissement d'un champ électromagnétique en émission (et inversement en réception).

#### 3.1.1.1 Les substrats

D'une façon générale, en fonction de l'application, tout matériau diélectrique est susceptible d'être utilisé comme substrat, c'est-à-dire support matériel de l'antenne. En contexte wearable, on les rencontre sous forme textile ou non textile. La permittivité relative (ou constante diélectrique) caractérise leur comportement en termes électrique et de propagation électromagnétique. Elle varie en fonction de l'homogénéité du matériau mais aussi de la fréquence, de la température, de l'humidité, etc. Généralement, les matériaux textiles présentent une faible constante diélectrique, et de plus, le contact du textile avec un grand volume d'air la rapproche de la permittivité du vide (unitaire). Une faible constante diélectrique réduit les pertes d'onde de surface et permet ainsi d'améliorer l'efficacité de rayonnement de l'antenne réalisée sur ce substrat [9]. Les constantes diélectriques, notées  $\epsilon_r$ , de quelques matériaux souvent rencontrés dans la littérature sont rassemblées dans le Tableau 1.

	Matériau diélectrique	Constante diélectrique $\epsilon_r$	$\tan \delta$
Textile	Coton	1,60	0,04
	Polyester	1,90	0,0045
	Lycra (élasthanne)	1,50	0,0093
	Denim	1,65	0,05
	Feutre	1,22	0,016
	Soie	1,75	0,0012
	Polaire	1,17	0,0035
Non textile	PDMS	3,20	0,01
	Kapton Polyimide	3,40	0,002
	Polyamide	3,6	0,025

Tableau 1. Matériaux diélectriques utilisés pour les substrats dans les antennes RFID dédiées au wearable [9] [10] [11] [12] [13]

#### 3.1.1.2 Les conducteurs

Les conducteurs utilisés dans la fabrication des antennes wearable sont classiquement les matériaux métalliques, auxquels s'ajoutent les fils textiles conducteurs, les tissus conducteurs tissés et les tissus conducteurs non tissés. Ces différents matériaux se distinguent par leur résistance électrique et leur propriétés mécaniques.

### a) Matériaux métalliques

Pour former les parties conductrices de l'antenne, les feuilles de cuivre adhésives et les rubans métalliques sont largement utilisés (Figure 5). Ils sont disponibles dans le commerce et permettent de réaliser un prototype rapide de l'antenne. Malgré la disponibilité et la simplicité d'utilisation des feuilles de cuivre, elles sont sujettes à l'oxydation qui affecte les performances de l'antenne. De plus, leur utilisation reste limitée aux cas où la flexibilité du dispositif n'est pas exigée ou pour une intégration dans des accessoires non lavables et non repassables.



Figure 5. Ruban adhésif en cuivre [14]

### b) Fils textiles conducteurs

Les fils textiles conducteurs sont de plus en plus utilisés notamment pour réaliser des antennes par broderie, méthode de fabrication que nous verrons dans la prochaine section. Deux types existent sur le marché : mono-filament et multi-filaments [15]. Le mono-filament est constitué d'une fibre textile conductrice unique (plaqué argent par exemple) (Figure 6.a). Le multi-filaments combine plusieurs fibres conductrices et non conductrices afin d'améliorer la robustesse du fil. Dans d'autres cas, les fibres conductrices sont enroulées autour d'un noyau non conducteur flexible dans le but d'obtenir un fil textile conducteur extensible (Figure 6.b). Ces fils textiles conducteurs ont généralement une conductivité plus faible que celle du cuivre à cause de leur résistance linéique élevée (comprise entre  $1 \Omega/m$  et  $1000 \Omega/m$ ) [7].



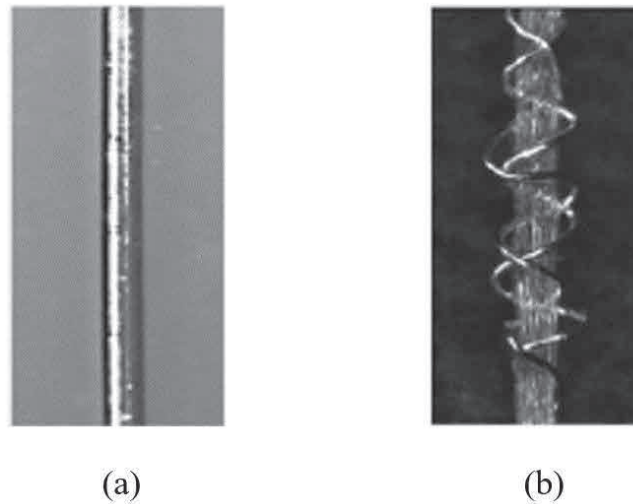


Figure 6. Fils textiles conducteurs : (a) mono-filament ; (b) multi-filaments [15]

### c) Les tissus conducteurs tissés

Les tissus conducteurs ou « *E-textiles* » ont été initialement largement utilisés pour la protection contre les interférences électromagnétiques [16]. Avec l'apparition du concept de wearable, ils ont trouvé d'autres applications, comme par exemple en tant que matériaux conducteurs pour la réalisation d'antennes. Les tissus conducteurs sont réalisés par la métallisation des fibres textiles. Ce procédé est réalisé selon deux techniques : (i) le matériau conducteur est appliqué sur la surface du non conducteur après tissage ; (ii) les fibres sont incorporées par broderie ou inter-tissage dans la structure (Figure 7.a). Contrairement aux fils textiles conducteurs dont la conductivité est caractérisée par leur résistance linéique, la conductivité des tissus conducteurs tissés est caractérisée par la résistance surfacique donnée en  $\Omega/m^2$ . Le tissu conducteur réalisé par la technique (i) possède souvent une surface conductrice non homogène due à la présence d'endroits non métallisés sur le tissu ; ceci crée une distribution du courant non homogène sur la surface augmentant la résistance surfacique du tissu supérieure à  $5 \Omega/m^2$  et réduisant ainsi l'efficacité de rayonnement de l'antenne constituée par ce tissu. Les tissus textiles conducteurs réalisés par la seconde méthode (ii) permettent de remédier aux inconvénients de la méthode (i) ; en effet, leur résistance surfacique est inférieure à  $1 \Omega/m^2$  et est plus homogène. Malgré leur grande utilité dans la réalisation d'antennes wearable, les performances des *E-textiles* restent limitées et leur conception et leur fabrication délicates : les fibres ont un diamètre de l'ordre de  $200 \mu m$ , et la simulation de ce type de structures est complexe car la structure présente des milliers de fibres tissées. Les tissus conducteurs tissés sont aussi sensibles à des facteurs externes comme l'effilochage. Ces tissus sont utilisés pour former des antennes en utilisant des techniques de coupe manuelle ou par laser. Leur assemblage avec un substrat peut aussi être fait à l'aide d'adhésifs ou par couture.

### d) Les tissus conducteurs non tissés

Les tissus conducteurs non tissés (en anglais, Non-Woven Conductive Fabrics, *NWCFs*) sont faits à partir des mêmes fibres conductrices utilisées pour le *E-textile*. Mais contrairement au

*E-textile* résultant d'un tissage, les *NWCFs* des tissus sont faits à partir de fibres conductrices longues, liées par des procédés chimiques, mécaniques ou thermiques (Figure 7.b). Différents types de *NWCFs* existent incluant des solutions à support adhésif (au dos du tissu). Ces tissus ne subissent pas d'effilochage contrairement aux *E-textiles*. Une antenne peut être formée à partir de ce type de tissus et assemblée avec un substrat en utilisant les mêmes techniques utilisées dans les conducteurs tissés.



Figure 7. Exemples de tissus conducteurs commerciaux : (a) tissu conducteur tissé ; (b) tissu conducteur non tissé [17]

### 3.1.2 Techniques de fabrication des antennes en contexte wearable

La fabrication d'un tag RFID wearable consiste à assembler le substrat et le conducteur (l'antenne), et également la puce. Les techniques utilisées sont : le collage adhésif, la broderie, l'impression par sérigraphie, l'impression par jet d'encre. Des techniques complémentaires permettant de former la topologie de l'antenne peuvent aussi être utilisées, comme par exemple le dimensionnement par laser.

#### 3.1.2.1 Collage adhésif

Le collage adhésif est une technique rapide et simple pour un prototypage d'une antenne wearable. Ce procédé permet d'interconnecter les différents sous-éléments d'une antenne : substrat, connecteurs, vias, câbles. Deux types d'interconnexions sont indispensables dans la fabrication des antennes textiles : la fixation des éléments conducteurs au substrat ; le contact galvanique entre l'élément rayonnant et le connecteur à haute fréquence. Il existe des tissus conducteurs adhésifs mais aussi thermoactifs (par exemple, par repassage).

#### 3.1.2.2 La broderie

Méthode populaire dans l'industrie textile, la broderie consiste à implémenter directement des fils textiles conducteurs sur des substrats spécifiques. Des fibres textiles peuvent être orientées dans toutes les directions sur un substrat pour créer la géométrie d'antenne désirée avec la possibilité d'utiliser différents matériaux (Figure 8.a). Cette technique peut être appliquée à la main mais l'utilisation d'une machine à broderie assistée par ordinateur permet d'avoir plus de précision et un gain de temps. Parmi les machines de broderie trouvées dans la littérature, on peut citer la machine *Husqvarna viking* (Figure 8.b). Des centaines de fibres textiles peuvent être groupées pour former une surface métallique en textile pouvant avoir comme rôle d'éléments rayonnants, de plan de masse, ou des lignes de transmission, etc. Il est important de noter que les performances de l'antenne résultante peuvent être impactées par différents

paramètres du procédé comme par exemple la direction des points de coutures et leur espacement. L'avantage des antennes brodées réside dans le fait que la partie conductrice ainsi que la partie non conductrice (substrat) de l'antenne constitue un même bloc sans nécessiter un adhésif ou une colle.



Figure 8. Illustration de la technique de broderie : (a) technique de broderie : fil principal conducteur et fil boucleur isolant (principe du tissu chaîne et trame) [18] ; (b) machine à broder Husqvarna Viking [19]

### 3.1.2.3 Impression par sérigraphie

Une alternative à la broderie pour fabriquer des antennes wearable est la sérigraphie en utilisant une encre conductrice sur un substrat textile (Figure 9). L'encre est pressée par une racle à travers un écran de sérigraphie en utilisant la technique du pochoir. Cette technique permet d'imprimer directement une topologie d'antenne sur un substrat textile réduisant ainsi le temps de fabrication et les contraintes d'assemblage. Cependant, cette méthode présente de forts inconvénients : (i) la résistance de l'encre conductrice est plus élevée que celle des matériaux métalliques ; (ii) la résolution dépend de la rugosité du substrat en considérant la surface non uniforme du textile.

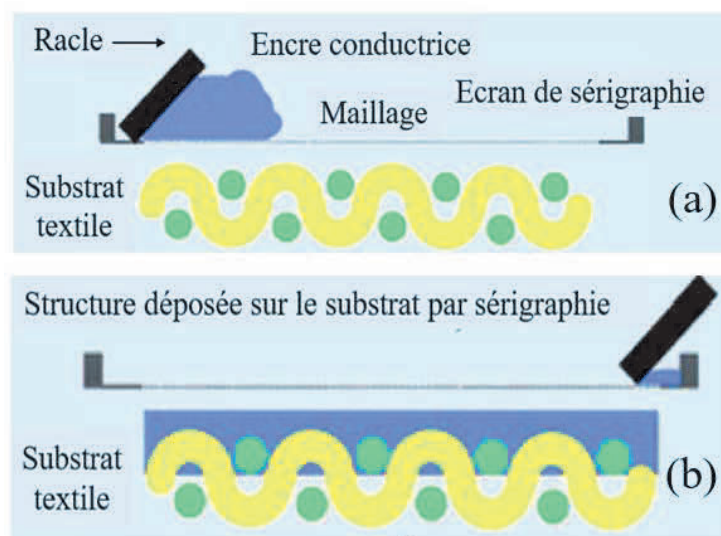


Figure 9. Technique d'impression par sérigraphie sur un substrat textile : (a) dépôt de l'encre sérigraphique sur le substrat textile à travers un écran de sérigraphie à l'aide d'un pochoir ; (b) structure sérigraphiée sur le substrat textile [20]

### 3.1.2.4 L'impression par jet d'encre

L'impression par jet d'encre est la méthode utilisée pour l'impression des antennes sur des substrats flexibles. Elle permet de produire une structure d'une haute précision avec des gouttelettes d'encre de seulement quelques picolitres. Le motif est directement transmis au substrat à l'endroit requis sans le besoin d'un masque ou d'un écran, et par conséquent sans pertes d'encre.

### 3.1.2.5 Dimensionnement avancé en utilisant le laser de gravure et de découpage

Certaines antennes peuvent nécessiter une grande précision lors du dimensionnement par exemple dans le cas où elles ont une géométrie complexe mais aussi lorsqu'elles opèrent à très hautes fréquences. En effet, les antennes fonctionnant à des fréquences hautes possèdent de faibles dimensions, par conséquent l'impact de la précision requise sur son fonctionnement est plus important. Dans ce cas, des équipements plus avancés sont nécessaires pour assurer une meilleure précision que celle obtenue par un découpage manuel. Un exemple de laser de découpage utilisé pour former la topologie de l'antenne est le suivant : Laser *Epilog Zing 24* (Figure 10).



Figure 10. Laser Epilog Zing 24 [21]

## 3.2 Spécificités des tags RFID wearable

Dans le contexte de la RFID wearable, il est nécessaire (parfois impératif selon l'usage) de prendre en compte, dans la conception du tag, des paramètres spécifiques à l'application visée :

- La robustesse aux déformations ;
- L'impact de la proximité du corps humain ;
- La résistance au lavage (comme pour un vêtement) ;
- Les contraintes réglementaires d'exposition du corps humain aux champs électromagnétiques ;
- L'impact de l'environnement.

### 3.2.1 Robustesse aux déformations

Lorsqu'une antenne est soumise à des déformations ou des contraintes mécaniques telles que l'élongation, la courbure ou la compression, ses performances sont généralement modifiées. Il est possible et même conseillé d'étudier ces phénomènes par simulation ou expérimentalement

afin de s'assurer de la robustesse des performances de l'antenne et d'anticiper les limitations rencontrées. L'étude réalisée dans [22] montre que la courbure d'une antenne fabriquée par broderie (Figure 11) crée une variation de sa longueur électrique qui se traduit par un décalage de la fréquence de résonance (inversement proportionnelle à la longueur) ainsi qu'une désadaptation d'impédance entre l'antenne et la puce. Par conséquent, la puissance d'activation du tag augmente et ceci provoque une diminution de sa distance de lecture.

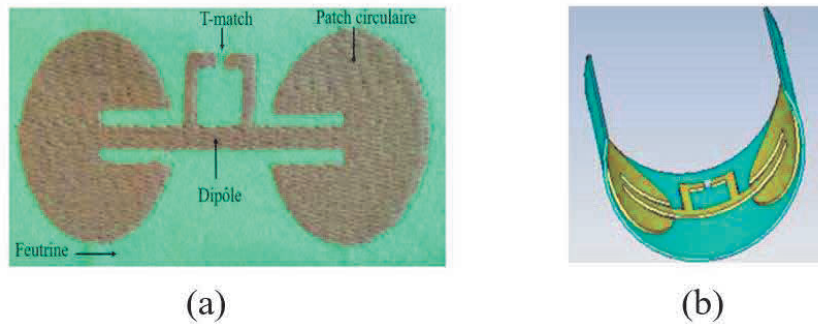


Figure 11. (a) Antenne RFID dipôle avec patchs circulaire et adaptation T-match fabriquée par broderie ; (b) courbure concave à laquelle peut être soumise de l'antenne [22]

Cette constatation est complétée par [23] qui relie la puissance d'activation du tag sujet à la déformation, à la résistance du fil conducteur qui compose l'élément rayonnant de l'antenne fabriquée par broderie (Figure 12). Pour le même rayon de courbure, lorsque la résistance linéique du fil est faible ( $100 \Omega/m$ ) sa puissance d'activation est plus faible que celle d'un autre fil dont la résistance linéique est élevée ( $300 \Omega/m$ ).

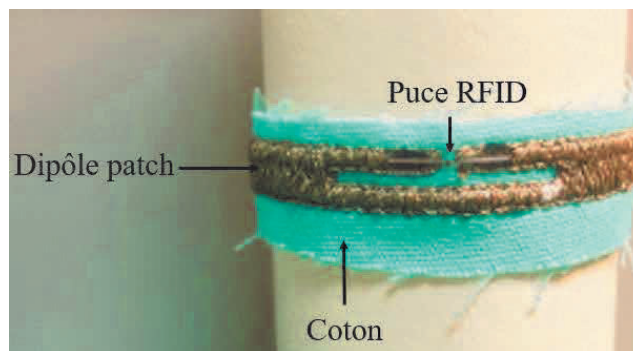


Figure 12. Antenne dipôle patch RFID à fente fabriquée par broderie [23]

### 3.2.2 Impact de la proximité du corps humain

L'impact de la proximité du corps humain est un facteur important à prendre en compte car les performances de l'antenne peuvent en dépendre fortement. Pour évaluer cet impact, des simulations peuvent être réalisées en modélisant le corps humain par différentes couches de matières ayant des propriétés diélectriques de la peau, de la graisse et du muscle [24]. Certains logiciels de simulation électromagnétique ont aussi développé des modèles type « fantôme » humain. Pour une évaluation expérimentale, l'antenne peut aussi être associée à un « fantôme » humain et il est aussi possible évidemment de caractériser l'antenne sur le corps d'une personne

volontaire. L'étude réalisée dans [25] permet de comparer l'impact de la proximité du corps humain de deux types d'antennes réalisées sur un substrat en *Ethylène-Propylène-Diène-Monomère (EPDM)*. La première antenne est fabriquée par broderie (Figure 13.a) et la seconde par un tissu conducteur en cuivre (Figure 13.b).

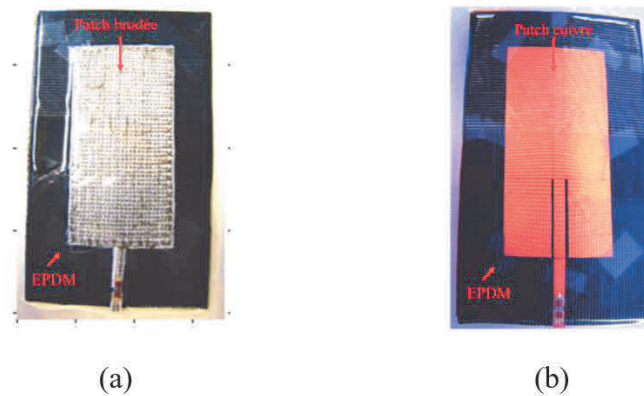


Figure 13. (a) Antenne RFID dipôle patch fabriquée par broderie (b) antenne RFID patch en tissu de cuivre conducteur associé au substrat par collage [25]

En espace libre, l'antenne en cuivre présente de meilleures performances en termes de distance de lecture comparée à l'antenne réalisée par broderie. Cependant, lorsque les deux antennes sont proches du corps humain, la distance de lecture de l'antenne en cuivre est plus altérée que celle fabriquée par broderie. Cette étude nous permet de conclure que l'isolation de l'antenne du corps humain dépend du matériau conducteur à partir duquel elle est fabriquée.

### 3.2.3 Lavabilité

Si l'antenne est associée à un vêtement, elle subira les mêmes contraintes que celui-ci et notamment celles liées au lavage. Il est primordial que l'antenne maintienne ses performances après avoir été lavée. Il est difficile d'imaginer des simulations dans ce sens, et donc pour ce type d'études, le vêtement intégrant le tag est soumis à plusieurs cycles de lavage en conditions réelles. Les performances de l'antenne sont ensuite comparées à ses performances initiales. Dans [26], l'impact de dix cycles de lavages a été évalué en termes de distance de lecture pour un tag en tissu textile conducteur (Figure 14). Il a été observé que le lavage altère la distance de lecture du tag qui passe de 5 m à 2,8 m. Pour réduire l'effet du lavage sur l'antenne il est suggéré d'enduire le tag par un matériau de protection à condition que son absorption par le textile ne modifie pas sa conductivité.

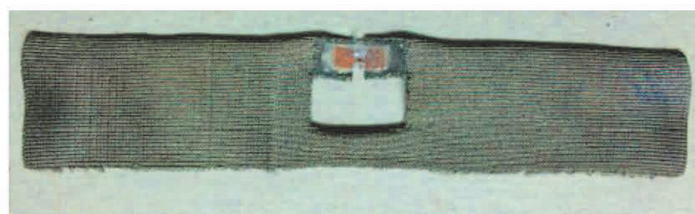


Figure 14. Antenne RFID constituée par coupe d'un tissu en textile conducteur [26]

### 3.2.4 Réglementation de l'exposition du corps humain aux champs électromagnétiques

Dans le contexte wearable, l'antenne est souvent amenée à fonctionner très proche du corps humain. Il est donc important de s'assurer que le taux d'absorption d'ondes électromagnétiques par le corps humain reste acceptable et n'affecte pas la santé. Par conséquent, il est important de respecter les limites imposées par la réglementation en termes de débit d'absorption spécifique (en anglais, Specific Absorption Rate, SAR) [27]. Pour des champs électromagnétiques ayant une fréquence dans la bande RFID UHF, cette limite est fixée à 0,4 W/kg dans un environnement restreint (tels que les environnements professionnels) et à 0,08 W/kg dans un environnement public, pour l'exposition de tout le corps.

### 3.2.5 Evaluation des performances sous différentes conditions environnementales

Les propriétés de l'environnement qui entoure le tag RFID doivent être aussi considérées : la présence de métaux ou de liquides va altérer classiquement les performances. La vigilance doit être encore renforcée dans certains cas pratiques. Par exemple, les tags RFID UHF sont de plus en plus répandus dans le domaine médical et il est devenu très courant de les retrouver sur les blouses du personnel médical ou sur les patients. Dans le second cas, si le patient doit subir un examen comme une Imagerie à Résonance Magnétique (IRM), où des champs magnétiques puissants (de l'ordre de 3 Teslas) sont en jeu, la présence d'un tag (élément métallique) peut affecter les résultats de l'IRM notamment par l'apparition d'artéfacts d'imagerie [28].

Le Tableau 2 qui suit donne un aperçu rapide des exemples cités. Les tags sont catégorisés en fonction des paramètres suivants : topologie, matériau conducteur utilisé pour l'antenne, substrat, type de puce utilisée et méthode utilisée pour l'associer au tag, fréquence de fonctionnement, dimensions et enfin contribution(s) principale(s) de la publication référencée.

## 3.3 Eléments de conclusion

Nous avons présenté les travaux rencontrés dans la littérature concernant les tags RFID réalisés pour un contexte wearable. Même si non détaillé ici, où l'objectif a plutôt été de souligner les aspects pratiques (matériaux utilisés et techniques de fabrication), il est à noter que les tags wearable présentent fréquemment des topologies similaires à celles des tags traditionnels : dipôle patch, dipôle méandre, dipôle droit avec adaptation par circuit « T-match ». Dans ces différents travaux, les auteurs se sont intéressés à répondre aux problématiques de types contraintes telles que la déformation et le lavage qu'un tag RFID peut rencontrer s'il est associé à un vêtement ou un accessoire.

Un autre aspect important à souligner, qui est directement lié aux méthodes de fabrication des tags RFID wearable, est l'intégration du tag dans l'objet lui-même et cela dès la phase de fabrication, en utilisant par exemple la broderie. Dans ce cas, le tag n'est plus associé dans un second temps à l'objet (par collage ou autres solutions) mais son intégration rentre dans le procédé de fabrication de l'objet. Comme nous le verrons, cet aspect devient d'autant plus vrai lorsque le tag RFID wearable prend l'apparence d'un fil textile. Outre une contrainte supplémentaire lors de la fabrication de l'objet, cela offre plusieurs avantages : le tag ne sera que difficilement détaché de son objet, l'objet pourra être suivi (identifié) très tôt dès sa phase de fabrication jusqu'à son recyclage ou sa destruction, et une telle approche facilite par exemple des applications liées à l'authentification.

Topologie	Réf	Matériau conducteur	Substrat	Puce RFID	Méthode de fabrication	Fréquence	Dimensions	Contribution
Dipôle avec patch circulaire	[22]	- Fil textile nylon plaqué argent	Feutrine	MURATA (LXMS31ACNA)	Broderie	915 MHz	120 mm × 50 mm	Effet de la courbure sur les performances
Patch à fente	[23]	- Fil textile conducteur en argent - Résistance linéique : 300 $\Omega/m$ et 100 $\Omega/m$	Coton	N/A	- Broderie - Adhésif conducteur pour le collage de la puce	915 MHz	120 mm × 6.6 mm	Effet de la courbure et la résistance linéique du fil conducteur utilisé
Patch	[25]	- Fil textile conducteur en cuivre - Tissu en cuivre uniforme commercial	Mousse EPDM	NXP SL3S1203_1212	Broderie	866 MHz	150 mm × 90 mm	Impact de la proximité du corps humain
Dipôle T-match	[26]	- Tissu textile conducteur flexible plaqué argent	Pas de substrat	NXP SL3S1203_1212	Colle époxy conductrice pour la puce	940 MHz	100 mm × 20 mm	Effet du lavage sur les performances

Tableau 2. Exemples de tags RFID dédiés au wearable



## 4 Le fil textile RFID UHF et la technologie E-Thread®

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'un partenariat avec l'entreprise grenobloise Primo1D qui commercialise un fil textile RFID UHF. Primo1D a développé cette solution, unique au monde, qui réinvente le facteur de forme d'un tag RFID UHF en utilisant une « simple » antenne dipôle connectée à la puce. Grâce à sa technique E-Thread, basée sur une technologie brevetée de micro-packaging électronique (E-Thread), méthode d'assemblage spécifique et automatisée, un processus industriel de fabrication de fil textile RFID a été développé. Cette solution est donc « naturellement » embarquable dans tout produit textile (comme les vêtements) ou tout objet capable d'embarquer un fil, et elle présente les avantages d'être « invisible », difficilement séparable et durable.

Après avoir présenté plus en détail le concept du fil textile RFID UHF E-Thread et notamment son principe d'assemblage, nous précisons les objectifs visés dans cette thèse.

### 4.1 Fabrication du fil textile RFID E-Thread

L'assemblage du fil textile RFID E-Thread repose sur les éléments présentés en détail dans [29] et résumés ci-après.

Le packaging de la puce RFID UHF est adapté au processus de fabrication avec notamment l'intégration de rainures sur les côtés qui permettent de connecter la puce à deux conducteurs métalliques qui constituent les deux brins d'une antenne dipôle. La figure 15 illustre le packaging E-Thread dans le cas de puces RFID Monza 4 [30] et Monza 6 [31], avant (Figure 15.a) et après (Figure 15.b) l'insertion des conducteurs métalliques. La puce est ensuite encapsulée par une colle isolante époxy afin d'éviter les courts-circuits entre les deux conducteurs en parallèle mais aussi de protéger la puce de l'environnement qui l'entoure. L'automatisation du procédé permet de fabriquer une série de tags cascades les uns après les autres, pour tendre vers des produits fiables et répétitifs.

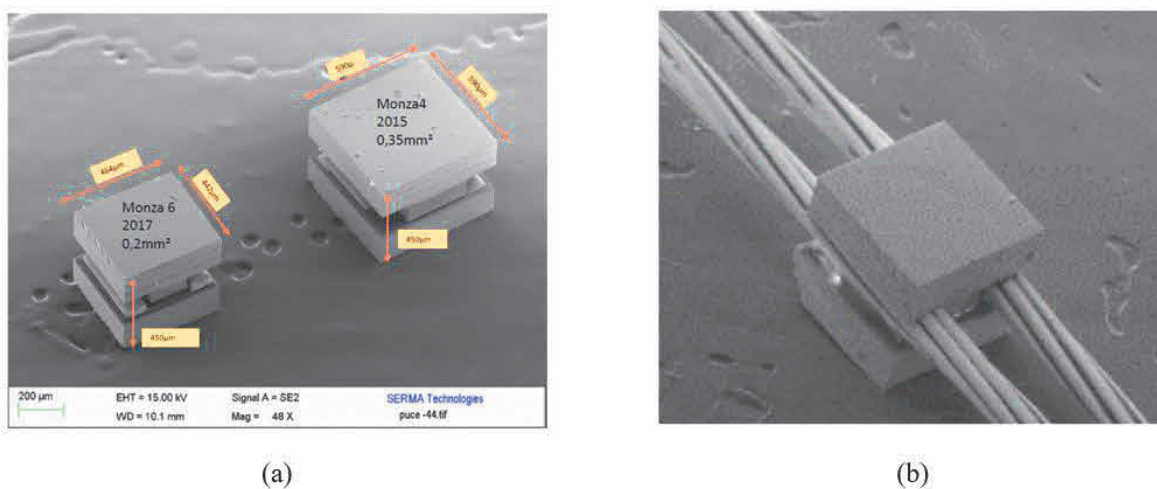


Figure 15.(a) Puces Monza 4 et Monza 6 miniaturisées par la technique E-Thread (b) puce RFID avec conducteurs métalliques insérés dans les rainures

Ce procédé de fabrication permet une manipulation en masse afin de réaliser les étapes de finissage : plastification, intégration du textile. Pour un fini textile, le fil conducteur embarquant les puces RFID est transformé en un fil textile en utilisant un procédé de guipage consistant en l'assemblage du fil conducteur en âme avec un ou plusieurs fils textiles enroulés, appelé l'enrobant, (Figure 16).

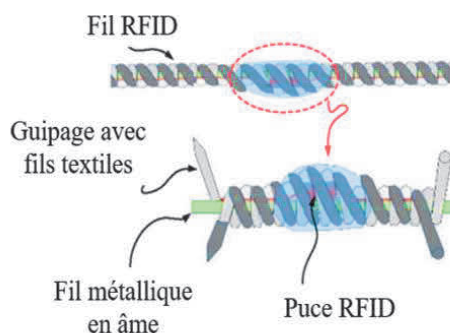


Figure 16. Guipage textile du tag RFID E-Thread [32]

Le produit final est enroulé formant une bobine de fil textile (Figure 17). Les points noirs apparents sur la photo sont les puces qui sont visibles. Il est à noter que le diamètre final du tag est lié et même limité par les dimensions de la puce. Pour fonctionner, chaque tag doit être ensuite isolé de la bobine simplement par processus de découpage (dit singularisation par la suite), à la longueur appropriée pour fonctionner à la fréquence visée (ici gamme UHF).



Figure 17. Bobine de fils RFID E-Thread

## 4.2 Focus sur les antennes du fil RFID E-Thread

La technique de fabrication présentée permet de réaliser deux types d'antennes. La première version du fil RFID E-Thread se basait seulement sur un dipôle demi-onde (Figure 18.a) ; comme illustré, il suffisait de découper de chaque côté de la puce l'un des deux brins conducteurs pour obtenir l'antenne. Sa seconde version [32] a intégré une adaptation



L'objectif est de proposer une nouvelle topologie d'antenne qui permet d'offrir une certaine élasticité au fil ; les contraintes étaient évidemment de maintenir le facteur de forme filaire, ainsi que des performances en termes de distance de lecture comparables à la solution actuelle, tout en respectant le plus possible l'ensemble des contraintes liées à la fabrication.

- **Ajout d'une nouvelle fonction : capture d'information**

L'objectif est de rajouter à la solution actuelle, qui permet classiquement l'identification, la fonctionnalité de capteur (capteur d'humidité et capteur de température ont été envisagés), plutôt que d'associer au fil un capteur dédié, nécessitant une alimentation propre, ne respectant pas forcément le facteur de forme, imposant un processus de fabrication spécifique, etc. Le but était d'imaginer une solution la plus simple possible, conservant le caractère passif du tag, en exploitant les caractéristiques de la RFID en termes d'accord (ou d'adaptation) entre puce et antenne.

- **Conception d'un fil textile répondant au standard NFC**

Si la solution actuelle est fonctionnelle, elle nécessite l'usage d'un lecteur RFID. Son usage reste donc réservé aux professionnels disposant du matériel adéquat et par voie de conséquence ses applications restent également limitées. Disposer d'une solution NFC (Near Field Communication) permettrait d'envisager des applications « tout public », le smartphone jouant alors le rôle de lecteur.

L'objectif est d'étudier la faisabilité d'une telle solution sachant qu'en NFC, le lien lecteur-tag fait intervenir un couplage magnétique (et non plus électromagnétique) nécessitant des antennes de type boucle, remettant totalement en cause le facteur de forme filaire requis pour constituer un fil textile NFC.

## Références

- [1] Smart wearables reflection and orientation paper. [Online]. Available: <https://digital-strategy.ec.europa.eu/en/news/feedback-stakeholders-smart-wearables-reflection-and-orientation-paper>
- [2] T. Fernández-Caramés, P. Fraga-Lamas, “Towards the internet-of-smart-clothing: a review on IoT wearables and garments for creating intelligent connected E-Textiles,” *Electronics*, vol. 7, no. 12, 2018.
- [3] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, S. F. Lam, “Impedance matching concepts in RFID transponder design,” 4th IEEE Workshop on Automatic Identification Advanced Technologies (AutoID'05), USA, October 17-18, 2005.
- [4] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, “Performance limitations of passive UHF RFID systems,” *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, USA, July 9-14, 2006.
- [5] Impinj. M700 series RAIN RFID tag chips extend IoT. [Online]. Available: <https://www.impinj.com/products/tag-chips/impinj-m700-series>
- [6] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, “Antennas and propagation in UHF RFID systems,” *IEEE International Conference on RFID*, USA, April 16-17, 2008.
- [7] L. Corchia, G. Monti, L. Tarricone, “Wearable antennas: nontextile versus fully textile solutions,” *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 61, no. 2, pp. 71–83, 2019
- [8] N. F. M. Aun, P. J. Soh, A. A. Al-Hadi, M. F. Jamlos, G. A. E. Vandenbosch, D. Schreurs, “Revolutionizing wearables for 5G: 5G technologies: recent developments and future perspectives for wearable devices and Antennas,” *IEEE Microwave*, vol. 18, no. 3, pp. 108–124, 2017.
- [9] R. Salvado, C. Loss, R. Gonçalves, P. Pinho, “Textile materials for the design of wearable antennas: a survey,” *Sensors*, vol. 12, no. 11, pp. 15841-15857, 2012.
- [10] S. Ali, C. Sovuthy, M. Imran, S. Socheatra, Q. Abbasi, Z. Abidin, “Recent advances of wearable antennas in materials, fabrication methods, designs, and their applications: state-of-the-Art,” *Micromachines*, vol. 11, no. 10, 2020.
- [11] K. N. Paracha, S. K. Abdul Rahim, P. J. Soh, M. Khalily, “Wearable antennas: a review of materials, structures, and innovative features for autonomous communication and sensing,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 56694-56712, 2019.
- [12] G. Monti, L. Corchia, L. Tarricone, “Fabrication techniques for wearable antennas,” *European Microwave Conference*, Germany, October 6-10, 2013.
- [13] C. Luo, I. Gil, R. Fernández-García, “Wearable textile UHF-RFID sensors: a systematic review,” *Materials*, vol. 13, no. 15, 2020.
- [14] RS Pro. Ruban en cuivre RS PRO. [Online]. Available: <https://fr.rs-online.com/web/p/rubans-metalliques/1767498/>

- [15] Y. Ouyang and W. J. Chappell, "High frequency properties of Electro-Textiles for wearable antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 2, pp. 381-389, 2008.
- [16] A. Hulle, A. Powar, "Textiles as EMI shields," *Journal of Textile Science and Engineering*, vol. 8, no. 2, 2018.
- [17] Statex. Fabrics. [Online]. Available: <https://statex.de/en/fabrics/>
- [18] T. Acti et al., "High performance flexible fabric electronics for megahertz frequency communications," *Antennas and Propagation Conference*, United Kingdom, November 14-15, 2011.
- [19] Husqvarna. Designer Brilliance™ 80. [Online]. Available: <https://www.husqvarnaviking.com/fr-FR/Machines/DESIGNER-BRILLIANCE-80>
- [20] W. G. Whittow et al., "Inkjet-printed microstrip patch antennas realized on textile for wearable applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 71–74, 2014.
- [21] EpilogLaser. Série Zing Laser. [Online]. Available: <https://www.epiloglaser.fr/machines-laser/zing-engraver-cutter/>
- [22] M. E. Bakkali, M. Martinez-Estrada, R. Fernandez-Garcia, I. Gil, O. E. Mrabet, "Effect of bending on a textile UHF-RFID tag antenna," *14th European Conference on Antennas and Propagation*, Denmark, March 15-20, 2020.
- [23] M. Yu, X. Shang, M. Wang, Y. Liu, T. T. Ye, "Deformation sensitivity study of embroidered UHF RFID antennas," *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications*, Italy, September 25-27, 2019.
- [24] Z. Wang, L. Z. Lee, D. Psychoudakis, J. L. Volakis, "Embroidered multiband body-worn Antenna for GSM/PCS/WLAN communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 3321-3329, 2014.
- [25] K. Koski, E. S. Lohan, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, Y. Rahmat-Samii, "Electro-textile UHF RFID patch antennas for positioning and localization applications," *IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, Finland, September 8-9, 2014.
- [26] K. Koski, E. S. Lohan, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, Y. Rahmat-Samii, "Electro-textile UHF RFID patch antennas for positioning and localization applications," *IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, Finland, September 8-9, 2014.
- [27] C95.1-2019 - IEEE Standard for Safety Levels with Respect to Human Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz. IEEE., 2019.
- [28] Steffen T, Luechinger R, Wildermuth S, et al, "safety and reliability of Radio Frequency Identification devices in magnetic resonance imaging and computed tomography," *Patient safety in surgery*, vol. 4, no. 2, 2010.

- [29] D. Vicard, J. Brun, “Cap for a chip device having a groove, device provided with said cap, assembly consisting of the device and a wire element, and manufacturing method thereof,” Aug.13 2015, US Patent App. 14/428,254.
- [30] Impinj. Monza 4 Product Brief. [Online]. Available: <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202756928-Monza-4-Product-Brief>
- [31] Impinj. Monza 6 Product Brief. [Online]. Available: <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202765328-Monza-R6-Product-Brief-Datasheet>
- [32] G. Andia, “Slenderly and conformable passive UHF RFID yarn,” IEEE International Conference on RFID (RFID), USA, May 9-11, 2017.

## **Chapitre 2**

# Conception d'un fil textile RFID UHF élastique



## Chapitre 2 : Conception d'un fil textile RFID UHF élastique

La solution commerciale de fil textile RFID UHF basée sur la technologie micro-packaging E-Thread® a été conçue initialement à partir d'une antenne de type dipôle linéaire. Elle a été améliorée, dans un second temps, par l'ajout d'un stub court-circuit afin d'assurer une meilleure adaptation d'impédance, notamment plus large bande, et ainsi permettre un fonctionnement plus robuste lorsque le tag est attaché à des objets variés.

En fonction de l'application visée, l'un des inconvénients de ce fil textile RFID est qu'il n'est pas extensible, c'est-à-dire qu'il n'est pas robuste en cas de contrainte d'élongation dans le sens de la longueur et est donc susceptible de se détériorer. Pour pallier à cet inconvénient, nous avons proposé le remplacement de l'antenne dipôle linéaire par une antenne de type hélice. En effet, cette géométrie, de façon similaire à un ressort, supporte une telle déformation, et de plus, cette solution permet de conserver un facteur de forme linéaire tout en restant compatible avec le procédé de fabrication industriel E-Thread.

Ce chapitre s'articule autour des parties suivantes. La première partie présente une étude bibliographique des antennes de type hélice et leurs applications. La deuxième partie présente la conception de l'antenne hélice dédiée au fil textile RFID ainsi que la méthodologie mise en place ; d'une part pour son dimensionnement, et d'autre part, pour l'évaluation de ses caractéristiques et de ses performances. La modélisation électrique de son impédance d'entrée a fait l'objet d'une étude particulière. La troisième partie détaille les aspects liés au processus de fabrication. Enfin la dernière partie présente les résultats expérimentaux obtenus.

## Sommaire

<b>Chapitre 2</b> : Conception d'un fil textile RFID UHF élastique.....	40
1 Les antennes de type hélice et leurs applications.....	44
1.1 Principales caractéristiques des antennes hélice .....	44
1.2 Applications de l'antenne hélice .....	46
1.2.1 Véhicule aérien sans pilote (Unmanned Aerial Vehicle, UAV) .....	46
1.2.2 Système de mesure de pression des pneus (Tire Pressure Monitoring Systems, TPMS).....	47
1.2.3 Antennes hélices pour la téléphonie mobile.....	47
1.2.4 Antennes hélice pour applications biomédicales.....	48
1.2.5 Les antennes hélice pour la RFID .....	49
2 Conception d'un fil textile RFID UHF E-Thread® à antenne hélice.....	51
2.1 Objectif et cahier des charges.....	51
2.2 Méthodologie de conception de l'antenne hélice .....	51
2.2.1 Impact des paramètres géométriques .....	51
2.2.2 Les étapes de conception de l'antenne hélice.....	52
2.2.3 Caractérisation électromagnétique de l'antenne hélice .....	55
2.2.4 Coefficient de transmission et distance de lecture obtenus par simulation pour les trois solutions E-Thread .....	57
2.2.5 Modélisation électrique de l'impédance d'entrée d'une antenne hélice .....	59
3 Fabrication et caractérisation d'un prototype de fil textile RFID intégrant une antenne hélice .....	64
3.1 Procédé de fabrication du fil textile RFID intégrant une antenne hélice en utilisant la technique E-Thread® .....	64
3.2 Banc de mesures utilisé pour les tests expérimentaux sur le fil textile RFID intégrant l'antenne hélice .....	65
3.3 Mesures de la distance de lecture des tags intégrant des antennes hélices fabriquées.....	66
3.3.1 Premier prototype : tag RFID constitué d'une antenne hélice à noyau non élastique.....	66
3.3.2 Second prototype : tag RFID constitué d'une antenne hélice à noyau élastique	69
3.4 Tests d'élongation sur le tag avec antenne hélice à noyau élastique.....	70
3.4.1 Présentation du banc de test utilisé pour la mesure d'élongation.....	70
3.4.2 Impact de l'élongation sur la distance de lecture .....	71
4 Bilan et comparaison des tags E-Thread en termes de distance de lecture mesurée expérimentalement.....	71
5 Conclusion.....	72
Références.....	73

## Table des illustrations

Figure 1. Illustration d'une antenne hélice (ici monopole) et paramètres géométriques qui la caractérisent [1].	44
Figure 2. Diagramme de rayonnement d'une antenne hélice : (a) mode radial ; (b) mode axial.	45
Figure 3. Antenne hélice monopole pour une communication entre un véhicule aérien sans pilote et une station sol [4]. Dimensions $12,6\text{ cm} \times 117\text{ cm} \times 13$ ( $D \times h \times N$ )	46
Figure 4. Antenne hélice pour système de mesure de pression de pneus (TPMS) [5]. Dimensions : $12,8\text{ mm} \times 11,5\text{ mm} \times 10$ ( $D \times h \times N$ )	47
Figure 5. Antenne hélice connectée à un châssis de téléphone portable ainsi qu'à un matériau AMF lui permettant d'avoir une fréquence de résonance variable [6]. Dimensions : $D = 2\text{ mm}$ et $h$ variable : ( $5\text{ mm} < h < 65\text{ mm}$ )	47
Figure 6. Antenne hélice double brins pour implant médical [7]. Dimensions $1\text{ mm} \times 17,7\text{ mm}$ ( $D \times h$ )	48
Figure 7. Antenne hélice implantée dans une dent [8]. Dimensions $0,2\text{ mm} \times 5,5\text{ mm}$ ( $D \times h$ )	48
Figure 8. Antenne dipôle hélice repliée pour implant médical[10]. Dimensions $1,6\text{ mm} \times 36\text{ mm}$ ( $D \times h$ )	49
Figure 9. Antenne dipôle hélice : (a) illustration des paramètres géométrique de conception ; (b) Vue complète de l'antenne sur CST Microwave Studio® ; (c) zoom sur le point de l'alimentation	52
Figure 10. Impédance d'entrée de l'antenne dipôle hélice simulée lorsque la fréquence varie de $800\text{ MHz}$ à $1200\text{ MHz}$ pour un espacement entre les spires $s$ allant de $0,3\text{ mm}$ à $0,7\text{ mm}$ (L'abaque de Smith est normalisée à l'impédance de la puce $15 - j150\ \Omega$ )	53
Figure 11. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne dipôle hélice simulé pour différentes longueurs allant de $18\text{ mm}$ à $24\text{ mm}$ afin d'obtenir une fréquence de résonance à $867\text{ MHz}$ .	54
Figure 12. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne hélice dipôle simulé après optimisation avec les paramètres géométrique : $h = 24\text{ mm}$ , $s = 0,3\text{ mm}$ , $D = 1\text{ mm}$ , $a = 0,1\text{ mm}$	54
Figure 13. Diagramme de rayonnement en 3D obtenu par simulation de l'antenne dipôle hélice optimisée	55
Figure 14. Coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé pour différentes longueurs en maintenant le nombre de spires $N$ fixe traduisant l'effet d'une élongation.	56
Figure 15. Coefficient de réflexion $S_{11}$ simulé pour différentes valeurs de permittivités relatives $\epsilon_r$ du matériau diélectrique constituant le noyau de l'antenne.	57
Figure 16. Coefficient de transmission $\tau$ simulé pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice	58
Figure 17. Distance de lecture simulée pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice	58
Figure 18. Schéma électrique équivalent d'une antenne dipôle fonctionnant autour de sa fréquence de résonance	59
Figure 19. Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne extrait par la méthode VFIT	61

Figure 20. Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice obtenue par simulation, méthode empirique et la méthode VFIT .....	63
Figure 21. Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice, obtenue par simulation, méthode graphique et la méthode VFIT .....	64
Figure 22. Procédé E-Thread modifié pour la réalisation de l'antenne hélice E-Thread .....	64
Figure 23. Bobine de fil textile contenant les tags hélice cascades et bobinés autour d'un cylindre .....	65
Figure 24. Banc de mesures Tagformance Voyantic .....	66
Figure 25. Prototype de l'antenne hélice à noyau non élastique .....	66
Figure 26. Distance de lecture de l'antenne hélice avec noyau non élastique .....	67
Figure 27. Antenne hélice simulée : (a) Vue complète de l'antenne ; (b) Section dans le plan de l'antenne ; (c) Section dans le fil constituant l'enroulement .....	68
Figure 28. Coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne simulée par ingénierie inverse .....	68
Figure 29. Prototype du fil textile RFID intégrant l'antenne hélice fabriquée par le procédé E-Thread avec noyau élastique .....	69
Figure 30. Distance de lecture du tag hélice E-Thread obtenu expérimentalement par le banc Voyantic .....	69
Figure 31. Illustration de la mesure de la robustesse à l'élongation de l'antenne hélice .....	70
Figure 32. Banc de mesures de la robustesse à l'élongation de l'antenne hélice .....	70
Figure 33. Distance de lecture de l'antenne hélice mesurée pour différentes longueurs résultantes à l'élongation .....	71
Figure 34. Distance de lecture mesurée avec le banc Voyantic pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice .....	72

## 1 Les antennes de type hélice et leurs applications

Dans ce paragraphe, nous rappelons les principales propriétés des antennes de type hélice (que nous qualifierons d'antennes hélice par la suite) avant de présenter un état de l'art synthétique soulignant la diversité des applications pour lesquelles on les rencontre.

### 1.1 Principales caractéristiques des antennes hélice

En introduction, il est intéressant de remarquer le fait que la forme en « hélice » est une forme géométrique bien connue dans différents domaines de la physique et de l'ingénierie, qui se rencontre aussi bien en mécanique en tant que ressort mais aussi dans les circuits électriques sous forme de composant passif comme la bobine. Dans le domaine antenne, la forme en hélice en tant qu'antenne a été introduite et caractérisée dans les années 1940, par John Daniel Kraus, physicien américain [1].

L'antenne hélice est « simplement » constituée par l'enroulement d'un fil conducteur sous forme d'une bobine constituant l'élément rayonnant. Les caractéristiques géométriques qui déterminent les performances de l'antenne, et sont autant de degrés de liberté pour sa conception, sont : le diamètre de l'hélice ( $D$ ), le nombre de spires ( $N$ ), l'espacement entre deux spires adjacentes ( $s$ ), le rayon du conducteur ( $a$ ), la mi-hauteur de l'antenne ( $h$ ) et la longueur totale du conducteur ( $l$ ), comme illustré sur la Figure 1.

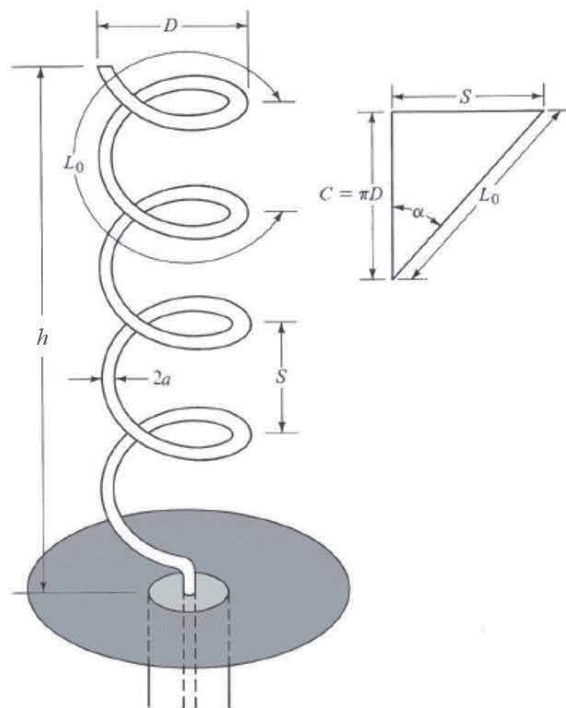


Figure 1. Illustration d'une antenne hélice (ici monopole) et paramètres géométriques qui la caractérisent [1].

Certains de ces paramètres sont dépendants les uns des autres. Evidemment, mi-hauteur, nombre de spires et espacement entre spires sont reliées comme suit :  $h = N \cdot s$ . De plus, la longueur totale peut s'écrire sous la forme  $l = N \cdot L_0$  avec  $L_0 = \sqrt{s^2 + C^2}$  qui représente la longueur d'un tour de l'hélice, et avec  $C = \pi \cdot D$  qui est la circonférence. Comme souligné par

Kraus, car c'est une propriété intéressante pour l'analyse du fonctionnement d'une antenne hélice, sa géométrie peut se ramener à deux cas particuliers extrêmes, qui correspondent à des formes élémentaires d'antennes bien connues : lorsque  $s = 0$ , une spire circulaire comportant  $N$  tours ; lorsque  $D = 0$ , un conducteur linéaire.

L'antenne hélice possède deux modes principaux de fonctionnement : un mode dit *radial* et un mode dit *axial* [2]. Le mode radial présente un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal (Figure 2.a) ; son diagramme de rayonnement est similaire à celui obtenu pour une antenne dipôle linéaire. Le mode axial présente un rayonnement directif dans l'axe de l'hélice (Figure 2.b) ; historiquement, c'est le mode le plus utilisé, car l'antenne hélice était exploitée dans le domaine des télécommunications spatiales pour lequel un fort gain est, entre autres, recherché.

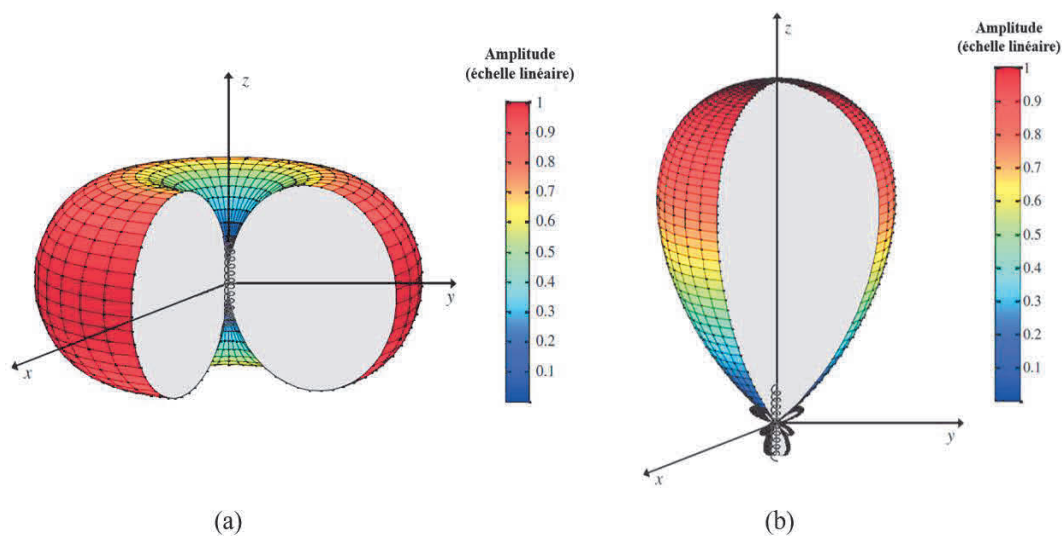


Figure 2. Diagramme de rayonnement d'une antenne hélice : (a) mode radial ; (b) mode axial.

Le passage d'un mode à l'autre se traduit par les dimensions de l'antenne hélice, entre la longueur et le diamètre.

Le diagramme de rayonnement (en champ lointain) est décrit comme la somme des composantes orthogonales du champs électrique rayonné,  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , correspondant aux deux cas limites présentés, respectivement, conducteur linéaire (plan yoz) et spire (plan xoy). Le rapport entre ces deux composantes de champ,  $E_\theta$  et  $E_\phi$ , est défini comme le rapport axial, noté *AR* (de l'anglais « Axial Ratio ») dont l'expression est la suivante :

$$AR = \frac{|E_\theta|}{|E_\phi|} = \frac{2\lambda s}{(\pi D)^2} \quad (1)$$

Le rapport axial est une caractéristique intéressante car il traduit les modes de fonctionnement de l'antenne hélice à partir de ses dimensions géométriques respectives, et cela pour une fréquence donnée (à travers la longueur d'onde). Ainsi :

- si  $s = 0$  (cas d'une spire ;  $E_\theta = 0$ ), alors le rapport axial est nul : l'onde rayonnée est à polarisation rectiligne horizontale.
- si  $D = 0$  (cas d'un conducteur linéaire ;  $E_\phi = 0$ ), alors le rapport axial tend vers l'infini : l'onde rayonnée est à polarisation rectiligne verticale.
- si  $2\lambda s = (\pi D)^2$ , alors le rapport axial est unitaire et l'onde rayonnée possède une polarisation circulaire dans toutes les directions de l'espace.

Plus généralement, hors ces trois cas particuliers, l'onde rayonnée est à polarisation elliptique et l'on peut alors distinguer deux cas :

- $\pi D > \sqrt{2 s \lambda}$  : polarisation elliptique avec un axe majeur polarisé horizontalement.
- $\pi D < \sqrt{2 s \lambda}$  : polarisation elliptique avec un axe majeur polarisé verticalement.

Dans le cadre de l'étude qui suit, nous nous focaliserons sur le mode radial qui présente les caractéristiques recherchées : en termes géométriques avec un facteur de forme linéaire de l'antenne pour constituer le fil textile ; et en termes électromagnétique avec un diagramme de rayonnement omnidirectionnel, en cohérence avec les diagrammes des tags RFID (permettant une lecture la plus indépendante possible de la localisation du lecteur).

## 1.2 Applications de l'antenne hélice

En plus de l'utilisation des antennes hélice dans le domaine des systèmes de communication par satellites évoqué précédemment [3], l'antenne hélice a été exploitée dans des domaines d'applications variés que nous allons illustrer dans ce paragraphe. Chacun des exemples apporte une contribution à travers la fréquence de fonctionnement de l'antenne, sa configuration, ses propriétés électromagnétiques (rayonnement, polarisation) ou la technique d'adaptation d'impédance adoptée.

### 1.2.1 Véhicule aérien sans pilote (Unmanned Aerial Vehicle, UAV)

Une antenne hélice a été proposée dans [4] pour un système de communication entre un véhicule aérien sans pilote et une station au sol, fonctionnant dans la bande de fréquences 870 MHz – 880 MHz. L'antenne a été exploitée dans sa configuration monopole avec les dimensions 12,6 cm × 117 cm × 13 ( $D \times h \times N$ ). Un stub circulaire a été utilisé pour une adaptation d'impédance à 50 Ω. L'antenne possède une polarisation circulaire et un rayonnement dans le mode axial (Figure 3).

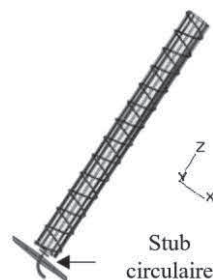


Figure 3. Antenne hélice monopole pour une communication entre un véhicule aérien sans pilote et une station sol [4].  
Dimensions 12,6 cm × 117 cm × 13 ( $D \times h \times N$ ).

### 1.2.2 Système de mesure de pression des pneus (Tire Pressure Monitoring Systems, TPMS)

Une antenne hélice a été utilisée dans le domaine de l'automobile pour un système de contrôle de la pression des pneus (TPMS) [5]. L'antenne fonctionne à 315 MHz et a été exploitée dans sa configuration dipôle avec les dimensions  $12,8 \text{ mm} \times 11,5 \text{ mm} \times 10$  ( $D \times h \times N$ ). Une ligne bifilaire est utilisée pour assurer une adaptation d'impédance à  $50 \Omega$ . L'antenne a une polarisation elliptique et un mode de rayonnement radial (Figure 4).

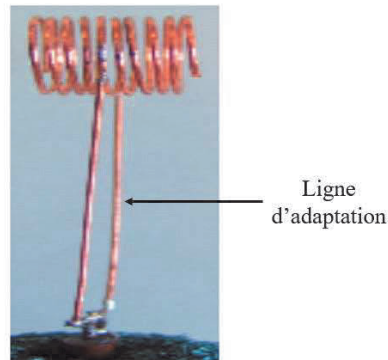


Figure 4. Antenne hélice pour système de mesure de pression de pneus (TPMS) [5]. Dimensions :  $12,8 \text{ mm} \times 11,5 \text{ mm} \times 10$  ( $D \times h \times N$ )

### 1.2.3 Antennes hélices pour la téléphonie mobile

Une autre antenne hélice a été utilisée pour une application de la téléphonie mobile [6]. L'antenne est reliée à un plan de masse (châssis) et possède une fréquence de fonctionnement configurable. Pour faire varier la fréquence de fonctionnement de l'antenne, ce sont les dimensions de l'antenne qui sont exploitées. Ici, l'augmentation de l'espacement entre les spires permet de réaliser une fréquence de résonance allant de 700 MHz jusqu'à 3,5 GHz incluant la bande GSM (Global System for Mobile communications) ainsi que la bande LTE (Long Term Evolution). La variation de l'espacement entre les spires est réalisée par le placement d'un alliage à mémoire de forme (AMF) sous forme de ressort en parallèle de l'antenne (Figure 5) et à travers lequel le passage d'un courant continu crée une élévation du matériau, et donc par la même occasion une élévation de l'hélice à laquelle il est connecté.

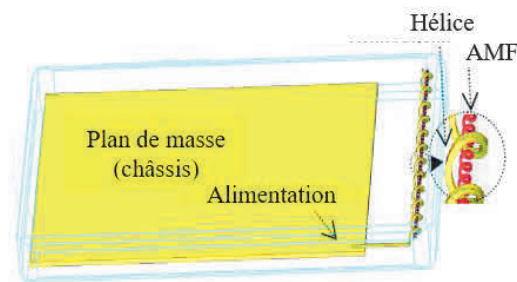


Figure 5. Antenne hélice connectée à un châssis de téléphone portable ainsi qu'à un matériau AMF lui permettant d'avoir une fréquence de résonance variable [6]. Dimensions :  $D = 2 \text{ mm}$  et  $h$  variable : ( $5 \text{ mm} < h < 65 \text{ mm}$ )



### 1.2.4 Antennes hélice pour applications biomédicales

Dans les applications biomédicales, les implants médicaux sont, par définition, implantés dans le corps humain et permettent de communiquer des informations avec une station de base. Les antennes hélice constituent une solution intéressante pour ce type d'applications car l'enroulement du conducteur permet de miniaturiser l'antenne et par conséquent la taille de l'implant. Elles fonctionnent généralement dans la bande Industrielle, Scientifique et Médicale (ISM) à 2,45 GHz. Comparée aux autres applications évoquées, l'adaptation d'impédance ne peut pas être réalisée par ajout d'un stub car cela reviendrait à augmenter la taille de l'implant et par conséquent complexifierait l'intégration dans le corps. Différents exemples proposent des solutions pour réaliser l'adaptation d'impédance de l'antenne hélice. Dans [7], l'adaptation d'impédance à  $50 \Omega$  d'une antenne hélice est réalisée par l'ajout d'un second enroulement à l'antenne (Figure 6) dont le diamètre du conducteur est ajusté pour optimiser l'adaptation.

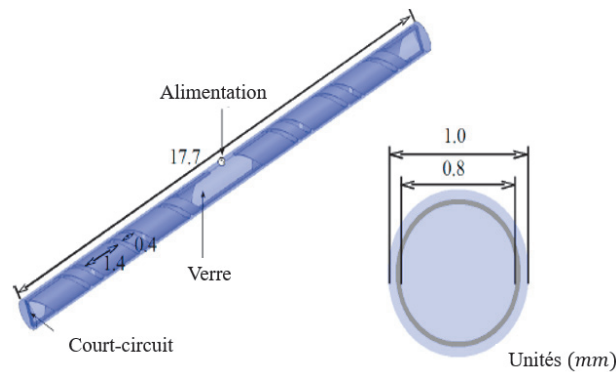


Figure 6. Antenne hélice double brins pour implant médical [7]. Dimensions  $1\text{ mm} \times 17,7\text{ mm}$  ( $D \times h$ )

Par ailleurs, dans [8] il est proposé une antenne hélice miniaturisée, ayant un seul conducteur enroulé, qui a comme potentiel d'être intégrée dans une dent et qui peut communiquer avec un smartphone (Figure 7). L'adaptation d'impédance à  $50 \Omega$  est réalisée seulement en variant les paramètres géométriques de l'antenne.

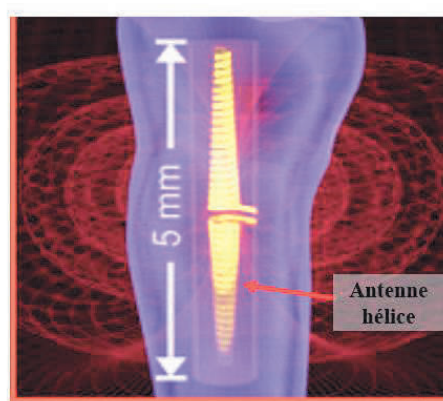


Figure 7. Antenne hélice implantée dans une dent [8]. Dimensions  $0,2\text{ mm} \times 5,5\text{ mm}$  ( $D \times h$ )

Par leur diversité, les applications présentées confirment les degrés de liberté intrinsèques à l'antenne hélice pour définir plusieurs de ses propriétés tels que son rayonnement, sa polarisation et agir sur son adaptation d'impédance et sa fréquence de fonctionnement.

### 1.2.5 Les antennes hélice pour la RFID

Etant donné que les tags RFID sont généralement polarisés linéairement, l'usage d'une antenne hélice pour le lecteur ayant une polarisation circulaire permettrait de lire les tags sans connaître leur polarisation à l'avance. Un exemple a été proposé dans [9].

Cependant nous nous sommes intéressés à son utilisation dans les tags RFID puisque comme évoqué précédemment il ne s'agit pas ici de modifier les lecteurs mais bien les tags. Il n'existe dans la littérature que très peu d'exemples dont trois sont cités ici. Dans [10], une antenne hélice sous forme de dipôle replié a été proposée (Figure 8). L'antenne fonctionne dans la bande RFID UHF 902 – 928 MHz (bande américaine) et peut être appliquée aux implants médicaux. Cependant l'association de la puce RFID à cette antenne n'a pas été prise en considération car l'adaptation d'impédance a été réalisée pour une impédance  $50 \Omega$ .

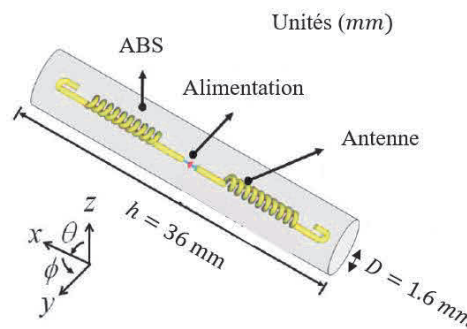


Figure 8. Antenne dipôle hélice repliée pour implant médical[10]. Dimensions 1,6 mm  $\times$  36 mm ( $D \times h$ )

Dans [11], l'étude montre qu'une structure constituée d'une antenne hélice connectée à une puce RFID peut être utilisée pour former un tag RFID qui sera intégré dans un pneu de véhicule. Le tag fonctionne dans la bande RFID UHF du Japon (autour de 953 MHz). L'adaptation d'impédance a été réalisée en ajoutant une ligne de transmission au lieu d'exploiter plus directement les paramètres géométriques de l'antenne. A notre connaissance, il n'existe qu'une étude [12] proposant de réaliser directement l'adaptation d'impédance entre antenne hélice et puce RFID associée à partir des seuls paramètres géométriques de l'antenne. Le tag RFID réalisé fonctionne dans la bande RFID UHF américaine (902 – 928 MHz). La méthodologie utilisée dans [12], est l'approche que nous allons reprendre pour concevoir un tag intégré dans un fil textile, basé sur une antenne hélice et adapté à la bande européenne RFID UHF.

Les exemples d'applications de l'antenne hélice cités sont résumés dans le Tableau 1.

Application	Configuration et dimensions	Fréquence de fonctionnement	Adaptation d'impédance	Polarisation	Mode de rayonnement
UAV : Unmanned Aerial Vehicle [4]	Monopôle $12,6 \times 117 \times 13 (D \times h \times N)(cm)$	870 – 880 MHz	Stub circulaire (50Ω)	Circulaire	Axial
Système de contrôle de pression des pneus (TPMS)[5]	Dipôle $12,8 \times 11,5 \times 10 (D \times h \times N)(mm)$	315 MHz	Ligne bifilaire (50Ω)	Elliptique verticale	Radial
Antenne hélice accordable en fréquence [6]	Monopole $2 (D) \times (5 < h < 65) \times (0,4 < s < 5,4) (mm)$	700 MHz (GSM) – 3,5 GHz (LTE)	Ligne 50Ω avec le châssis	Elliptique verticale	Radial
	Dipôle $1 \times 17,7 (D \times h) (mm)$	2,45 GHz (ISM)	Hélice secondaire avec diamètre différent (50Ω)	-	Axial
Implants médicaux [7], [8]	Dipôle $0,2 \times 5,5 (D \times h) (mm)$	5,8 GHz (ISM)	Paramètres géométriques	Elliptique horizontale	-
	Dipôle replié $1,6 \times 36 (D \times h) (mm)$	925 MHz (RFID UHF USA)	Paramètres géométriques (50Ω)	Elliptique verticale	Radial
RFID [10],[11],[12]	$8,8 \times 5,5 \times 10 (D \times h \times N) (mm)$	953 MHz (RFID UHF Japon)	Ligne impédance de la puce $27 - j201 \Omega$	Elliptique horizontale	Radial
	Dipôle $1 \times 54 \times 69 (D \times h \times N) (mm)$	902 – 928 MHz (RFID UHF USA)	Paramètres géométriques impédance de la puce	Elliptique verticale	Radial

Tableau 1. Exemples d'applications de l'antenne hélice catégorisés par leur configuration et dimensions, leur fréquence de fonctionnement, la méthode d'adaptation d'impédance, leur polarisation et leur mode de rayonnement

## 2 Conception d'un fil textile RFID UHF E-Thread® à antenne hélice

### 2.1 Objectif et cahier des charges

L'objectif du travail qui sera présenté dans cette section est de concevoir un fil textile RFID intégrant une antenne hélice lui permettant d'être extensible. Les contraintes fonctionnelles imposées pour cette conception sont notamment les suivantes :

- L'antenne hélice doit fonctionner dans la bande RFID UHF européenne (864,5 – 867,5 MHz).
- La puce RFID à considérer est une puce Monza R6 [13] dont l'impédance à 867 MHz est égale à  $15 - j150 \Omega$ . Cette puce était la puce alors utilisée par le partenaire industriel pour sa solution commerciale ; d'où ce choix qui reste arbitraire sans remettre en cause les étapes de conception qui seront décrites notamment l'adaptation d'impédance entre l'antenne et la puce à la fréquence d'intérêt.

Pour répondre à cet objectif, les degrés de liberté pour agir sur les caractéristiques de l'antenne sont également contraints par des limitations en termes de dimensionnement imposées par le processus de fabrication du partenaire industriel. Plusieurs caractéristiques de l'antenne sont ainsi figées dans notre cadre :

- Le diamètre  $a$  du conducteur doit être égal à 0,1 mm car il correspond au diamètre du conducteur utilisé dans l'assemblage E-Thread.
- L'espacement entre les spires  $s$  doit être supérieur ou égal à 0,3 mm, pour éviter le risque de courts-circuits entre les tours.

En conséquence, les paramètres géométriques de l'antenne hélice qui restent des variables permettant de concevoir l'antenne tout en répondant au cahier des charges sont : l'espacement entre les spires  $s$  (qui est minimisé), la mi-hauteur de l'hélice  $h$  et le nombre de spires  $N$ .

### 2.2 Méthodologie de conception de l'antenne hélice

#### 2.2.1 Impact des paramètres géométriques

Pour réaliser l'adaptation d'impédance de l'antenne hélice dans la bande RFID UHF européenne, nous exploitons la méthode proposée par Liao dans [12] qui consiste à faire varier les paramètres géométriques de l'antenne hélice, sans faire appel à tout type de circuit additionnel. L'intérêt est d'obtenir une solution la plus simple possible et donc relativement facile à fabriquer. A partir de simulations préliminaires, nous avons pu faire plusieurs constats sur le rôle joué par certains des paramètres géométriques de l'hélice : l'espacement entre les spires  $s$  et le diamètre de l'hélice  $D$  ont une grande influence sur l'impédance d'entrée de l'antenne hélice tandis que le nombre de spires  $N$  modifie la fréquence de résonance sans pour autant impacter l'impédance d'entrée à cette fréquence. Ces observations nous ont permis d'élaborer une méthodologie de conception distinguant plusieurs étapes successives.

Il peut être noté que contrairement à [12], la puce RFID utilisée est plus récente et présente une partie résistive plus faible ce qui peut rendre difficile l'étape d'adaptation d'impédance car l'impédance d'entrée d'une antenne hélice possède une résistance plus élevée.

## 2.2.2 Les étapes de conception de l'antenne hélice

### 2.2.2.1 Adaptation d'impédance

Il n'existe pas d'équations analytiques permettant de lier directement les dimensions de l'antenne hélice à sa fréquence de résonance. Par conséquent, nous considérons une antenne hélice placée en espace libre et nous fixons les paramètres initiaux à partir de simulations préliminaires :  $N = 60$ ,  $h = 18 \text{ mm}$  (Figure 9). Nous avons fixé le diamètre de l'antenne hélice à  $D = 1 \text{ mm}$ , ce choix nous permet de faire un compromis entre les contraintes de fabrication pouvant être causées par un diamètre élevé lors de l'enroulement ainsi que l'adaptation d'impédance qui peut être altérée par un diamètre faible autour de  $0,6 \text{ mm}$  (diamètre du fil de la solution actuelle).

Dans un premier temps, pour réaliser une adaptation d'impédance, l'espacement entre les spires  $s$  est varié entre  $0,3 \text{ mm} \leq s \leq 0,7 \text{ mm}$  tout en maintenant le nombre de spires  $N$  constant.

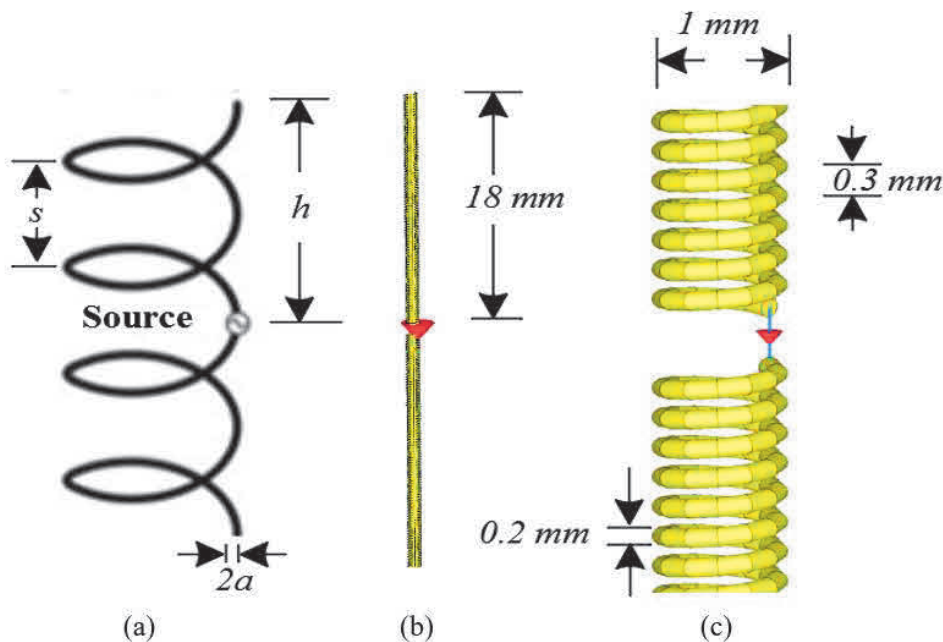


Figure 9. Antenne dipole hélice : (a) illustration des paramètres géométriques de conception ; (b) Vue complète de l'antenne sur CST Microwave Studio® ; (c) zoom sur le point de l'alimentation

L'impact de la variation de l'espacement entre les spires sur l'impédance d'entrée de l'antenne hélice est représenté sur l'abaque de Smith (Figure 10) avec l'impédance de la puce comme référence. Les résultats présentés ici sont obtenus lorsque la fréquence varie entre  $800 \text{ MHz}$  et  $1200 \text{ MHz}$ . Le meilleur coefficient de réflexion  $S_{11}$  est obtenu pour  $s = 0,3 \text{ mm}$  à la fréquence  $1105 \text{ MHz}$ . Nous pouvons observer que c'est la valeur minimale de l'espacement imposée par le procédé de fabrication qui donne le meilleur résultat en  $S_{11}$  et qu'il n'est pas nécessaire d'augmenter l'espacement à des valeurs supérieures.

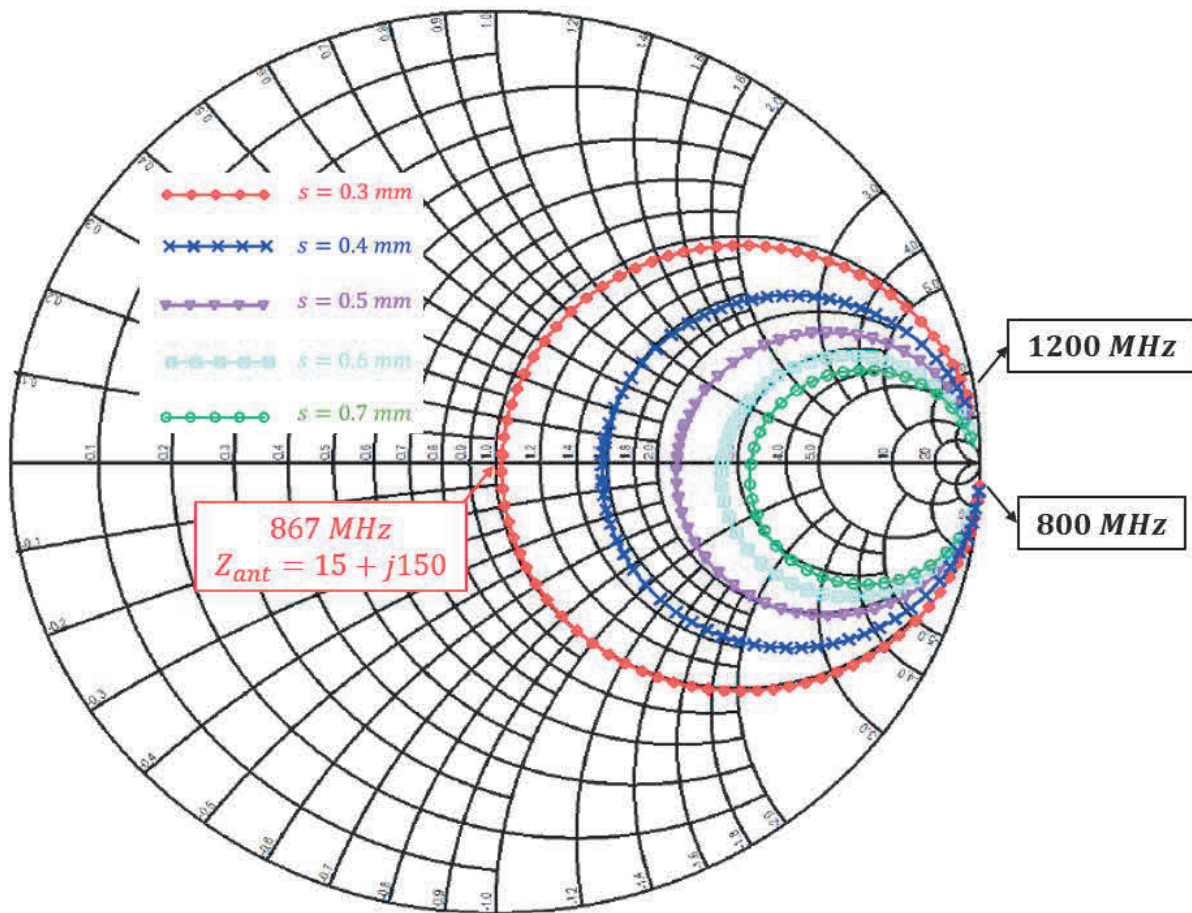


Figure 10. Impédance d'entrée de l'antenne dipôle hélice simulée lorsque la fréquence varie de 800 MHz à 1200 MHz pour un espacement entre les spires  $s$  allant de 0,3 mm à 0,7 mm (L'abaque de Smith est normalisée à l'impédance de la puce  $15 - j150 \Omega$ )

### 2.2.2.2 Accord de la fréquence d'adaptation

L'augmentation du nombre de spires de  $N = 60$  à  $N = 80$  correspondant à une variation de la mi-hauteur de  $h = 18 \text{ mm}$  à  $h = 24 \text{ mm}$ , permet de diminuer la fréquence de résonance jusqu'à  $867 \text{ MHz}$  en impactant très peu le coefficient de réflexion  $S_{11}$  (Figure 11).

Finalement, les paramètres géométriques optimisés de l'antenne hélice sont :  $D = 1 \text{ mm}$ ,  $s = 0,3 \text{ mm}$ ,  $N = 80$ ,  $h = 24 \text{ mm}$  et  $a = 0,1 \text{ mm}$ . Le coefficient de réflexion de l'antenne hélice dipôle optimisée est présenté sur la Figure 12 où l'adaptation d'impédance avec la puce RFID est réalisée à  $867 \text{ MHz}$ . La bande passante, définie à  $-10 \text{ dB}$ , est de  $6,94 \text{ MHz}$  (de  $863,54 \text{ MHz}$  à  $870,47 \text{ MHz}$ ).

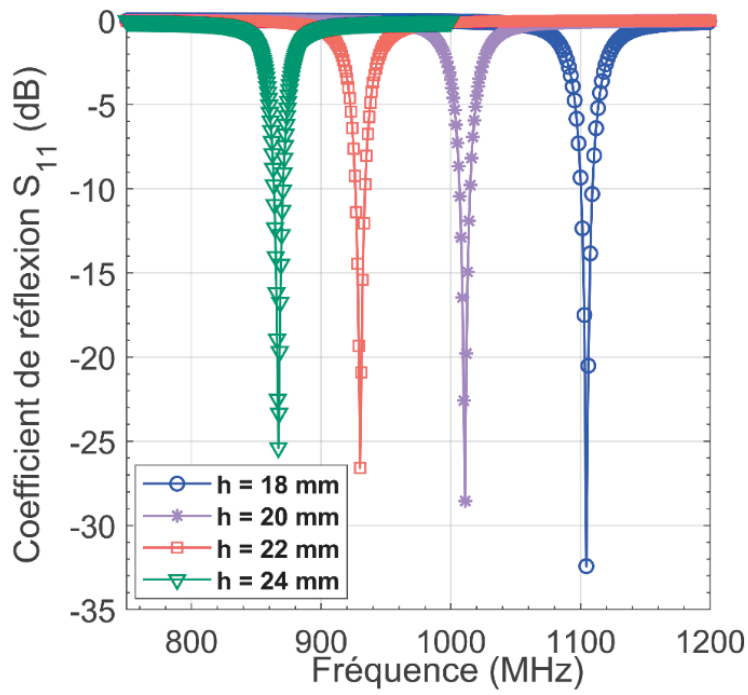


Figure 11. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne dipôle hélice simulé pour différentes longueurs allant de 18 mm à 24 mm afin d'obtenir une fréquence de résonance à 867 MHz

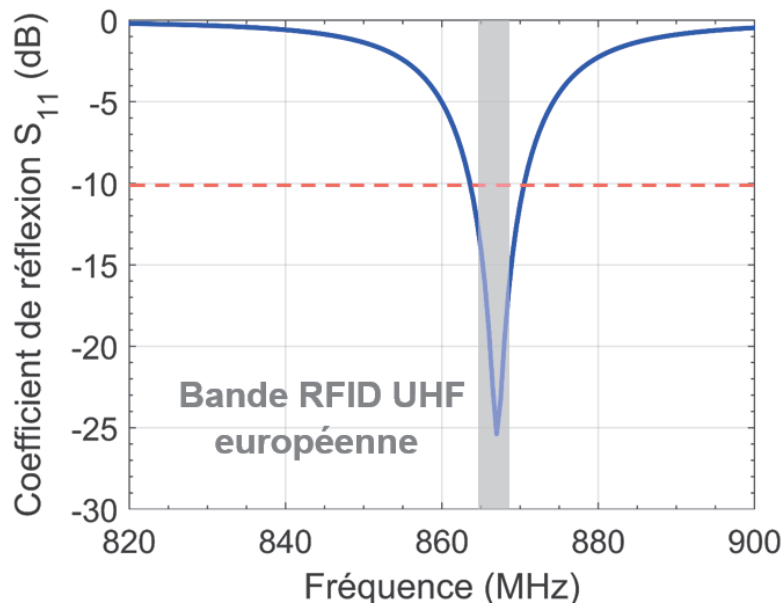


Figure 12. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne hélice dipôle simulé après optimisation avec les paramètres géométriques :  $h = 24$  mm,  $s = 0,3$  mm,  $D = 1$  mm,  $a = 0,1$  mm

## 2.2.3 Caractérisation électromagnétique de l'antenne hélice

### 2.2.3.1 Propriétés de rayonnement

Le diagramme de rayonnement en 3D de l'antenne hélice est présenté sur la Figure 13. Comme attendu, le diagramme de rayonnement est omnidirectionnel et similaire à celui d'un dipôle linéaire. Le mode de rayonnement est *radial* et le gain réalisé est de  $-1$  dBi. Le rapport axial décrit dans (1) se déduit du diagramme de rayonnement et est égal à 30 dB, la polarisation en champ lointain est elliptique [1].

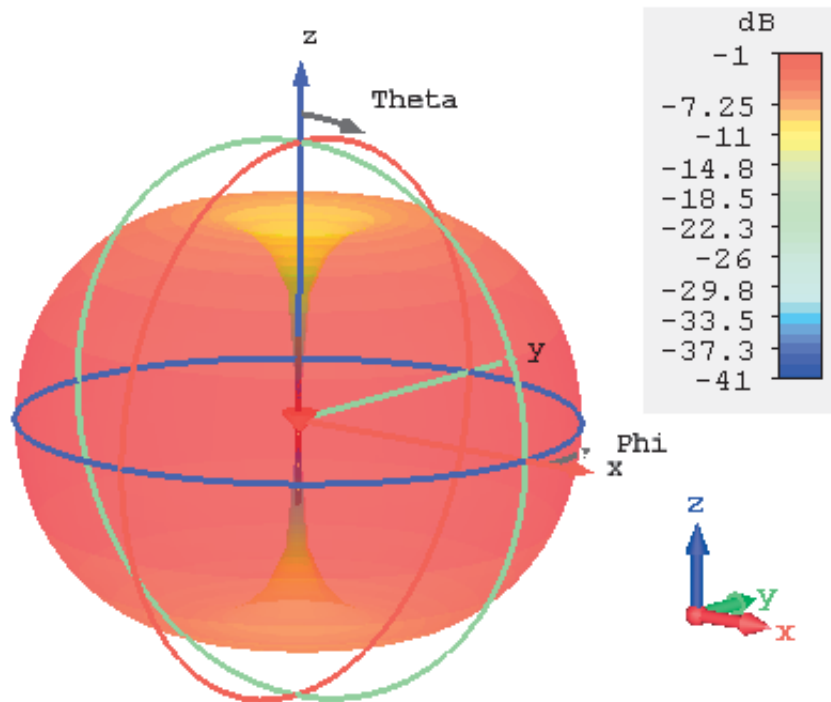


Figure 13. Diagramme de rayonnement en 3D obtenu par simulation de l'antenne dipôle hélice optimisée

### 2.2.3.2 Robustesse à l'élongation

Afin d'évaluer la robustesse de l'antenne hélice en termes d'élongation, la demi-longueur  $h$  est étendue de façon symétrique pour les deux brins de l'antenne à partir d'une valeur initiale  $h = h_0 = 24$  mm jusqu'à  $h = 30$  mm. Dans ce cas, le nombre de spires  $N$  reste évidemment le même. Les longueurs considérées et l'élongation relative leur correspondant définie par (2) sont présentées dans le Tableau 2.

$$E[\%] = \frac{h - h_0}{h_0} \times 100 \quad (2)$$

$h$ [mm]	24	26	28	30
$E$ [%]	0	8,33	16	25

Tableau 2. Elongation relative pour chaque longueur considérée



L'effet de l'élongation sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$  est montré sur la Figure 14. Plus l'antenne est allongée, plus la fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences. La valeur en décibels du coefficient de réflexion  $S_{11}$  augmente avec un élargissement de la bande passante. Pour une élongation relative de 16 %, la bande passante à  $-10$  dB est suffisamment large pour assurer une communication dans la bande RFID UHF européenne.

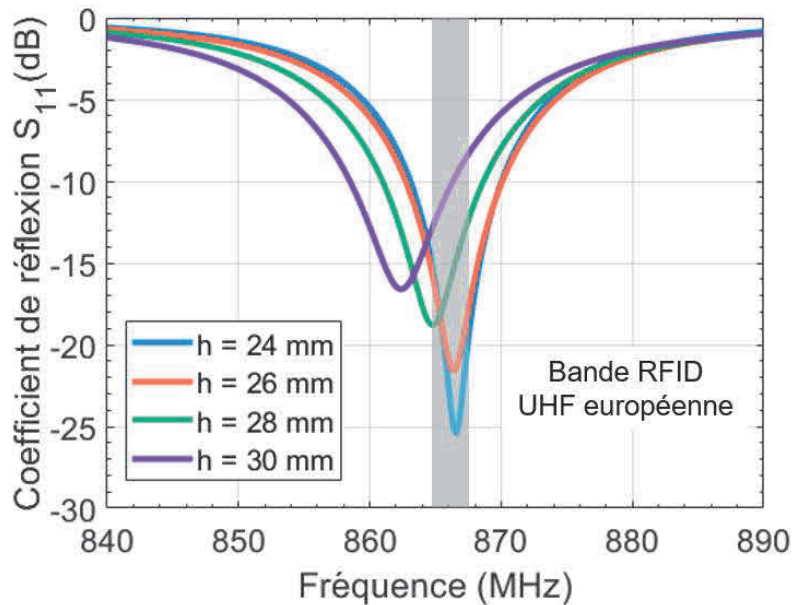


Figure 14. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé pour différentes longueurs en maintenant le nombre de spires  $N$  fixe traduisant l'effet d'une élongation.

### 2.2.3.3 Impact de la permittivité diélectrique du noyau

En pratique, l'antenne dipôle sera fabriquée autour d'un matériau diélectrique qui aura un impact plus ou moins important sur les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne. Afin d'illustrer ce phénomène, un matériau cylindrique de permittivité relative  $\epsilon_r$  variant entre 1 et 3 est introduit dans l'antenne hélice, valeurs considérées en prenant en compte les propriétés des matériaux pouvant être classiquement utilisés par le partenaire industriel. Les résultats de la simulation (Figure 15) montrent son effet sur le coefficient de réflexion  $S_{11}$ . La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences lorsque  $\epsilon_r$  augmente.

Pour une application donnée, il sera important de tenir compte du matériau au centre de l'antenne hélice dès la phase de conception. Une certaine robustesse en termes de bande passante peut être toutefois observée permettant d'envisager l'usage de matériaux de permittivités différentes (ici jusqu'à  $\epsilon_r = 2$ ).

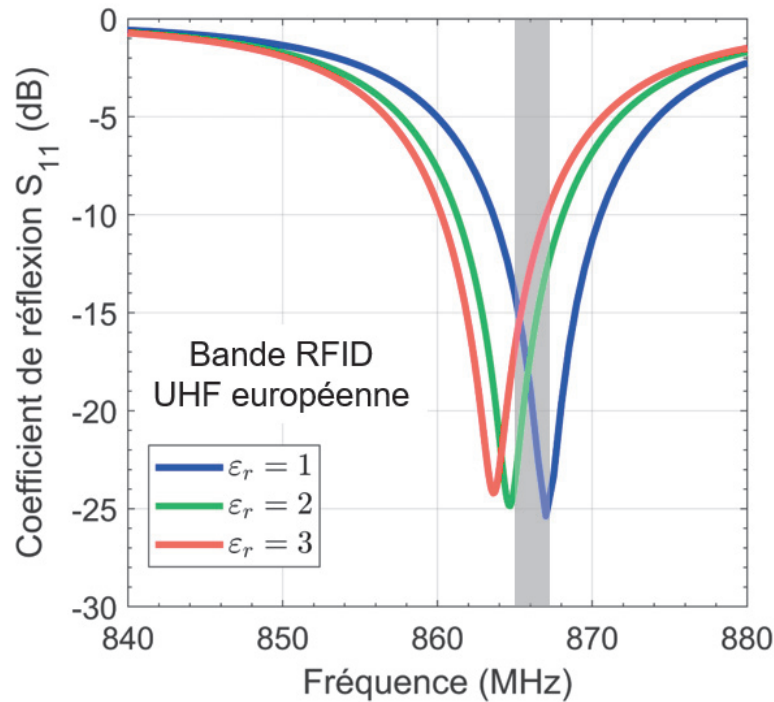


Figure 15. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  simulé pour différentes valeurs de permittivités relatives  $\epsilon_r$  du matériau diélectrique constituant le noyau de l'antenne

#### 2.2.4 Coefficient de transmission et distance de lecture obtenus par simulation pour les trois solutions E-Thread

Nous comparons maintenant le coefficient de transmission  $\tau$  du tag intégrant l'antenne hélice simulée avec deux autres tags E-Thread que nous avons évoqués dans le chapitre 1 : le premier est un tag dipôle droit d'une longueur de 172 mm et un gain de 2 dBi, le deuxième est une version améliorée du premier car il intègre une adaptation d'impédance au détriment d'un gain de 0,4 dBi (en raison de la réduction de la longueur du dipôle) [14]. Le résultat est présenté sur la Figure (16). Nous pouvons observer que le tag dipôle droit présente une faible adaptation d'impédance causée par la partie inductive faible de l'impédance d'entrée de son antenne devant la partie imaginaire capacitive de la puce. Les deux autres solutions : tag avec antenne hélice et tag dipôle avec adaptation d'impédance possèdent une adaptation idéale à la fréquence d'intérêt (867 MHz) avec l'inconvénient pour le tag à antenne hélice d'avoir une bande passante réduite.

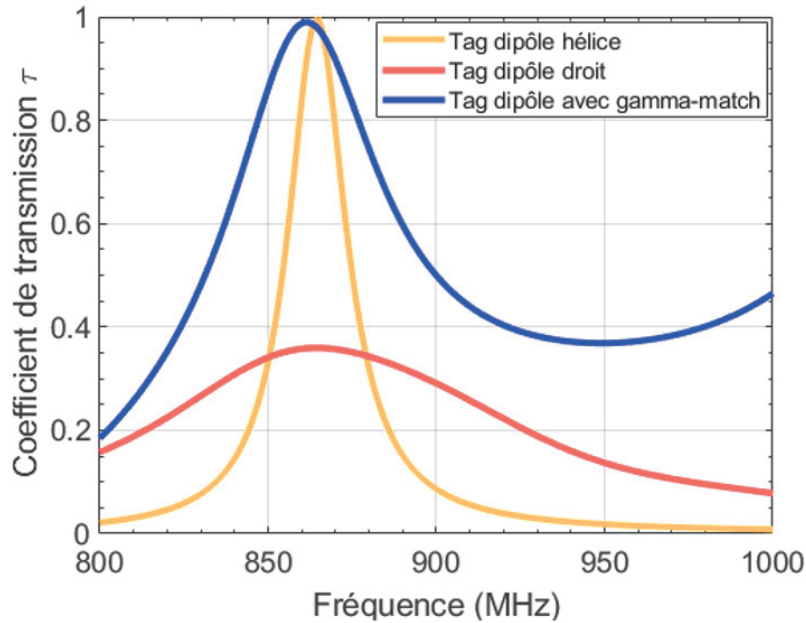


Figure 16. Coefficient de transmission  $\tau$  simulé pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice

A partir des résultats de simulation du coefficient de transmission et en utilisant l'équation donnée par (3) dans le chapitre 1, nous avons calculé la distance de lecture théorique pour les trois tags. D'après le résultat de la Figure 17, l'ajout de l'adaptation d'impédance dans le tag dipôle permet d'améliorer sa distance de lecture de 8 m à 12 m malgré la réduction de son gain. Le tag avec antenne hélice présente une distance maximale de lecture de 10 m malgré son faible gain de  $-1$  dBi. Nous concluons donc que l'adaptation d'impédance est un élément important pour assurer une bonne distance de lecture du tag intégrant l'antenne hélice.

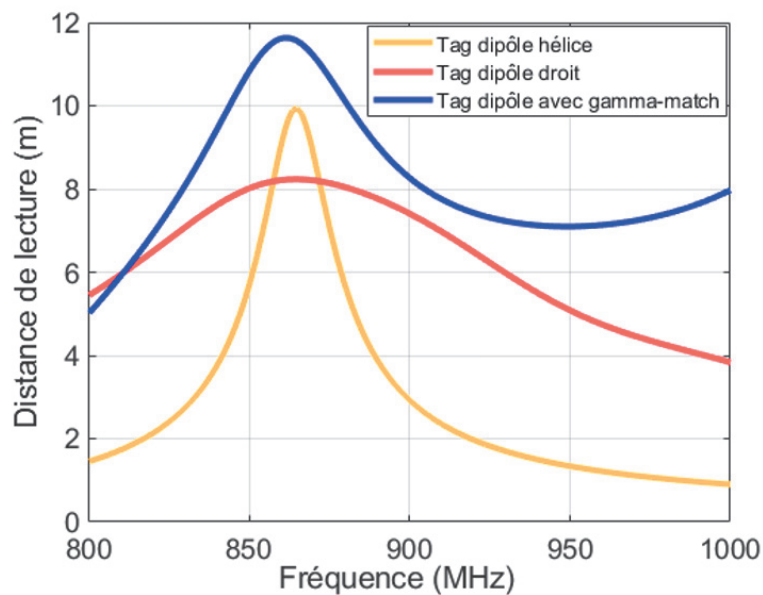


Figure 17. Distance de lecture simulée pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice

### 2.2.5 Modélisation électrique de l'impédance d'entrée d'une antenne hélice

Dans le domaine de la RF, si l'antenne est généralement vue, en première approche, comme possédant une impédance 50 Ohms (à la fréquence d'intérêt), cela reste très (trop) général et dans de nombreuses situations il peut être pertinent d'avoir un modèle électrique plus précis de son impédance d'entrée. C'est certainement encore plus vrai dans le domaine de la RFID, ne serait-ce, comme souligné précédemment, parce que l'accord entre l'antenne et la puce est particulièrement sensible, et que l'impédance de la puce est amenée à varier. Ainsi, nous avons souhaité nous intéresser plus particulièrement à la détermination d'un modèle électrique de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice.

Par la suite nous présentons deux approches qui permettent d'extraire le schéma électrique équivalent de l'antenne hélice qui repose sur l'exploitation des courbes d'impédances (partie réelle et partie imaginaire) supposées a priori connues (par exemple par simulation électromagnétique). La première approche est une méthode qui s'appuie sur un schéma électrique initial simple postulé a priori et valable pour toute antenne de type dipôle ; cette méthode est dite « empirique » car elle n'est pas automatique par nature et requiert de relever des valeurs spécifiques sur les courbes d'impédance connues a priori pour fixer au fur et à mesure un certain nombre de paramètres permettant d'extraire le modèle. La seconde approche est une méthode analytique, qui est valide pour n'importe quelle géométrie d'antenne, sans hypothèse a priori sur la complexité du circuit électrique équivalent, mais seulement sur la structure des cellules cascades.

#### 2.2.5.1 Méthode empirique : schéma équivalent électrique à cinq éléments passifs

La méthode dite empirique considère qu'une antenne dipôle est conçue pour fonctionner autour de sa fréquence de résonance. De ce fait, les modes de résonance dont l'ordre est plus élevé peuvent être négligés et l'antenne en espace libre peut être représentée (en première approximation) par un schéma équivalent électrique à cinq éléments passifs (Figure 18). Cette méthode a été proposée par les auteurs de [15] et appliquée sur une antenne dipôle hélice dans [16].

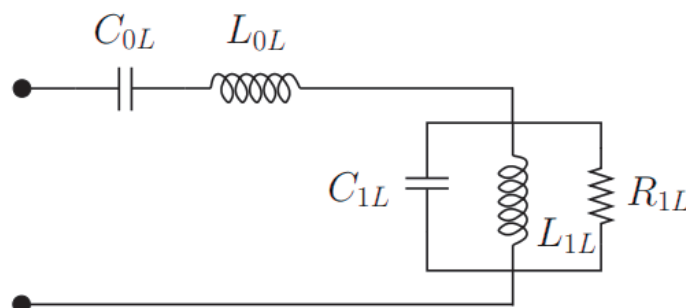


Figure 18. Schéma électrique équivalent d'une antenne dipôle fonctionnant autour de sa fréquence de résonance

L'obtention des différents éléments du circuit repose sur une méthode graphique afin d'extraire initialement les deux premières fréquences de résonance  $f_{01}$  et  $f_{02}$ . A ces fréquences, la réactance de l'impédance d'entrée s'annule et les parties réelles correspondantes sont  $R_{0L}$  et

$R_{1L}$  respectivement. La capacité  $C_{0L}$  est déterminée à partir de la réactance  $X_{LF}$  de l'antenne hélice à une fréquence  $f_{LF} \ll f_{01}$  plus basse que la première fréquence de résonance de l'antenne :

$$C_{0L} = \frac{1}{2\pi f_{LF} |X_{LF}|} \quad (3)$$

L'inductance  $L_{0L}$  est choisie afin de résonner avec  $C_{0L}$  à la deuxième fréquence de résonance  $f_{02}$  :

$$L_{0L} = \frac{1}{\omega_{02}^2 \cdot C_{0L}} \quad (4)$$

Ensuite, les valeurs de  $R_{1L}$ ,  $L_{1L}$ ,  $C_{1L}$  sont obtenues par les équations (5) lorsque la réactance  $X_1$  est nulle pour  $\omega_{01}$  et  $\omega_{02}$  :

$$\begin{aligned} L_{1L} &= \frac{R_{0L}^2 + A^2}{A} \left( \frac{\omega_{01}}{\omega_{02}^2} - \frac{1}{\omega_{02}} \right) \\ C_{1L} &= \frac{R_{0L}^2 + A^2}{A} \left( \frac{1}{\omega_{01}^2 - \omega_{02}^2} \right) \\ R_{1L} &= \frac{R_{0L}^2 + A^2}{A} \end{aligned} \quad (5)$$

Les termes  $\omega_{01} = 2\pi f_{01}$  et  $\omega_{02} = 2\pi f_{02}$  sont la première et deuxième pulsation de résonance respectivement. Le terme  $A$  est défini par (6) et dépend de la résistance d'entrée du dipôle  $R_{0L}$  qui est différente de  $73 \Omega$  pour une antenne hélice.

$$A = -\sqrt{R_{1L}R_{0L} - R_{0L}^2} \quad (6)$$

### 2.2.5.2 Approximation rationnelle de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice

L'algorithme *Vector Fitting* (VFIT) permet d'obtenir l'approximation de la réponse en fréquence d'un système, par une combinaison de pôles stables [17]. Cette méthode a été initialement utilisée pour modéliser les réseaux de distribution électriques ou pour extraire le modèle des transformateurs de tension haute puissance. Ensuite, son application a été étendue aux systèmes hautes fréquences plus particulièrement aux systèmes micro-ondes. Un exemple significatif est la modélisation des antennes ultra large bande (ULB) qui, comme leur nom l'indique, opèrent non plus à une fréquence de fonctionnement mais sur une large bande de fréquences sur laquelle l'impédance varie [18], [19].

Le principe de cette méthode est basé sur le schéma électrique donné sur la Figure 19, dont l'admittance s'exprime par l'équation suivante :

$$Y(j\omega) \approx Y_{fit}(j\omega) = \sum_{m=1}^N \frac{C_m}{j\omega - a_m} + d + j\omega \cdot e \quad (7)$$

où  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  étant la fréquence. Les termes  $e$  et  $d$  sont des nombres réels et correspondent aux deux premières branches en parallèle ( $C_0$  et  $R_0$  en parallèle). Les termes  $C_m$  et  $a_m$  représentent les résidus et les pôles respectivement de la somme des fractions rationnelles. Les pôles sont soit réels soit complexes conjugués. Dans le premier cas, la fraction rationnelle correspond à la branche  $R_1 L_1$ . Dans le second cas, deux pôles complexes conjugués s'associent pour obtenir une fraction rationnelle du second ordre à coefficients réels, ce qui correspond à la branche constituée par R, L, C et G.

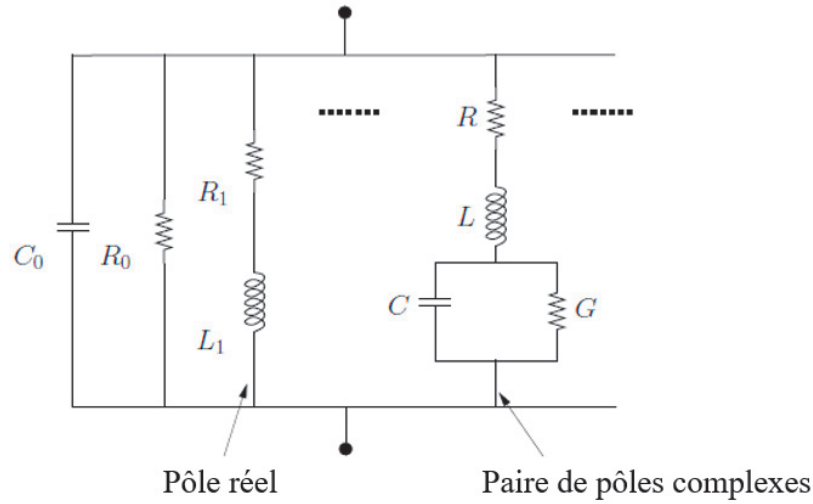


Figure 19. Schéma équivalent de l'impédance d'entrée d'une antenne extrait par la méthode VFIT

Ici, par identification et mise en forme de l'admittance du circuit élémentaire et de l'équation (7), chaque composant du circuit peut être exprimé comme suit. Immédiatement, il vient :

$$C_0 = e \text{ et } R_0 = \frac{1}{d}.$$

Chaque pôle réel  $a_m$  et le résidu correspondant  $C_m$  donne une branche R-L dans le circuit équivalent avec :

$$\begin{cases} R_1 = -\frac{a_m}{C_m} \\ L_1 = \frac{1}{C_m} \end{cases} \quad (8)$$

Chaque paire de pôles complexes conjugués  $a_m = a'_m \pm ja''_m$  et les résidus qui leur correspondent :  $C_m = C'_m + jC''_m$  donnent une branche RLCG dans le circuit équivalent avec :

$$\begin{cases} R = (-2a'_m + 2(C'_m a'_m + C''_m a''_m))L \\ L = \frac{1}{2C'_m} \\ C = \frac{1}{(a'^2_m + a''^2_m + 2(C'_m a'_m + C''_m a''_m)R)L} \\ G = -2(C'_m a'_m + C''_m a''_m)LC \end{cases} \quad (9)$$

### 2.2.5.3 Extraction du schéma équivalent de l'antenne hélice par les méthodes empirique et VFIT

Dans cette partie, nous allons appliquer ces deux méthodes à une antenne hélice arbitraire (sans perte de généralité, pour l'établissement des modèles). Ses paramètres géométriques sont présentés dans le Tableau 3. A la fréquence de résonance 867 MHz, son impédance d'entrée est :  $Z_{ant} = 40.1 + j2.42 \Omega$  ; ce qui correspond à un coefficient de réflexion de  $-18.9 \text{ dB}$ .

Diamètre $D$ (mm)	Nombre de spires $N$	Espacement entre les spires $s$ (mm)	Diamètre du fil $a$ (mm)	Demi longueur $h$ (mm)
1	50,5	1,2	0,15	60,3

Tableau 3. Dimensions de l'antenne hélice

Afin d'extraire le modèle équivalent de l'impédance d'entrée par l'une des deux méthodes, l'impédance d'entrée (parties réelle et imaginaire) obtenue par simulation est utilisée comme référence ; elle est représentée sur les Figures 20 et 21 (et identifiée comme courbe CST).

#### a) Valeurs des composants obtenus par la méthode empirique

Les valeurs des cinq composants passifs du modèle circuit correspondant à la méthode empirique sont présentées dans Tableau 4. Plus précisément, la capacité  $C_0$  est obtenue à une fréquence de 400 MHz lorsque la valeur absolue de la réactance est  $|X| = 1192 \Omega$ . Les première et deuxième fréquences de résonance sont :  $f_{01} = 865 \text{ MHz}$  et  $f_{02} = 1500 \text{ MHz}$  respectivement. A ces fréquences les réactances de l'impédance d'entrée s'annulent.

$R_0(\Omega)$	$C_{0L}(pF)$	$L_{0L}(nH)$	$C_{1L}(pF)$	$L_{1L}(nH)$	$R_{1L}(k\Omega)$
39,72	0,53	21,3	0,27	41,83	2,88

Tableau 4. Paramètres du schéma équivalent électrique obtenus par la méthode empirique

#### b) Paramètres extraits par la méthode VFIT

Le modèle obtenu par VFIT possède 8 pôles complexes conjugués deux à deux, correspondant à 18 éléments de circuit. Il est à noter que le modèle reste un modèle mathématique, avec certaines résistances à valeurs négatives, mais la routine mise en place assure la stabilité du système (c'est-à-dire que les pôles retenus sont obligatoirement à partie réelle négative) ce qui permet de l'utiliser facilement dans un simulateur circuit type SPICE par exemple. Les valeurs des pôles obtenues sont les suivantes :  $(-2.43 \pm j0.67)10^9$ ;  $(-0.19 \pm j5.41)10^9$ ;  $(-0.15 \pm j0.44)10^9$  et  $(-6.5 \pm j34.42)10^9$ .

c) Comparaison des résultats

Les Figure 20 et Figure 21 présentent les résultats obtenus pour les parties réelle et imaginaire : la courbe de référence est la courbe CST, la courbe « graphique » correspond à la méthode dite empirique, et enfin la courbe « VFIT » est celle obtenue avec l'algorithme du même nom.

A la fréquence d'intérêt, la méthode empirique fait apparaître une partie réelle très proche de celle simulée (avec une erreur relative d'environ 0,2 %), tandis que la partie imaginaire est beaucoup plus approximative. En effet, les imprécisions des valeurs des composants agissant sur la partie inductive deviennent d'autant plus significatives du fait de la multiplication par la pulsation. Comme attendu, dès lors que l'on s'écarte de la fréquence d'intérêt, les parties réelle et imaginaire s'éloignent rapidement des valeurs visées limitant l'utilisation de ce modèle seulement au voisinage de la fréquence considérée. De plus, la méthode d'extraction ne peut pas être extrapolée pour d'autres topologies d'antennes qu'une antenne dipôle.

La méthode *VFIT* fournit un modèle très précis dans la bande de fréquences étudiée 300 MHz – 3 GHz, si on considère les 4 cellules cascadiées. Le schéma électrique équivalent est donc beaucoup plus complexe que le précédent (18 éléments passifs au lieu de 5). Il s'agit davantage d'un modèle mathématique que d'un modèle physique en termes de signification contenue dans les composants qui le constitue ; autrement dit, il n'est pas possible de « prédire » l'évolution de la valeur des composants si les dimensions de l'antenne sont modifiées. Toutefois, l'approche étant purement analytique (recherche de la fonction de transfert admettant comme caractéristiques réelle et imaginaire celle d'une impédance d'antenne ici), la méthode VFIT est utilisable pour toute sorte d'antenne et la complexité du circuit équivalent final obtenu peut être réglée selon l'approximation souhaitée dans une bande de fréquence donnée.

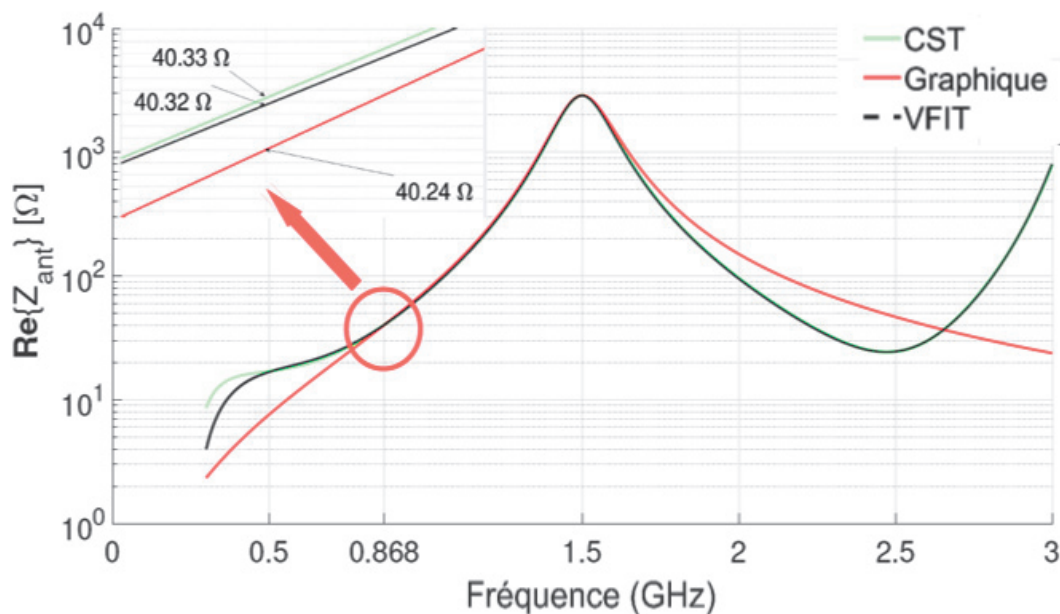


Figure 20. Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice obtenue par simulation, méthode empirique et la méthode VFIT



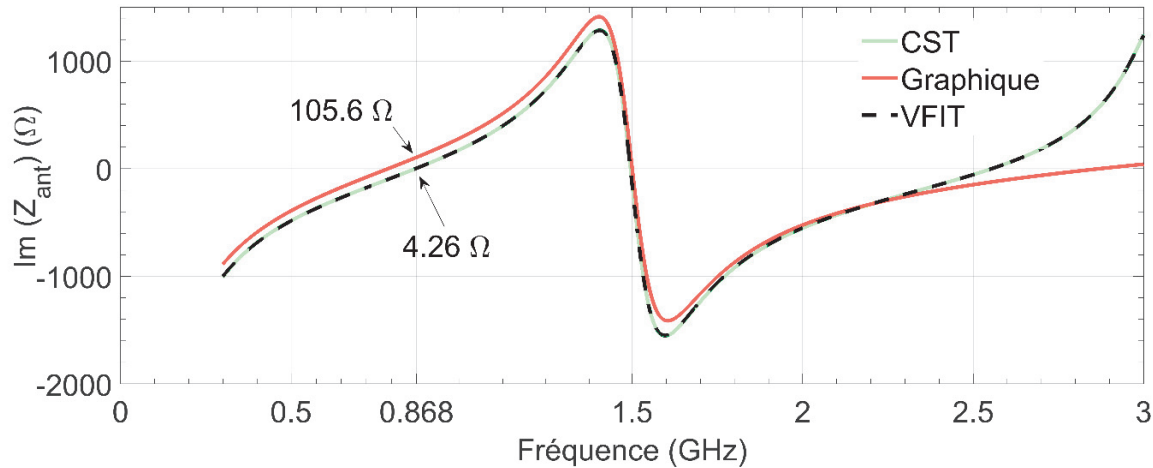


Figure 21. Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne hélice, obtenue par simulation, méthode graphique et la méthode VFIT

### 3 Fabrication et caractérisation d'un prototype de fil textile RFID intégrant une antenne hélice

#### 3.1 Procédé de fabrication du fil textile RFID intégrant une antenne hélice en utilisant la technique E-Thread®

La méthode de fabrication d'un fil textile RFID intégrant une antenne hélice est au départ la même que celle du procédé E-Thread classique décrit dans le chapitre 1. Une étape supplémentaire est ajoutée après l'assemblage de la puce avec les fils conducteurs. Un premier guipage textile est réalisé, ensuite le filament E-Thread (conducteur enroulé par du textile) est enroulé autour d'un noyau (Figure 22). Par la suite, un second filament textile, typiquement en Nylon, est enroulé dans le sens opposé afin de fournir un fini textile au tag.

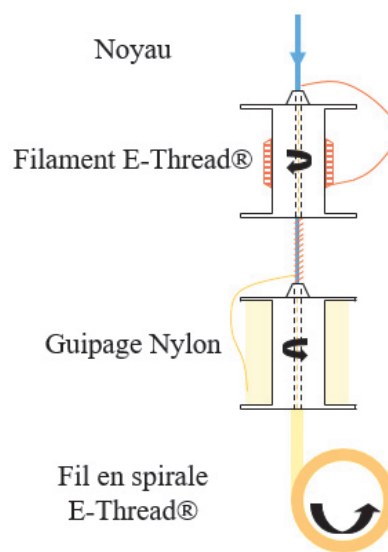


Figure 22. Procédé E-Thread modifié pour la réalisation de l'antenne hélice E-Thread

Il est important de noter que la vitesse à laquelle le noyau tourne sur lui-même et la rotation du filament E-Thread définissent l'espacement entre les spires  $s$ , tandis que le diamètre interne de l'antenne hélice est défini par les dimensions du noyau. Le comportement mécanique de l'antenne hélice résultante (élongation par exemple) est principalement défini par les propriétés mécaniques du noyau. Le fil textile final contenant les tags hélice est montré sur la Figure 23.

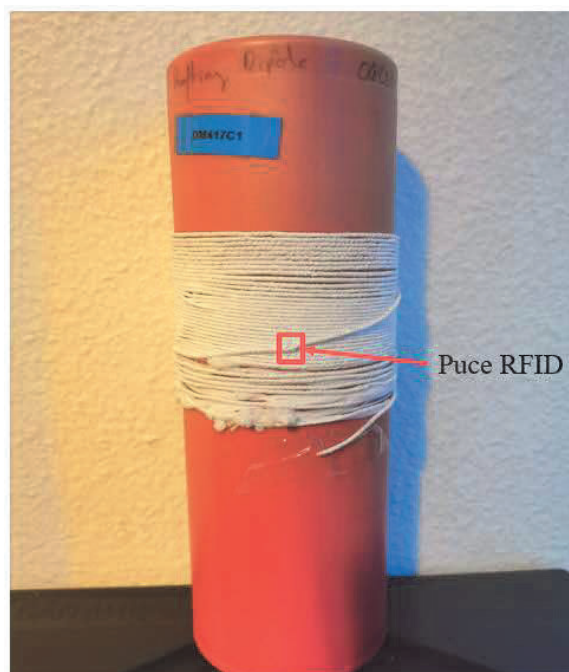


Figure 23. Bobine de fil textile contenant les tags hélice cascades et bobinés autour d'un cylindre

### 3.2 Banc de mesures utilisé pour les tests expérimentaux sur le fil textile RFID intégrant l'antenne hélice

Les performances du fil textile RFID intégrant l'antenne hélice ont été mesurées en utilisant le banc de test commercial Tagformance de Voyantic [20]. Ce banc est composé de différents éléments dont notamment (Figure 24) :

- Une antenne lecteur, antenne directionnelle large bande 600 MHz – 1300 MHz à polarisation linéaire horizontale dont le gain réalisé est 5 dBi. Cette antenne est placée sur un support réglable permettant d'ajuster la distance lecteur-tag.
- L'antenne est connectée à un module d'émission-réception à travers un coupleur directionnel 50  $\Omega$ . Cette liaison permet de générer un champ électromagnétique permettant d'identifier un ou des tags RFID UHF et de récupérer les signaux rétrodiffusés par le tag.
- Une interface logicielle associée au banc permet de visualiser les signaux transmis et réceptionnés.

Ce système de mesures est devenu un standard aussi bien dans le monde industriel qu'académique car il permet de réaliser facilement des mesures variées permettant d'évaluer les performances des tags en termes de puissance d'activation, puissance réfléchie, distance de

lecture, RCS, etc. Afin de s'affranchir des effets de l'environnement, avant toute mesure, un tag de référence peut être utilisé pour calibrer le lecteur.

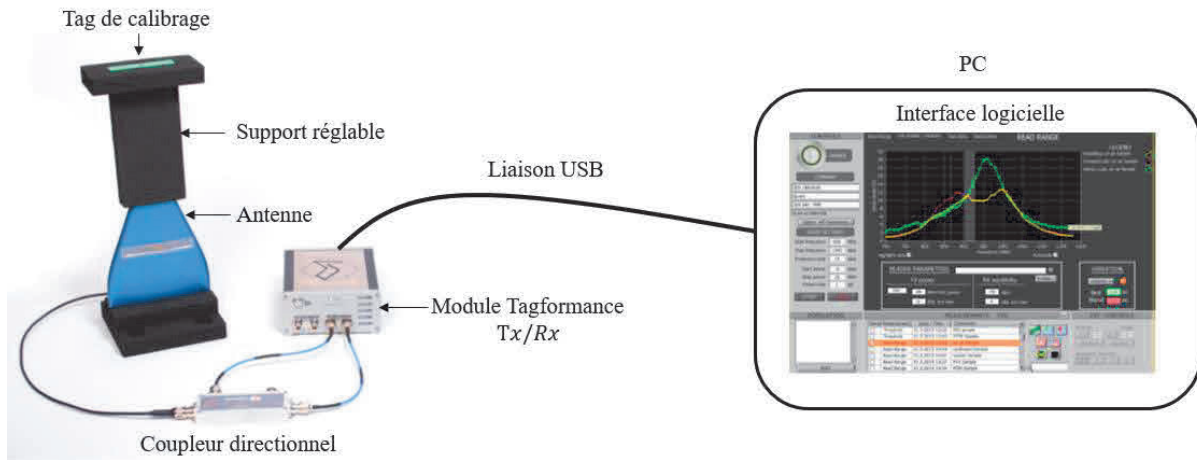


Figure 24. Banc de mesures Tagformance Voyantic

### 3.3 Mesures de la distance de lecture des tags intégrant des antennes hélices fabriquées

Les résultats expérimentaux présentés distinguent deux cas que nous allons détailler. En effet, entre les phases de conception (laboratoire) et de fabrication (partenaire industriel), plusieurs modifications ont été apportées sur l'antenne hélice pour constituer le tag RFID.

#### 3.3.1 Premier prototype : tag RFID constitué d'une antenne hélice à noyau non élastique

##### 3.3.1.1 Caractéristiques de l'antenne hélice à noyau non élastique

Par rapport au dimensionnement effectué en simulation, lors de la fabrication, un matériau textile a été ajouté autour du conducteur formant les enroulements, aspect qui n'avait pas été anticipé lors de l'étape de conception. Le prototype obtenu est celui montré sur la Figure 25 et il présente les paramètres suivants en termes de dimensions géométriques :  $D = 1,8 \text{ mm}$  ;  $h = 24 \text{ mm}$  ;  $N = 35$  ;  $s = 0,7 \text{ mm}$ ,  $a = 0,1 \text{ mm}$ . Le matériau textile utilisé pour le guipage a une permittivité diélectrique égale à 2,8 et le matériau diélectrique utilisé comme noyau a une permittivité diélectrique égale à 3,6.



Figure 25. Prototype de l'antenne hélice à noyau non élastique

### 3.3.1.2 Estimation des performances du tag à noyau non élastique

A l'aide du banc Voyantic, la distance de lecture maximale en espace libre peut être estimée. La puissance transmise par le lecteur est augmentée progressivement (limite à 30 dBm en cohérence avec les réglementations) jusqu'à l'activation de la puce. A partir de cette puissance, le logiciel déduit (via l'équation de Friis) simplement la distance de lecture maximale qu'il est possible d'atteindre. En parallèle, une plage réglable de fréquences peut être explorée ; autrement dit pour une fréquence donnée, le processus de recherche de la puissance minimale d'activation est répété.

La Figure 26 présente le résultat obtenu sur une plage de fréquences allant de 800 MHz à 1200 MHz. Nous pouvons observer que la distance maximale de lecture est estimée à 7,1 m pour une fréquence de 1040 MHz. Comme évoqué plus haut, ce décalage fréquentiel en regard de la conception par simulation où la résonance était recherchée à 867 MHz, s'explique par les différences entre prototype simulé et prototype fabriqué. Plus exactement, par rapport à la simulation, la longueur totale a été sensiblement respectée mais notamment le nombre de spires a été fortement réduit (avec un espacement entre les spires agrandi). Comme attendu, cette modification s'est traduit par le décalage en fréquence observé expérimentalement. Par ailleurs, il est tout de même intéressant de remarquer que le tag peut être identifié dans la bande RFID UHF jusqu'à une distance d'environ 1 mètre.

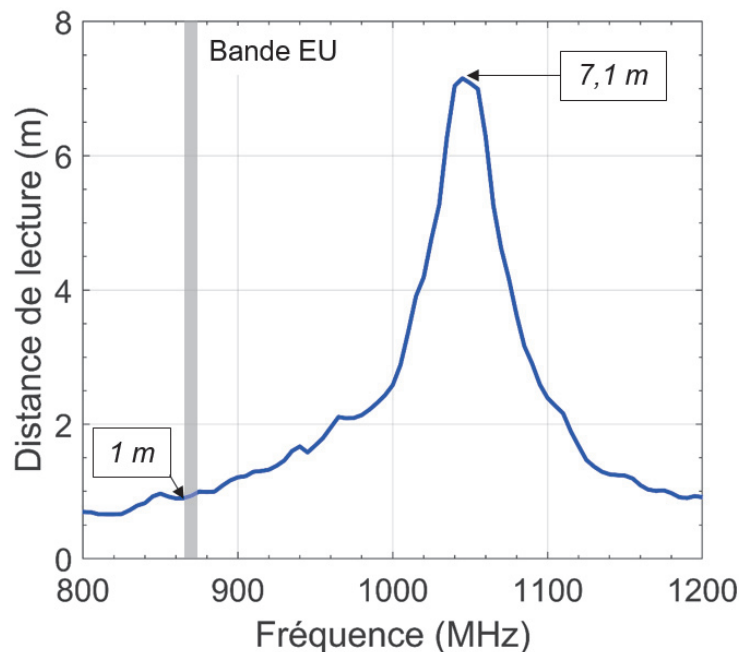


Figure 26. Distance de lecture de l'antenne hélice avec noyau non élastique

### 3.3.1.3 Confrontation des résultats expérimentaux par ingénierie inverse

Afin de conforter les résultats expérimentaux obtenus avec la phase de conception mise en place, nous avons simulé et caractérisé une antenne hélice ayant les mêmes paramètres géométriques que l'antenne fabriquée, avec les matériaux utilisés pour le guipage et le noyau (Figure 27.a, Figure 27.b et Figure 27.c).

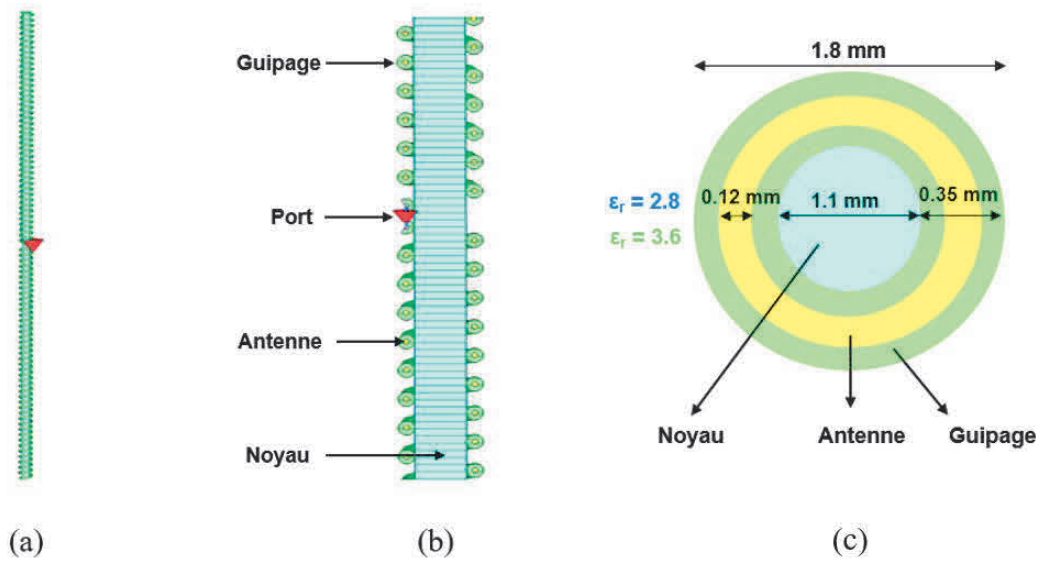


Figure 27. Antenne hélice simulée : (a) Vue complète de l'antenne ; (b) Section dans le plan de l'antenne ; (c) Section dans le fil constituant l'enroulement

La Figure 28 montre le coefficient de réflexion  $S_{11}$  obtenu et confirme la résonance observée expérimentalement à la fréquence de 1040 MHz. Une approche intéressante aurait été de vérifier le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne du tag à l'aide d'un analyseur de réseau mais cela n'est pas possible puisque l'antenne est déjà connectée à la puce.

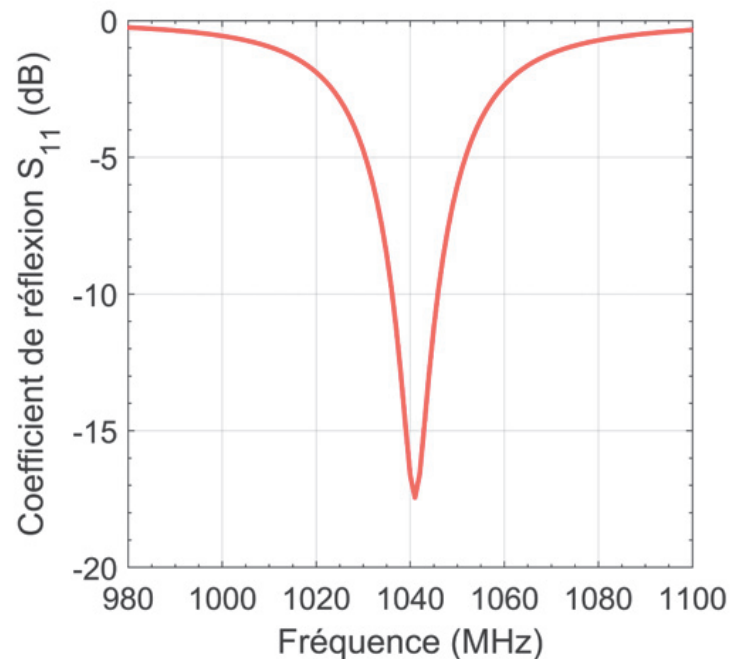


Figure 28. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne simulée par ingénierie inverse

Enfin on peut remarquer qu'à partir de ces mêmes conditions de fabrication (espacement entre spires égal à  $0,7\text{ mm}$ ), il est possible de décaler la fréquence de résonance vers la bande RFID UHF simplement en augmentant la longueur de l'antenne.

### 3.3.2 Second prototype : tag RFID constitué d'une antenne hélice à noyau élastique

#### 3.3.2.1 Caractéristiques de l'antenne hélice à noyau élastique

Un second prototype de l'antenne hélice avec noyau élastique, permettant l'élongation, a été fabriqué. Contrairement au premier prototype, l'isolation des tags de la bobine de fil par découpage évoquée dans le procédé de fabrication E-Thread au chapitre 1, a été faite progressivement afin d'assurer un fonctionnement dans la bande RFID UHF. Les paramètres géométriques du prototype final, photographié sur la Figure 29, sont les suivantes :

$D = 1,35\text{ mm}$ ,  $h = 47,5\text{ mm}$ ,  $s = 1,2\text{ mm}$ ,  $N = 40$ . Les permittivités diélectriques du noyau élastique et du guipage sont celles du cas précédent ( $\epsilon_r = 3,6$  et  $\epsilon_r = 2,8$  respectivement).

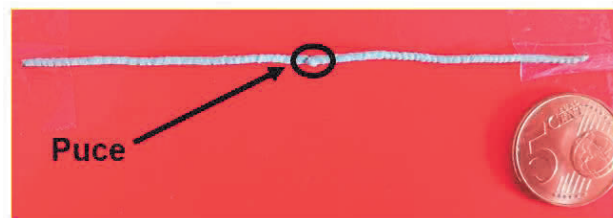


Figure 29. Prototype du fil textile RFID intégrant l'antenne hélice fabriquée par le procédé E-Thread avec noyau élastique

#### 3.3.2.2 Estimation de performance du tag à noyau élastique

Le résultat en termes de distance de lecture obtenu expérimentalement est présenté sur la Figure 30. L'antenne hélice présente une distance de lecture maximale de  $11\text{ m}$  dans la bande RFID UHF. Il est intéressant de remarquer le comportement relativement large bande qui est obtenu : par exemple, pour la bande américaine, on obtiendrait une distance de lecture supérieure à  $8\text{ m}$ .

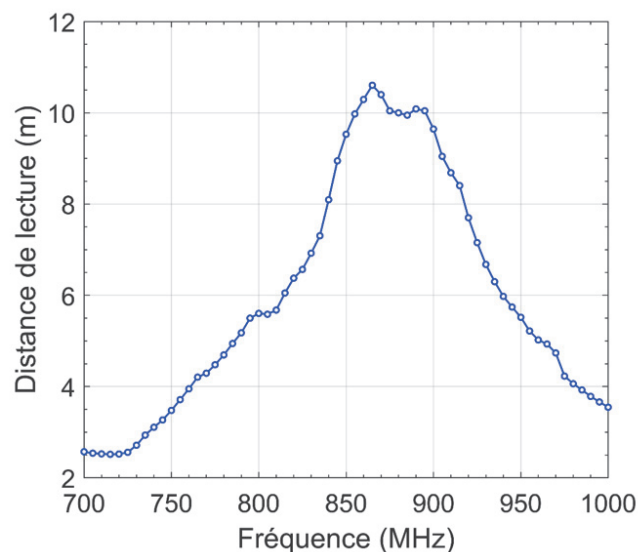


Figure 30. Distance de lecture du tag hélice E-Thread obtenu expérimentalement par le banc Voyantic

### 3.4 Tests d'élongation sur le tag avec antenne hélice à noyau élastique

#### 3.4.1 Présentation du banc de test utilisé pour la mesure d'élongation

Le banc de test mis en place pour la mesure de l'élongation s'appuie sur le banc Voyantic avec les modifications suivantes. Les deux extrémités de l'hélice sont attachées à un fil textile, lui-même enroulé sur deux bobines. La rotation des deux bobines, une dans le sens horaire et l'autre dans le sens antihoraire, permet d'exercer une élongation sur l'antenne hélice comme illustré par la Figure 31. Pour chaque longueur d'étirement, la distance de lecture est alors mesurée. Une photographie du banc de test complet est présentée sur la Figure 32.

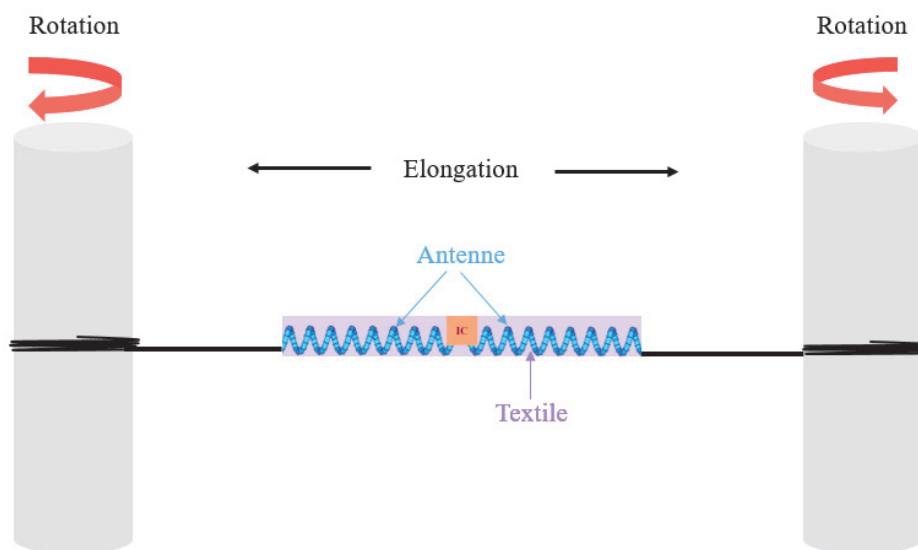


Figure 31. Illustration de la mesure de la robustesse à l'élongation de l'antenne hélice

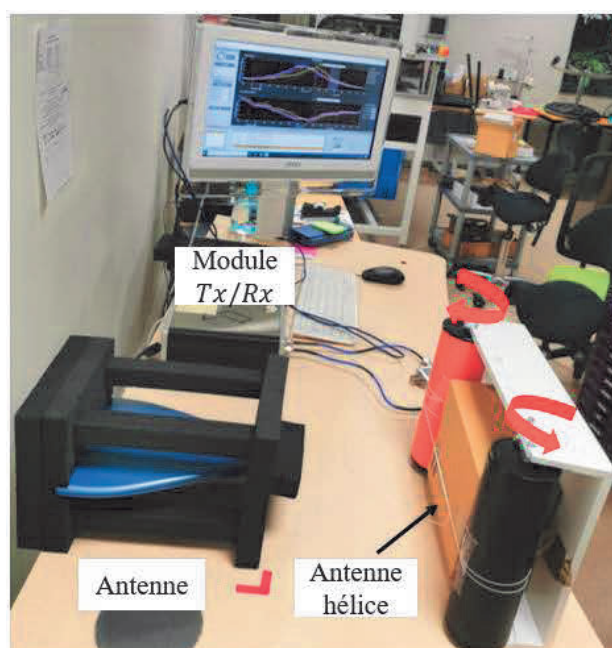


Figure 32. Banc de mesures de la robustesse à l'élongation de l'antenne hélice

### 3.4.2 Impact de l'élongation sur la distance de lecture

La Figure 33 synthétise les résultats obtenus pour plusieurs élongations : l'antenne « au repos » présente une élongation égale à 9,5 cm et elle est allongée jusqu'à 10,6 cm par pas de 0,2 à 0,3 cm. Nous choisissons d'arrêter l'élongation à 10,6 cm pour ne pas risquer de rompre le tag. Avant élongation, les résultats précédents se retrouvent avec notamment une distance maximale de lecture de 11 m à 867 MHz. Ce résultat est meilleur que le résultat obtenu lorsque le tag n'était pas accroché par ses deux extrémités aux deux bobines. Un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences au fur et à mesure de l'élongation de l'antenne est observé. Toutefois, pour une longueur de 10,6 cm, soit un allongement de 11,5 % de sa longueur initiale, le tag peut être encore lu jusqu'à une distance d'environ 9 m (soit 18% de perte). On observe donc une certaine robustesse à l'élongation du tag RFID, aussi bien en termes de performance de lecture mais aussi en termes de structure du fil lui-même.

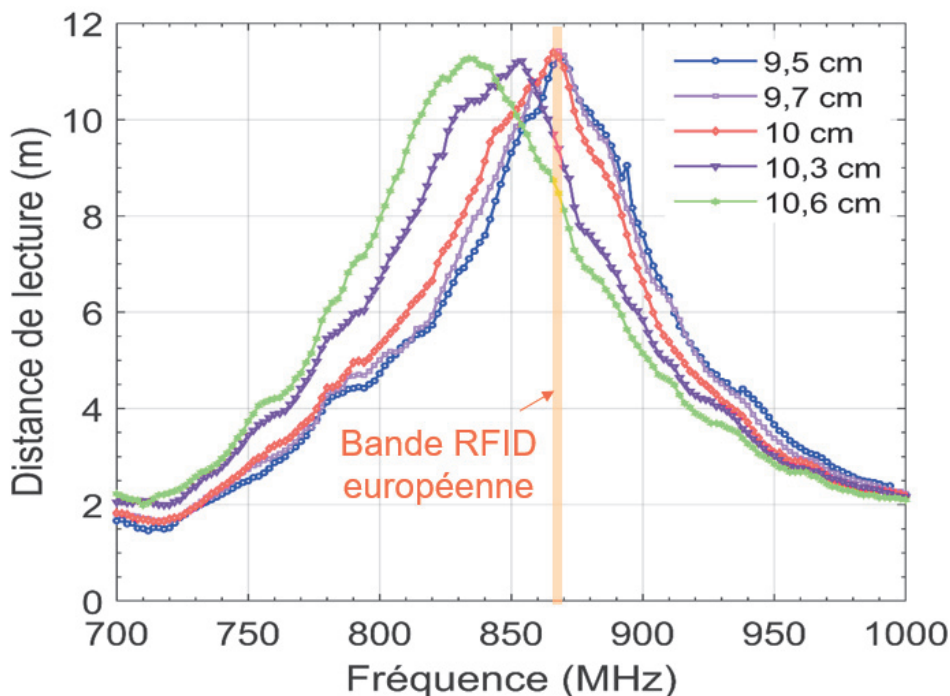


Figure 33. Distance de lecture de l'antenne hélice mesurée pour différentes longueurs résultantes à l'élongation

## 4 Bilan et comparaison des tags E-Thread en termes de distance de lecture mesurée expérimentalement

L'objectif est de comparer les trois solutions E-Thread suivantes :

- Tag de référence : tag dipôle droit de longueur 172 mm, présentant une impédance de  $73 + j42.5 \Omega$  à la fréquence de résonance et un gain de 2 dBi.
- Tag avec antenne dipôle et adaptation d'impédance (« gamma-match ») de longueur 136 mm pour l'élément rayonnant et 23 mm pour le stub, présentant un gain de 0,4 dBi.
- Tag avec antenne hélice adaptée à la puce, de longueur 95 mm.



La Figure 34 montre la distance de lecture mesurée pour les trois tags E-Thread. Comme obtenu en théorie, nous retrouvons la distance de lecture maximale de 12 m et une large bande passante du tag dipôle intégrant l'adaptation d'impédance. Nous retrouvons aussi que la distance de lecture du tag dipôle droit est la plus faible entre les trois solutions E-Thread. Toutefois, il présente une meilleure distance de lecture 9,8 m que celle calculée théoriquement 8 m. Avec une distance de lecture maximale de 11 m, les performances du tag avec antenne hélice se situent entre celles d'un tag dipôle droit ainsi qu'un tag dipôle avec adaptation d'impédance avec l'avantage d'être robuste à l'élongation.

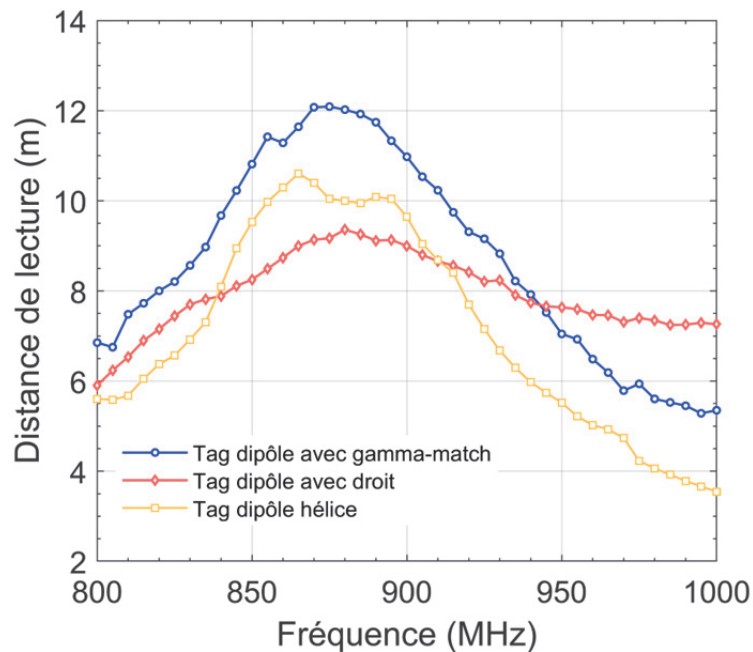


Figure 34. Distance de lecture mesurée avec le banc Voyantic pour les trois solutions des tags E-Thread : tag dipôle droit, tag dipôle avec gamma-match et le tag dipôle hélice

## 5 Conclusion

Lors de ce chapitre, nous avons conçu un fil textile RFID intégrant une antenne hélice lui permettant d'être extensible et robuste à l'élongation. Nous avons proposé une méthodologie permettant de réaliser l'adaptation d'impédance de l'antenne avec une puce RFID.

Nous avons constaté le fait que les paramètres géométriques du tag à antenne hélice conçu devaient être modifiés pour répondre aux contraintes de fabrication additionnelles à celles que nous avons envisagées lors de la conception par simulation. Cependant, le tag intégrant l'antenne hélice obtenu présente de bonnes performances lui permettant d'être lu à une distance d'environ 11 m dans la bande de fréquence RFID UHF européenne. De prochains travaux consisteront en l'optimisation de la méthode de simulation afin de prendre en compte au mieux les contraintes de fabrication et arriver à un prototype final qui se rapproche du prototype simulé.

## Références

- [1] J.D. Kraus, "The helical antenna," Proceedings of the I.R.E, 1949.
- [2] C.A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design," Wiley, 2005.
- [3] Z. Blazevic, M. Skiljo, "Helical antennas in satellite radio Channel," Advances in Satellite Communications, IntechOpen, 2011.
- [4] Z. H. Firouzeh, A. Safari-Hajat-Aghaei, H. MirMohammad-Sadeghi, "Design and implementation of stub-loaded helical antenna for UAV data radio link," IMECS, 2007
- [5] N. Q. Dinh, N. Michishita, Y. Yamada, and K. Nakatani, "Development of a Very Small Normal Mode Helical Antenna for the Tire Pressure Sensor of TPMS," IEICE Proceedings Series, vol. 35, no. 4C32-1, 2008.
- [6] S. J. Mazlouman, A. Mahanfar, C. Menon, R. Vaughan, "A frequency tunable embedded normal-mode helix antenna for portable wireless devices," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Italy, April 11-15, 2011.
- [7] H. Mizuno, M. Takahashi, K. Saito, N. Haga, K. Ito, "Design of a helical folded dipole antenna for biomedical implants," Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), Italy, April 11-15, 2011.
- [8] D. D. Karnaushenko, D. Karnaushenko, D. Makarov, O. G. Schmidt, "Compact helical antenna for smart implant applications," NPG Asia Materials, vol. 7, no. 6, 2015.
- [9] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Helical antenna for handheld UHF RFID reader," IEEE International Conference on RFID, USA, April 14-16, 2010.
- [10] Basari, D. C. Sirait, F. Y. Zulkifli, E. T. Rahardjo, "A helical folded dipole antenna for medical implant communication applications," IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-BIO), Singapore, December 9-13, 2013.
- [11] Y. Yamada, W. G. Hong, W. H. Jung, N. Michishita, "High gain design of a very small normal mode helical antenna for RFID tags," TENCON IEEE Region 10 Conference, Taiwan, Oct 30 - Nov 2, 2007.
- [12] Y. Liao, Y. Zhang, K. Cai, Z. Liang, "Impedance matching design of small normal mode helical antennas for RFID tags," Proceedings of the International Symposium on Antennas and Propagation, China, October 23-25, 2013.
- [13] Impinj. Monza 6 Product Brief. [Online]. Available: <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202765328-Monza-R6-Product-Brief-Datasheet>.
- [14] G. Andia, "Slenderly and conformable passive UHF RFID yarn," IEEE International Conference on RFID (RFID), USA, May 9-11, 2017.
- [15] M. Hamid, R. Hamid, "Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length," IEEE Transactions on Antennas Propagation, vol. 45, no. 11, pp. 1695-1696, 1997.

- [16] Y. Liao, T. H. Hubing, D. Su, "Equivalent circuit for dipole antennas in a lossy medium," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 60, no. 8, pp. 3950-3953, 2012.
- [17] B. Gustavsen, A. Semlyen, "Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052-1061, 1999.
- [18] W. Ren, "Circuit modeling methodology for small UWB antenna with vector fitting technique," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 53, no. 9, pp. 2116-2119, 2011.
- [19] Y. Duroc, A. Ghiotto, T. P. Vuong, S. Tedjini, "Parametric modeling of Ultrawideband antennas," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. 55, no. 11, pp. 3103-3105, 2007.
- [20] Voyantic. Tagformance Pro. [Online]. Available: <https://voyantic.com/products/tagformance-pro>

## **Chapitre 3**

Intégration de la fonction de capture au fil textile RFID UHF et conception de tag-capteurs filaires pour la température et l'humidité

## **Chapitre 3 : Intégration de la fonction de capture au fil textile RFID UHF et conception de tag-capteurs filaires pour la température et l'humidité**

Depuis une quinzaine d'années, la technologie RFID se voit doter de nouvelles capacités. En effet, en plus de la seule identification, qui était sa fonction originelle, l'authentification, la localisation, la commande d'actionneurs, la capture d'informations se rencontrent aujourd'hui en RFID et sont des exemples significatifs de cette évolution. Ainsi, les champs applicatifs de la RFID, notamment pour le standard UHF, s'étendent fortement et de multiples nouveaux usages peuvent être imaginés.

Ce chapitre se concentre sur l'ajout de la fonction de capture d'information en RFID, et plus spécifiquement, dans le contexte du wearable. Après avoir donné un aperçu des solutions rencontrées dans la littérature, nous présentons les travaux réalisés autour du fil textile RFID UHF E-Thread® à antenne dipôle afin de lui ajouter la fonction de capteur. Nous soulignons d'une part les principes utilisés dans le domaine de la RFID afin d'intégrer la fonction de capteur à un tag, et d'autre part les approches possibles pour réaliser la mesure. Ensuite, nous détaillons les conceptions réalisées pour deux tags-capteurs filaires : humidité et température sont les grandeurs considérées. Pour la capture de température, l'étude se poursuit jusqu'à la fabrication d'un prototype associée à des premiers résultats expérimentaux.

## Table des matières

<b>Chapitre 3</b> : Intégration de la fonction de capture au fil textile RFID UHF et conception de tag-capteurs filaires pour la température et l'humidité.....	76
1 La capture d'informations en RFID.....	80
1.1 Les tags-capteurs RFID .....	80
1.2 Les tags capteurs RFID UHF pour le wearable .....	80
1.2.1 Tags capteurs de température wearable.....	80
1.2.2 Tags capteur d'humidité wearable .....	82
1.2.3 Tags capteurs de déformation .....	83
1.3 Intégration de la fonction de capture dans un fil textile .....	84
2 Fil capteur RFID UHF E-Thread® .....	85
2.1 Objectifs et cahier des charges .....	85
2.2 Méthodes de mesure à partir d'un tag-capteur RFID .....	86
2.2.1 Principe de capture d'information par une mesure nécessitant un calibrage .....	86
2.2.2 Principe de capture d'information par une mesure différentielle.....	86
3 Conception de tags capteurs d'humidité et de la température avec un facteur de forme filaire.....	88
3.1 Capteur d'humidité passif intégré dans un fil textile RFID UHF.....	88
3.1.1 Topologie du tag-capteur d'humidité.....	88
3.1.2 Principe de fonctionnement théorique du tag-capteur d'humidité.....	89
3.1.3 Conception et caractérisation par simulation du tag-capteur d'humidité.....	90
3.2 Capteur de température passif intégré dans un fil textile RFID UHF .....	93
3.2.1 Structure du tag-capteur de température .....	93
3.2.2 Principe de fonctionnement théorique du tag-capteur de température.....	93
3.2.3 Conception et caractérisation par simulation du tag-capteur de température ....	94
3.2.4 Application du principe de la mesure différentielle sur le tag-capteur de température.....	98
4 Test expérimentaux sur le tag-capteur de température fabriqué par le procédé E-Thread® 101	
4.1 Les tags-capteurs de température E-Thread® fabriqués .....	101
4.2 Banc de mesures permettant de caractériser le tag-capteur de température .....	101
4.2.1 Environnement du placement des tags .....	101
4.2.2 Procédé de variation de la température à l'intérieur du boîtier .....	102
4.3 Résultats des mesures et discussion.....	102
4.3.1 Mesures des puissances d'activation pour les tags de référence .....	103
4.3.2 Mesures des puissances d'activation pour les tags-capteurs de température ...	104
5 Conclusion .....	107
Références.....	108

## Table des illustrations

Figure 1. Exemple de tag RFID UHF intégrant la puce SL900A, fourni par le fabricant AMS [3] .....	81
Figure 2. Tag-capteur RFID intégrant la puce RFID SL900A fabriqué par impression 3D sur un substrat flexible en Polyimide [4] .....	81
Figure 3. Tag-capteur de température intégrant la puce SL900A fabriqué par sérigraphie sur un substrat en plastique et intégrant un capteur tactile additionnel à travers une capacité interdigitée [5] .....	82
Figure 4. Tag-capteur d'humidité fabriqué par impression par jet d'encre sur un substrat de Kapton sensible à l'humidité [6] .....	82
Figure 5. Tag-capteur d'humidité fabriqué par broderie, utilisant une partie de son substrat comme capteur[7].....	83
Figure 6. Tag-capteur de déformation réalisé par collage adhésif d'une antenne en tissu élastique couplée à une boucle inductive connectée à la puce [8] .....	83
Figure 7. Tag-capteur d'élongation fabriqué par broderie sur un substrat élastique [9].....	84
Figure 8. Fil textile intégrant une thermistance comme capteur de température [12].....	85
Figure 9. Capteur de taux de transpiration intégré dans un fil textile en coton [13].....	85
Figure 10. Illustration du principe de capture d'information par mesure nécessitant un calibrage .....	87
Figure 11. Illustration de la capture d'information par une mesure différentielle .....	88
Figure 12. Tag-capteur d'humidité utilisant la capacité comment élément sensible .....	88
Figure 13. Coefficient de transmission : comparaison entre théorie et simulation .....	90
Figure 14. Coefficient de transmission : comparaison entre théorie et simulation avec prise en compte du guipage .....	91
Figure 15. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la variation de l'humidité relative.....	92
Figure 16. Gain réalisé et efficacité de rayonnement en fonction de la plage de fréquences de fonctionnement.....	92
Figure 17. Illustration du tag-capteur de température conçu à partir du fil textile RFID E-Thread® intégrant une résistance sensible à la température .....	93
Figure 18. Evolution de la résistance de la thermistance en fonction de la température .....	94
Figure 19. Coefficient de transmission $\tau$ pour différentes valeurs de températures calculé par simulation.....	95
Figure 20. Comparaison entre le coefficient de transmission $\tau$ obtenu par la théorie et la simulation pour $R_{th} = 0 \Omega$ et $R_{th} = 22\Omega$ .....	96
Figure 21. Structure du capteur de température simulé dans un matériau textile .....	97
Figure 22. Coefficient de transmission en environnement réel pour plusieurs valeurs de résistances simulant une variation de température .....	97
Figure 23. Gain réalisé du tag-capteur en fonction de la température .....	98
Figure 24. Structure du tag de référence simulé sur CST .....	98
Figure 25. Tag-capteur et tag de référence placés à une distance de 4 cm.....	98
Figure 26. Coefficient de transmission du tag de référence, avant et après placement avec un tag-capteur.....	99

Figure 27. Coefficient de transmission du tag-capteur, avant et après placement avec un tag de référence .....	99
Figure 28. . Puissance différentielle transmise par le lecteur RFID, entre le tag de référence et le tag-capteur de température .....	100
Figure 29. Tags fabriqués par le procédé E-Thread : (a) Tag-capteur de température (b) Tag RFID de référence. ....	101
Figure 30. Tag RFID de référence et tag-capteur placés à l'intérieur du boîtier .....	102
Figure 31. Banc de test pour la mesure de température .....	102
Figure 32. Puissance d'activation du tag de référence T1_ref .....	103
Figure 33. Puissance d'activation du tag de référence avec T2_ref .....	103
Figure 34. Puissance d'activation du tag de référence avec T3_ref .....	103
Figure 35. Puissance d'activation du tag-capteur avec T <sub>1</sub> aux températures 25°C < T° < 70°C .....	104
Figure 36. Puissance d'activation du tag-capteur avec T <sub>2</sub> aux températures 25°C < T° < 70°C .....	104
Figure 37. Puissance d'activation du tag-capteur T <sub>3</sub> aux températures 25°C < T° < 70°C ....	104
Figure 38. Puissance d'activation du tag-capteur T <sub>1</sub> . Zoom sur la bande RFID UHF Européenne .....	105
Figure 39. Puissance d'activation du tag-capteur T <sub>1</sub> . Zoom sur la bande RFID UHF Japonaise .....	105
Figure 40. Puissance d'activation en fonction de la température aux fréquences : 800 MHz, 866 MHz, 953 MHz .....	106
Figure 41. Puissance d'activation différentielle en fonction de la température aux fréquences : 800 MHz, 866 MHz, 953 MHz .....	106
Figure 42. Distance de lecture du tag-capteur T <sub>1</sub> pour des températures 25°C < T° < 70°C.	107



## 1 La capture d'informations en RFID

### 1.1 Les tags-capteurs RFID

Depuis la découverte du potentiel des tags RFID en tant que capteurs, de nombreux travaux de recherche ont été menés, et des capteurs RFID UHF ont été développés pour la détection de grandeurs physiques variées telles que température, humidité, contrainte mécanique, concentration chimique, etc. Cette évolution a rendu les tags-capteurs RFID attractifs pour de nouveaux usages rencontrés dans diverses applications comme le suivi de patients (en établissements de soin ou à domicile) et de sportifs, le suivi de médicaments et d'aliments (par exemple respect de la chaîne du froid), etc.

Pour intégrer la fonction de capteur à un tag RFID, deux approches principales ont été développées. La première solution consiste à ajouter un capteur au tag : soit en associant un capteur et un tag, soit en intégrant dans un même composant les deux circuits, celui dédié pour la seule capture d'information et une puce RFID traditionnelle [1]. Cette solution pénalise la RFID passive parce qu'elle impose une contrainte énergétique supplémentaire pour alimenter les circuits réduisant ainsi les distances opérationnelles et elle peut même conduire à l'utilisation d'une source d'énergie propre pour le capteur. Afin de conserver le caractère passif du tag, la première solution transforme l'antenne ou la puce en transducteur. Par exemple, un matériau spécifique sensible à l'environnement (substrat tel que Kapton ou paraffine, respectivement en termes d'humidité ou de température) est associé à l'antenne. La désadaptation liée aux modifications du substrat (constante diélectrique) se traduit alors par une modification du signal rétro-modulé corrélée à la grandeur à mesurer.

Outre l'approche conceptuelle utilisée pour transformer un tag en tag-capteur, ce sont aussi des contraintes de réalisation et de fabrication qui guident et orientent les possibilités, auxquelles s'ajoutent des contraintes d'ordre pratiques et pragmatiques selon les cas d'usages visés. D'une façon générale, un tag et un tag-capteur en particulier, doit être « adapté » à l'objet auquel il est destiné, c'est-à-dire répondre à des exigences telles que dimensionnement, intégration, flexibilité, etc.

Les paragraphes qui suivent vont illustrer les différents tags capteurs dédiés au contexte wearable rencontrés dans la littérature. Nous mettons en évidence trois types de tags selon la grandeur physique mesurée : température, humidité et déformation. Pour chaque type de tag, quelques exemples seront illustrés en soulignant : les techniques de fabrication (qui sont les mêmes exploitées pour les tags RFID wearable décrites dans le chapitre 1) ainsi que le principe de détection appliqué. Cette présentation sera complétée, hors cas RFID, par un focus sur l'intégration de la fonction de capture dans un fil textile faisant le lien avec le travail présenté ici : fil textile RFID en tant que tag-capteur.

### 1.2 Les tags capteurs RFID UHF pour le wearable

#### 1.2.1 Tags capteurs de température wearable

Comme évoqué dans l'introduction, il existe aujourd'hui des puces RFID intégrant dans le même packaging un capteur de température. Un exemple de ces puces est le circuit intégré *SL900A* [2]. Lorsqu'elle est associée à un tag (Figure 1), cette puce permet de fournir

l'information de la température sur une plage allant de  $-28^{\circ}\text{C}$  jusqu'à  $58^{\circ}\text{C}$ , dans la bande RFID 860 – 960 MHz. Elle possède deux modes de fonctionnement : un mode passif, utilisant le champ électromagnétique du lecteur pour renvoyer l'information sur son identifiant ainsi que la température. Elle possède également un mode de fonctionnement semi-passif où la puce est connectée à une batterie permettant de fournir de l'énergie à la puce (et donc au capteur). Ce mode est particulièrement avantageux pour enregistrer les données sur la température même en l'absence du champ électromagnétique du lecteur. Une autre particularité de cette puce est la possibilité d'y connecter jusqu'à deux capteurs externes.

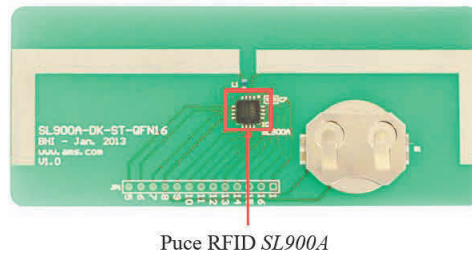


Figure 1. Exemple de tag RFID UHF intégrant la puce SL900A, fourni par le fabricant AMS [3]

Vu les avantages présentés par cette puce RFID, nous avons constaté son utilisation dans plusieurs tags capteurs RFID UHF dédiés au wearable dont nous citons quelques exemples par la suite.

#### 1.2.1.1 Tag-capteur RFID de température fabriqué par impression 3D

Un tag-capteur de température composé d'une antenne dipôle replié et de la puce RFID SL900A fonctionnant dans la bande RFID UHF américaine a été proposé dans [4]. Il a été fabriqué par impression 3D sur un substrat flexible en Polyimide (Figure 2). Ce capteur permet de fournir la valeur de la température avec une précision de  $\pm 5\%$ .

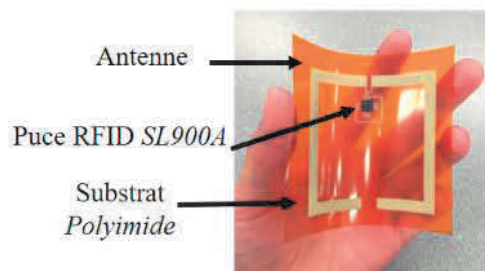


Figure 2. Tag-capteur RFID intégrant la puce RFID SL900A fabriqué par impression 3D sur un substrat flexible en Polyimide [4]

#### 1.2.1.2 Tag-capteur RFID de température fabriqué par sérigraphie

Similairement à [4], le tag-capteur RFID proposé dans [5] est composé d'un dipôle replié connecté à la puce SL900A. Le tag-capteur fonctionne dans la bande RFID UHF américaine. Il est fabriqué par sérigraphie sur un substrat en plastique. La particularité de ce travail est

l'exploitation de l'interface de la puce permettant la connexion d'un capteur externe, ici une capacité interdigitée imprimée par la même technique et qui sert de capteur tactile (Figure 3).

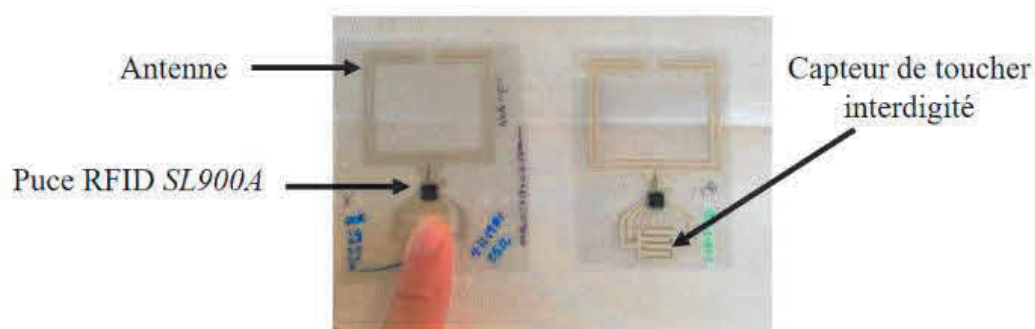


Figure 3. Tag-capteur de température intégrant la puce SL900A fabriqué par sérigraphie sur un substrat en plastique et intégrant un capteur tactile additionnel à travers une capacité interdigitée [5]

## 1.2.2 Tags capteur d'humidité wearable

Les tags d'humidité que nous allons citer dans ce paragraphe utilisent les éléments du tag comme transducteur de la grandeur physique.

### 1.2.2.1 Tag-capteur d'humidité fabriqué par jet d'encre

La tag-capteur d'humidité proposé dans [6], est composé d'une antenne dipôle associée à la puce. Le tag-capteur fonctionne dans la bande RFID UHF internationale 860 – 960 MHz. Il est fabriqué par impression par jet d'encre sur un substrat de Kapton qui constitue l'élément sensible à l'humidité. Des éléments capacitifs imprimés sur les deux côtés du substrat et reliés à l'antenne assurent la transduction de l'humidité (Figure 4). La variation du taux d'humidité se traduit par la modification de la permittivité diélectrique du Kapton créant un décalage de la fréquence de résonance du tag et par conséquent la variation des signaux rétro-modulés. Un aspect très intéressant dans cette étude a été l'utilisation d'une méthode de mesure différentielle par l'ajout d'un capteur de référence (non soumis aux variations de l'humidité) qui permet de s'affranchir des effets de l'environnement. Cet aspect nous intéresse particulièrement dans cette thèse et nous l'expliquerons dans la section 3 de ce chapitre.

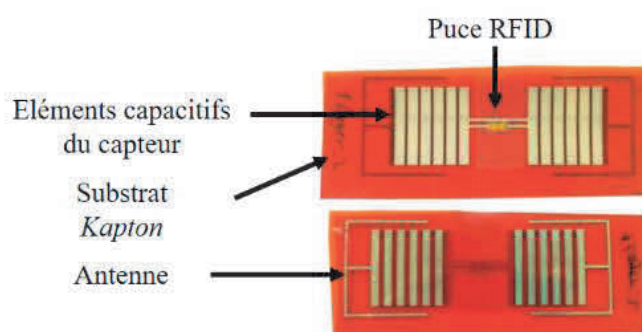


Figure 4. Tag-capteur d'humidité fabriqué par impression par jet d'encre sur un substrat de Kapton sensible à l'humidité [6]

### 1.2.2.2 Tag-capteur d'humidité fabriqué par broderie

Comparé aux travaux présentés dans [6], où des éléments capacitifs sont utilisés en tant que transducteur de l'humidité, les auteurs dans [7] proposent un tag-capteur d'humidité plus simple car il n'ajoute pas d'éléments de transduction, il fonctionne dans la bande RFID UHF américaine. Il est constitué d'un substrat en tissu sur lequel l'antenne dipôle est intégrée par broderie (Figure 5). C'est une partie du substrat ne contenant pas l'antenne qui est soumise aux variations de l'humidité et c'est l'antenne qui joue le rôle du transducteur. L'absorption de l'humidité par le substrat augmente la conductivité de l'antenne qui se traduit par une augmentation de la distance de lecture du tag.

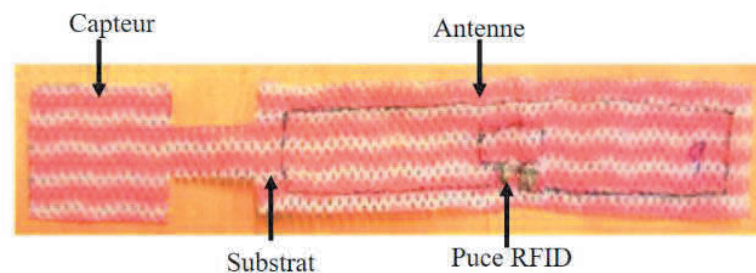


Figure 5. Tag-capteur d'humidité fabriqué par broderie, utilisant une partie de son substrat comme capteur[7]

### 1.2.3 Tags capteurs de déformation

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les tags wearable en textile sont sujets aux déformations. Cette déformation peut constituer un inconvénient car elle peut avoir un impact sur les performances du tag RFID wearable mais elle peut aussi être exploitée pour des fonctionnalités de capture d'élongation ou de déformation en général. Nous allons illustrer quelques exemples de tags capteurs de déformation en textile.

#### 1.2.3.1 Tag-capteur de déformation fabriqué par collage adhésif

Le tag-capteur présenté dans [8] est constitué d'une antenne « patch » réalisée à partir d'un tissu conducteur adhésif et élastique. L'antenne est couplée à une boucle inductive qui a été formée par un textile conducteur non élastique et connecté à la puce (Figure 6). De cette façon, l'élongation n'est appliquée qu'à l'antenne et évite des contraintes sur la puce. Il a été observé que l'élongation de l'antenne créait une variation de la distance de lecture du tag-capteur.

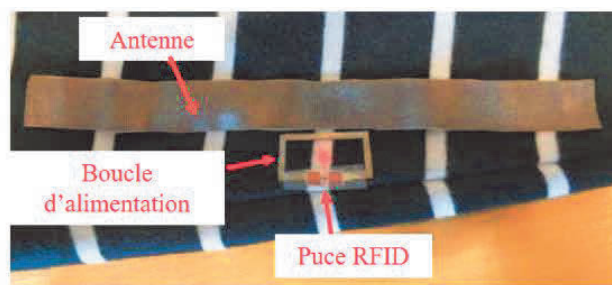


Figure 6. Tag-capteur de déformation réalisé par collage adhésif d'une antenne en tissu élastique couplée à une boucle inductive connectée à la puce [8]

### 1.2.3.2 Tag-capteur de déformation fabriqué par broderie

Un exemple d'une autre technique est proposé dans [9] où l'antenne est réalisée à partir d'un fil conducteur textile brodé sur un substrat élastique en polyester constituant l'élément déformable (Figure 7). L'élongation du tag-capteur crée une variation de la puissance d'activation du tag.

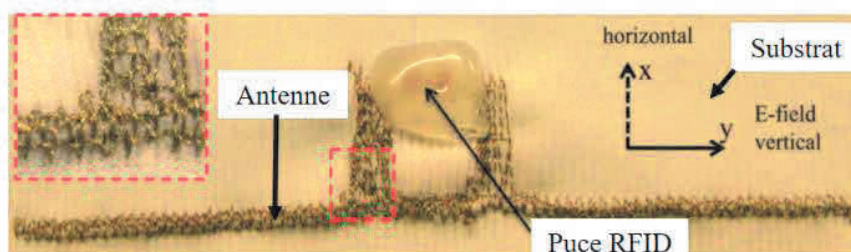


Figure 7. Tag-capteur d'élongation fabriqué par broderie sur un substrat élastique [9]

### Eléments de conclusion

A partir des exemples illustrés, les aspects qui sont intéressants à retenir dans la méthodologie de conception que nous proposons par la suite pour transformer le fil textile RFID UHF en un tag-capteur, sont les suivants :

- L'utilisation d'un composant sensible à une grandeur physique associé au tag.
- L'exploitation de la variation des signaux rétrodiffusés qui se traduisent par des variations de la fréquence de résonance, la distance de lecture ou la puissance d'activation, pour l'interprétation de la variation de la grandeur physique.
- L'utilisation de la technique de mesure différentielle pour avoir une mesure de référence et ainsi s'affranchir des effets de l'environnement de propagation des ondes entre les tags (de référence et capteur) et le lecteur.

## 1.3 Intégration de la fonction de capture dans un fil textile

L'objectif principal dans ce chapitre est de proposer des solutions robustes pour l'intégration de la fonction de capture d'information dans le fil textile bénéficiant de la technologie RFID pour transmettre l'information. Ce concept étant encore récent, dans la littérature, il n'existe pas une approche liant fil textile, RFID et capture d'information. Nous nous sommes alors intéressés aux fils textiles qui intègrent des fonctions de capture d'information sans fonctionnalités de communication sans fil. Quelques travaux ont été présentés dans [10]–[12] où une thermistance commerciale dont la résistance est sensible à la température a été intégrée dans un fil textile par encapsulation. L'acquisition de la température se fait à travers un système à microcontrôleur (Figure 8).

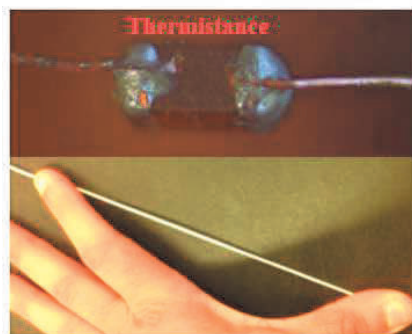


Figure 8. Fil textile intégrant une thermistance comme capteur de température [12]

Un autre prototype a été proposé dans [13] pour mesurer le taux de transpiration (Figure 9). Dans ce travail, un fil en coton intègre des fils textiles conducteurs dont la conductivité varie lorsqu'ils absorbent un certain taux de transpiration. Ainsi une différence de potentiel est créée et il est possible de la mesurer pour revenir au taux de transpiration.

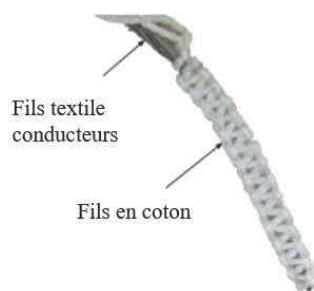


Figure 9. Capteur de taux de transpiration intégré dans un fil textile en coton [13]

L'ajout de la technologie RFID dans ce type d'approches nous permettrait de récupérer l'information sur la grandeur physique à l'aide du lecteur en conservant le caractère passif du tag. Nous allons découvrir l'approche adoptée par la suite pour arriver à cet objectif.

## 2 Fil capteur RFID UHF E-Thread®

### 2.1 Objectifs et cahier des charges

Au premier chapitre, nous avons décrit le fil textile RFID UHF fabriqué par le procédé E-Thread. Par la suite, l'objectif est d'intégrer à ce fil la fonction de capture d'information. Les grandeurs physiques auxquelles nous nous intéressons sont la température et l'humidité. Pour répondre à cet objectif, nous devons respecter un certain cahier des charges. Du point de vue principe de détection, le tag intégrant une fonction de capture d'information doit conserver son caractère passif et donc utiliser les éléments du tag (l'antenne ou la puce) comme transducteur. Ensuite, comme pour l'antenne hélice, la conception du tag-capteur doit prendre en considération certaines contraintes de fabrication :

- Le diamètre du fil textile E-Thread de la solution actuelle doit être maintenu à 0,6 mm.
- L'insertion de l'élément sensible à la grandeur physique à mesurer ne doit pas perturber le procédé de fabrication. Plus précisément, cet élément doit être placé en parallèle de la puce. Si le composant était placé en série il serait nécessaire de couper un des conducteurs pour insérer l'élément, perturbant ainsi grandement le procédé de fabrication.
- La longueur de l'élément sensible ne doit pas être beaucoup plus élevée que celle de la puce pour garder les deux conducteurs formant l'antenne en parallèle. Nous avons donc choisi la puce Monza 4 [14] dont les dimensions sont plus élevées que celle de la puce Monza 6 [15] pour avoir un degré de liberté plus large sur les composants à ajouter.

## 2.2 Méthodes de mesure à partir d'un tag-capteur RFID

L'information sur le tag-capteur récupérée par le lecteur peut être très sensible à l'environnement (par exemple les pertes de propagation ou réflexions multi trajets). Pour pallier à ces inconvénients, il existe principalement deux méthodes de mesure que nous allons détailler.

### 2.2.1 Principe de capture d'information par une mesure nécessitant un calibrage

La méthode de mesure par calibrage consiste à réaliser une première mesure sur un tag non sensible à la grandeur physique à mesurer (tag de calibrage). L'étape d'après consiste à remplacer le tag de calibrage par le tag-capteur et d'évaluer sa réponse aux variations liées à la grandeur physique en considérant le premier tag comme référence. L'inconvénient de cette approche est que le calibrage est nécessaire à chaque modification de l'environnement.

### 2.2.2 Principe de capture d'information par une mesure différentielle

Une autre méthode de mesure est celle dite différentielle, qui sera présentée par la suite et qui sera exploitée dans cette thèse. Cette méthode a été utilisée dans quelques travaux sur les capteurs RFID UHF wearable [6] que nous avons décrits dans la section 1 mais aussi dans [16]. Elle consiste à utiliser un tag de référence, en plus du tag-capteur, placé à proximité l'un de l'autre. Dans ce cas, les mesures réalisées sur les deux tags se font quasi-simultanément et sous l'hypothèse que les canaux de propagation des deux tags sont similaires. Cette méthode permet alors de supposer que les tags subissent les mêmes effets liés à l'environnement et permet donc de s'affranchir de ses variations. Afin d'illustrer la mesure différentielle, nous réutilisons l'équation de Friis décrite dans le chapitre 1. La puissance transmise au tag-capteur  $P_t$  peut être exprimée par (1) et la puissance transmise au tag de référence  $P_0$  par (2) :

$$P_t = P_{tag} - G_t - \alpha - \chi - G_{tag}\tau \quad (1)$$

$$P_0 = P_{tag} - G_t - \alpha - \chi - G_0\tau_0 \quad (2)$$

où :

$P_{tag}$  (dBm) est la puissance reçue par le tag ;

$G_t$ (dBi) est le gain réalisé de l'antenne du lecteur, prenant en compte son adaptation d'impédance,  $G_{tag}$ (dBi) est le gain réalisé de l'antenne du tag-capteur et  $G_0$ (dBi) est le gain réalisé de l'antenne du tag de référence ;

$\alpha$  (dB) sont les pertes de propagation et  $\chi$  (dB) est le coefficient d'adaptation de polarisation entre l'antenne du lecteur et l'antenne du tag ;

$\tau$  est le coefficient de transmission en puissance du tag-capteur et  $\tau_0$  est le coefficient de transmission en puissance du tag de référence avec :

$$\tau = \frac{4R_{chip} \cdot R_{ant}}{|Z_{chip} + Z_{ant}|^2} \quad \text{et} \quad \tau_0 = \frac{4R_{chip} \cdot R_0}{|Z_{chip} + Z_0|^2}$$

où :

$Z_{chip} = R_{chip} + jX_{chip}$  est l'impédance de la puce,  $Z_0 = R_0 + jX_0$  est l'impédance de l'antenne du tag de référence et  $Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$  est l'impédance de l'antenne du tag-capteur.

Nous pouvons alors exprimer la puissance différentielle en faisant la soustraction entre (1) et (2) pour obtenir l'expression ci-dessous :

$$\Delta P = P_t - P_0 = G_0 \tau_0 - G_{tag} \tau \quad (3)$$

A partir de l'équation (3), nous pouvons conclure le fait que la variation de la puissance différentielle est fonction de la désadaptation d'impédance entre l'antenne et la puce du tag-capteur (exprimée par le coefficient  $\tau$ ) causée par la variation de la grandeur physique. Par conséquent, il est possible de remonter à la valeur de la grandeur physique mesurée connaissant les puissances transmises par le lecteur au tag de référence et au tag-capteur. Il est intéressant de noter que l'information sur la puissance transmise est aussi directement exploitable par le lecteur.

Les deux méthodes de mesure présentées ci-dessus sont illustrées sur les Figure 10 et 11. Dans le cadre de cette thèse, nous utiliserons l'approche de mesure différentielle afin de caractériser les tags-capteurs conçus.

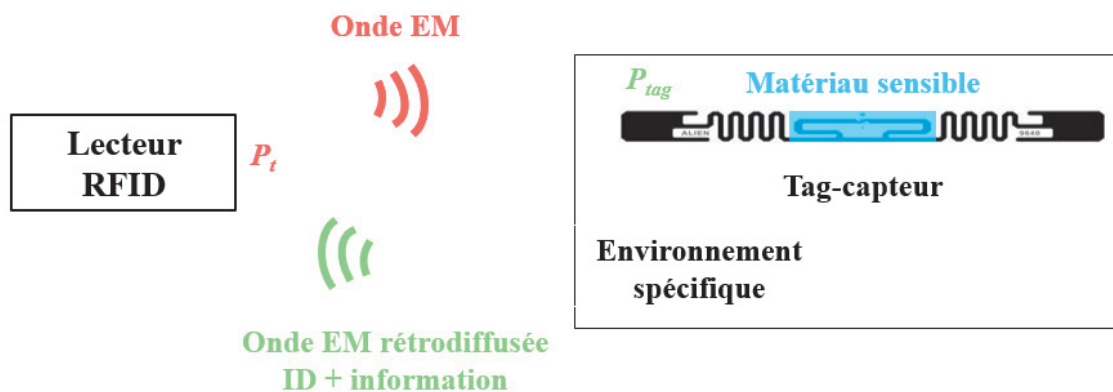


Figure 10. Illustration du principe de capture d'information par mesure nécessitant un calibrage



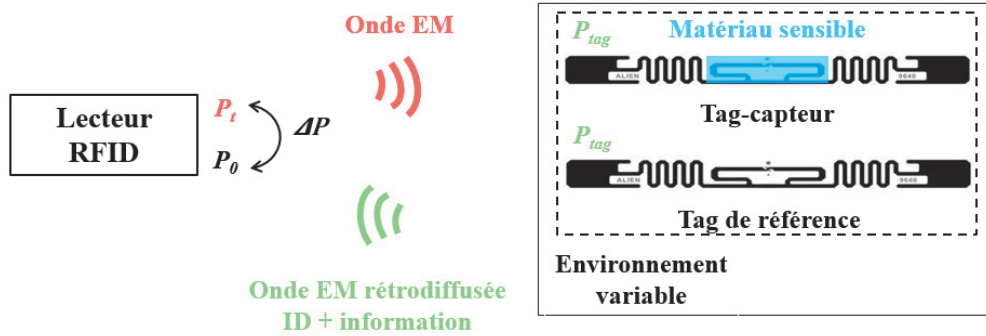


Figure 11. Illustration de la capture d'information par une mesure différentielle

### 3 Conception de tags capteurs d'humidité et de température avec un facteur de forme filaire

Dans cette section, nous présentons la méthodologie de conception de deux tags capteurs pouvant être intégrés dans le fil textile RFID UHF : un capteur d'humidité et un capteur de température. Les tags capteurs proposés reprennent la structure du fil textile RFID UHF décrit dans [17]. Pour chaque tag-captteur, la topologie que nous proposons est présentée, ensuite son principe de fonctionnement théorique est détaillé ainsi que validé par des simulations électromagnétiques.

#### 3.1 Capteur d'humidité passif intégré dans un fil textile RFID UHF

Pour réaliser un tag-captteur d'humidité à partir du fil textile RFID UHF E-Thread®, l'idée est d'y intégrer un condensateur dont la capacité est sensible à l'humidité : cette variation aura un impact sur la fréquence de résonance du tag et permettra de déduire un taux d'humidité.

##### 3.1.1 Topologie du tag-captteur d'humidité

Le tag-captteur est composé d'une puce d'impédance  $Z_{chip}$  et d'une antenne dipôle d'impédance  $Z_{ant}$ , de longueur électrique  $\theta_1$  et de rayon  $a$ , intégrant une adaptation d'impédance de type « gamma-match » caractérisée par une longueur électrique  $\theta_2$  et un rayon  $a'$  (Figure 12). Les deux fils conducteurs parallèles sont séparés d'une distance  $s$  et forment un stub qui est court-circuité à une extrémité. Le condensateur est placé entre les deux conducteurs à la distance du centre telle que la longueur électrique équivalente est  $\theta_3$ .

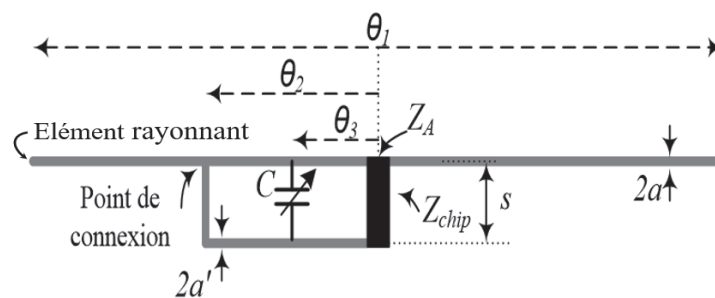


Figure 12. Tag-captteur d'humidité utilisant la capacité comme élément sensible

### 3.1.2 Principe de fonctionnement théorique du tag-capteur d'humidité

La variation de la capacité du condensateur crée une désadaptation d'impédance due à la variation de l'impédance équivalente de l'antenne. Nous allons présenter les étapes qui nous permettent d'obtenir l'équation qui détermine l'impédance de l'antenne  $Z_{ant}$ .

L'impédance  $Z_p$  vue au niveau de la capacité  $C$ , c'est-à-dire à la distance à partir du point de connexion (court-circuit) qui correspond à  $\theta_2 - \theta_3$  est donnée par :

$$Z_p = jZ_0 \tan(\theta_2 - \theta_3) \quad (4)$$

où  $Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission créée par les deux fils parallèles séparées par la distance  $s$ . Cette impédance caractéristique est définie par [18] :

$$Z_0 = 276 \log_{10}\left(\frac{s}{\sqrt{aa'}}\right) \quad (5)$$

L'impédance équivalente correspondant à  $Z_c = 1/jC\omega$  et  $Z_p$  en parallèle, notée  $Z_{cp}$ , s'exprime alors par :

$$Z_{cp} = \frac{jZ_0 \tan(\theta_2 - \theta_3)}{1 - \omega C Z_0 \tan(\theta_2 - \theta_3)} \quad (6)$$

L'adaptation d'impédance par le stub adapté (adaptation dite « gamma ») doit introduire un effet inductif (qui est fonction de la capacité  $C$ ) en parallèle de l'antenne pour compenser l'impédance capacitive de la puce  $Z_{chip}$ . En assimilant les deux conducteurs de l'antenne à une ligne de transmission, l'impédance  $Z_{stub}$  ramenée par le stub en parallèle de la puce est :

$$Z_{stub} = Z_0 \frac{Z_{cp} + jZ_0 \tan \theta_3}{Z_0 + jZ_{cp} \tan \theta_3} \quad (7)$$

Typiquement, un dipôle demi-onde alimenté au centre possède une impédance de rayonnement égale à :  $Z_A = 73 + j42,5 \Omega$  et le changement de la longueur d'onde du signal reçu ou émis par l'antenne modifie cette impédance [18]. L'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_{ant}$  en présence de la capacité et du stub « gamma match » est l'impédance équivalente de l'impédance  $Z_{stub}$  en parallèle avec  $Z_A$  en tenant compte d'un facteur  $(1 + \alpha)^2$  dû à l'ajout du stub. Le paramètre  $\alpha$  dépend des paramètres  $a, a'$  et  $s$ . Finalement, cette impédance  $Z_{ant}$  peut s'exprimer par l'équation suivante :

$$Z_{ant} = \frac{(1 + \alpha)^2 Z_A Z_{stub}}{(1 + \alpha)^2 Z_A + Z_{stub}} \quad (8)$$

avec  $\alpha = \ln(s/a') / [\ln(s/a') - \ln(a/a')] [18]$ .

D'après l'équation (8), nous pouvons remarquer le fait que  $Z_{stub}$  varie en fonction de la valeur de la capacité ce qui engendre au final une variation de  $Z_{ant}$ . Cette variation crée une désadaptation d'impédance avec l'impédance de la puce  $Z_{chip}$ . Cette désadaptation impacte le coefficient de transmission  $\tau$  qui intervient dans l'équation (1) créant la variation de la puissance transmise au tag-capteur que l'on peut lier à la variation de l'humidité.

### 3.1.3 Conception et caractérisation par simulation du tag-capteur d'humidité

A partir de la structure que nous avons présenté sur la Figure 12, nous avons optimisé les dimensions du tag-capteur pour fonctionner dans la bande de fréquence RFID UHF européenne :  $a = a' = 60 \mu m$  ( $\alpha = 1$ ),  $s = 440 \mu m$ ,  $\theta_1 = 141,33^\circ$ ,  $\theta_2 = 21,8^\circ$  et  $\theta_3 = 10,9^\circ$  (correspondant respectivement aux longueurs physiques :  $L_1 = 136 mm$ ,  $L_2 = 21 mm$  et  $L_3 = 10,5 mm$ ). Nous pouvons remarquer le fait que ces dimensions sont différentes de celles qui correspondent à la structure initiale [17] à cause de l'insertion du condensateur qui réduit la longueur  $L_2$ .

#### 3.1.3.1 Caractérisation du tag-capteur d'humidité par simulation

Pour simuler une variation du taux d'humidité, nous nous basons sur le capteur d'humidité capacitif présenté dans [19] dont la capacité  $C$  varie de  $1,21 pF$  jusqu'à  $1,28 pF$  lorsque le taux d'humidité varie entre 35% et 95%.

##### a) Impact de l'humidité sur l'adaptation d'impédance en espace libre

Nous réalisons une simulation du coefficient de transmission en puissance  $\tau$  en espace libre (hypothèse permettant d'adresser la théorie) pour les valeurs limites de la capacité  $1,21 pF$  et  $1,28 pF$ . La Figure 13 montre une comparaison entre le modèle théorique et le modèle simulé.

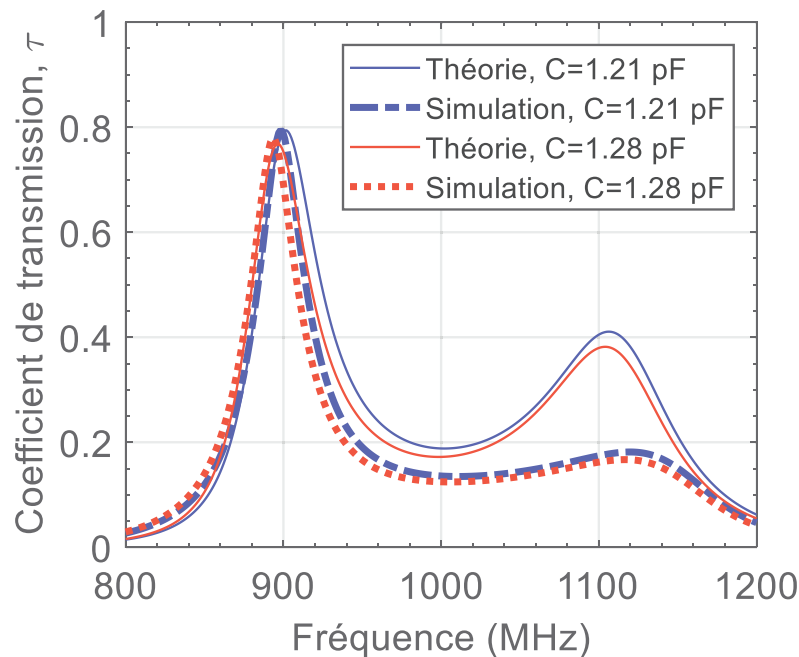


Figure 13. Coefficient de transmission : comparaison entre théorie et simulation

Une résonance principale dans la bande UHF est observée mais également une seconde à plus hautes fréquences (autour de 1100 MHz) en raison de la présence de l'élément rayonnant et du stub. Pour la résonance principale, les résultats de simulation concordent avec ceux obtenus théoriquement. Pour la seconde, la différence peut s'expliquer par le fait que le modèle théorique considère des conducteurs parfaits sans pertes Joule contrairement à la simulation qui considère des conducteurs en cuivre.

*b) Impact de l'humidité sur l'adaptation d'impédance en prenant en compte le guipage*

Nous avons re-simulé le coefficient de transmission mais en prenant en compte un environnement plus réaliste : le tag-capteur RFID n'est plus considéré en espace libre. En effet un fil textile entoure les fils qui sont séparés par un adhésif (Delo Dualbond® AD645) de permittivité relative égale à 2 [20] pour respecter le procédé E-Thread®. Les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 14, avec un zoom sur les fréquences de résonance en fonction de différentes valeurs de la capacité  $C$ . Nous pouvons constater le fait que la fréquence de résonance varie dans la bande RFID UHF sans dégradation du coefficient de transmission.

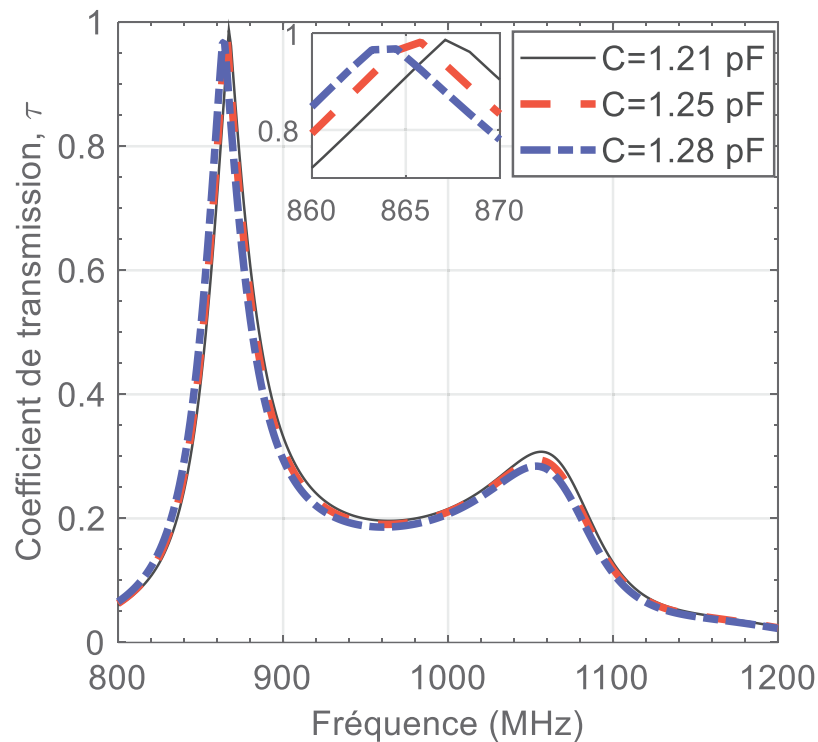


Figure 14. Coefficient de transmission : comparaison entre théorie et simulation avec prise en compte du guipage

*c) Impact de l'humidité sur la fréquence de résonance du tag-capteur*

A partir du résultat précédent, nous avons extrait la fréquence de résonance liée à chaque taux d'humidité. Nous pouvons observer le fait que la fréquence de résonance est traduite linéairement de 2,4 MHz (de 867,0 MHz jusqu'à 864,6 MHz) lorsque le capteur est soumis à une humidité relative variant de 35% à 95% (Figure 15).

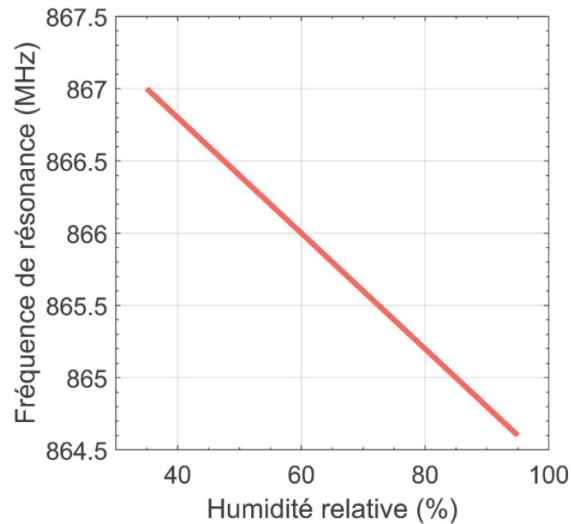


Figure 15. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la variation de l'humidité relative

Remarque : dans le cas où le lecteur ne fonctionne qu'à une fréquence donnée, c'est la désadaptation d'impédance qui est exploitée et ce en évaluant la variation du coefficient de transmission en fonction de l'humidité.

d) Impact de l'humidité sur le gain réalisé et l'efficacité de rayonnement du tag-captur

Pour la plage de variation des valeurs de capacité considérées, et donc une variation du taux d'humidité de 35% à 95%, la Figure 16 montre que le gain réalisé reste supérieur à 1.5 dBi tandis que l'efficacité de rayonnement correspondant au rapport entre la puissance rayonnée par le l'antenne du tag et la puissance à son entrée, est plus grande que 90% garantissant le maintien des bonnes performances de l'antenne.

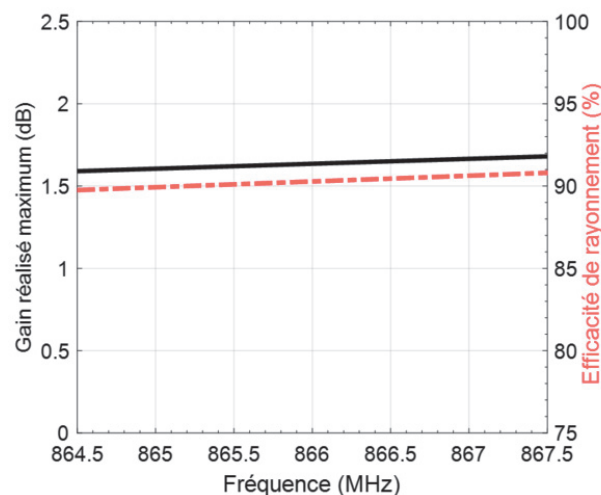


Figure 16. Gain réalisé et efficacité de rayonnement en fonction de la plage de fréquences de fonctionnement

L'étude théorique appuyée par la simulation électromagnétique nous a permis de valider la possibilité de la réalisation d'un capteur d'humidité à partir du fil textile RFID E-Thread®. Une réalisation expérimentale de ce tag reviendrait à utiliser une capacité sensible à l'humidité

similaire à celle décrite dans [19], fabriquée par procédé semi-conducteurs et ayant le Polyimide comme matériau sensible à l'humidité. L'inconvénient est que le procédé E-Thread® n'est pas encore compatible avec ce type de composant, par conséquent ce capteur n'a pas été étudié à l'aide d'un prototype expérimental. Une autre approche serait de remplacer la capacité par un matériau sensible à l'humidité et placé entre les conducteurs. La variation de la permittivité équivalente de ce matériau permettrait de varier la fréquence de résonance du tag-capteur.

### 3.2 Capteur de température passif intégré dans un fil textile RFID UHF

Afin de réaliser un capteur externe de température à partir du fil textile RFID UHF E-Thread®, l'idée que nous proposons est d'intégrer dans le fil textile RFID une thermistance dont la résistance est variable en fonction de la température. De façon similaire au capteur d'humidité, la variation de la température modifie la résistance du thermistor et crée une désadaptation d'impédance au niveau du tag.

#### 3.2.1 Structure du tag-capteur de température

La configuration du capteur de température que nous allons concevoir est présentée sur la Figure 17. Il est constitué d'un élément rayonnant d'une longueur  $L_1$  connecté en son centre à la puce RFID. La puce RFID est reliée à un stub d'une longueur  $L_2$ . Les deux conducteurs parallèles ont un rayon  $a$  et  $a'$  sont séparés par une distance  $s$  (centre à centre). Le stub est chargé par une thermistance d'une résistance variable  $R_{th}$  qui vient remplacer le court-circuit présent dans la structure initiale (« gamma match »). La variation de la résistance  $R_{th}$  due à un changement de la température, modifie l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_{ant}$ . Cette modification entraîne une désadaptation d'impédance entre l'antenne et la puce exprimée par la variation du coefficient de transmission  $\tau$ .

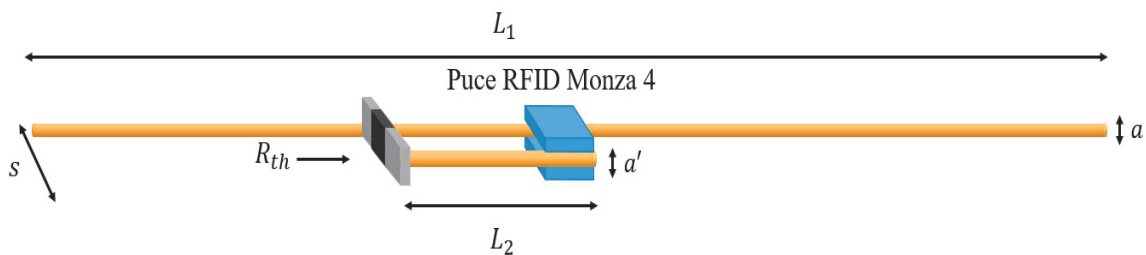


Figure 17. Illustration du tag-capteur de température conçu à partir du fil textile RFID E-Thread® intégrant une résistance sensible à la température

#### 3.2.2 Principe de fonctionnement théorique du tag-capteur de température

Comme dans le cas du tag-capteur d'humidité, nous recherchons l'expression de l'impédance de l'antenne qui dépend de la variation de la thermistance  $R_{th}$  et donc de la température. En appliquant la théorie des lignes de transmission, l'impédance ramenée par le stub chargé par la résistance variable  $R_{th}$  remplaçant le court-circuit, s'exprime maintenant par :

$$Z_{th} = Z_0 \frac{R_{th} + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jR_{th} \tan \theta} \quad (9)$$

Où  $\theta = 2\pi/\lambda \cdot L_2$ , représente la longueur électrique du stub.

Par conséquent, l'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_{ant}$  représente l'impédance équivalente à la mise en parallèle de l'impédance  $Z_{th}$  et l'impédance du dipôle  $Z_a$  élevée par le facteur  $(1 + \alpha)^2$  avec  $\alpha$  décrit précédemment dans (8). En supposant que  $a = a'$ , donc  $\alpha = 1$ , l'impédance  $Z_{ant}$  est exprimée selon l'équation :

$$Z_{ant} = \frac{4Z_a Z_{th}}{4Z_a + Z_{th}} \quad (10)$$

D'après (10), l'impédance d'entrée de l'antenne varie en fonction de  $R_{th}$  et donc de la température. Il est important de noter que lorsque  $R_{th} = 0 \Omega$ , le tag-capteur présente le même fonctionnement que le tag RFID relié à un stub court-circuit (tag RFID original).

### 3.2.3 Conception et caractérisation par simulation du tag-capteur de température

Nous avons optimisé les dimensions du tag-capteur de température pour un fonctionnement dans la bande RFID UHF européenne. Il possède les dimensions suivantes :  $L_1 = 136 \text{ mm}$ ,  $L_2 = 23 \text{ mm}$ ,  $a = a' = 60 \mu\text{m}$ ,  $s = 0,44 \text{ mm}$  (centre à centre). La thermistance [21] est considérée, de type CTN (Coefficient de Température Négatif). Ce type de thermistance est caractérisé par une diminution de sa résistance en fonction de l'augmentation de la température (Figure 18).

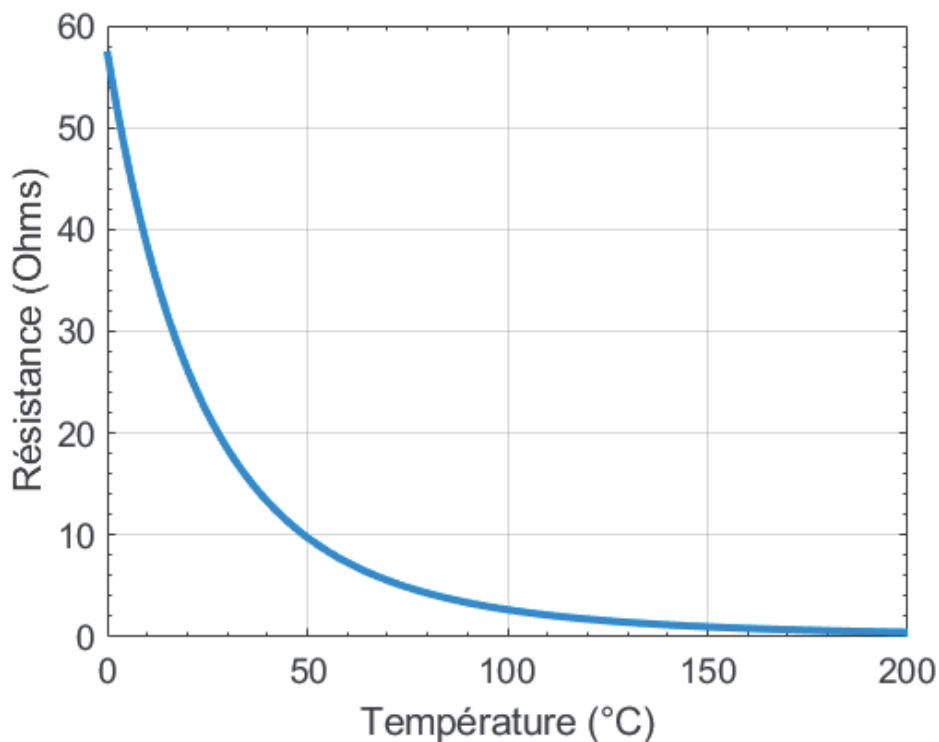


Figure 18. Evolution de la résistance de la thermistance en fonction de la température

### 3.2.3.1 Caractérisation du tag-capteur de température en termes d'adaptation d'impédance

Pour simuler une variation de la température nous faisons varier la résistance en nous basant sur la caractéristique de la thermistance donnée dans la Figure 18.

#### a) Impact de la température sur l'adaptation d'impédance du tag-capteur en espace libre

Pour étudier l'impact de la température sur l'adaptation d'impédance du tag-capteur en espace libre, nous nous basons sur l'étude du coefficient de transmission. Ce coefficient est retrouvé par simulation électromagnétique et nous le comparons au résultat obtenu de manière théorique. La simulation est réalisée en espace libre en utilisant des conducteurs parfaits. La résistance de la thermistance  $R_{th}$  est variée entre  $0 \Omega$  et  $22 \Omega$  traduisant une variation de la température entre  $25^\circ C$  (température ambiante) et une température supérieure à  $150^\circ C$  (température à partir de laquelle la résistance tend vers zéro). En pratique,  $0 \Omega$  n'est atteint que pour des très hautes températures que nous n'exploiterons pas. La Figure 19 montre le coefficient de transmission obtenu par simulation en espace libre, pour différentes températures.

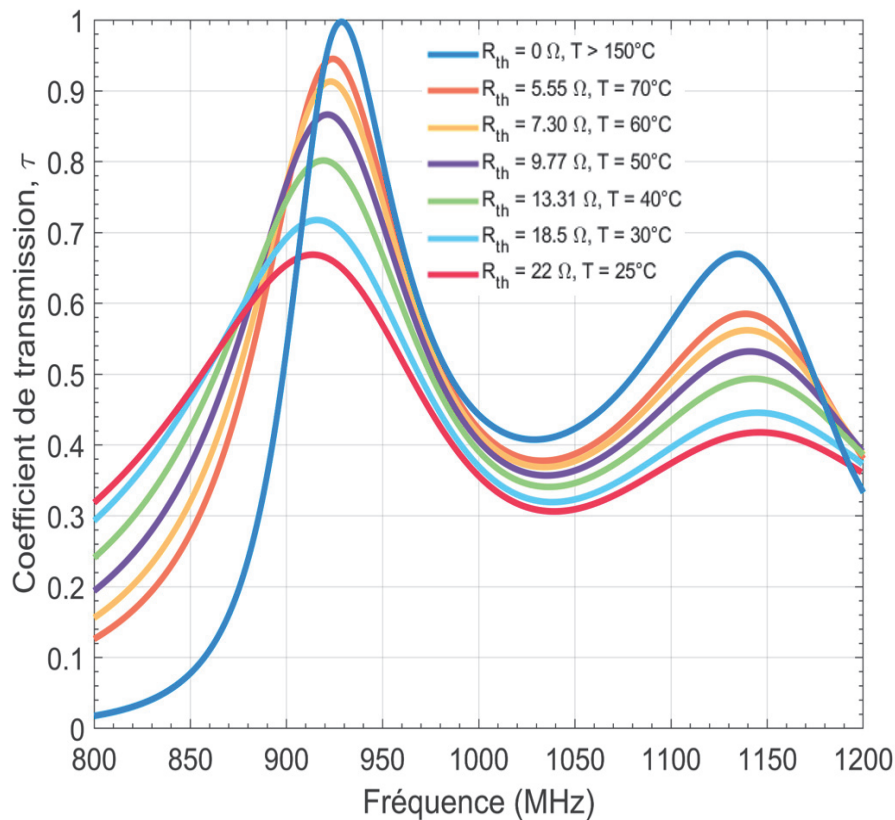


Figure 19. Coefficient de transmission  $\tau$  pour différentes valeurs de températures calculés par simulation électromagnétique

La Figure 20 montre une comparaison entre les deux modèles (théorie et simulation). Pour la clarté des courbes, nous présentons seulement le coefficient de transmission obtenu pour les valeurs limites de  $R_{th} = 0 \Omega$  et  $R_{th} = 22 \Omega$ .



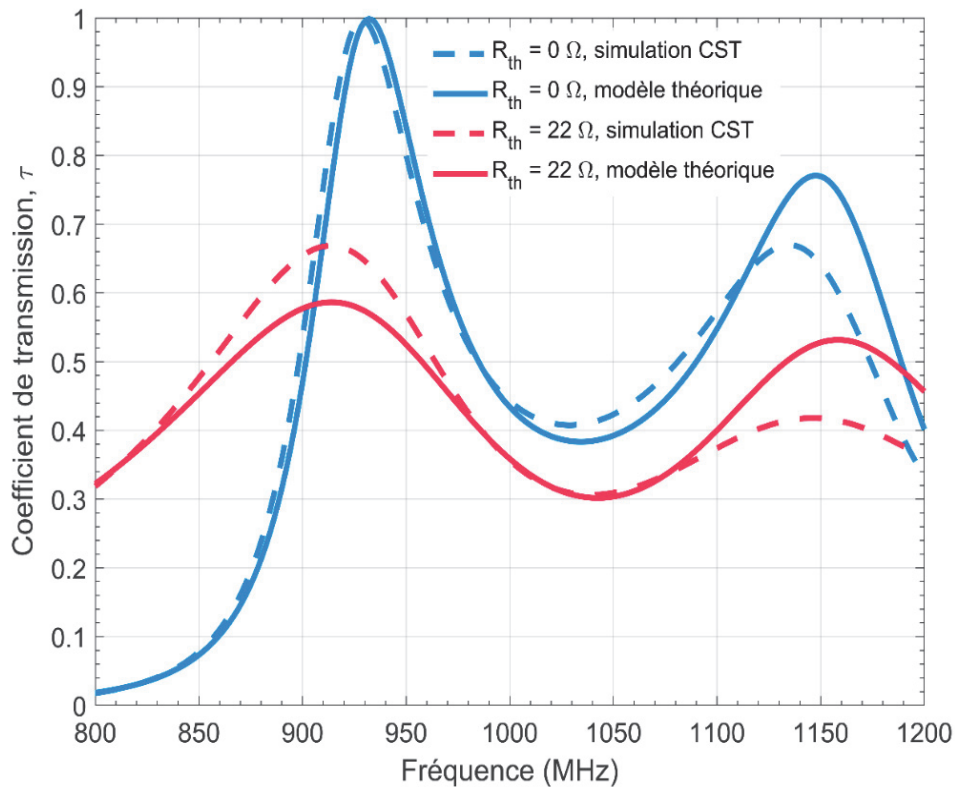


Figure 20. Comparaison entre le coefficient de transmission  $\tau$  obtenu par la théorie et la simulation pour  $R_{th} = 0 \Omega$  et  $R_{th} = 22 \Omega$

Les résultats obtenus par le modèle théorique et le modèle simulation mettent en avant la désadaptation d'impédance en fonction de la température. De plus, les deux résonances sont observées aussi bien en simulation qu'en théorie. Pour le modèle théorique, la première résonance est à 930 MHz et la deuxième à 1150 MHz. Pour le modèle extrait de la simulation, la première résonance est à 928.5 MHz et la deuxième à 1135 MHz. D'après la Figure 18, lorsque  $R_{th} = 0 \Omega$ , le résultat obtenu par calcul théorique concorde avec celui obtenu par la simulation à la première résonance. Au niveau de la seconde résonance, une différence des résultats est observée. Lorsque  $R_{th} = 22 \Omega$  (à température ambiante), une différence est observée entre le modèle théorique et le modèle obtenu par simulation au niveau des deux résonances. Cette différence est due aux approximations faites dans la théorie, notamment pour le calcul de l'impédance de l'antenne du tag en fonction de la longueur d'onde.

*b) Impact de la température sur l'adaptation d'impédance en prenant en compte le guipage*

Par la suite, nous avons simulé le coefficient de transmission du capteur de température noyé dans un matériau dont la constante diélectrique  $\epsilon_r = 2$ . Cette permittivité relative modélise le guipage textile et la colle adhésive séparant les conducteurs (Figure 21).

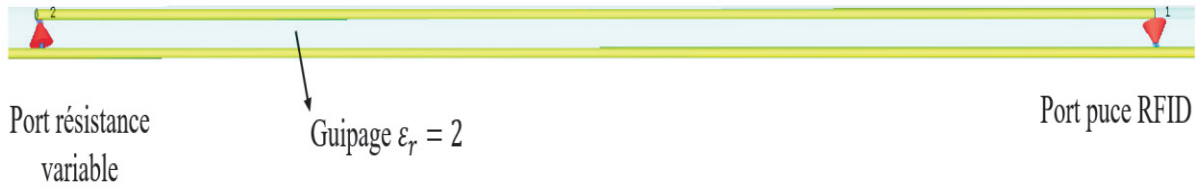


Figure 21. Structure du capteur de température simulé dans un matériau textile

Le coefficient de transmission simulé est présenté sur la Figure 22 pour différentes valeurs de températures. Nous observons le fait que la première résonance est décalée vers 866 MHz par l'ajout du guipage. A cette fréquence, le coefficient de transmission  $\tau$  varie de 1 à 0,6 pour une variation de la température entre  $T = 25^\circ\text{C}$  et une température supérieure à  $150^\circ\text{C}$ .

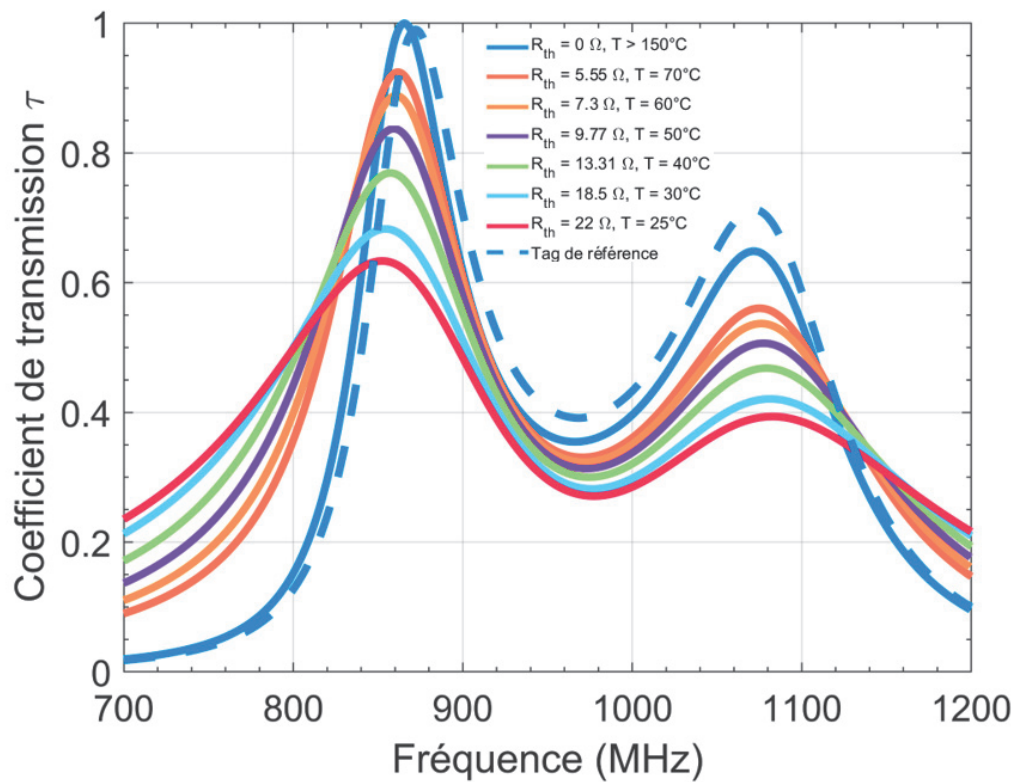


Figure 22. Coefficient de transmission en environnement réel pour plusieurs valeurs de résistances simulant une variation de température

### c) Impact de la température sur le gain réalisé du tag-capteur

Nous avons extrait par simulation le gain réalisé du tag-capteur de température prenant en compte la variation de l'adaptation d'impédance en fonction de la température (et donc de la résistance  $R_{th}$ ). Le résultat montré sur la Figure 23 confirme le fait que le gain du tag-capteur augmente lorsque la température est élevée. Cela s'explique par l'amélioration de l'adaptation du tag lorsque la résistance diminue car on se rapproche vers le cas court-circuit.

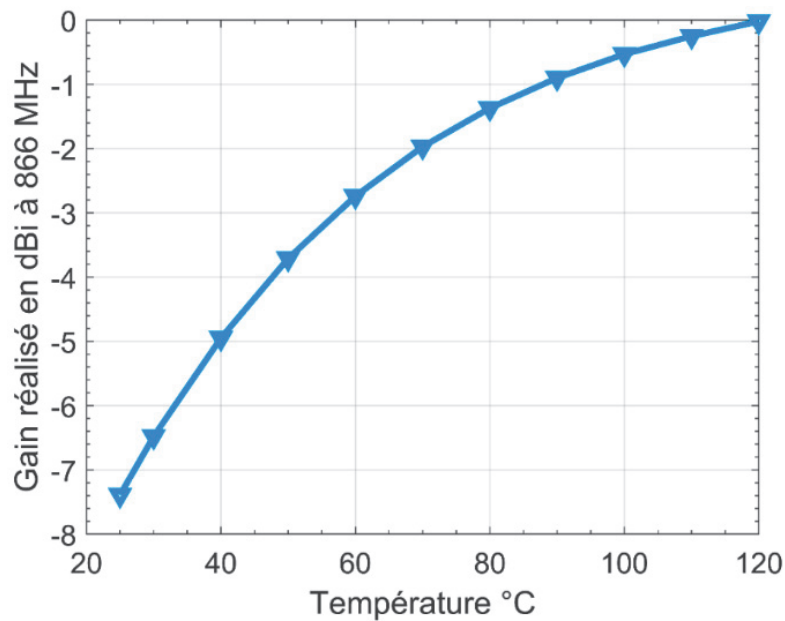


Figure 23. Gain réalisé du tag-captteur en fonction de la température

### 3.2.4 Application du principe de la mesure différentielle sur le tag-captteur de température

#### 3.2.4.1 Impact du rapprochement des tags de référence et du tag-captteur sur l'adaptation d'impédance

En pratique, les deux tags (captteur + référence) seront placés en parallèle à une distance de 4 cm correspondant à  $\lambda/8$ . Le tag de référence possède la même structure et dimensions que le tag-captteur avec  $R_{th}$  remplacé par un court-circuit (Figure 24). Nous avons réalisé une simulation des deux tags séparés de cette distance pour nous assurer qu'il n'y a pas de couplage électromagnétique qui impacterait la mesure (Figure 25).



Figure 24. Structure du tag de référence simulé sur CST

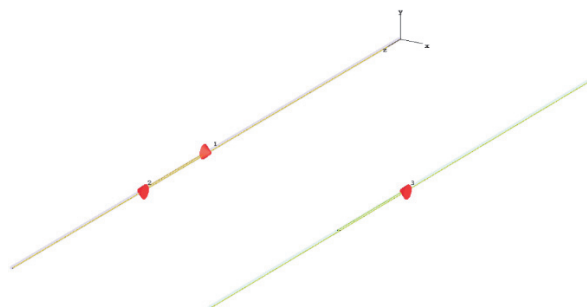


Figure 25. Tag-captteur et tag de référence placés à une distance de 4 cm

La Figure 26, montre le coefficient de transmission du tag de référence avant et après la mise en parallèle avec un tag-captteur pour les valeurs limites de la résistance (  $0 \Omega$  et  $22 \Omega$ ). Nous observons une légère diminution de la bande passante au niveau de la première résonance. Au niveau de la seconde résonance, une augmentation de la valeur du coefficient de transmission peut être remarquée.

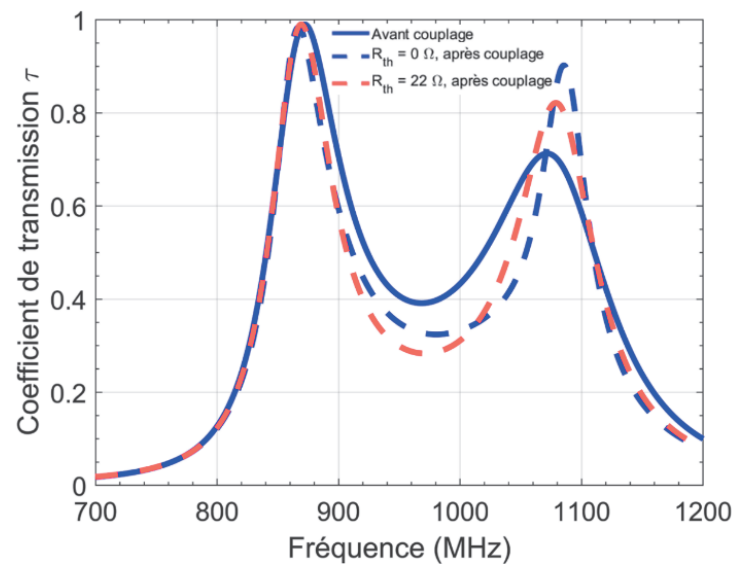


Figure 26. Coefficient de transmission du tag de référence, avant et après placement avec un tag-captteur

La Figure 27 montre le coefficient de transmission du tag-captteur après la mise en parallèle avec un tag de référence, pour  $R_{th} = 0 \Omega$  et  $R_{th} = 22 \Omega$ . Les résultats montrent le fait que la première résonance du tag-captteur (incluant la bande RFID UHF) n'est pas impactée par la présence du tag de référence. Cependant, au niveau de la seconde résonance, nous observons le fait que le coefficient de transmission augmente.

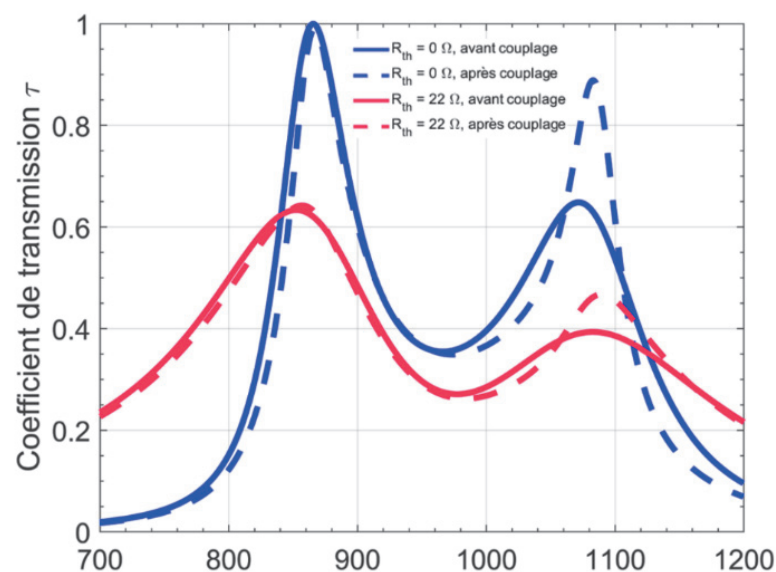


Figure 27. Coefficient de transmission du tag-captteur, avant et après placement avec un tag de référence

Nous pouvons déduire de cette étude qu'il existe un impact du tag de référence sur le tag-capteur (et vice-versa) mais cela n'impacte pas la bande de fréquence d'intérêt sur laquelle nous travaillons. L'intérêt est donc de pouvoir considérer les deux tags assez proches l'un de l'autre, et donc la référence significative.

### 3.2.4.2 Evaluation de la puissance différentielle transmise au tag-capteur

Afin de calculer la puissance différentielle transmise par un lecteur au tag de référence et au tag-capteur de température, nous nous appuyons sur l'équation que nous avons définie dans (3). Ici, la puissance différentielle dépend du coefficient de transmission qui, lui, dépend de la température lorsque le gain réalisé varie (Figure 28), comme exprimé par l'équation ci-dessous :

$$\Delta P = P_t - P_0 = G_0 \tau_0 - G_{tag} \tau (T^\circ) \quad (11)$$

Dans le cas présent, nous considérons les données suivantes :  $P_{tag} = -17 \text{ dBm}$ ,  $G_t = 5 \text{ dBi}$ ,  $G_0 = 1.27 \text{ dBi}$ ,  $G_{tag} = 1.17 \text{ dBi}$ . La puissance différentielle en fonction de la température est présentée sur la Figure 26.

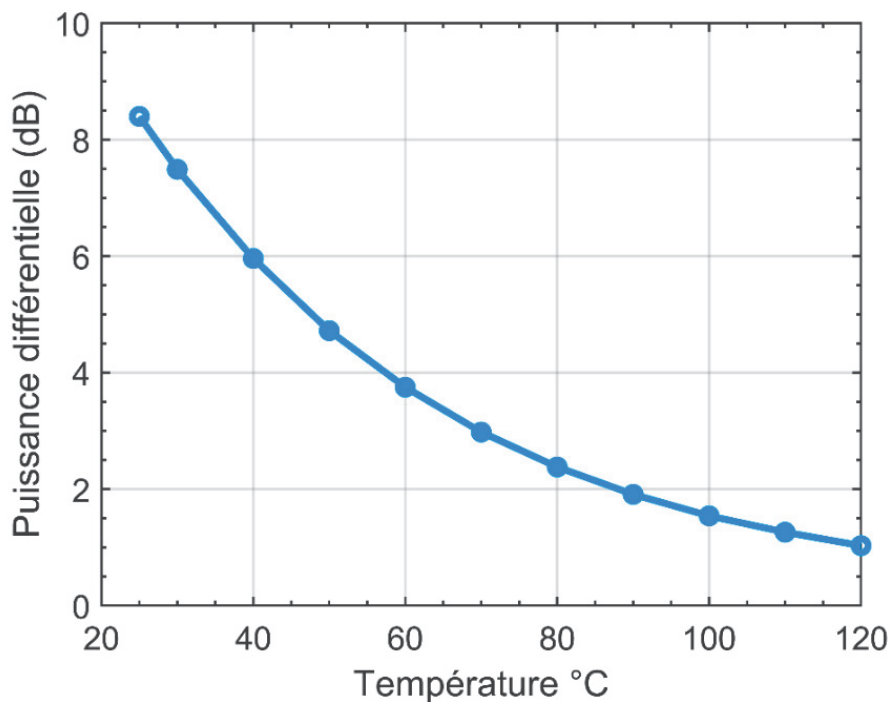


Figure 28. . Puissance différentielle transmise par le lecteur RFID, entre le tag de référence et le tag-capteur de température

A partir de la Figure 28, nous pouvons observer que la puissance différentielle diminue avec l'augmentation de température. Ce comportement peut être expliqué par l'amélioration du coefficient de transmission, ce qui rapproche la puissance transmise au tag-capteur à la puissance transmise au tag de référence.

## 4 Test expérimentaux sur le tag-capteur de température fabriqué par le procédé E-Thread®

### 4.1 Les tags-capteurs de température E-Thread® fabriqués

Le tag-capteur de température (Figure 29.a) et le tag de référence (Figure 29.b) décrits dans la section 2.2 ont été fabriqués par le procédé E-Thread.

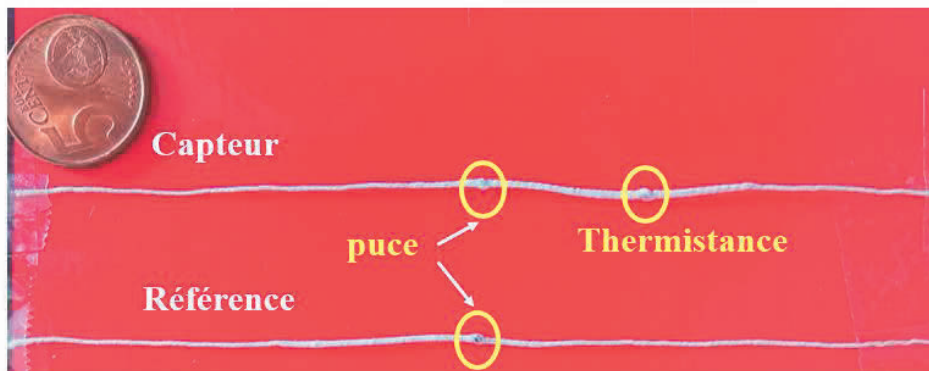


Figure 29. Tags fabriqués par le procédé E-Thread : (a) Tag-capteur de température (b) Tag RFID de référence.

Nous avons pris en considération les erreurs sur les dimensions dues au procédé de fabrication en réalisant trois paires de tags (capteur + référence) dont la longueur du stub est  $L_2 \pm 1\text{mm}$ . Les dimensions pour chaque paire de tags  $T_1$  et  $T_{1\_ref}$ ,  $T_2$  et  $T_{2\_ref}$ ,  $T_3$  et  $T_{3\_ref}$  sont définies dans le Tableau 1.

Dimensions	$T_1$ et $T_{1\_ref}$	$T_2$ et $T_{2\_ref}$	$T_3$ et $T_{3\_ref}$
$L_1$	136 mm	136 mm	136 mm
$L_2$	22 mm	23 mm	24 mm

Tableau 1. Dimensions des tags capteurs et leur référence

## 4.2 Banc de mesures permettant de caractériser le tag-capteur de température

### 4.2.1 Environnement du placement des tags

Nous avons mis en place un banc de mesures permettant d'évaluer les performances du tag-capteur de température fabriqué. Le tag-capteur et le tag de référence sont placés dans un boîtier fermé (Figure 30) à une distance de 4 cm l'un de l'autre. Cette distance garantit le fait que les deux tags soient à la même température et l'hypothèse que la propagation se fait sur des canaux de communication similaires peut être posée. Pour conclure, cette configuration permet d'appliquer la méthode de mesure différentielle de la température.

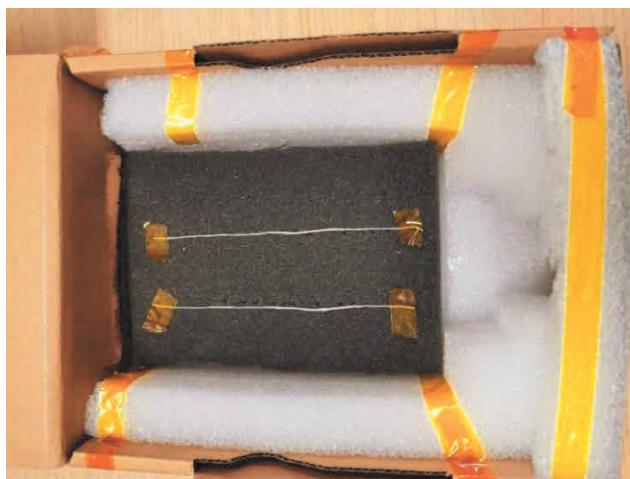


Figure 30. Tag RFID de référence et tag-capteur placés à l'intérieur du boîtier

#### 4.2.2 Procédé de variation de la température à l'intérieur du boîtier

La température à l'intérieur du boîtier est variée à l'aide d'un pistolet à air chaud « hot gun » et est vérifiée à l'aide d'un thermocouple. La plage de température à laquelle sont soumis les tags est de  $25^{\circ}\text{C}$  à  $70^{\circ}\text{C}$ . Le choix de s'arrêter à  $70^{\circ}\text{C}$  est fait pour éviter d'endommager les puces des deux tags qui peuvent tolérer jusqu'à  $85^{\circ}\text{C}$  de température. Les mesures RF sur les tags sont réalisées en utilisant le banc Voyantic [22] dans la bande de fréquences 800 – 1200 MHz. Le banc de mesures complet est présenté sur la Figure 31.

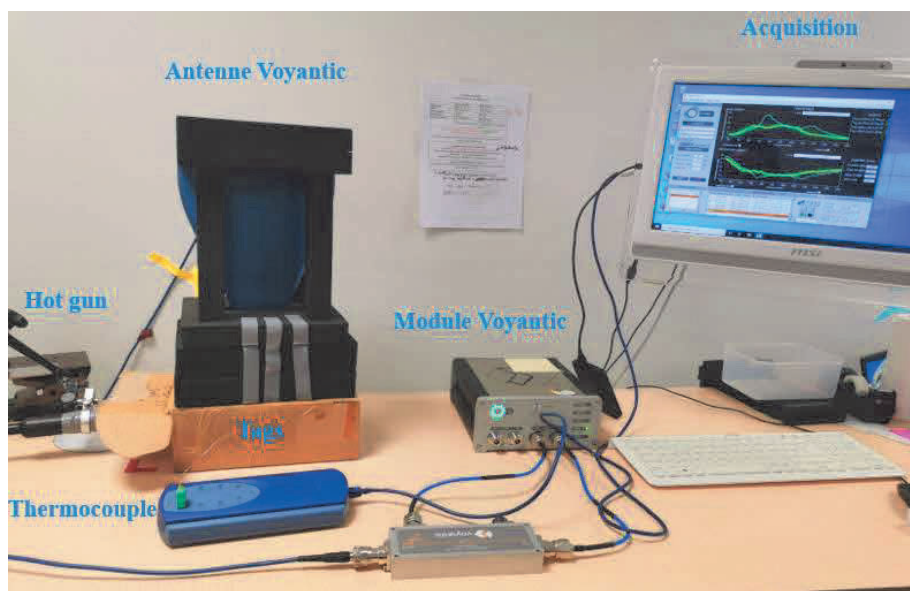


Figure 31. Banc de test pour la mesure de température

#### 4.3 Résultats des mesures et discussion

Pour chaque paire de tags (capteur + référence), les grandeurs que nous avons considérées pour caractériser les performances du tag-capteur sont la puissance d'activation et la distance de lecture. Afin d'appliquer la méthode différentielle, ces grandeurs sont acquises d'abord pour le tag de référence et ensuite le tag capteur.

### 4.3.1 Mesures des puissances d'activation pour les tags de référence

Les Figures 32, 33 et 34 présentent la puissance d'activation pour les tags de référence  $T_{1\_ref}$ ,  $T_{2\_ref}$ ,  $T_{3\_ref}$  respectivement en fonction de la température.

Nous pouvons observer que la puissance d'activation des tags de référence n'est pas impactée par la variation de la température au niveau de la première résonance. En même temps, il est à remarquer le fait que des variations plus importantes peuvent être observées au niveau de la seconde fréquence de résonance.

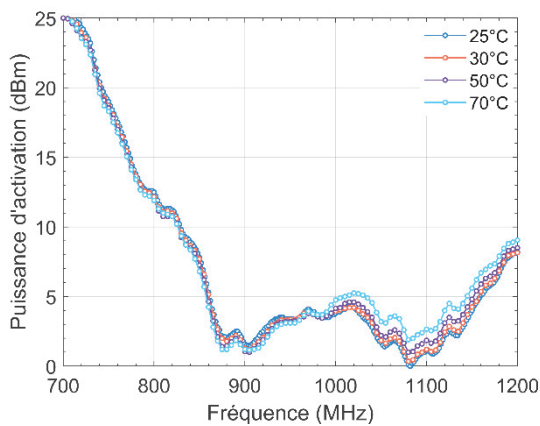


Figure 32. Puissance d'activation du tag de référence  $T_{1\_ref}$

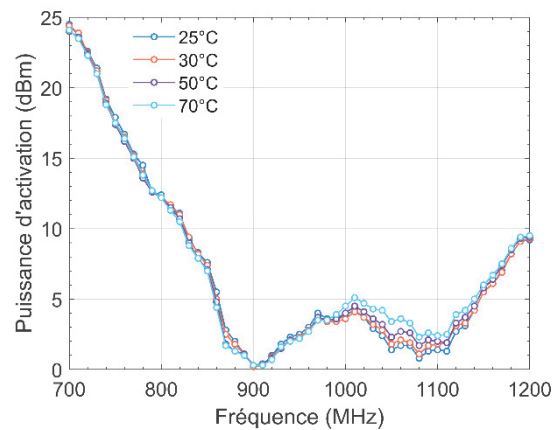


Figure 33. Puissance d'activation du tag de référence avec  $T_{2\_ref}$

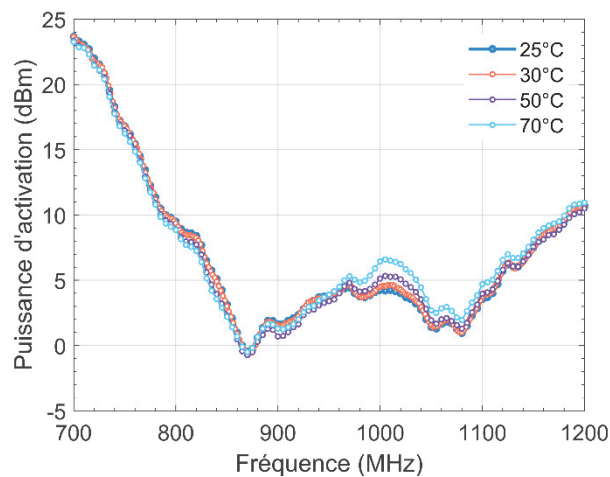


Figure 34. Puissance d'activation du tag de référence avec  $T_{3\_ref}$



### 4.3.2 Mesures des puissances d'activation pour les tags-capteurs de température

#### 4.3.2.1 Puissance d'activation en fonction de la fréquence

La puissance d'activation mesurée pour chaque tag-capteur en fonction de la fréquence selon la température est présentée sur les Figures 35, 36 et 37. Pour les trois capteurs  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ , nous observons une diminution de la puissance d'activation avec l'augmentation de la température. Ce comportement est cohérent avec le concept théorique, correspondant à une amélioration de l'adaptation d'impédance due à la diminution de la résistance  $R_{th}$  du capteur.

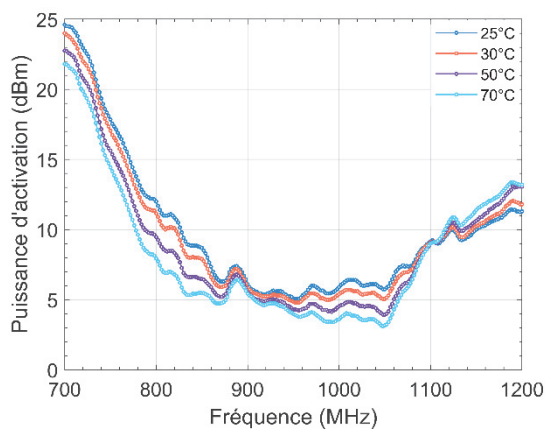


Figure 35. Puissance d'activation du tag-capteur avec  $T_1$  aux températures  $25^\circ\text{C} < T^\circ < 70^\circ\text{C}$

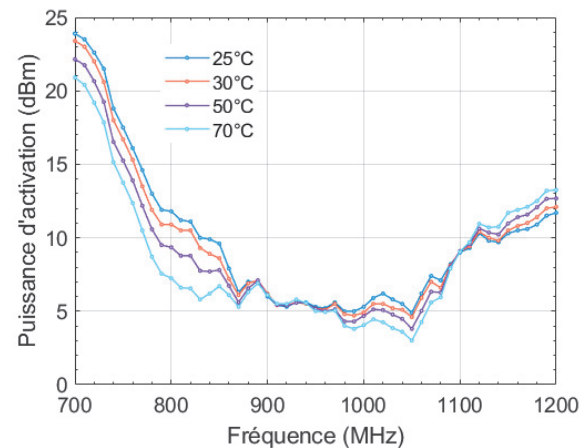


Figure 36. Puissance d'activation du tag-capteur avec  $T_2$  aux températures  $25^\circ\text{C} < T^\circ < 70^\circ\text{C}$

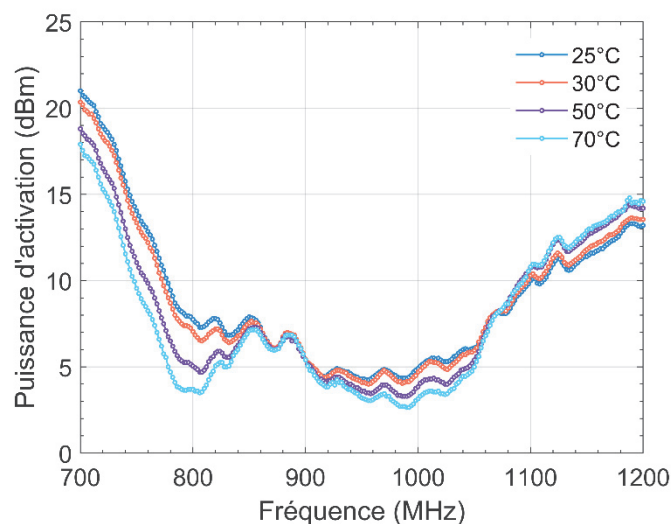


Figure 37. Puissance d'activation du tag-capteur  $T_3$  aux températures  $25^\circ\text{C} < T^\circ < 70^\circ\text{C}$

#### 4.3.2.2 Puissance d'activation dans les bandes de fréquences d'intérêt

Nous pouvons donc remarquer le fait que le tag-capteur  $T_1$  présente une variation de la puissance d'activation en fonction de la température dans la bande RFID UHF européenne

864,5 – 867,5 MHz (Figure 38). Cette variation est de 1,82 dB pour une variation de la température entre 25°C et 70°C à 866 MHz. La même variation de la puissance d'activation est remarquée dans la bande RFID UHF japonaise 952 – 954 MHz (Figure 39). Dans ce dernier cas, la variation de la puissance d'activation est de 1,23 dB à 953 MHz pour une variation de la température entre 25°C et 70°C. Le tag-capteur T<sub>2</sub>, présente les mêmes variations de la puissance d'activation que le tag-capteur T<sub>1</sub> dans la bande RFID UHF européenne. Le tag-capteur T<sub>3</sub> présente aussi des variations de la puissance d'activation mais hors de la bande RFID UHF à 800 MHz. Ces résultats expérimentaux montrent une cohérence du comportement du tag-capteur avec ce qui était attendu par simulation.

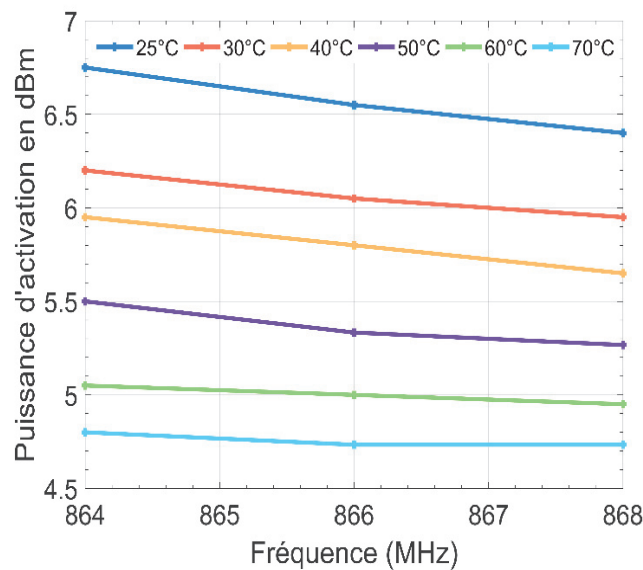


Figure 38. Puissance d'activation du tag-capteur T<sub>1</sub>. Zoom sur la bande RFID UHF Européenne

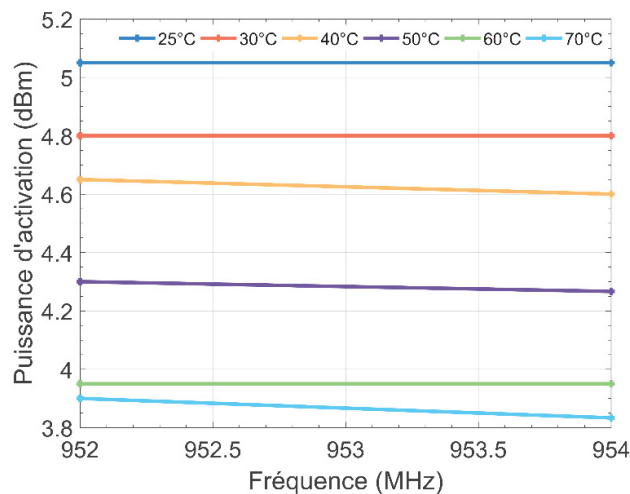


Figure 39. Puissance d'activation du tag-capteur T<sub>1</sub>. Zoom sur la bande RFID UHF Japonaise

#### 4.3.2.3 Puissance d'activation en fonction de la température

La puissance d'activation du tag  $T_1$  et la puissance d'activation différentielle du tag-capteur  $T_1$  et sa référence  $T_{1\_ref}$  en fonction de la température sont présentées sur les Figure 40 et Figure 41 respectivement, pour les fréquences 800 MHz, 866 MHz et 953 MHz. La Figure 41 met en avant la diminution de la puissance différentielle en fonction de la température due à l'augmentation du coefficient de transmission  $\tau$  comme démontrée dans (11).

Il est important de noter que plus la pente de la puissance différentielle est élevée, plus il est facile de discriminer les températures mesurées. Dans le cas des prototypes fabriqués et mesurés, la fréquence de 800 MHz semblerait donner la pente la plus grande. Cette fréquence n'étant pas la fréquence de résonance du capteur, il est nécessaire d'avoir une puissance d'activation élevée (en valeur absolue) afin d'activer le tag. Par ailleurs, la fréquence 866 MHz étant la fréquence de résonance du tag, la puissance nécessaire pour activer le tag est très faible et ce à toutes les températures, ce qui réduit la pente de la puissance différentielle.

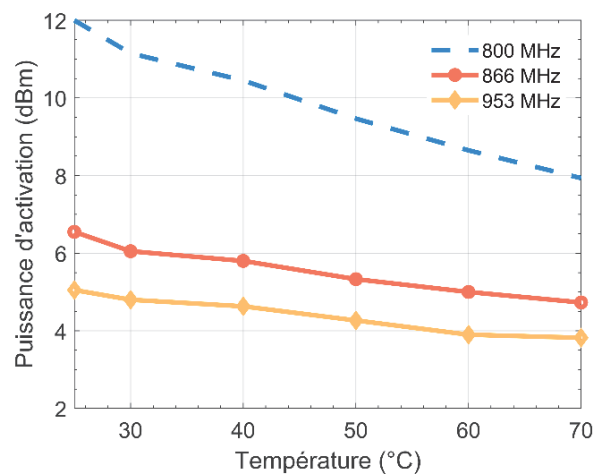


Figure 40. Puissance d'activation en fonction de la température aux fréquences : 800 MHz, 866 MHz, 953 MHz

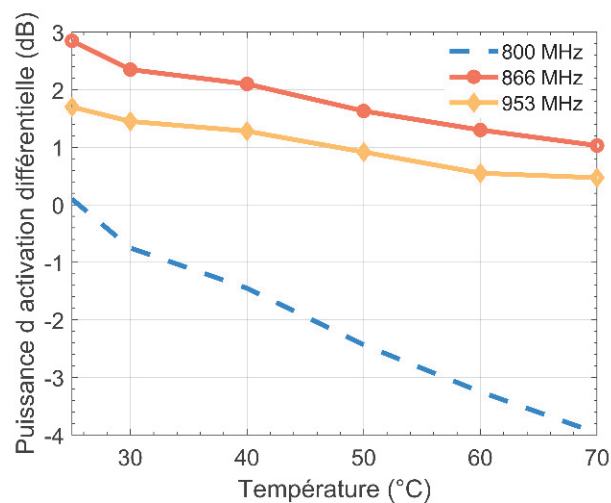


Figure 41. Puissance d'activation différentielle en fonction de la température aux fréquences : 800 MHz, 866 MHz, 953 MHz

Un autre aspect à considérer est la distance de lecture qui est élevée à la fréquence de résonance (Figure 42). Si la distance de capture imposée par l'application n'est pas très élevée, il y aurait un intérêt à concevoir un capteur dont la fréquence de résonance est plus élevée que la fréquence d'intérêt afin de nécessiter des puissances d'activation plus importantes. Cela permettrait d'augmenter la pente de la puissance différentielle et ainsi obtenir une meilleure discrimination des températures mesurées.

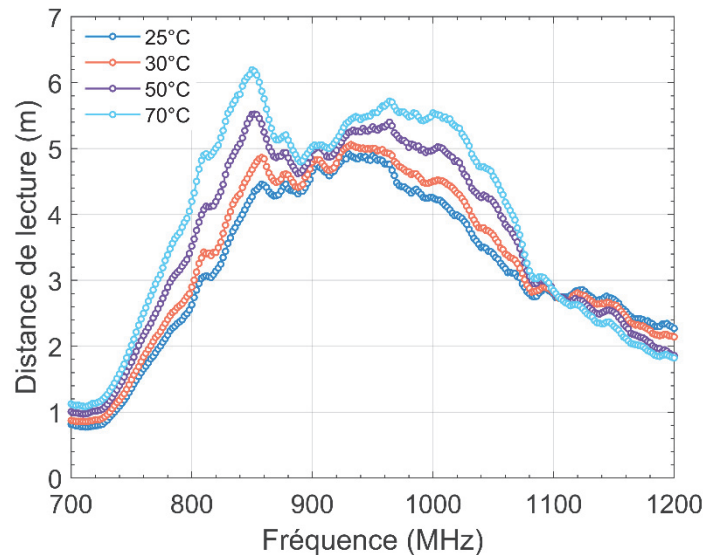


Figure 42. Distance de lecture du tag-capteur  $T_1$  pour des températures  $25^{\circ}\text{C} < T^{\circ} < 70^{\circ}\text{C}$

## 5 Conclusion

A travers les travaux présentés dans ce chapitre, nous avons validé la conception des tags capteurs filaires pour la mesure de l'humidité et de la température. Les deux tags capteurs reprennent la topologie du fil textile RFID UHF E-Thread et permettent donc de lui intégrer les fonctions de capture, tout en respectant le procédé de fabrication initial.

Nous avons réalisé des tests expérimentaux sur le tag-capteur de température fabriqué par le procédé E-Thread et les résultats nous ont permis de valider le concept proposé. Cependant, des améliorations sur la sensibilité du tag-capteur doivent être apportées pour une meilleure discrimination des températures mesurées. Nous avons constaté une meilleure sensibilité du tag-capteur aux fréquences plus basses que sa fréquence de résonance qui se trouve dans la bande RFID UHF. Une perspective serait de concevoir un tag-capteur ayant une fréquence de résonance plus élevée (et donc plus court que le tag-capteur actuel) et récupérer l'information dans la bande RFID UHF.

## Références

- [1] K. Zannas, H. E. Matbouly, Y. Duroc, S. Tedjini, “From identification to sensing: augmented RFID tags,” Wiley, *Wireless Power Transmission for Sustainable Electronics*, pp. 223-246, 2020.
- [2] Ams. SL900A. [Online]. Available: [https://ams.com/documents/20143/36005/SL900A\\_DS000294\\_5-00.pdf/d399f354-b0b6-146f-6e98-b124826bd737](https://ams.com/documents/20143/36005/SL900A_DS000294_5-00.pdf/d399f354-b0b6-146f-6e98-b124826bd737)
- [3] Ams. SL900A EPC Gen2 Sensor Tag. [Online]. Available: <https://ams.com/SL900A>
- [4] R. Trangkanukulkij, T. Kim, W. S. Kim, “A 3D printed flexible passive RFID for temperature sensing,” *International Flexible Electronics Technology Conference (IFETC)*, Canada, August 7-9, 2018.
- [5] C. L. Baumbauer et al, “Printed, flexible, compact UHF-RFID sensor tags enabled by hybrid electronics,” *Sci Rep*, vol. 10, no. 1, 2020.
- [6] J. Virtanen, L. Ukkonen, T. Bjorninen, A. Z. Elsherbeni, L. Sydänheimo, “Inkjet-printed humidity sensor for passive UHF RFID systems,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, no. 8, pp. 2768-2777, 2011.
- [7] X. Chen, H. He, L. Ukkonen, J. Virkki, “Embroidered UHF RFID moisture sensor tag on dishcloth substrate,” *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, USA*, July 8-13, 2018.
- [8] H. He, X. Chen, L. Ukkonen, J. Virkki, “Clothing-integrated passive RFID strain sensor platform for body movement-based controlling,” *IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, Italy, September 25-27, 2019.
- [9] M. Hasani, A. Vena, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, M. M. Tentzeris, “Implementation of a dual-interrogation-mode embroidered RFID-enabled strain sensor,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1272-1275, 2013.
- [10] P. Lugoda, T. Hughes-Riley, C. Oliveira, R. Morris, T. Dias, “Developing novel temperature sensing garments for health monitoring applications,” *Fibers*, vol. 6, no. 3, 2018.
- [11] P. Lugoda, T. Dias, T. Hughes-Riley, R. Morris, “Refinement of temperature sensing yarns,” *Proceedings*, vol. 2, no. 3, 2018.
- [12] P. Lugoda, T. Dias, D. R. Morris, “Electronic temperature sensing yarn,” *Journal of Multidisciplinary Engineering Science Studies (JMESS)*, vol. 1, no. 1, 2015.
- [13] J. Jia et al, “Conductive thread-based textile sensor for continuous perspiration level monitoring,” *Sensors*, vol. 18, no. 11, 2018.
- [14] Impinj. Monza 4 Product Brief. [Online]. Available: <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202756928-Monza-4-Product-Brief>

- [15] Impinj. Monza 6 Product Brief. [Online]. Available: <https://support.impinj.com/hc/en-us/articles/202765328-Monza-R6-Product-Brief-Datasheet>.
- [16] X. Chen, H. He, Z. Khan, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, J. Virkki, “Textile-based batteryless moisture sensor,” *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 19, no. 1, pp. 198-202, 2020.
- [17] G. Andia, “Slenderly and conformable passive UHF RFID yarn,” *IEEE International Conference on RFID (RFID)*, USA, May 9-11, 2017.
- [18] C.A. Balanis, “*Antenna theory: analysis and design*,” Wiley, 2005.
- [19] C.L. Zhao, M. Qin, Q. A. Huang, “A fully packaged CMOS interdigital capacitive humidity sensor with polysilicon heaters,” *IEEE Sensors Journal*, vol. 11, no. 11, pp. 2986-2992, 2011.
- [20] Delo-Adhesives. DELO DUALBOND AD465. [Online]. Available: [https://www.delo-adhesives.com/fileadmin/datasheet/DELO%20DUALBOND\\_AD465\\_%28TIDB-en%29.pdf](https://www.delo-adhesives.com/fileadmin/datasheet/DELO%20DUALBOND_AD465_%28TIDB-en%29.pdf)
- [21] Murata. NTC thermistors. [Online]. Available: <https://www.murata.com/en-eu/products/thermistor/ntc>.
- [22] Voyantic. Tagformance Pro. [Online]. Available: <https://voyantic.com/products/tagformance-pro>

## **Chapitre 4**

Etude pour concevoir un fil textile compatible avec le standard NFC

## Chapitre 4 : Etude pour concevoir un fil textile compatible avec le standard NFC

La technologie NFC (Near Field Communication), communication en champ proche, utilise un couplage magnétique entre lecteur et tag, respectivement munis d'une antenne de type boucle. Ce chapitre vise à étudier la possibilité d'intégrer le standard NFC dans un fil textile, avec la difficulté d'assurer le couplage lecteur-tag tout en conservant le facteur de forme linéaire du fil. La première section présente la technologie NFC et notamment le système ainsi que la composition d'un système de transmission de données en utilisant la technologie NFC. La seconde section présente le principe théorique sur lequel est basé le fonctionnement d'un système NFC avec pour objectif d'en déduire le modèle électrique et le modèle hybride d'un lien NFC. Dans la troisième section, l'impact de la variation de la géométrie d'une cible NFC sur les performances du système est étudié par deux méthodes. La première méthode consiste à faire varier la surface de l'antenne de la cible et la variation de son facteur de forme, tout en gardant constante la surface de l'antenne. La dernière section présente la deuxième méthode qui consiste à passer au niveau de l'antenne de la cible d'un facteur de forme planaire à un facteur de forme linéaire à travers l'utilisation d'une antenne hélice. Cela a pour objectif de se rapprocher de l'antenne hélice proposée pour le cas RFID UHF et par conséquent de proposer une antenne NFC pouvant être intégrée dans le fil textile.



## Table des matières

<b>Chapitre 4</b> : Etude pour concevoir un fil textile compatible avec le standard NFC.....	111
1 La technologie NFC .....	116
1.1 Présentation générale de la technologie NFC .....	116
1.2 Composantes principales d'un système NFC .....	117
1.2.1 L'initiateur NFC .....	117
1.2.2 La cible NFC .....	120
2 Rappels théoriques sur le couplage inductif en contexte NFC.....	123
2.1 Principe théorique du couplage inductif entre une antenne de l'initiateur et une antenne cible.....	123
2.2 Modélisation du lien NFC sous forme de schéma électrique .....	125
2.2.1 Modèle électrique des antennes.....	125
2.2.2 Schéma équivalent électrique du système NFC .....	128
2.3 Modélisation du lien NFC par une méthode hybride : électromagnétique-circuit ..	130
2.4 Comparaison des modèles hybride et électrique dans le cas NFC classique.....	131
2.4.1 Champ magnétique crée par une spire rectangulaire.....	131
2.4.2 Etude du couplage entre deux spires rectangulaires par le schéma équivalent électrique et par le modèle hybride .....	134
3 Impact de la variation de la géométrie de l'antenne de la cible .....	138
3.1.1 Impact de la variation de la surface sur le couplage.....	138
3.1.2 Impact de la variation du facteur de forme .....	140
4 Etude des performances d'un système NFC utilisant une antenne hélice en tant qu'antenne de la cible : application au fil textile .....	142
4.1 Modélisation de l'antenne de l'initiateur PN7150.....	142
4.1.1 Conception de l'antenne et extraction de son schéma équivalent RLC .....	142
4.1.2 Adaptation d'impédance par pont de capacités .....	143
4.2 Effet de la distance sur le couplage entre spires .....	145
4.2.1 Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne identique au niveau de la cible.....	146
4.2.2 Couplage de l'antenne de l'initiateur avec antenne classe 6 (coté cible).....	148
4.3 Etude des performances d'un système NFC utilisant l'antenne hélice comme antenne de la cible .....	150
4.3.1 Passage d'une antenne spirale planaire à une hélice linéaire .....	150
4.3.2 Etude de l'impact des paramètres géométriques d'une antenne hélice sur les performances d'un système NFC .....	152
5 Conclusion du chapitre.....	156
Références.....	157

## Tables des illustrations

Figure 1. Les modes de communication en NFC : (a) mode passif, émulation de carte ; (b) mode actif peer-to-peer .....	116
Figure 2. Schéma électrique de l’initiateur : configuration à sortie unique .....	117
Figure 3. Schéma électrique de l’initiateur : configuration à sortie symétrique .....	118
Figure 4. Filtre EMC de l’initiateur : configuration à sortie différentielle .....	118
Figure 5. Réseau d’adaptation d’impédance capacitif permettant d’adapter l’impédance entre le filtre EMC et l’antenne.....	119
Figure 6. Blocs fonctionnels constituant la puce NFC : interface RF analogique, bloc de contrôle numérique, mémoire volatile.....	120
Figure 7. Schéma équivalent électrique d’une cible NFC ; antenne connectée à la puce .....	121
Figure 8. Les différentes classes d’antennes NFC imposées par le standard ISO14443-1 [1], les dimensions sont en millimètres .....	122
Figure 9. Illustration de la loi de Biot et Savart : champ magnétique crée par une spire circulaire dans un point de son axe .....	124
Figure 10. Illustration du couplage magnétique en NFC entre l’antenne de l’initiateur et l’antenne de la cible.....	125
Figure 11. Schéma électrique équivalent RLC d’une antenne NFC .....	126
Figure 12. Illustration d’une spire rectangulaire de longueur $lb$ et de largeur $la$ et de diamètre du conducteur $2a$ ;.....	127
Figure 13. Interface de calcul du schéma équivalent fournie par NXP Semiconductors [5].	128
Figure 14. Schéma équivalent électrique d’un système NFC .....	129
Figure 15. Modèle équivalent hybride électromagnétique-circuit du couplage entre une antenne d’un initiateur et une antenne d’une cible .....	130
Figure 16. Spire rectangulaire simulée : (a) Illustration de sa géométrie ; (b) sondes de calcul du champ magnétique dans son axe .....	132
Figure 17. Spire rectangulaire alimentée par une source $50 \Omega$ .....	132
Figure 18. Courant $I_s$ traversant la spire rectangulaire obtenu analytiquement et par simulation.....	133
Figure 19. Champ magnétique $H(z)$ crée par la spire rectangulaire dans son axe, obtenu analytiquement et par simulation .....	133
Figure 20. Champ magnétique $H(z)$ créé par la spire en 2D.....	134
Figure 21. Méthodologie de l’étude par simulation en utilisant le modèle du lien NFC hybride (circuit-électromagnétique) .....	134
Figure 22. Spires rectangulaires séparées par une distance de $30 \text{ mm}$ .....	135
Figure 23. Schéma équivalent électrique d’un couplage entre deux spires rectangulaires identiques ; simulation hybride (circuit-électromagnétique).....	135
Figure 24. Courant $I_s$ traversant la spire du primaire, obtenu par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique).....	136
Figure 25. Courant $I_s$ traversant la spire secondaire, obtenu par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique).....	136
Figure 26. Tension $V_L$ aux bornes de la puce, obtenue par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique).....	137

Figure 27 Coefficient de transmission $S_{21}$ entre la source de l'initiateur $V_s$ et la charge de la cible $V_L$ .....	137
Figure 28. Illustration du couplage entre une spire de l'initiateur et une spire de la cible (a) surface $A_2$ (b) surface $A_3$ .....	138
Figure 29. Coefficient de transmission $S_{21}$ entre la source de l'initiateur et la charge de la cible pour différentes surfaces de l'antenne de la cible. ....	139
Figure 30. Tension $V_L$ aux bornes de la puce pour différentes surfaces ( $A_1 > A_2 > A_3$ ), .....	139
Figure 31. Spires rectangulaires avec modification du facteur de forme .....	140
Figure 32. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour les différents facteurs de formes considérés.....	141
Figure 33. Tension aux bornes de la puce $V_L$ pour les différents facteurs de forme considérés.....	141
Figure 34. Illustration de l'antenne de l'initiateur : (a) vue de face. (b) vue arrière .....	142
Figure 35. Schéma électrique de l'initiateur comportant l'antenne et le réseau d'adaptation	144
Figure 36. Coefficient de réflexion $S_{11}$ entre le circuit intégré et l'antenne de l'initiateur après insertion du réseau d'adaptation d'impédance capacitif .....	144
Figure 37. Schéma équivalent électrique de l'initiateur où l'antenne est représentée par son schéma équivalent RLC .....	145
Figure 38 Tension aux bornes de l'antenne de l'initiateur obtenue par cosimulation et par simulation basée sur son schéma équivalent RLC .....	145
Figure 39. Antenne classe 6 : (a) vue de face, (b) vue arrière.....	146
Figure 40. Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne identique .....	147
Figure 41. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour une distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible identique variant de 0 mm à 100 mm.....	147
Figure 42. Tension aux bornes de l'antenne de la cible identique à l'antenne de l'initiateur placée à une distance variant entre 0 mm et 100 mm.....	148
Figure 43. Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne classe 6.....	148
Figure 44. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour une distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible classe 6 variant de 0 mm à 100 mm .....	149
Figure 45. Tension aux bornes de l'antenne de la cible classe 6 placée à une distance de l'antenne de l'initiateur variant entre 0 mm et 100 mm .....	149
Figure 46. Passage d'une antenne spirale à une antenne spirale linéaire : (a) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne planaire ; (b) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne spirale linéaire ; (c) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne hélice .....	150
Figure 47. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour les antennes : classe 6, l'antenne classe 6 linéaire, l'antenne hélice à diamètre réduit. Chaque antenne est placée à une distance de 5 mm de l'antenne de l'initiateur.....	151
Figure 48. Tension aux bornes de la puce pour les antennes : classe 6, l'antenne classe 6 linéaire, l'antenne hélice à diamètre réduit. Chaque antenne est placée à une distance de 5 mm de l'antenne de l'initiateur .....	152
Figure 49. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour des antennes hélices (au niveau de la cible) avec un nombre de spire $N = 10$ et $N = 20$ .....	153

Figure 50. Tension aux bornes de la puce pour des antennes hélices avec un nombre de spire $N = 10$ et $N = 20$ .....	154
Figure 51. Coefficient de transmission $S_{21}$ pour des antennes hélices avec un nombre de spire $N = 40$ , $N = 80$ et $N = 160$ .....	155
Figure 52 Tension aux bornes de la puce pour des antennes hélices avec un nombre de spire $N = 40$ , $N = 80$ et $N = 160$ .....	155

# 1 La technologie NFC

## 1.1 Présentation générale de la technologie NFC

La technologie NFC (Near Field Communication) fait partie des applications que nous utilisons dans notre vie de tous les jours, notamment pour le paiement sans contact avec une carte bancaire ou un smartphone. Par définition, c'est une technologie de communication sans fil, en champ proche, qui est plus connue par son sigle anglais NFC, permettant l'échange d'informations entre des dispositifs proches (au maximum distants de 20 cm environ). Le NFC est une extension de la norme ISO/CEI 14443 : standard des cartes de proximité qui utilisent la RFID et qui combinent au sein d'un même périphérique une carte à puce et un lecteur.

Cette technologie exploite globalement le principe de la RFID HF (à la même fréquence à 13,56 MHz). Elle repose sur les mêmes principes physiques (utilisation de boucles inductives et couplage magnétique/inductif) et admet un vocabulaire propre : la communication s'effectue entre un initiateur (*initiator*) et une cible (*target*), qui jouent le rôle du lecteur et du tag. Différents modes de communication existent. Dans le mode passif, le champ magnétique est généré par l'initiateur (qui est le lecteur) et il est modulé pour transmettre la requête à la cible. La cible, qui se situe dans le champ magnétique créé par l'initiateur, renvoie sa réponse par modulation de charge. A la différence de la RFID UHF où le tag ne peut avoir qu'un seul rôle, celui de retransmettre son identifiant, la cible peut être soit une carte à puce (un tag) soit un lecteur en mode d'émulation de carte (Figure 1.a). Dans le cas du mode actif, les deux dispositifs NFC (initiateur et cible) génèrent un champ magnétique l'un après l'autre. L'initiateur transmet la requête ensuite il s'arrête. A son tour, la cible produit son propre champ modulé afin d'envoyer sa réponse à l'initiateur ; ce mode de communication est souvent appelé *Peer-to-Peer* (P2P)[1] (Figure 1.b).

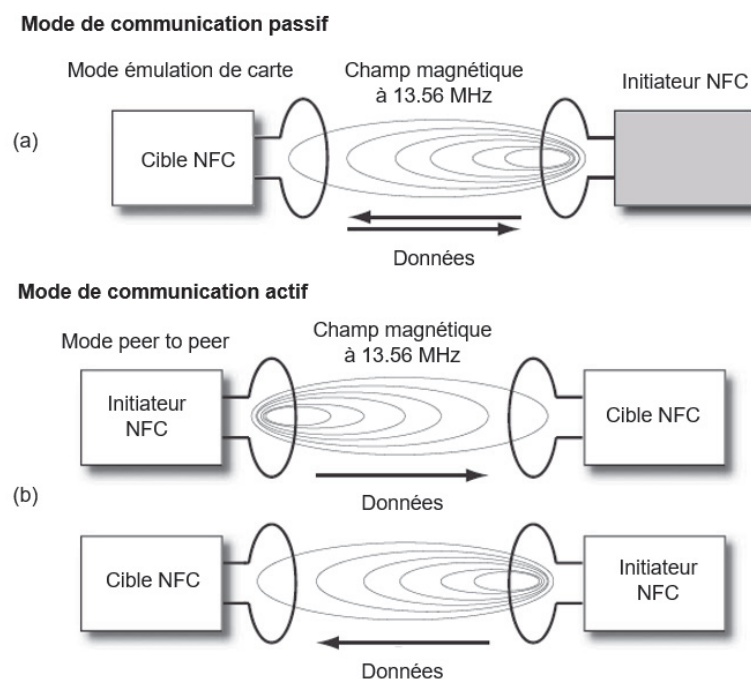


Figure 1. Les modes de communication en NFC : (a) mode passif, émulation de carte ; (b) mode actif peer-to-peer

Il peut être noté, qu'en NFC, il existe deux types de modulations de charge : la modulation de charge passive (PLM : Passive Load Modulation), utilisée dans la plupart des cibles disponibles dans le marché ; et la modulation active de charge (ALM : Active Load Modulation) où la cible est équipée d'un mini transmetteur local pour booster le signal renvoyé à l'initiateur. Dans le contexte de cette thèse, nous nous intéresserons seulement au mode de fonctionnement passif de la technologie NFC. En effet, il s'agit principalement de conserver le caractère passif du tag en tant que fil textile, et ici, d'offrir une possibilité d'utilisation (ce que l'on pourrait appeler un cas d'usage) qui soit tout public : l'utilisateur étant alors en mesure de lire l'« étiquette » NFC simplement à l'aide de son téléphone (fonctionnalité NFC qui équipe aujourd'hui une grande majorité des smartphones).

Afin d'arriver à cet objectif, il est nécessaire de connaître les composantes principales impliquées dans un système NFC que nous introduisons dans la suite.

## 1.2 Composantes principales d'un système NFC

### 1.2.1 L'initiateur NFC

L'initiateur, dont le rôle est de générer le champ magnétique permettant de réaliser la communication avec la cible, est composé de quatre blocs : une source (ou générateur) de tension alternative de forme carrée (souvent sous forme de circuit intégré), un filtre de compatibilité électromagnétique (CEM), un réseau d'adaptation d'impédance et une antenne. Deux types de configurations de l'initiateur sont possibles : la configuration à sortie unique et la configuration à sortie symétrique (différentielle). La configuration différentielle est la plus souvent conseillée car elle assure le transfert d'une plus grande puissance à la charge (comme illustré ci-après).

#### 1.2.1.1 Le circuit intégré (ou générateur)

Le circuit intégré est relié au reste du circuit par des connections souvent notées *ANT1* et *ANT2*. Dans le cas d'une sortie unique, ces connections sont au même potentiel et référencées par rapport à la masse (Figure 2). La tension fournie par le circuit intégré,  $V_{in}$ , et son impédance de sortie,  $R_{in}$ , sont généralement spécifiées dans la documentation technique.

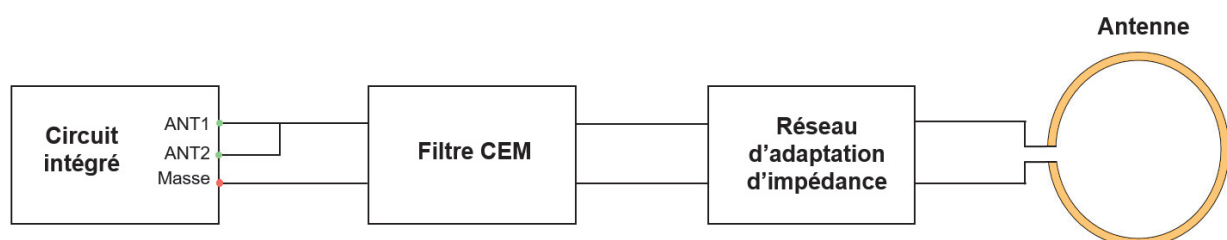


Figure 2. Schéma électrique de l'initiateur : configuration à sortie unique

Dans le cas d'une sortie symétrique, le signal de sortie du circuit intégré est appliqué entre les bornes *ANT1* et *ANT2* (Figure 3). La masse devient alors une référence arbitraire pour le potentiel. Cette configuration permet de doubler la tension appliquée au système ( $2V_{in}$ ) avec une résistance de sortie du circuit intégré de  $2R_{in}$  au lieu de  $R_{in}$  dans le mode commun. Par

conséquent, pour le même courant fourni par le circuit intégré à une charge adaptée (à son impédance de sortie dans les deux configurations), une configuration à sortie symétrique permet de doubler la puissance fournie à la charge, qui sera dans notre cas l'antenne de l'initiateur.

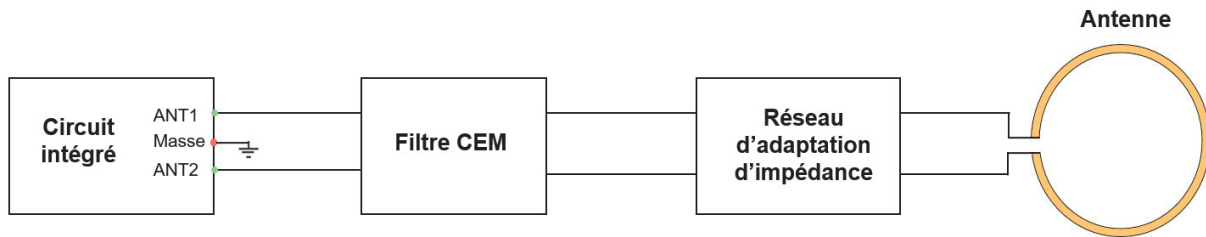


Figure 3. Schéma électrique de l'initiateur : configuration à sortie symétrique

### 1.2.1.2 Le filtre CEM

Comme toujours dans le domaine de la radio, il est très important de respecter les niveaux de puissance fixés par la législation en termes de rayonnement et de pollution électromagnétique. A la fréquence de  $13,56\text{ MHz}$ , il est notamment impératif de réduire les niveaux des harmoniques impaires de rang élevé, qui sont produites par le signal carré généré, et qui interfèrent avec certaines bandes radios. En particulier, sont visées les fréquences de  $176,28\text{ MHz}$  et  $366,12\text{ MHz}$  correspondant respectivement aux harmoniques de rang 13 et 27. Ainsi, afin de respecter les réglementations, un filtre CEM est interposé entre le circuit intégré et la partie adaptation – antenne. Ce filtre CEM est un « simple » filtre passe-bas de type LC. Dans sa topologie différentielle, où la somme des inductances est  $2L_0$  et la somme des capacités est  $C_0/2$ , le filtre CEM est illustré Figure 4. Ainsi le passage d'une configuration en mode commun à la configuration en mode différentiel est simple et la fréquence de coupure du filtre ne change pas car le produit entre l'inductance et la capacité reste constant :  $2L_0 \times \frac{C_0}{2} = L_0 C_0$ . Afin de simplifier les calculs qui suivent, nous nous baserons sur la configuration à sortie unique.

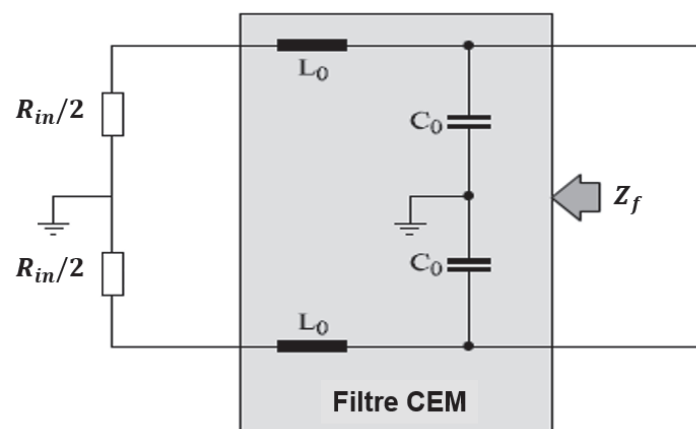


Figure 4. Filtre CEM de l'initiateur : configuration à sortie différentielle

L'impédance de sortie,  $Z_f$ , du filtre CEM, vue comme l'association en série de  $R_{in}$  et  $L_0$  en parallèle à  $C_0$ , s'exprime ainsi :

$$Z_f = \frac{(R_{in} + j L_0 \omega) \cdot \frac{1}{j C_0 \omega}}{(R_{in} + j L_0 \omega) + \frac{1}{j C_0 \omega}} \quad (1)$$

D'où l'on déduit facilement la partie réelle  $R_f$  et la partie imaginaire  $X_f$  :

$$\begin{cases} R_f = \frac{R_{in}}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + (\omega R_{in} C_0)^2} \\ X_f = \omega \frac{L_0(1 - \omega^2 L_0 C_0) - R_{in}^2 C_0}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + (\omega R_{in} C_0)^2} \end{cases} \quad (2)$$

Pour transférer le maximum de puissance à la charge (ici l'antenne), l'impédance  $Z_f$  doit être associée à une impédance qui correspond à son complexe conjugué à la fréquence d'utilisation (condition classique d'adaptation d'impédance), soit :

$$\begin{cases} Re\{Z_{ant}\} = R_f \\ Im\{Z_{ant}\} = -X_f \end{cases} \quad (2bis)$$

Cette condition n'est pas vérifiée, d'où la nécessité d'introduire le circuit d'adaptation.

### 1.2.1.3 Circuit d'adaptation d'impédance de l'antenne

En pratique, l'antenne est connue et elle est généralement modélisée par un circuit RLC dont les valeurs des composants sont données par le constructeur ou peuvent être déduites avec des méthodes que l'on abordera par la suite. Le circuit d'adaptation est généralement un « pont de capacités » (Figure 5), qui est un réseau d'adaptation purement réactif, bien connu dans le domaine de la RF. Il est composé d'une capacité série  $C_s$  et d'une capacité parallèle  $C_p$ .

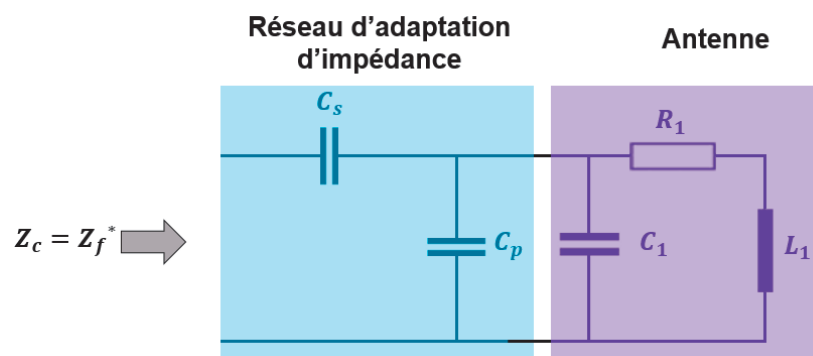


Figure 5. Réseau d'adaptation d'impédance capacitif permettant d'adapter l'impédance entre le filtre CEM et l'antenne

L'impédance complexe d'entrée vue du réseau capacitif s'exprime comme ci-dessous :



$$Z_c = \frac{1 - L_1 \omega^2 (C + C_s) + j R_1 \omega (C + C_s)}{-R C C_s \omega^2 + j C_s \omega (1 - C L_1 \omega^2)} \quad (3)$$

où  $C$  représente la capacité équivalente de la mise en parallèle de  $C_1$  et  $C_p$  ;  $C = C_1 + C_p$ . Afin de réaliser l'adaptation d'impédance à la fréquence de fonctionnement du circuit, l'impédance  $Z_c$  doit être purement réelle de valeur  $R_c$  et aussi égale à la résistance de sortie du filtre CEM,  $R_f$ . Les valeurs  $R_1$ ,  $L_1$  étant déjà connues, les valeurs de  $C_s$  et  $C$  se déduisent et sont données par (4) et (5).

$$C_s = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\sqrt{R_1}}{\sqrt{R_c (R_1^2 - (R_1 R_c) + (L_1 \omega^2))}} \quad (4)$$

$$C = \frac{R_c - R_1}{(L_1 \omega^2 R_c) + \left(\frac{R_1}{C_1}\right)} \quad (5)$$

La démonstration des formules (4) et (5) est donnée dans [2]. Evidemment, nous pouvons retrouver la valeur de  $C_p$  à partir de  $C$  car la valeur de  $C_1$  est connue.

## 1.2.2 La cible NFC

Similaire à la configuration d'un tag RFID, une cible NFC est composée d'une antenne et d'une puce électronique.

### 1.2.2.1 Puce électronique d'une cible NFC

La puce est constituée de trois blocs principaux : une interface RF analogique qui permet notamment de réaliser la transmission des données (détection et émission par modulation de charge) et d'alimenter les circuits actifs de la puce (conversion RF-DC) ; un bloc de contrôle numérique dont le rôle est de piloter le fonctionnement global de la puce et de gérer les interfaces avec les deux autres blocs ; et une mémoire volatile pour stocker des données (Figure 6).

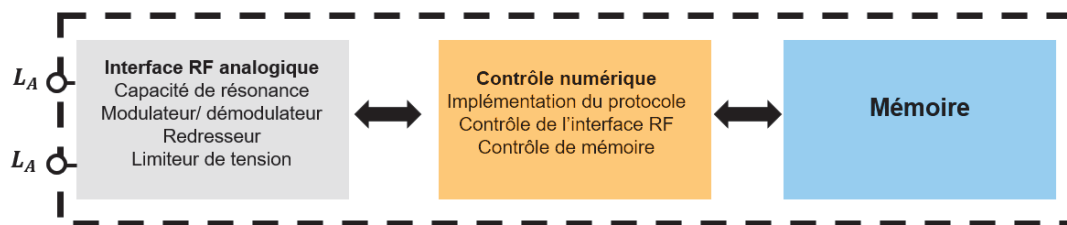


Figure 6. Blocs fonctionnels constituant la puce NFC : interface RF analogique, bloc de contrôle numérique, mémoire volatile

L'impédance d'entrée de la puce est modélisée par un circuit de type RC parallèle (notées  $R_{ic}$  et  $C_{ic}$ ). La puce est connectée directement à l'antenne ou par le biais d'un condensateur en parallèle dont la capacité  $C_{tune}$  permet d'accorder la fréquence de résonance de la cible à 13,56 MHz (Figure 7).

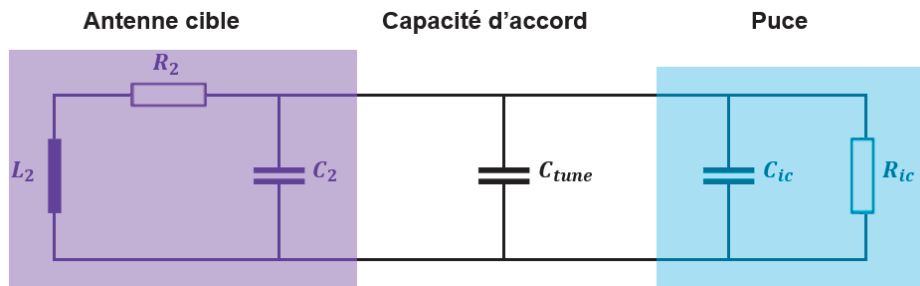


Figure 7. Schéma équivalent électrique d'une cible NFC ; antenne connectée à la puce

### 1.2.2.2 Antenne pour la cible NFC

A la fréquence 13,56 MHz, l'antenne la plus souvent utilisée est une antenne spirale rectangulaire sous forme de boucle avec plusieurs enroulements concentriques. Elle est simplement modélisée par un circuit RLC (voir Figure 7) et présente une inductance dont la valeur est généralement comprise entre  $1 \mu H$  et  $3 \mu H$ . Les performances de l'antenne sont caractérisées par la fréquence de résonance  $f_{res}$  et le facteur de qualité  $Q$ , qui seront définis dans la suite du chapitre.

Selon l'application visée, la géométrie et les dimensions de l'antenne peuvent varier. Ces caractéristiques sont imposées par les différents standards tels que le NFC Forum, ISO14443. A titre d'exemple, le standard ISO14443-1 organise les tailles d'antennes possibles pour une cible NFC en plusieurs classes : du plus grand format, *classe 1*, aussi appelé le format carte de crédit jusqu'à des formats plus faibles en taille comme la *classe 6* de type carte SIM par exemple (Figure 8) [2]. Sur la Figure 8, les dimensions sont données en millimètres ; les zones non « grisées » correspondent aux surfaces pouvant contenir l'enroulement de l'antenne et les zones « grisées » correspondent aux surfaces devant être maintenues libres pour des raisons mécaniques.

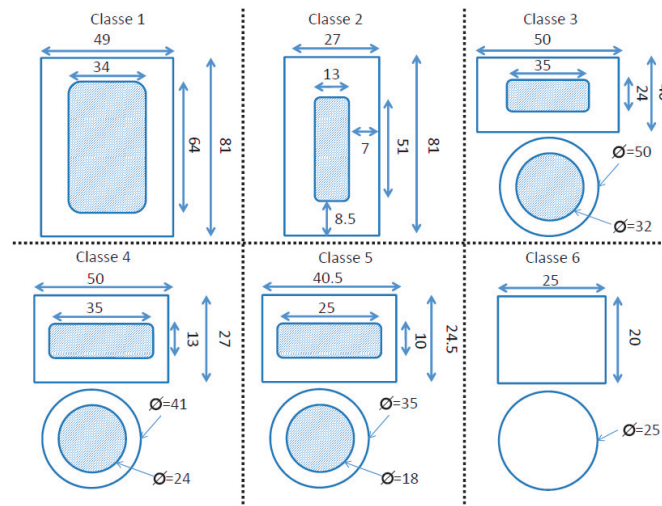


Figure 8. Les différentes classes d'antennes NFC imposées par le standard ISO14443-1 [1], les dimensions sont en millimètres

Pour chaque classe d'antenne, le champ magnétique créé par l'initiateur à la distance où se trouve la cible doit respecter certaines limites. Les paramètres traduisant ces limites sont : le champ magnétique minimum  $H_{min}$  qui représente le champ magnétique qui, appliqué à la cible permet à la puce NFC d'être totalement opérationnelle ; et le champ magnétique maximum  $H_{max}$  qui représente le champ magnétique maximal que peut tolérer la puce sans être endommagée. Le Tableau 1 présente les limites du champ magnétique pour chaque classe d'antennes selon le standard ISO14443-2.

	$H_{min}$	$H_{max}$
"Class 1" PICC	1.5 A/m (rms)	7.5 A/m (rms)
"Class 2" PICC	1.5 A/m (rms)	8.5 A/m (rms)
"Class 3" PICC	1.5 A/m (rms)	8.5 A/m (rms)
"Class 4" PICC	2.0 A/m (rms)	12 A/m (rms)
"Class 5" PICC	2.5 A/m (rms)	14 A/m (rms)
"Class 6" PICC	4.5 A/m (rms)	18 A/m (rms)

Tableau 1. Valeurs limites du champ magnétique  $H_{min}$  et  $H_{max}$  pour chaque classe d'antenne, imposées par le standard ISO14443-2. PICC : Proximity Integrated Circuit Card

D'après le Tableau 1, le champ magnétique  $H_{min}$  est d'autant plus élevé lorsque les dimensions de l'antenne de la cible sont réduites pour compenser la diminution du flux qui traverse l'antenne et créer par induction une tension induite suffisante à ses bornes pour lui permettre de fonctionner.

A partir de cette section, nous pouvons déduire que le principe d'induction magnétique est très important en NFC c'est pour cela que nous détaillons ses principes théoriques par la suite.

## 2 Rappels théoriques sur le couplage inductif en contexte NFC

Cette partie vise à rappeler les principes théoriques qui interviennent dans un couplage inductif entre un initiateur et une cible d'un système NFC. Ensuite, nous modélisons le lien NFC par deux méthodes : un schéma équivalent électrique et un schéma équivalent hybride combinant une simulation électromagnétique-système.

### 2.1 Principe théorique du couplage inductif entre une antenne de l'initiateur et une antenne cible

Une communication NFC est principalement basée sur le principe suivant : l'initiateur crée un courant électrique qui traverse son antenne et génère alors un champ d'induction magnétique. Ce phénomène est décrit par la loi de *Biot et Savart*, dans laquelle le champ d'induction magnétique s'exprime comme ci-dessous :

$$\vec{B}(\vec{r}) = \frac{\mu_0 \mu_r}{4\pi} \oint \frac{I d\vec{l} \wedge \vec{u}}{x^2} \text{ (Tesla)} \quad (6)$$

où  $\mu_0$  est la perméabilité magnétique du vide,  $\mu_r$  est la perméabilité relative du milieu,  $\wedge$  est le produit vectoriel,  $I$  est le courant traversant un élément du conducteur  $d\vec{l}$  et  $x$  est la distance entre cet élément et un point externe au conducteur et de vecteur directeur  $\vec{u}$ . En NFC, ce n'est pas le champ d'induction magnétique  $\vec{B}$  qui est utilisé pour caractériser le système. Comme nous l'avons vu dans le standard ISO14443-2, nous retrouvons plus souvent le champ d'excitation magnétique  $\vec{H}$  (A/m) et qui, par abus de langage est appelé champ magnétique. Il est relié à  $\vec{B}$  comme ci-dessous :

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (7)$$

Par intégration de (6) et en déduisant  $\vec{H}$  de (7), nous pouvons obtenir le champ magnétique créé par une spire circulaire de rayon  $r$  en un point de son axe et situé à une distance  $z$  de son centre, comme illustré sur la Figure 9.

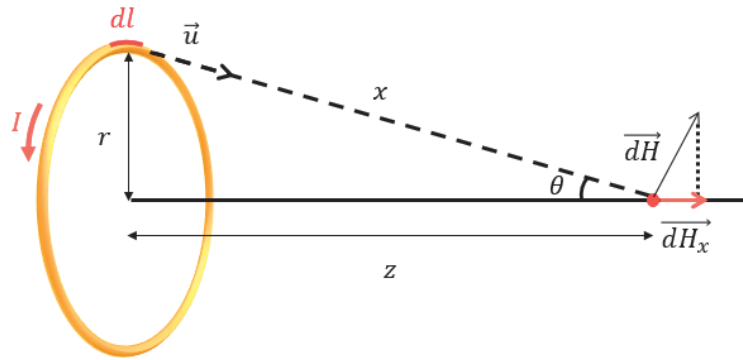


Figure 9. Illustration de la loi de Biot et Savart : champ magnétique créée par une spire circulaire dans un point de son axe

L'expression du champ magnétique devient alors comme ci-dessous :

$$H(z) = \frac{I r^2}{2\sqrt{(r^2 + z^2)^3}} \quad (8)$$

L'équation (8) est bien connue dans le domaine de l'électromagnétique mais en NFC, nous retrouvons également des spires rectangulaires. L'expression du champ magnétique créé par une spire rectangulaire de longueur  $a$  et de largeur  $b$  est donnée par [2] comme ci-dessous :

$$H(z) = \frac{I a b}{4\pi\sqrt{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + \left(\frac{b}{2}\right)^2 + z^2}} \left( \frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^2 + x^2} + \frac{1}{\left(\frac{b}{2}\right)^2 + z^2} \right) \quad (9)$$

Dans le cas où l'antenne de l'initiateur possède  $N$  spires, le champ magnétique donné dans (8) et (9) est multiplié par  $N$ .

Les lignes du champ magnétique créé par l'antenne de l'initiateur et qui traversent sa surface  $S_1$  est appelé flux, son unité est le Weber ( $Wb$ ). Par la présence de l'antenne de la cible, ce flux va traverser sa surface  $S_2$  et son expression est définie comme ci-dessous :

$$\Phi_{21} = \iint \vec{B} \cdot \vec{dS} \quad (10)$$

La variation de ce flux magnétique génère un champ électrique  $E_i$  créant une tension induite aux bornes de la spire de la cible. Cette tension s'exprime selon la loi de *Faraday* comme ci-dessous :

$$U_i(t) = \oint E_i \cdot dS = -\frac{d\Phi_{21}(t)}{dt} \quad (11)$$

L'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible sont maintenant liées par le flux magnétique, ce lien est appelé couplage et est réalisé par l'induction mutuelle  $M$  qui a pour expression :

$$M_{21} = \frac{\Phi_{21}}{I_1} = \oint \frac{B_2}{I_1} dA_2 \quad (12)$$

En déduisant de (12) le flux traversant l'antenne de la cible  $\Phi_{21} = M_{21}I_1$  et en le remplaçant dans (11) on peut déduire que la tension induite au niveau de la cible s'exprime telle que :

$$U_i(t) = -M_{21} \frac{dI_1(t)}{dt} \quad (13)$$

Si l'on pose l'hypothèse que le courant  $I_1(t)$  est sinusoïdal et en utilisant une notation complexe l'expression (13) devient :

$$U_i(j\omega) = -j\omega M_{21}I_1(j\omega) \quad (14)$$

Les phénomènes décrits sont illustrés sur la Figure 10.

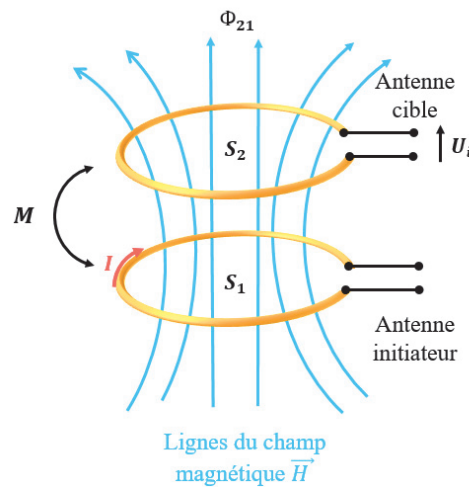


Figure 10. Illustration du couplage magnétique en NFC entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible

Nous utiliserons l'expression de la tension induite donnée par l'équation (14) dans le calcul de la tension aux bornes de la puce lorsque le lien NFC sera modélisé sous forme d'un schéma équivalent électrique.

## 2.2 Modélisation du lien NFC sous forme de schéma électrique

Un système NFC peut être modélisé sous forme de schéma électrique de façon analogue à l'étude classique des transformateurs. Les enroulements du transformateur correspondent aux antennes (de type boucle), qui sont ici couplées sans noyau magnétique, mais simplement par l'environnement les séparant, c'est-à-dire généralement de l'air. Le schéma équivalent déduit nous permettra de confirmer la validité des simulations électromagnétiques-système qui seront réalisées par la suite.

### 2.2.1 Modèle électrique des antennes

Comme évoqué précédemment, une antenne boucle NFC est souvent modélisée par son schéma équivalent électrique dans lequel elle est représentée par une inductance en série avec une résistance qui traduit les pertes dans le conducteur formant l'antenne [3]. Un condensateur est placé en parallèle des éléments RL série (Figure 11) et traduit la capacité entre les conducteurs formant les spires de l'antenne mais elle est aussi due à la longueur totale du conducteur qui, pour une demi-longueur d'onde, crée une résonance de l'antenne.

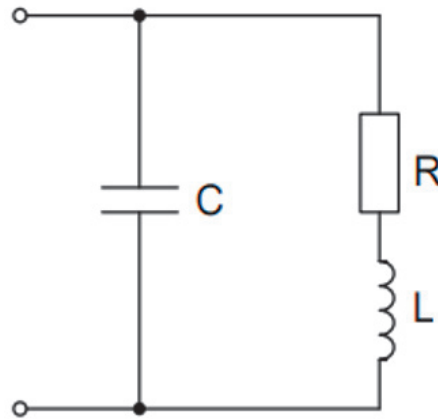


Figure 11. Schéma électrique équivalent RLC d'une antenne NFC

A partir du schéma équivalent de l'antenne, nous pouvons déduire ses caractéristiques principales :

- Sa fréquence de résonance propre :  $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$
- Son facteur de qualité :  $Q = L\omega_0/R$ , avec  $\omega_0 = 2\pi f_0$  représentant la pulsation propre.

Pour les simulations préliminaires, l'antenne que nous utiliserons est une antenne spire rectangulaire d'un tour et, afin de l'inclure dans le schéma équivalent électrique global, il est nécessaire que nous déduisions ses éléments RLC.

#### 2.2.1.1 Eléments RLC de l'antenne spire rectangulaire

##### a) Inductance de l'antenne

L'inductance d'une spire rectangulaire constituée par un conducteur de section circulaire est exprimée comme ci-dessous [4] :

$$L = 4 \left\{ l_b \cdot \ln \left( \frac{2A}{a(l_b + l_c)} \right) + l_a \cdot \ln \left( \frac{2A}{a(l_a + l_c)} \right) + 2[a + l_c - (l_a + l_b)] \right\} 10^{-3} (\mu H) \quad (15)$$

où  $l_a$  et  $l_b$  sont la largeur et la longueur de la spire,  $l_c = \sqrt{l_a^2 + l_b^2}$  est la longueur de la diagonale de la spire,  $a$  est le rayon du conducteur et  $A = l_a \cdot l_b$  la surface de la spire. (Figure 12). Toutes les dimensions sont en *cm*.

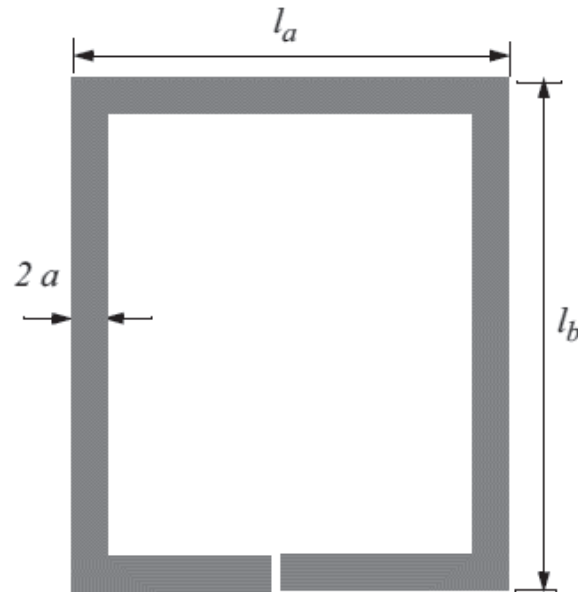


Figure 12. Illustration d'une spire rectangulaire de longueur  $l_b$  et de largeur  $l_a$  et de diamètre du conducteur  $2a$  ;

b) Résistance série de l'antenne

Nous pouvons déterminer la résistance série de l'antenne à partir de l'expression de la résistance d'un conducteur de longueur  $l$  qui est définie comme :

$$R_{DC} = \frac{l}{\sigma S} \quad (16)$$

où :  $l$  est la longueur totale du conducteur,  $\sigma$  est la conductivité du conducteur et  $S$  l'aire de la section du conducteur. Pour la spire rectangulaire  $l = 2(l_a + l_b)$  et  $S = \pi a^2$ .

c) La capacité parallèle de l'antenne

Dans notre cas, l'antenne spire rectangulaire ne possède qu'un tour, par conséquent la capacité qui intervient dans le schéma équivalent électrique est la capacité liée à une longueur du conducteur (demi-longueur d'onde). Dans notre cas :

$$C = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L} \quad (17)$$

où  $f_0 = c/\lambda$  avec  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide et  $\lambda = 2l$ .

2.2.1.2 Autres outils de calcul du schéma équivalent RLC

Les cas présentés restent assez simples et ne prennent pas en compte l'ensemble des paramètres d'une antenne NFC. En complément, certains constructeurs fournissent des interfaces très complètes qui permettent de calculer les éléments RLC de l'antenne pour une géométrie donnée. Par exemple, comme illustré sur la Figure 13, le constructeur NXP Semiconductors propose un logiciel qui permet non seulement de déterminer le circuit équivalent de l'antenne (initiateur ou cible) mais aussi les valeurs des éléments du filtre LC et du réseau d'adaptation



d'impédance pour assurer un transfert maximal de puissance entre le circuit intégré et l'antenne de l'initiateur.

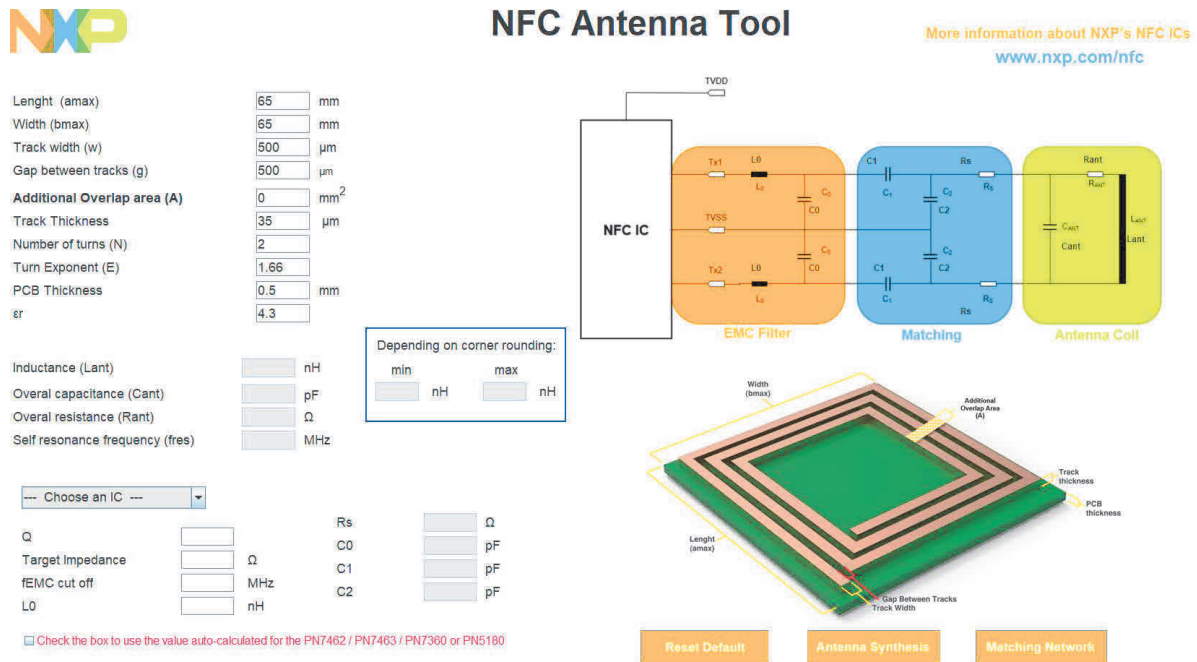


Figure 13. Interface de calcul du schéma équivalent fournie par NXP Semiconductors [5]

Une fois que nous avons déterminé les éléments RLC de l'antenne initiateur et cible, nous les utilisons dans le schéma équivalent électrique suivant.

### 2.2.2 Schéma équivalent électrique du système NFC

Nous modélisons le système NFC global par un schéma équivalent électrique montré sur la Figure 14 et inspiré des systèmes de transfert d'énergie sans fil [6]. Il est composé des éléments suivants :

- Au niveau de l'initiateur : un générateur de tension sinusoïdale  $V_s$  d'une impédance interne  $R_s$  est connecté directement à l'antenne de l'initiateur. Cela nous permet de s'affranchir du filtre LC qui élimine les harmoniques du signal carré fourni par le générateur. Nous ne prenons pas en compte l'adaptation d'impédance à ce niveau de l'étude car nous souhaitons valider l'outil de simulation par des exemples simples.
- Au niveau de la cible : pour réaliser une résonance au niveau de la cible, son antenne est connectée à une puce représentée par son schéma équivalent  $R_{ic}$  et  $C_{ic}$ , ainsi qu'une capacité  $C_{tune}$  pour accorder la fréquence de résonance de la cible à 13,56 MHz.

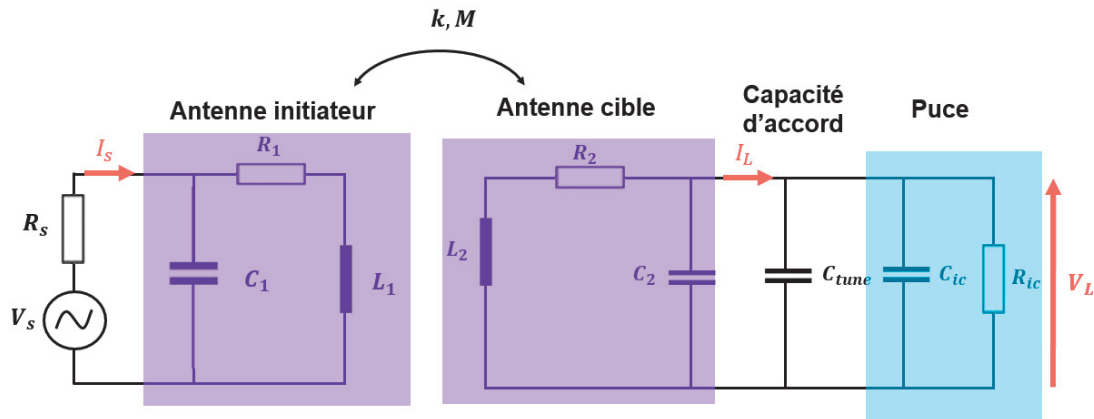


Figure 14. Schéma équivalent électrique d'un système NFC

L'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible sont liées par le couplage magnétique, comme nous l'avons expliqué dans la partie théorique. Il peut être représenté par l'induction mutuelle  $M$  mais aussi par le coefficient de couplage  $k$  qui s'exprime par :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (18)$$

Le coefficient de couplage  $k$  dépend de  $M$  et des inductances  $L_1$  et  $L_2$  et il est plus facile à utiliser dans un contexte applicatif car il est compris entre 0 et 1 et peut être exprimé en pourcentage.

Afin d'exprimer les courants/tensions du système, les impédances équivalentes de l'antenne de l'initiateur et de l'antenne de la cible sont définies comme  $Z_{a1}$  et  $Z_{a2}$  respectivement. L'impédance équivalente à la mise en parallèle de  $R_{ic}$ ,  $C_{ic}$  et  $C_{tune}$  est définie comme  $Z_{ic}$ .

Les impédances  $Z_{a1}$ ,  $Z_{a2}$  et  $Z_{ic}$  sont calculées comme ci-dessous :

$$Z_{a1;2} = \frac{R_{1;2} + jL_{1;2}\omega}{1 - L_{1;2}C_{1;2}\omega^2 + jR_{1;2}C_{1;2}\omega} \quad (19)$$

$$Z_{ic} = \frac{R_{ic}}{1 + jR_{ic}(C_{tune} + C_{ic})\omega} \quad (20)$$

En appliquant la loi des mailles, les courants  $I_s$  traversant  $Z_{a1}$  et le courant  $I_L$  traversant  $Z_{ic}$  peuvent être déduits à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} I_s(R_s + Z_{a1}) + j\omega M I_L = V_s \\ I_L(Z_{a2} + Z_{ic}) + j\omega M I_s = 0 \end{cases} \quad (21)$$

Les termes  $j\omega M I_s$  et  $j\omega M I_L$  dans (19) sont les tensions induites par l'initiateur sur la cible et par la cible sur l'initiateur respectivement, comme déduit dans (14).

En résolvant les deux équations, les courants  $I_s$  et  $I_L$  s'expriment tels que :

$$\begin{cases} I_s = \frac{V_s (Z_{a2} + Z_{ic})}{(R_s + Z_{a1})(Z_{a2} + Z_{ic}) - j\omega^2 M^2} \\ I_L = \frac{-j\omega M}{Z_{a2} + Z_{ic}} I_s \end{cases} \quad (22)$$

La tension aux bornes de la puce  $V_L = Z_{ic} \cdot I_L$  est exprimée par l'équation ci-dessous :

$$V_L = \frac{R_{ic}}{1 + jR_{ic}(C_{tune} + C_{ic})\omega} I_L \quad (23)$$

### 2.3 Modélisation du lien NFC par une méthode hybride : électromagnétique-circuit

Le schéma équivalent électrique du système NFC que nous avons modélisé peut être vu comme un réseau à deux ports, où le port 1 est l'entrée alimentée par la source d'une résistance  $R_s$  et le port 2 est la sortie alimentant la charge représentée par la résistance  $R_{ic}$ . Dans ce modèle, les phénomènes électromagnétiques du couplage entre une antenne de l'initiateur et une antenne de la cible sont inclus dans le réseau et sont représentés par une matrice S. Le coefficient de transmission du système  $S_{21}$  traduisant le transfert d'énergie de la source à la charge est exprimé comme ci-dessous [7]:

$$S_{21} = 2 \frac{V_L}{V_s} \sqrt{\frac{R_s}{R_{ic}}} \quad (24)$$

A partir de ce raisonnement, nous pouvons mettre en place un modèle du lien NFC qui est hybride, c'est-à-dire qui utilise la simulation électromagnétique des antennes initiateur-cible pour extraire les paramètres S que nous implémenterons dans le circuit.

La Figure 15 illustre le modèle de simulation hybride que nous proposons. Pour notre étude, nous combinerons l'outil CST Microwave Studio pour la simulation électromagnétique et l'outil ADS Keysight pour la simulation circuit.

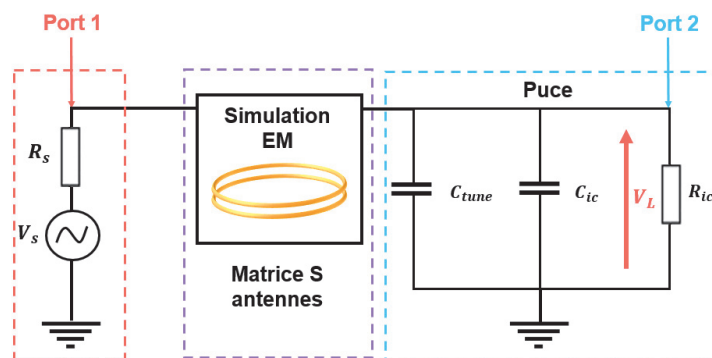


Figure 15. Modèle équivalent hybride électromagnétique-circuit du couplage entre une antenne d'un initiateur et une antenne d'une cible

Ce modèle est avantageux car il permet de s'affranchir des approximations faites par les équations analytiques. De plus, la simulation électromagnétique permet d'extraire le schéma

équivalent RLC de l'antenne et les éléments extraits sont plus réalistes car ils prennent en compte différents paramètres de l'antenne comme par exemple le type de substrat utilisé ou le matériau conducteur de la boucle. Ce schéma équivalent nous sera utile pour déduire la capacité  $C_{tune}$  à utiliser dans le circuit pour réaliser une résonance à 13,56 MHz au niveau de la cible. Pour l'obtenir, nous utiliserons l'outil de simulation électromagnétique avec l'option « post-processing ».

## 2.4 Comparaison des modèles hybride et électrique dans le cas NFC classique

Nous allons comparer les modèles hybride et électrique établis sur un cas classique en NFC utilisant deux spires rectangulaires identiques. Préalablement, nous étudions le champ magnétique créé par une spire rectangulaire non couplée.

### 2.4.1 Champ magnétique créé par une spire rectangulaire

Dans un premier temps, nous étudions l'évolution du champ magnétique créé par une spire rectangulaire dans l'axe autour duquel elle est centrée. La spire est formée par un matériau conducteur parfait (Perfect Electrical Conductor : PEC), ses dimensions sont présentées sur le Tableau 2.

Longueur ( $l$ ) en $mm$	Diamètre du conducteur ( $d$ ) en $mm$	Matériau
62,5	0,5	PEC

Tableau 2. Dimensions de la spire rectangulaire en  $mm$

La spire est connectée à une source de tension sinusoïdale d'amplitude  $V_s = 3 V$  et d'impédance  $50 \Omega$  et nous évaluons son champ magnétique analytiquement et par simulation électromagnétique.

#### 2.4.1.1 Paramètres du calcul analytique

Le schéma équivalent RLC de la spire rectangulaire (Tableau 3) est extrait à partir des équations (15) et (17), nous négligeons ici la résistance série car nous utilisons un conducteur parfait.

$L_1$	$C_1$
0,23 $\mu H$	0,29 $pF$

Tableau 3. Paramètres du schéma équivalent de l'antenne rectangulaire : son inductance  $L_1$  et sa capacité  $C_1$

Pour calculer le champ magnétique décrit dans (9), nous devons d'abord déduire le courant délivré par la source  $I_s$  que nous avons défini dans (22). Cependant la spire n'étant pas couplée à une autre spire nous pouvons négliger l'inductance mutuelle  $M$ . L'expression du courant  $I_s$  devient :  $I_s = \frac{V_s}{(R_s + Z_{a1})}$ .

#### 2.4.1.2 Paramètres de simulation électromagnétique

La spire rectangulaire conçue est montrée sur la Figure 16(a). Ensuite, le champ magnétique créé par la spire dans l'axe est évalué à l'aide de sondes dans l'axe  $z$  de la spire en allant du

centre  $z = 0 \text{ mm}$  jusqu'à  $z = 100 \text{ mm}$  (Figure 16.b). L'antenne est connectée à une source de tension d'impédance  $50 \Omega$  (Figure 17).

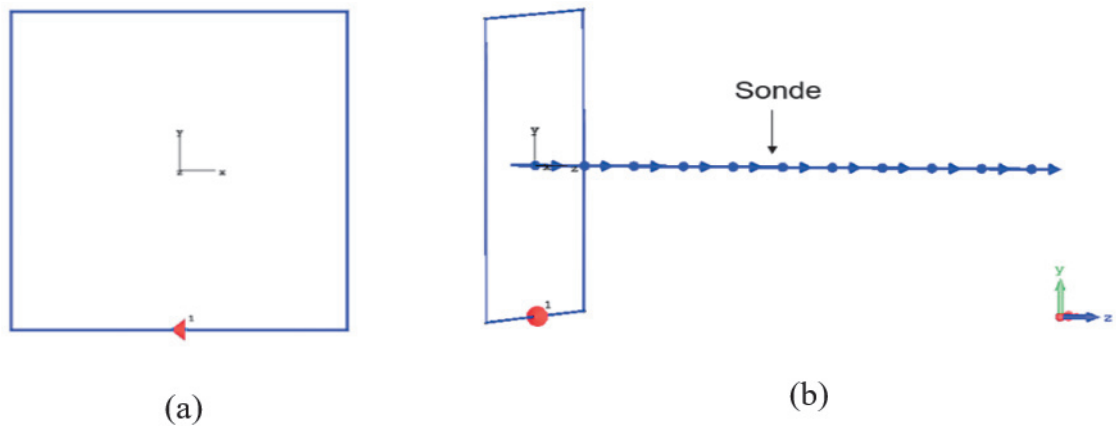


Figure 16. Spire rectangulaire simulée : (a) Illustration de sa géométrie ; (b) sondes de calcul du champ magnétique dans son axe

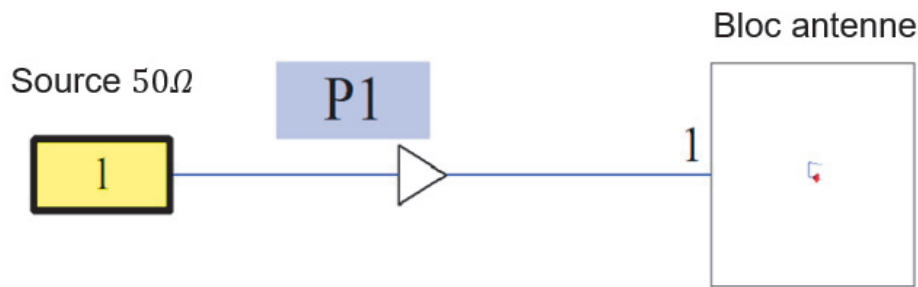


Figure 17. Spire rectangulaire alimentée par une source  $50 \Omega$

### 2.4.1.3 Résultats

Le courant  $I_s$  obtenu par simulation et par calcul analytique est présenté sur la Figure 18. A  $13,56 \text{ MHz}$ , il y a une erreur de  $0,3\%$  sur la valeur du courant par rapport à la théorie, on peut donc considérer le fait que les résultats de simulation sont en accord avec les résultats obtenus par calcul analytique.

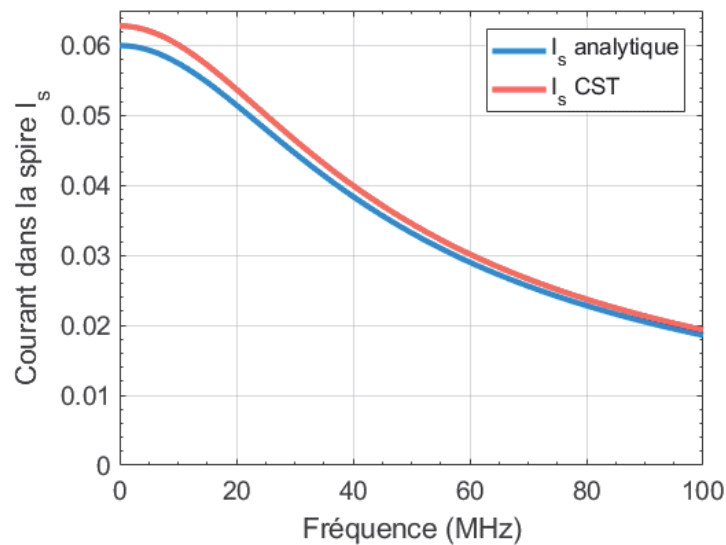


Figure 18. Courant  $I_s$  traversant la spire rectangulaire obtenu analytiquement et par simulation

Le courant  $I_s$  calculé analytiquement est utilisé afin de déduire le champ magnétique créé par la spire dans son axe  $z$ , à partir de l'équation (9). La Figure 19 montre une comparaison du résultat analytique avec le résultat de simulation. Il est observé une cohérence entre les deux résultats pour une distance  $d$  inférieure à 20 mm. Pour des distances plus élevées, une erreur maximale de 5% est relevée.

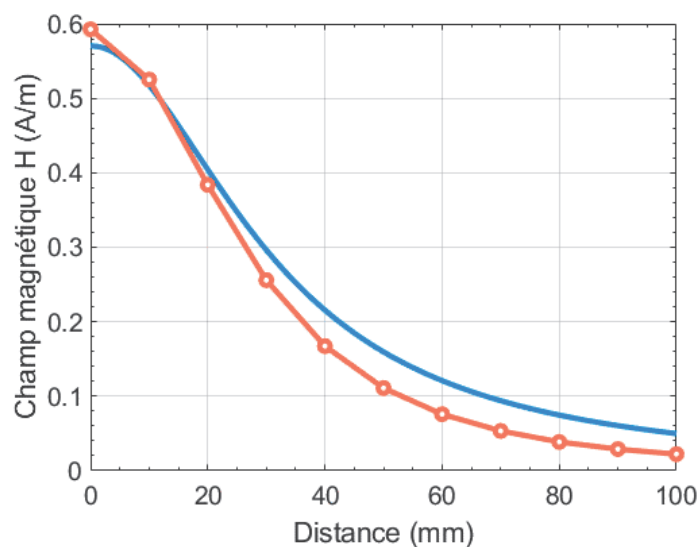


Figure 19. Champ magnétique  $H(z)$  crée par la spire rectangulaire dans son axe, obtenu analytiquement et par simulation

La Figure 20 montre le champ magnétique en 2D dans le plan normal à l'axe  $z$  obtenu par simulation. La distribution du champ magnétique dans le plan montre un maximum au niveau des contours de la spire rectangulaire, ensuite l'intensité du champ diminue lorsqu'on s'approche de son centre. Ce phénomène peut être justifié par l'équation de Biot et Savart (6) qui montre que le champ est infini lorsque la distance entre le point où est mesuré le champ et le point le créant est faible.

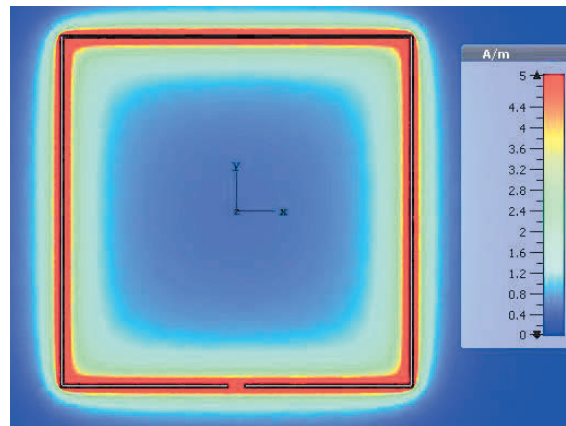


Figure 20. Champ magnétique  $H(z)$  créé par la spire en 2D

### 2.4.2 Etude du couplage entre deux spires rectangulaires par le schéma équivalent électrique et par le modèle hybride

La spire rectangulaire que nous avons simulée est maintenant placée à  $30\text{ mm}$  d'une autre spire identique (distance choisie arbitrairement pour comparer les deux modèles). Une des spires représente l'antenne de l'initiateur, l'autre spire représente l'antenne de la cible. Pour réaliser le modèle hybride de la Figure 15, nous avons adopté la démarche montrée sur la Figure 21.

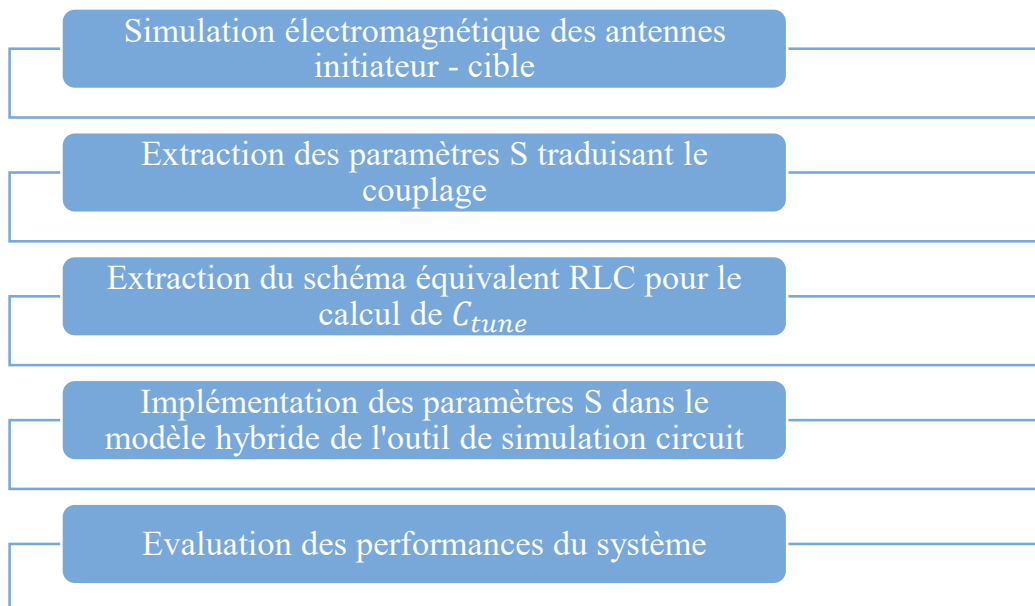


Figure 21. Méthodologie de l'étude par simulation en utilisant le modèle du lien NFC hybride (circuit-électromagnétique)

#### 2.4.2.1 Réalisation du modèle hybride intégrant les deux spires rectangulaires

La Figure 22 montre les deux antennes conçues et simulées dans l'outil de simulation électromagnétique. La Figure 23 montre les paramètres S extraits de la simulation, injectés dans le modèle hybride. Le bloc des paramètres S est connecté d'un côté à une source de tension sinusoïdale d'amplitude  $3\text{ V}$ , de fréquence  $13,56\text{ MHz}$  et d'impédance  $50\ \Omega$  et de l'autre côté

il est connecté à une puce NFC dont le schéma équivalent est représenté par sa résistance  $R_{ic} = 1025 \Omega$  en parallèle avec sa capacité  $C_{ic} = 70 \text{ pF}$  [8] connectée à la capacité  $C_{tune} = 506 \text{ pF}$ .

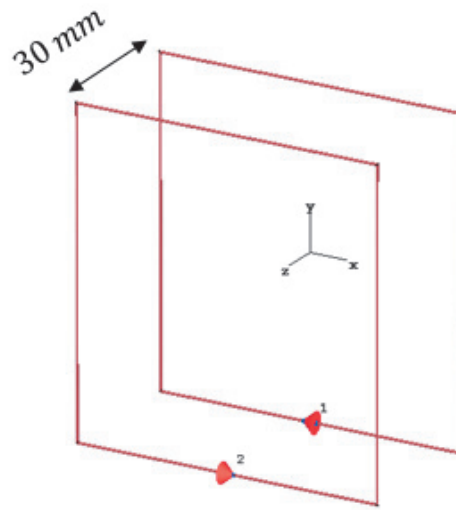


Figure 22. Spires rectangulaires séparées par une distance de 30 mm

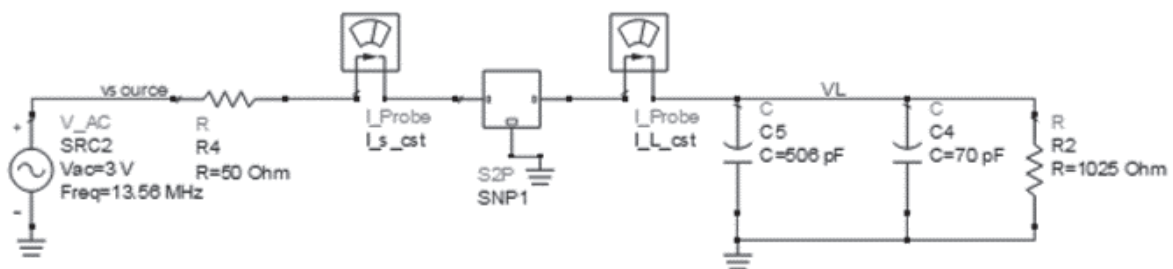


Figure 23. Schéma équivalent électrique d'un couplage entre deux spires rectangulaires identiques ; simulation hybride (circuit-électromagnétique)

Le courant dans la spire de l'initiateur  $I_s$ , le courant dans la spire de la cible  $I_L$ , la tension aux bornes de la puce  $V_L$  ainsi que le coefficient de transmission  $S_{21}$  entre la source et la charge sont évalués et comparés aux résultats obtenus par calculs analytiques à partir des équations (22), (23) et (24).

#### 2.4.2.2 Comparaison des résultats du modèle électrique et du modèle hybride

Le courant  $I_s$  obtenu par simulation et par le modèle hybride est présenté sur la Figure 24. Contrairement au résultat de simulation de la spire individuelle, les résultats montrent une diminution du courant  $I_s$  qui peut être observée à la fréquence 13.56 MHz (fréquence de résonance de la cible). L'augmentation de l'impédance totale du système vue par la source à la résonance, causant une dégradation du courant  $I_s$ .



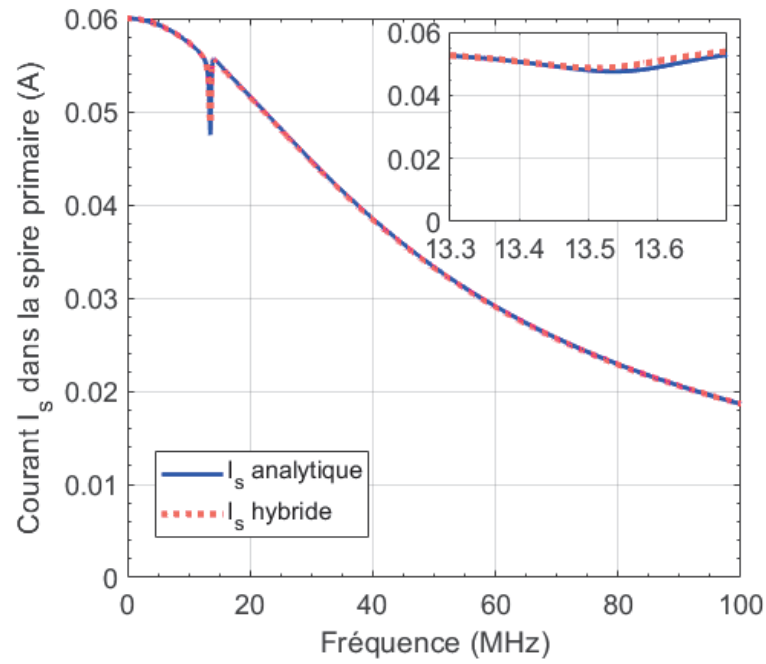


Figure 24. Courant  $I_s$  traversant la spire du primaire, obtenu par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique)

Au niveau de la cible, le courant dans l'antenne  $I_L$  est de 0.22 A (Figure 25) à la fréquence de résonance 13.56 MHz et la tension est de 4.43 V (Figure 26).

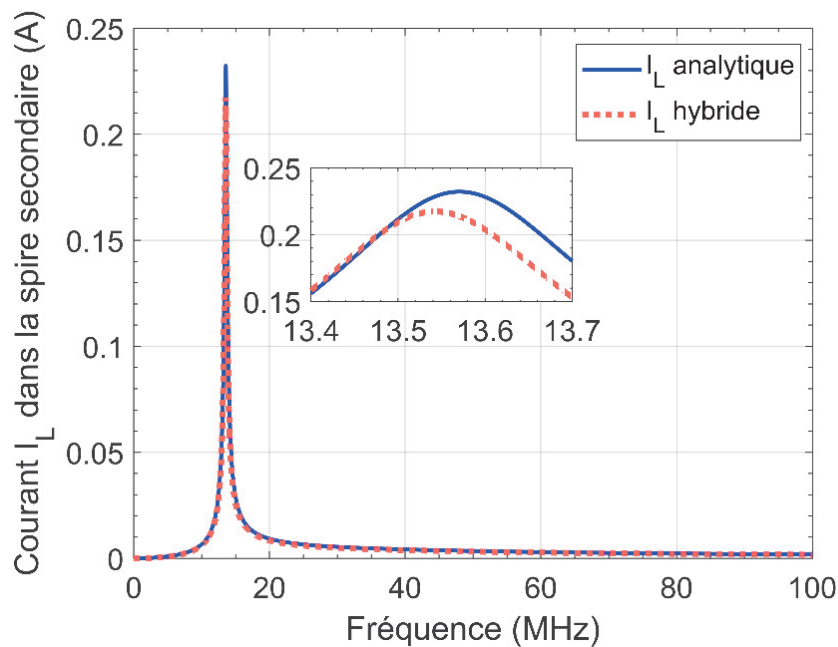


Figure 25. Courant  $I_L$  traversant la spire secondaire, obtenu par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique)

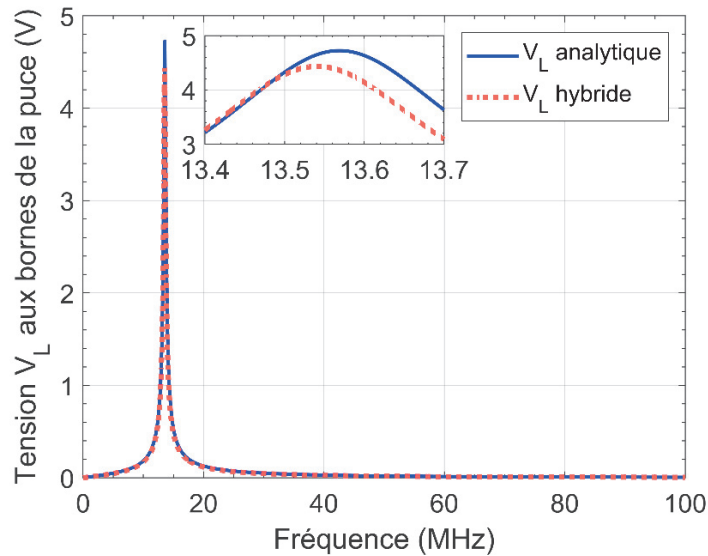


Figure 26. Tension  $V_L$  aux bornes de la puce, obtenue par calcul analytique et par simulation hybride (circuit-électromagnétique)

De plus, le coefficient de transmission est maximal, confirmant un maximum de transfert de puissance entre la source de l'initiateur et la charge  $R_{ic}$  de la puce, à la fréquence de résonance 13.56 MHz (Figure 27).

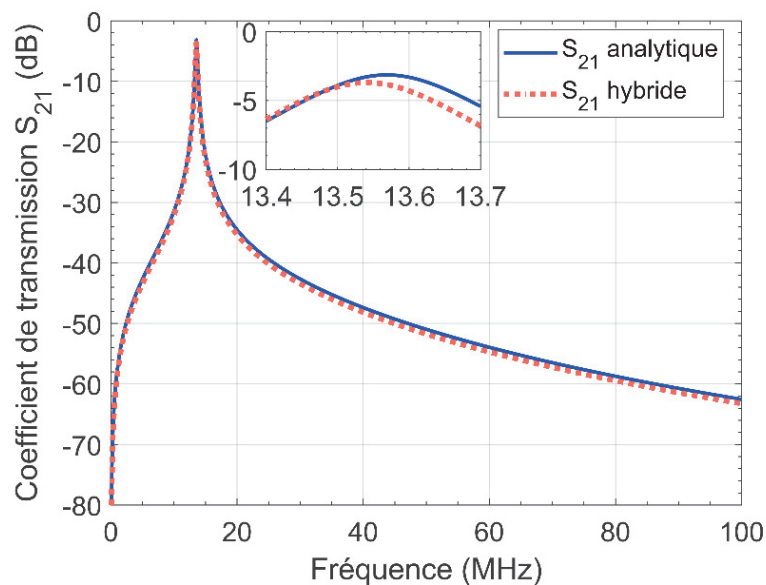


Figure 27 Coefficient de transmission  $S_{21}$  entre la source de l'initiateur  $V_s$  et la charge de la cible  $V_L$

A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure une cohérence entre le modèle électrique et le modèle hybride. Pour la suite de l'étude, nous utiliserons le modèle hybride car il permet d'envisager tout type d'antennes, côté initiateur et notamment cible (ici), avec un niveau de modélisation très précis. L'objectif sera alors de déterminer l'impact de la variation de la géométrie de l'antenne cible sur les performances du système en utilisant la même démarche décrite au début de cette section.

### 3 Impact de la variation de la géométrie de l'antenne de la cible

Afin de pouvoir intégrer une antenne NFC dans un fil textile tout en gardant le facteur de forme linéaire, il est important de réduire fortement les dimensions de l'antenne. Par conséquent, dans cette section, nous proposons d'étudier l'impact de la réduction de la taille de l'antenne de la cible par deux méthodes. En partant d'un couplage de deux spires identiques simulées précédemment :

- La surface de l'antenne de la cible est variée en conservant le facteur de forme rectangulaire.
- La surface initiale de l'antenne de la cible est maintenue en variant son facteur de forme pour tendre vers un facteur de forme quasi-linéaire.

#### 3.1.1 Impact de la variation de la surface sur le couplage

##### 3.1.1.1 Définition des surfaces de l'antenne cible considérées

La surface de l'antenne de la cible  $A_1$  est variée pour obtenir les surfaces  $A_2 = A_1/2$  et ensuite  $A_3 = A_1/4$ . Les dimensions considérées sont présentées sur le Tableau 4. Chaque spire (antenne de la cible) est placée à une distance de 30 mm par rapport à la spire du primaire (Figure 28.a) et (Figure 28.b).

Surface	$A_1$	$A_2$	$A_3$
Dimensions ( $mm^2$ )	62,5 × 62,5	31,25 × 31,25	15,62 × 15,62

Tableau 4. Surfaces des spires étudiées de la cible

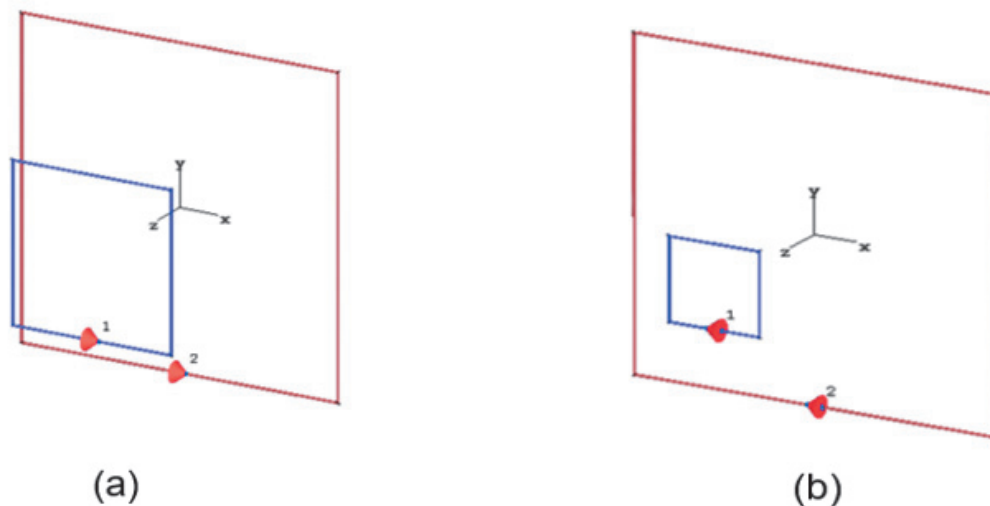


Figure 28. Illustration du couplage entre une spire de l'initiateur et une spire de la cible (a) surface  $A_2$  (b) surface  $A_3$

##### 3.1.1.2 Calcul de la capacité d'accord $C_{tune}$

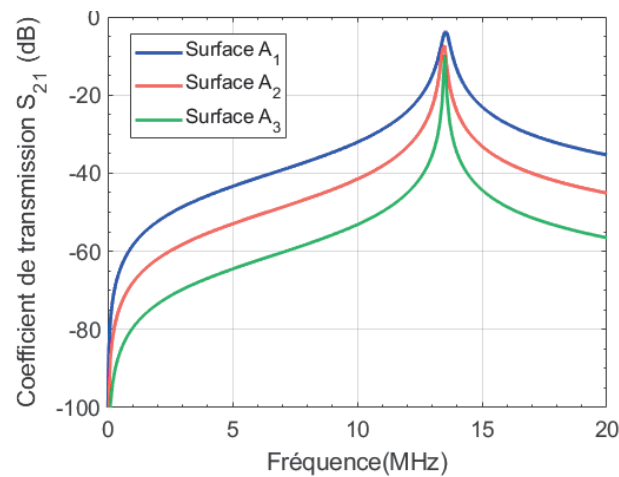
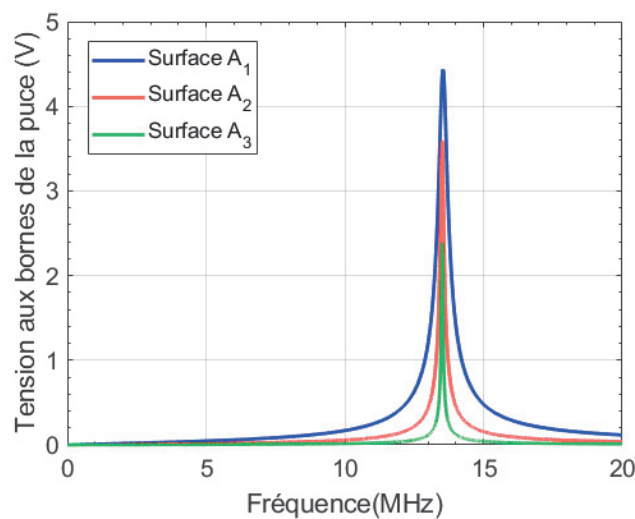
Compte tenu du changement de la surface, l'inductance des spires  $A_2$  et  $A_3$  doit être calculée. La valeur obtenue permet de déduire la capacité d'accord en fréquence  $C_{tune}$  pour une résonance à 13.56 MHz (Tableau 5).

Surface	$A_1$	$A_2$	$A_3$
$L_2$ ( $\mu H$ )	0,23	0,10	0,04
$C_{tune}$ ( $nF$ )	0,50	1,28	3,15

Tableau 5. Inductances  $L_2$  et capacités d'accord  $C_{tune}$  des spires en fonction de leurs surfaces

### 3.1.1.3 Résultats de la simulation hybride (circuit – électromagnétique)

Les performances du système en termes de coefficient de transmission  $S_{21}$  et la tension aux bornes de la puce  $V_L$  sont montrées sur la Figure 29 et la Figure 30 respectivement. Lorsque la surface de l'antenne de la cible varie, il est observé une dégradation du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Cependant, autour de la fréquence de résonance 13.56 MHz, le coefficient de transmission ne varie que légèrement.

Figure 29. Coefficient de transmission  $S_{21}$  entre la source de l'initiateur et la charge de la cible pour différentes surfaces de l'antenne de la cible.Figure 30. Tension  $V_L$  aux bornes de la puce pour différentes surfaces ( $A_1 > A_2 > A_3$ )

Comme attendu, la tension aux bornes de la puce diminue en fonction de la surface de l'antenne de la cible. Ce comportement était attendu car il est dû à la diminution du flux du champ magnétique (exprimé dans l'équation (10)) à travers une faible surface.

### 3.1.2 Impact de la variation du facteur de forme

#### 3.1.2.1 Les facteurs de forme de l'antenne cible considérés

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés à la compréhension de l'impact du changement du facteur de forme ( $FF$ ) de la spire du secondaire tout en maintenant la même surface. A chaque fois, la largeur de la spire est divisée par deux. Ainsi, le facteur de forme passe de  $FF = 1$  représentant la spire rectangulaire initiale dont la surface est de  $62,5 \times 62,5 \text{ mm}^2$  à  $FF = 16$  représentant une spire quasi-linéaire dont les dimensions sont  $1000 \times 3,90 \text{ mm}^2$  (Figure 31).

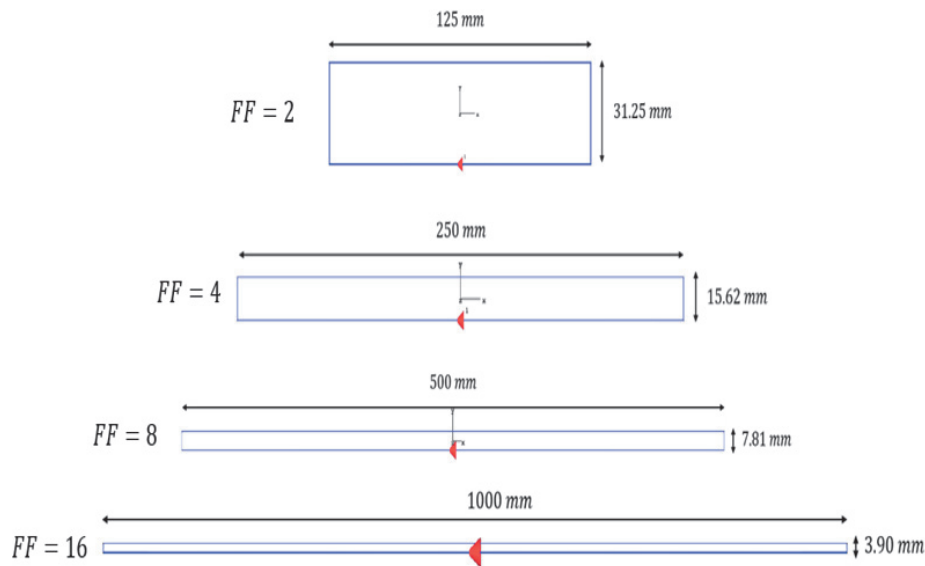


Figure 31. Spires rectangulaires avec modification du facteur de forme

#### 3.1.2.2 Calcul de la capacité d'accord $C_{tune}$

La modification de la largeur de la spire engendre une variation de son inductance comme le montre l'équation (15) et par conséquent nous recalculons la capacité  $C_{tune}$  pour avoir la résonance toujours à 13,56 MHz. Les éléments  $L_2$  et  $C_{tune}$  des spires sont donnés dans le Tableau 6 pour chaque facteur de forme.

Facteur de forme	1	2	4	8	16
Inductance $L_2$ ( $\mu\text{H}$ )	0,23	0,28	0,42	0,65	0,92
Capacité $C_{tune}$ ( $\text{pF}$ )	506	421	260	142	80

Tableau 6. Inductance  $L_2$  et capacité  $C_{tune}$  pour chaque variation du facteur de forme

### 3.1.2.3 Résultats de la simulation hybride

Le Figure 32, montre que la variation du facteur de forme impacte fortement le coefficient de transmission  $S_{21}$  à la fréquence de résonance de la cible, contrairement à la variation de la surface.

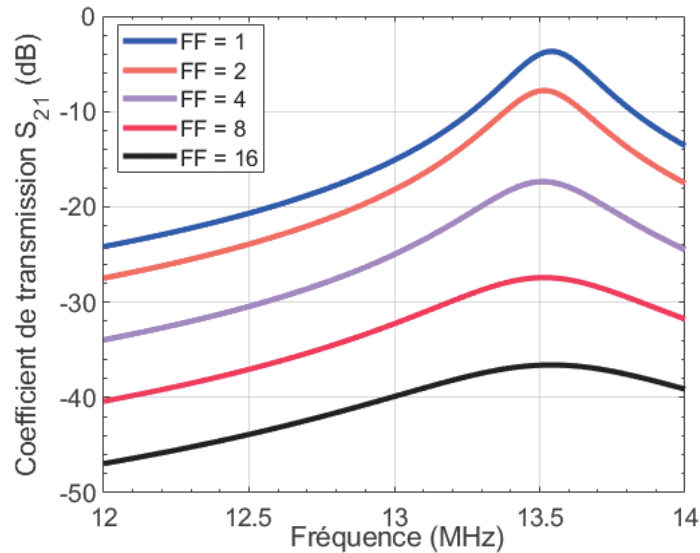


Figure 32. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour les différents facteurs de formes considérés

La Figure 33, montre l'impact de la variation du facteur de forme sur la tension aux bornes de la puce. Comparé à un facteur de forme  $FF = 1$ , la tension aux bornes de la puce est fortement réduite également. Cette diminution de la tension est due à la réduction du flux du champ magnétique traversant l'antenne de la cible. On peut remarquer le fait qu'en pratique, si cette tension est inférieure à 2,5 V, la puce de la cible ne peut pas être activée.

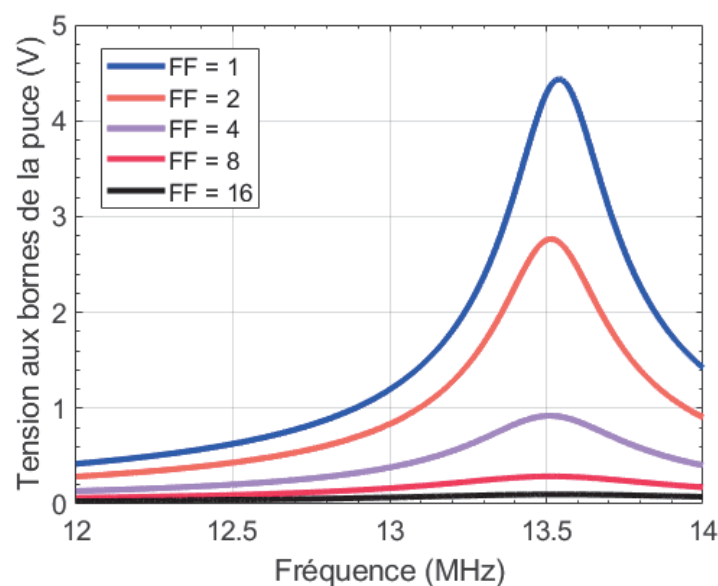


Figure 33. Tension aux bornes de la puce  $V_L$  pour les différents facteurs de forme considérés

A travers ces deux études, nous pouvons conclure le fait que la variation du facteur de forme impacte fortement les performances du système et que l'utilisation d'une spire rectangulaire ayant un facteur de forme grand (notamment qui se rapproche de celui qui correspond à la technologie Primo 1D) ne peut pas être envisagé.

#### 4 Etude des performances d'un système NFC utilisant une antenne hélice en tant qu'antenne de la cible : application au fil textile

Dans cette section nous allons étudier la possibilité de l'utilisation d'une antenne hélice au niveau de la cible afin de se rapprocher du facteur de forme linéaire du fil textile. Nous utiliserons la démarche suivante :

- Pour une étude réaliste, nous allons modéliser l'antenne d'un initiateur NFC commercial. L'initiateur choisi est le PN7150 fourni par NXP Semiconductors [9]. Nous calculons le réseau capacitif nécessaire pour réaliser une adaptation d'impédance entre la source de l'initiateur et l'antenne.
- L'antenne de l'initiateur est ensuite couplée à deux types d'antennes ; une antenne identique à celle de l'initiateur et une antenne spirale circulaire. Nous évaluons les performances du couplage entre les deux antennes en termes de coefficient de transmission  $S_{21}$  et de tension aux bornes de la puce  $V_L$ , pour différentes valeurs de la distance entre les antennes.
- L'impact du passage d'une antenne spirale circulaire au niveau de la cible à une antenne hélice linéaire en gardant la même longueur du conducteur est ensuite étudié.
- Le diamètre de l'antenne hélice est réduit pour se rapprocher du facteur de forme d'un fil. L'impact des paramètres géométriques telles que l'espacement et le nombre de spires sur les performances du système est étudié.

##### 4.1 Modélisation de l'antenne de l'initiateur PN7150

###### 4.1.1 Conception de l'antenne et extraction de son schéma équivalent RLC

L'antenne du lecteur modélisée est montrée sur la Figure 34. Elle présente une géométrie spirale rectangulaire et ses caractéristiques sont présentées sur le Tableau 7. Une simulation électromagnétique permet d'extraire ses paramètres S et son schéma équivalent RLC.

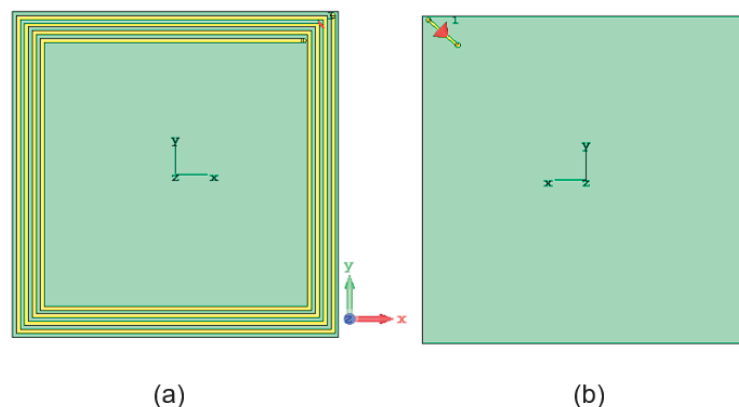


Figure 34. Illustration de l'antenne de l'initiateur : (a) vue de face. (b) vue arrière

Longueur $\times$ largeur	40 mm $\times$ 40 mm
Nombre de spires	4
Largeur de pistes	0,5 mm
Espacement entre les pistes	0,7 mm
Epaisseur des pistes	0,035 mm
Substrat	FR4, $\epsilon_r = 4,3$
Epaisseur du substrat	0,5 mm

Tableau 7. Dimensions de l'antenne de l'initiateur

Le schéma équivalent RLC de l'antenne de l'initiateur extrait de la simulation est comparé au résultat obtenu par l'interface de calcul NXP. Les résultats de cette extraction sont présentés sur le Tableau 8. Par ailleurs, la cohérence entre l'extraction faite avec l'outil NXP et le « post-processing » de CST peut être constatée. Cela conforte à nouveau la validité de notre démarche.

Paramètres	Outil NXP	Post-processing CST
$L_1$	1,45 $\mu H$	1,44 $\mu H$
$f_0$	104,4 MHz	104,04 MHz
$C_1$	1,60 pF	1,62 pF
$R_1$	1,29 $\Omega$	0,89 $\Omega$

Tableau 8. Valeurs du schéma équivalent RLC de l'antenne de l'initiateur obtenus par la feuille de calcul NXP et l'option post-processing de CST

#### 4.1.2 Adaptation d'impédance par pont de capacités

Le circuit intégré du lecteur PN7150 a une impédance interne  $R_{in} = 15 \Omega$  lorsqu'il est utilisé dans sa configuration *sortie unique*. Une adaptation d'impédance doit être réalisée entre l'antenne et le circuit intégré. Une simulation hybride sans couplage avec une antenne cible permet de calculer les éléments du réseau d'adaptation par une option d'optimisation disponible dans l'outil de simulation circuit et les valeurs obtenues sont :  $C_s = 23,32 pF$  et  $C_p = 72,07 pF$  (Figure 35).



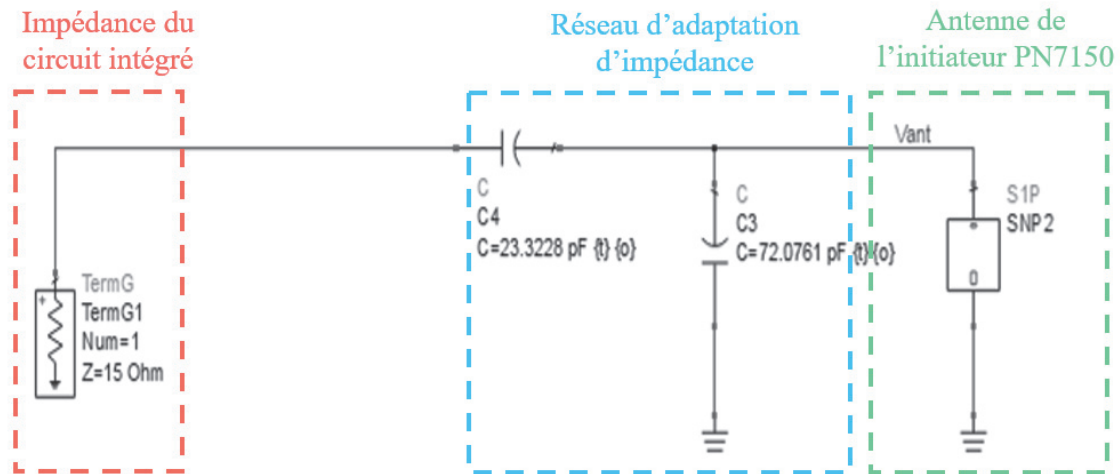


Figure 35. Schéma électrique de l'initiateur comportant l'antenne et le réseau d'adaptation

Le coefficient de réflexion entre la source et l'antenne est présenté sur la Figure 36, il montre une bonne adaptation d'impédance à la fréquence d'intérêt 13,56 MHz.

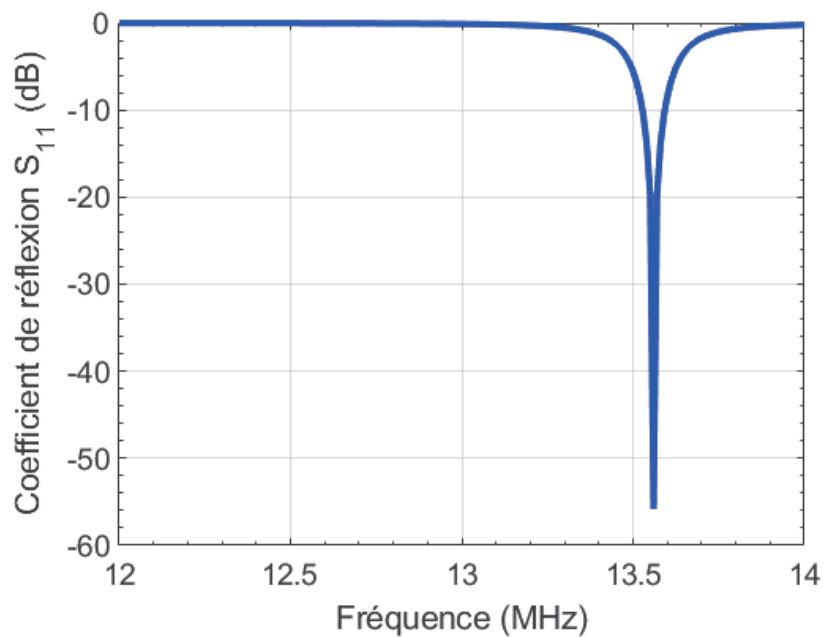


Figure 36. Coefficient de réflexion  $S_{11}$  entre le circuit intégré et l'antenne de l'initiateur après insertion du réseau d'adaptation d'impédance capacitif

Ensuite, le bloc de simulation est remplacé par son schéma équivalent (Figure 37) en maintenant le réseau d'adaptation calculé précédemment. Le résultat de simulation comparant la tension aux bornes de l'antenne de l'initiateur en utilisant le bloc de simulation et la tension obtenue par son schéma équivalent est présenté sur la Figure 38. Un léger décalage au niveau de la fréquence de résonance est observé et est dû aux approximations de l'outil de calcul du schéma équivalent RLC. Cependant le résultat montre que l'antenne de l'initiateur peut être représentée par le schéma équivalent RLC extrait.

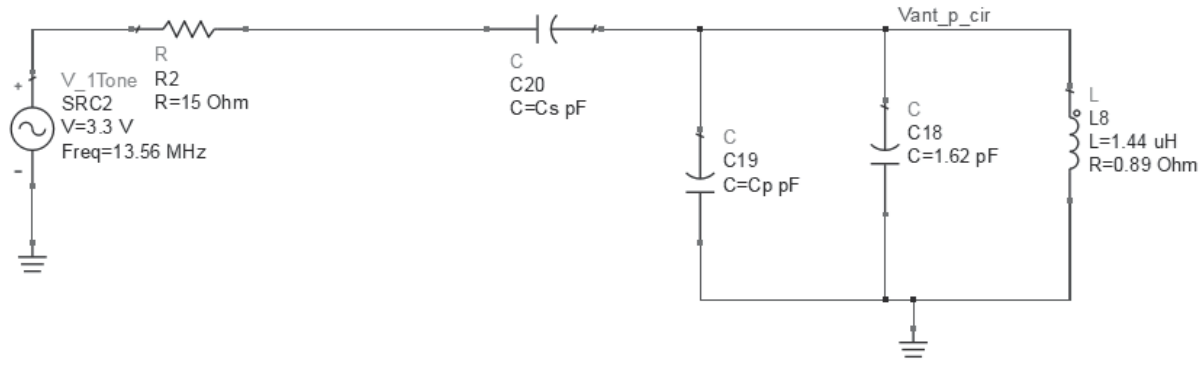


Figure 37. Schéma équivalent électrique de l'initiateur où l'antenne est représentée par son schéma équivalent RLC

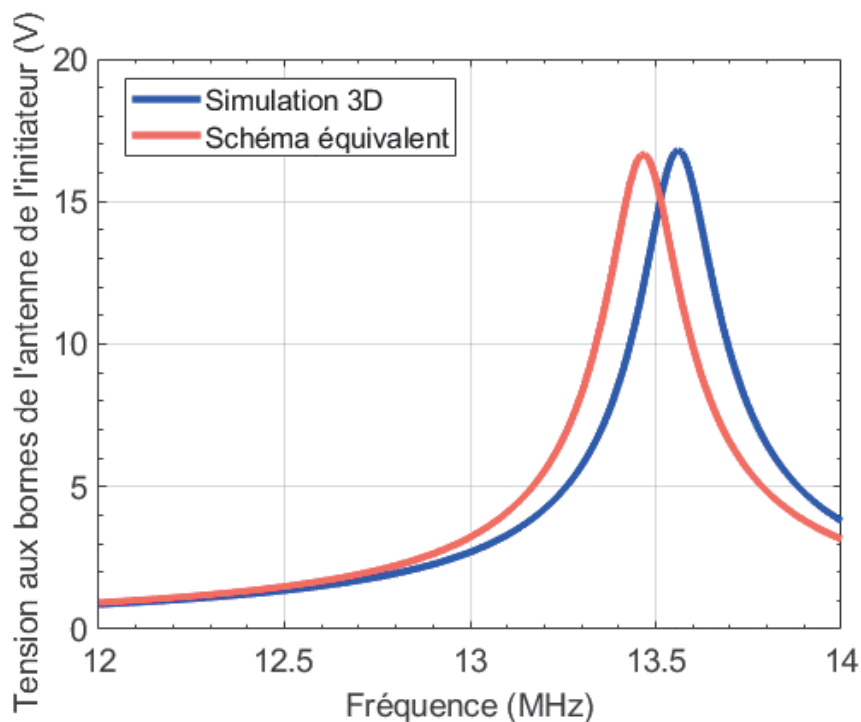


Figure 38 Tension aux bornes de l'antenne de l'initiateur obtenue par cosimulation et par simulation basée sur son schéma équivalent RLC

Après avoir réalisé l'adaptation d'impédance de l'initiateur, son antenne va maintenant être couplée à une antenne identique et à une antenne spirale circulaire de plus faibles dimensions pour évaluer les performances du système.

## 4.2 Effet de la distance sur le couplage entre spires

Nous avons étudié l'impact de la variation de la distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible sur les performances du système. Comme évoqué, deux types d'antennes ont été utilisées au niveau de la cible. La première antenne est identique à celle de l'initiateur. La seconde est une antenne spirale circulaire ayant les dimensions d'une antenne *classe 6* (Figure 39), antenne dont la surface est la plus faible du standard ISO14443. Pour cette dernière antenne, ses dimensions et son schéma équivalent obtenu par simulation électromagnétique sont présentés sur le Tableau 9 et Tableau 10.

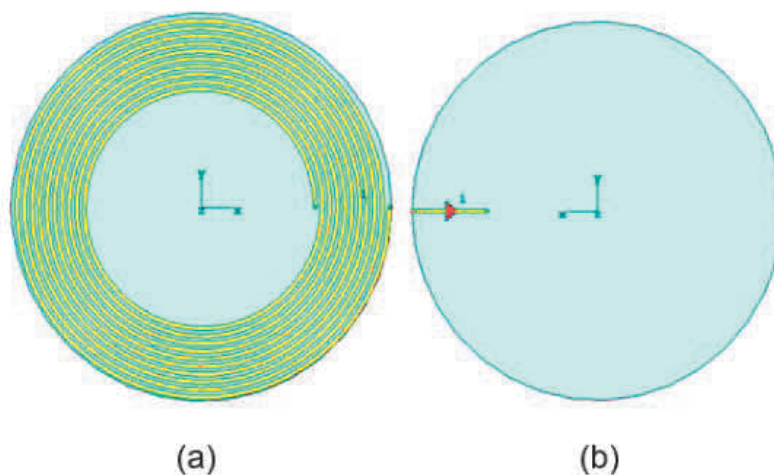


Figure 39. Antenne classe 6 : (a) vue de face, (b) vue arrière

Diamètre	25 mm
Nombre de spires	10
Largeur de pistes	0,25 mm
Espacement entre les pistes	0,25 mm
Epaisseur des pistes	0,03 mm
Substrat	Polyester, $\epsilon_r = 3,2$
Epaisseur du substrat	0,5 mm

Tableau 9. Dimensions d'une antenne classe 6 définie par l'ISO14443-1

$L_2$ ( $\mu H$ )	$R_2$ ( $\Omega$ )	$f_0$ (MHz)	$C_2$ (pF)	$C_{tune}$ (pF)
2,87	1,95	119,1	0,62	47,37

Tableau 10. Valeurs des éléments du schéma équivalent RLC de l'antenne NFC classe 6

#### 4.2.1 Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne identique au niveau de la cible

Dans le cas où l'antenne de la cible est identique à celle de l'initiateur (Figure 40), la capacité utilisée pour accorder la fréquence de résonance de la cible à 13,56 MHz est  $C_{tune} = 25,6$  pF. L'impact de la variation de la distance entre 0 mm et 100 mm sur le coefficient de transmission est montré sur la Figure 41. Comme attendu, les résultats de simulation montrent que

l'augmentation de la distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible crée une dégradation du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Lorsque les deux antennes sont au contact (distance de 0 mm), la fréquence de résonance est fortement décalée vers les basses fréquences. A une distance de 20 mm, un phénomène de division au niveau de la fréquence de résonance est observé. Ce comportement est dû à un phénomène connu en NFC qui est l'effet de charge et dont la cause est le fort couplage entre deux antennes. Ce phénomène arrive quand les deux antennes sont accordées à la même fréquence de résonance.

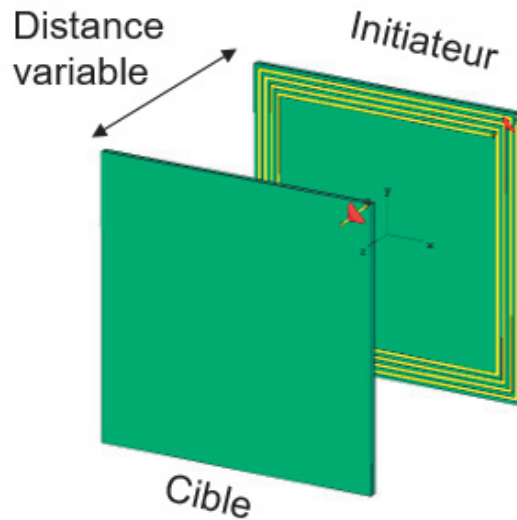


Figure 40. Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne identique

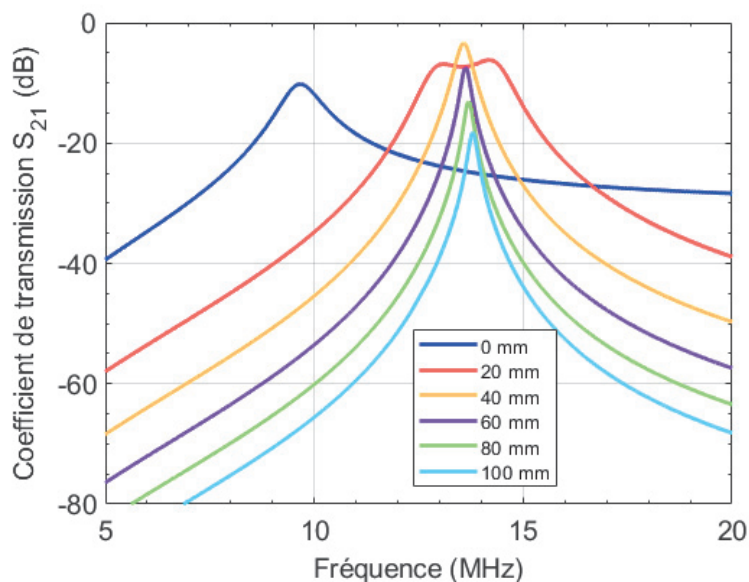


Figure 41. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour une distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible identique variant de 0 mm à 100 mm

La Figure 42 montre l'impact de la variation de la distance entre l'antenne de l'initiateur et celle de la cible sur la tension aux bornes de la puce de la cible. Pour les distances 0 mm et 20 mm, l'effet de charge est observé. La tension maximale est obtenue à une distance de 40 mm. Pour des valeurs plus grandes que cette distance, la tension diminue lorsque la distance augmente.

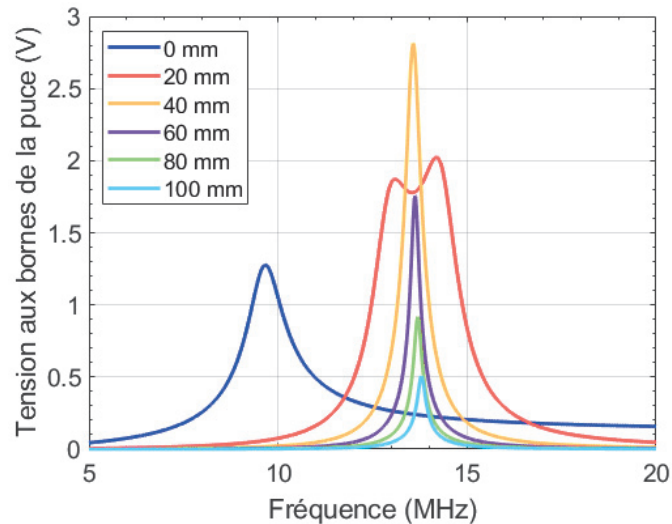


Figure 42. Tension aux bornes de l'antenne de la cible identique à l'antenne de l'initiateur placée à une distance variant entre 0 mm et 100 mm

#### 4.2.2 Couplage de l'antenne de l'initiateur avec antenne classe 6 (coté cible)

Dans le cas du couplage d'une antenne de l'initiateur avec une antenne classe 6 (Figure 43), le coefficient de transmission  $S_{21}$  obtenu par simulation pour différents scénarios est présenté sur la Figure 44.

Ici également, il est remarqué une dégradation du coefficient de transmission  $S_{21}$  en fonction de la distance. A nouveau, l'effet de charge est observé à une distance de 0 mm. En plus, il peut être remarqué le fait que l'effet de charge est observé à des distances plus importantes lorsque la taille de l'antenne de la cible se rapproche de celle de l'initiateur.

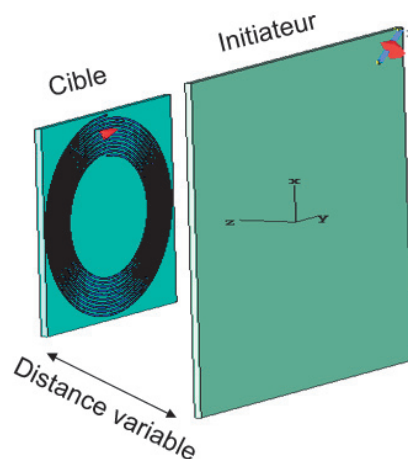


Figure 43. Couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne classe 6

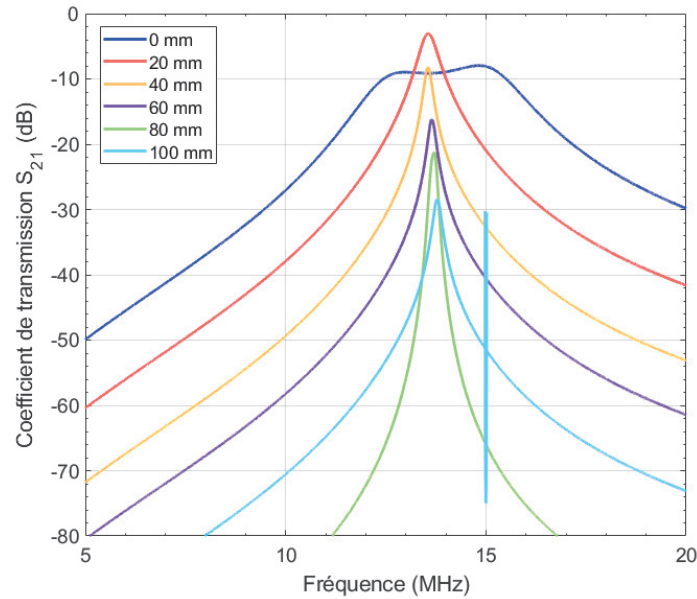


Figure 44. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour une distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible classe 6 variant de 0 mm à 100 mm

La tension aux bornes de la puce de la cible est présentée sur la Figure 45. Il est observé que la tension diminue lorsque la distance augmente.

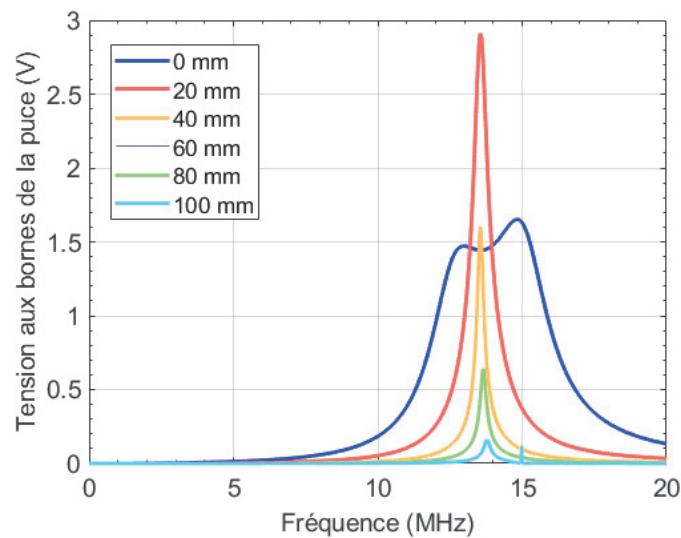


Figure 45. Tension aux bornes de l'antenne de la cible classe 6 placée à une distance de l'antenne de l'initiateur variant entre 0 mm et 100 mm

A partir des simulations que nous avons réalisées, nous pouvons conclure que les performances en termes de coefficient de transmission et de tension aux bornes de la puce sont altérées lorsque la distance augmente dans les deux cas : antenne spirale carrée et antenne spirale circulaire. Etant donné que la tension nécessaire pour l'activation d'une puce NFC est autour de 2,5 V nous pouvons conclure que l'antenne spirale carrée peut réaliser une communication à une distance de 40 mm alors que l'antenne spirale circulaire uniquement à 20 mm. L'antenne spirale circulaire sera transformée en hélice par la suite.

### 4.3 Etude des performances d'un système NFC utilisant l'antenne hélice comme antenne de la cible

#### 4.3.1 Passage d'une antenne spirale plane à une hélice linéaire

L'objectif de la suite de l'étude est de passer d'une géométrie spirale plane à une géométrie linéaire. La première étape est de passer à une antenne hélice en maintenant la même longueur du conducteur enroulé  $L_{tot} = 622 \text{ mm}$ , le même nombre de spires  $N = 10$  et le même espacement entre les spires  $s = 0,25 \text{ mm}$ . La nouvelle antenne a un diamètre  $D = 20 \text{ mm}$  qui est une moyenne du diamètre extérieure  $D_{ext}$  et du diamètre intérieure  $D_{int}$  de l'antenne classe 6. Ensuite, le diamètre de l'antenne est réduit à  $2 \text{ mm}$ . Le passage pour l'antenne de la cible d'une géométrie plane à une géométrie linéaire est illustré sur la Figure 46.

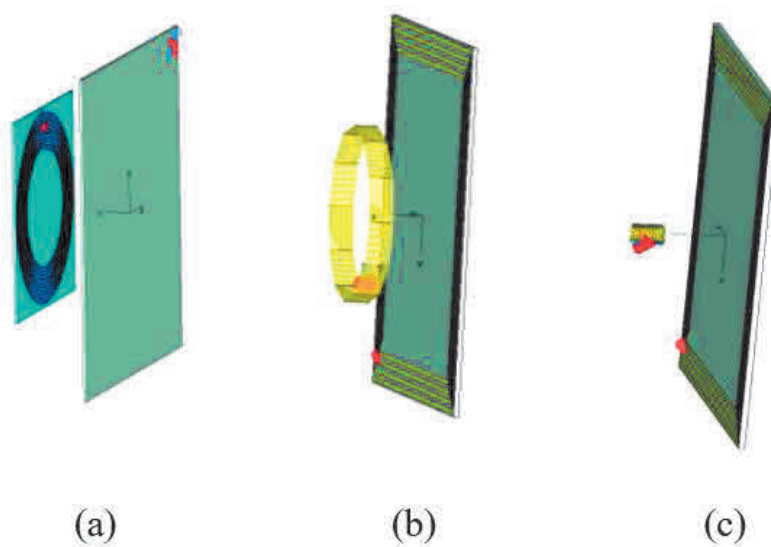


Figure 46. Passage d'une antenne spirale plane à une antenne spirale linéaire : (a) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne plane ; (b) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne spirale linéaire ; (c) couplage de l'antenne de l'initiateur avec une antenne hélice

Les valeurs de l'inductance de chaque antenne sont extraites par simulation et la capacité nécessaire pour avoir une fréquence de résonance de  $13,56 \text{ MHz}$  est calculée (Tableau 11). Il est observé que le passage à une antenne de configuration hélice en gardant la même longueur de l'enroulement engendre une augmentation de l'inductance. Cependant celle-ci diminue lorsque le diamètre de l'antenne est fortement réduit.

$L_2$ et $C_{ic}$	Antenne spirale plane	Antenne hélice	Antenne hélice avec $D = 2 \text{ mm}$
$L_2$	$2,86 \mu\text{H}$	$3,6 \mu\text{H}$	$0,11 \mu\text{H}$
$C_{ic}$	$47,43 \text{ pF}$	$38 \text{ pF}$	$1,25 \text{ nF}$

Tableau 11. Valeurs de l'inductance  $L_2$  et de la capacité  $C_{ic}$

Chacune des antennes de la cible considérée est placée à une distance de 5 mm de l'antenne de l'initiateur. L'impact de la variation du facteur de forme sur les performances est évalué en termes de coefficient de transmission  $S_{21}$  et de la tension aux bornes de la puce.

La Figure 47 présente le coefficient de transmission  $S_{21}$  pour les antennes classe 6, l'antenne classe 6 linéaire et l'antenne hélice à diamètre réduit. L'antenne classe 6 linéaire présente un meilleur coefficient de transmission  $S_{21}$  que celui de l'antenne classe 6 planaire. Pour cette dernière, une dégradation du coefficient de transmission peut être observée à la résonance dû à l'effet de charge. Le passage à un diamètre plus faible (2 mm) cause une réduction importante du coefficient de transmission  $S_{21}$  qui passe à  $-20$  dB à la résonance.

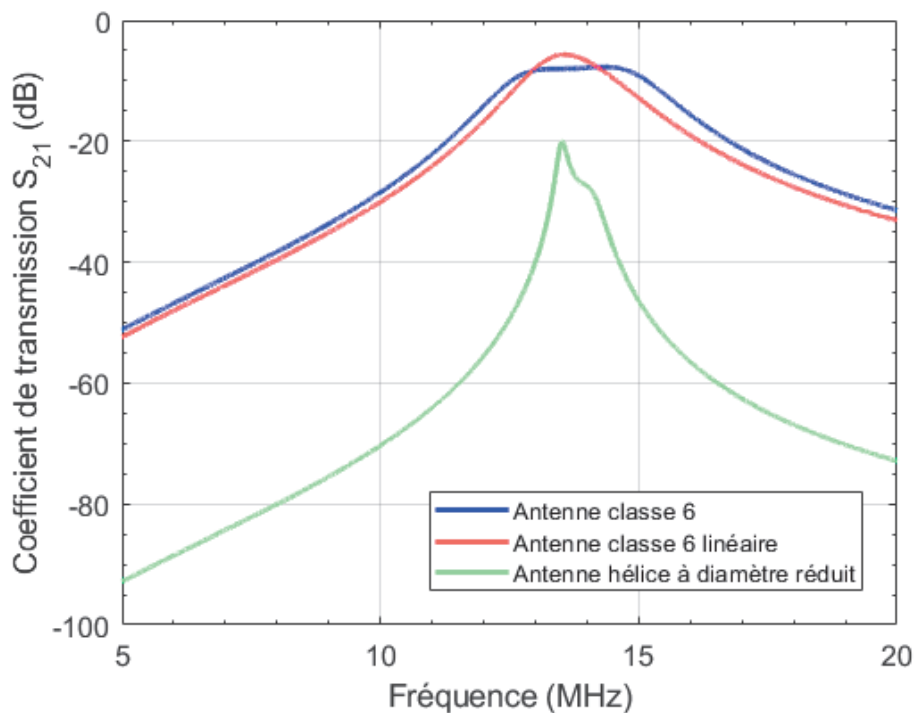


Figure 47. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour les antennes : classe 6, l'antenne classe 6 linéaire, l'antenne hélice à diamètre réduit. Chaque antenne est placée à une distance de 5 mm de l'antenne de l'initiateur

La Figure 48 présente la tension aux bornes de la puce associée aux trois antennes de la cible étudiée. Nous pouvons observer dans le cas de l'antenne classe 6 que le passage d'une configuration planaire à une configuration linéaire crée une augmentation de la tension à la fréquence de résonance, elle passe de 1,7 V à 2,9 V. Cette augmentation est expliquée par une valeur de l'inductance plus élevée dans le cas linéaire. Toutefois, lorsque le diamètre de l'antenne linéaire est réduit la tension est fortement altérée et présente une valeur de 0,4 V.



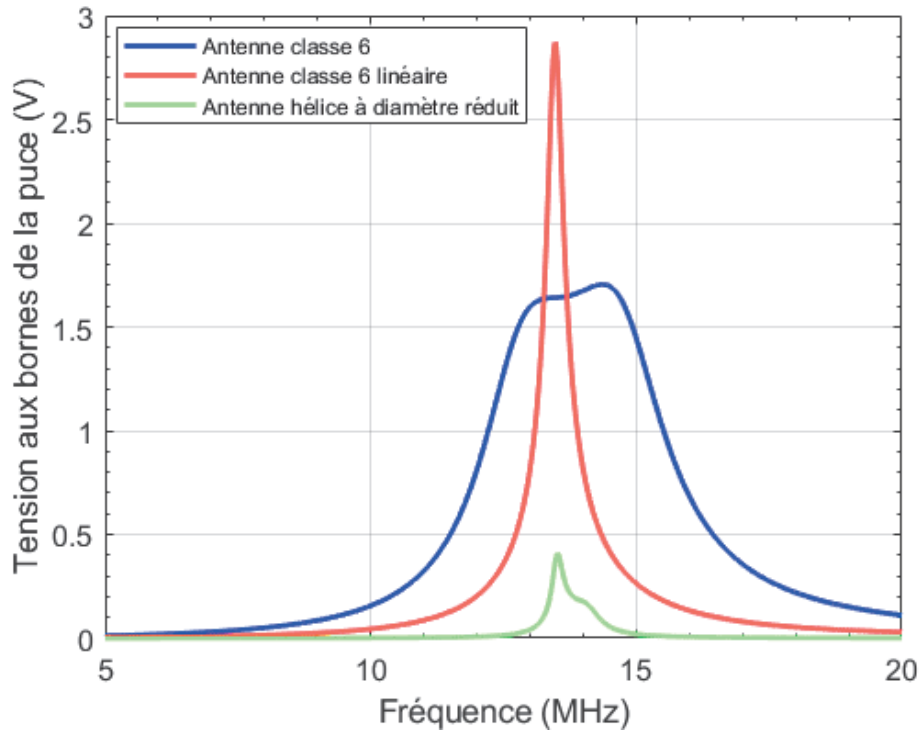


Figure 48. Tension aux bornes de la puce pour les antennes : classe 6, l'antenne classe 6 linéaire, l'antenne hélice à diamètre réduit. Chaque antenne est placée à une distance de 5 mm de l'antenne de l'initiateur

Nous pouvons conclure de cette étude le fait que la réduction du diamètre de l'antenne a un fort impact sur les performances de la cible NFC. Cet impact est dû à la réduction de la quantité de flux traversant l'antenne. Par conséquent, nous avons consacré la prochaine étude à l'impact des paramètres géométriques d'une structure hélice sur les performances du système (coefficient de transmission  $S_{21}$  et tension aux bornes de la puce). L'objectif est de trouver une combinaison des paramètres optimale qui donne une tension aux bornes de la puce supérieure à la tension d'activation d'une puce NFC.

#### 4.3.2 Etude de l'impact des paramètres géométriques d'une antenne hélice sur les performances d'un système NFC

Dans la présente étude, nous allons utiliser l'antenne à diamètre réduit ( $D = 2 \text{ mm}$ ) comme référence et modifier ses paramètres géométriques afin d'évaluer l'impact sur les performances. Dans un premier temps, la distance entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible est maintenue à 5 mm, le nombre de spires initial  $N = 10$  est augmenté à  $N = 20$  tout en gardant l'espacement  $s = 0.25 \text{ mm}$ . Dans un second temps, la distance est réduite à  $d = 1 \text{ mm}$  et l'espacement à  $s = 0.125 \text{ mm}$ , et le nombre de spires est augmenté à  $N = 40$ ,  $N = 80$  et  $N = 160$ .

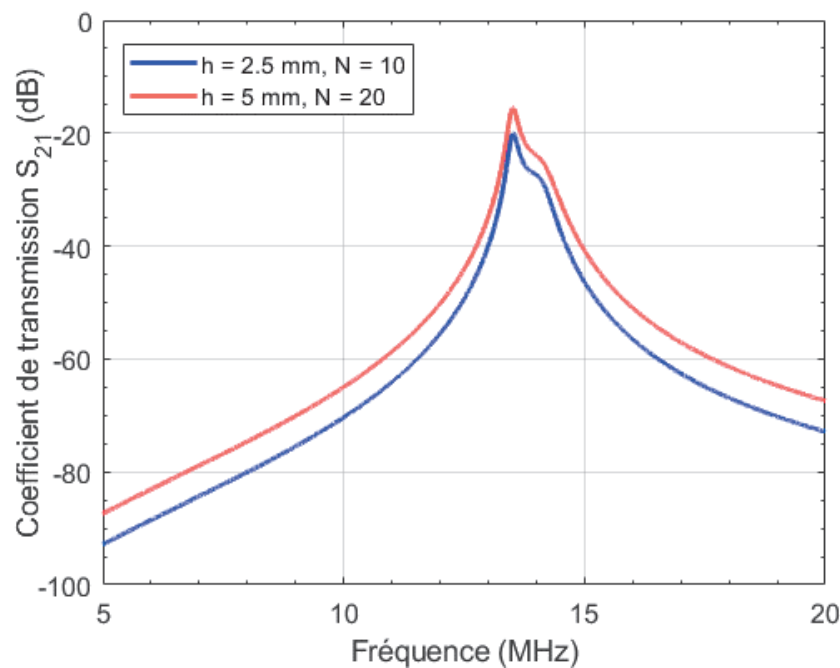
##### 4.3.2.1 Etude des performances à une distance $d = 5 \text{ mm}$

Les paramètres des antennes hélices étudiées, dimensions et éléments du schéma équivalent sont présentés sur le Tableau 12.

$L_2$ et $C_{tune}$	$N = 10, h = 2,5 \text{ mm}$	$N = 20, h = 5 \text{ mm}$
$L_2$	$0,11 \mu H$	$0,26 \mu H$
$C_{tune}$	$1,25 \text{ nF}$	$529 \text{ pF}$

Tableau 12. Dimensions des antennes hélices et les éléments du schéma équivalent leur correspondant

La Figure 49 présente le coefficient de transmission  $S_{21}$  pour les antennes hélices avec un nombre de spire  $N = 10$  et  $N = 20$ , lorsqu'elles sont placées à une distance  $d = 5 \text{ mm}$  de l'antenne de l'initiateur. Il est observé le fait que le coefficient de transmission est légèrement amélioré lorsque le nombre de spires augmente.

Figure 49. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour des antennes hélices (au niveau de la cible) avec un nombre de spire  $N = 10$  et  $N = 20$ 

La tension aux bornes de la puce est présentée sur la Figure 50. Le résultat montre que l'augmentation du nombre de spires améliore légèrement la tension aux bornes de la puce, celle-ci passant de  $0,4 \text{ V}$  à  $0,68 \text{ V}$  à la fréquence de résonance. Cependant, malgré l'augmentation de la tension, celle-ci reste insuffisante comparée à la tension requise pour activer une puce NFC ( $2,5 \text{ V}$ ).

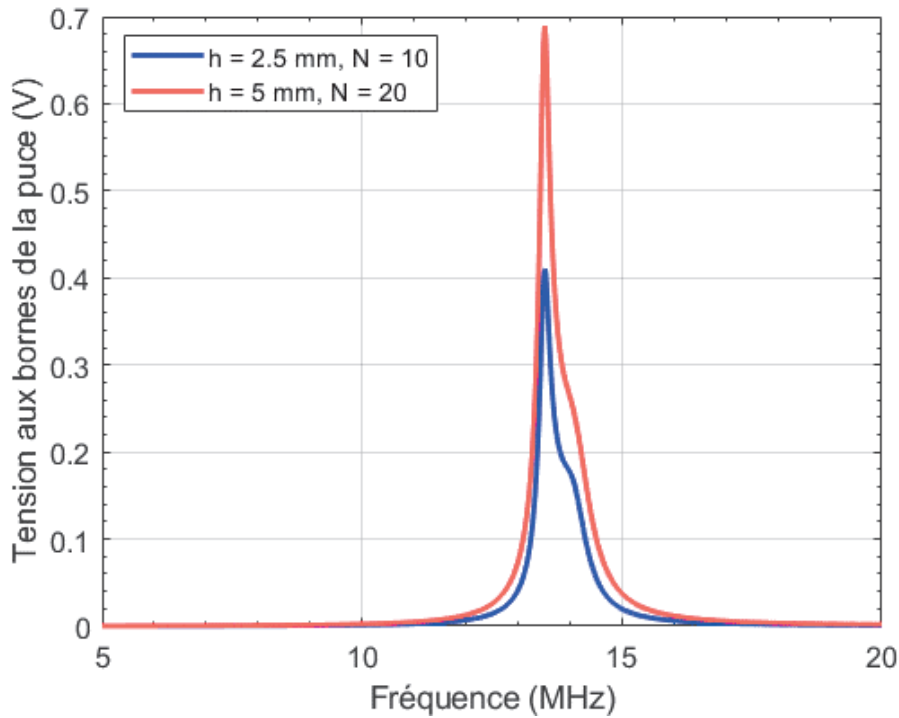


Figure 50. Tension aux bornes de la puce pour des antennes hélices avec un nombre de spire  $N = 10$  et  $N = 20$

#### 4.3.2.2 Etude des performances à une distance $d = 1$ mm

Les paramètres des antennes hélices étudiées, dimensions et éléments du schéma équivalent sont présentés sur le Tableau 13.

$L_2$ et $C_{tune}$	$N = 40, h = 5$ mm	$N = 80, h = 10$ mm	$N = 160, h = 20$ mm
$L_2$ ( $\mu H$ )	1,04	2,17	4,62
$C_{tune}$ (pF)	137,70	63,5	29,81

Tableau 13. Dimensions des antennes hélices et les éléments du schéma équivalent leur correspondant

La Figure 51 montre le coefficient de transmission  $S_{21}$  obtenu pour les antennes hélices avec  $N = 40$ ,  $N = 80$ ,  $N = 160$ , lorsqu'elles sont placées à une distance  $d = 1$  mm de l'antenne de l'initiateur. Lorsque  $N = 80$ , les résultats montrent que le coefficient de transmission augmente. Cependant, lorsque le nombre de spires  $N = 160$ , le coefficient de transmission est dégradé à la résonance et sa valeur est similaire au cas  $N = 40$ .

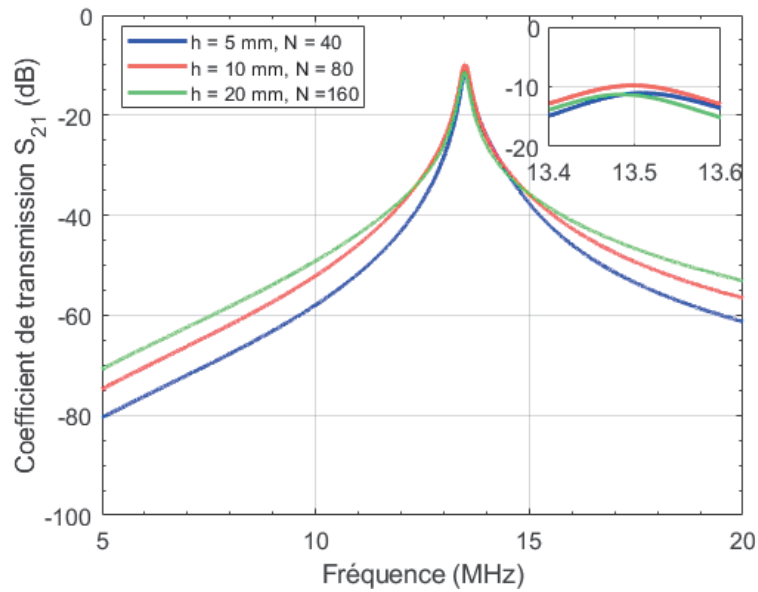


Figure 51. Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour des antennes hélices avec un nombre de spire  $N = 40$ ,  $N = 80$  et  $N = 160$

La Figure 52, montre la tension aux bornes de la puce lorsque le nombre spires de l'antenne hélice augmente. Pour un nombre de spires  $N = 80$ , la tension atteint  $1,38$  V. Cependant lorsque  $N = 160$ , la tension diminue et atteint la même valeur  $1,18$  V très proche de celle obtenue pour  $N = 40$ .

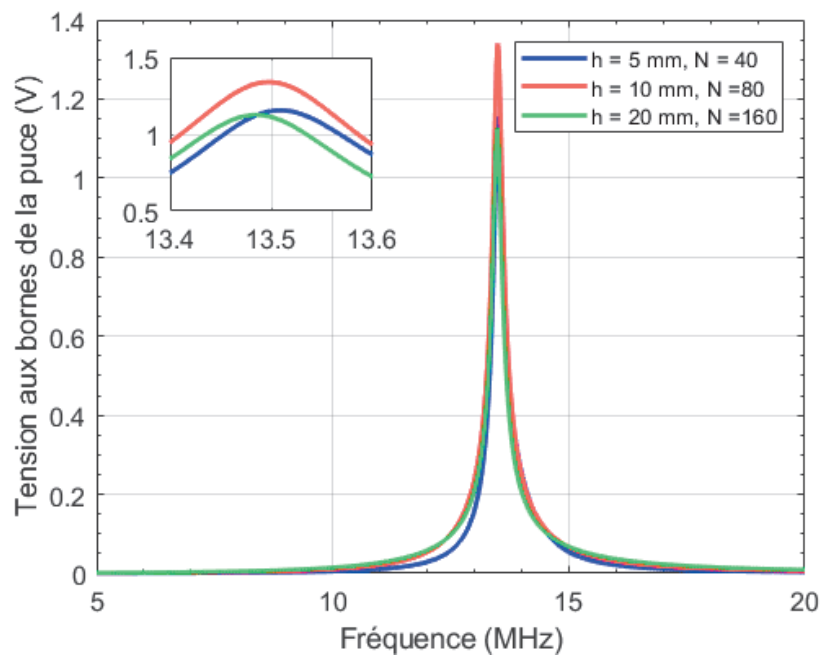


Figure 52 Tension aux bornes de la puce pour des antennes hélices avec un nombre de spire  $N = 40$ ,  $N = 80$  et  $N = 160$

Nous pouvons conclure de cette étude le fait que l'augmentation du nombre de spires améliore le couplage entre l'antenne de l'initiateur et l'antenne de la cible. Cependant, nous avons observé que lorsqu'un nombre de spires de 160 est atteint, la tension aux bornes de la puce n'est plus améliorée.

## **5 Conclusion du chapitre**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la technologie NFC ainsi que les principes théoriques de son fonctionnement. Nous avons proposé un modèle hybride (combinant des simulations électromagnétiques et des simulations circuit) du lien NFC qui nous a permis d'étudier l'impact de la variation de la géométrie d'une cible NFC (surface et facteur de forme) sur les performances du système. Enfin, dans le but de proposer une antenne NFC pour le fil textile, les performances d'un système NFC dans un cas pratique utilisant pour la cible une antenne hélice a été étudié. Pour ce faire, l'impact de la variation de différents paramètres géométriques sur les performances du système a été étudié.

A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure le fait que l'antenne hélice présente un potentiel pour être utilisée comme antenne NFC. Cependant, des travaux complémentaires devront être menés afin d'optimiser ses performances, par exemple à travers ses paramètres géométriques ou par l'ajout d'un matériau magnétique permettant d'améliorer le couplage.

## Références

- [1] K. Finkenzeller, “RFID Handbook: fundamentals and applications in contactless smart cards, radio frequency identification and near-field communication,” Wiley, 2010.
- [2] D. Paret, “Antenna Designs for NFC Devices,” Wiley, 2016.
- [3] NXP Semiconductors. NXP application note. [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN12339.pdf>.
- [4] Microchip. Antenna Circuit Design for RFID Applications. [Online]. Available: <https://www.microchip.com/wwwAppNotes/AppNotes.aspx?appnote=en011776>
- [5] NXP Semiconductors. Impedance matching tool. [Online]. Available: <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM11232.pdf>
- [6] N. Ha-Van, N. Dang-Duy, H. Kim, C. Seo, “High-efficiency wireless power transfer by optimal load and metamaterial slab,” *IEICE Electronics Express*, vol. 14, no. 14, 2017.
- [7] A. P. Sample, D. A. Meyer, J. R. Smith, “Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544-554, 2011.
- [8] O. Mourad, P. Le Thuc, R. Staraj, P. Iliev, “System modeling of the RFID contactless inductive coupling using 13.56 MHz loop antennas,” *The European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Netherlands, April 6-11, 2014.

## Conclusions générales et perspectives

### 1 Conclusions générales

Les travaux réalisés lors de cette thèse ont porté sur le développement d'un fil textile RFID doté de nouvelles fonctionnalités.

Dans le premier chapitre, nous avons donné un aperçu général de la technologie dite « wearable ». Nous avons également présenté la technologie RFID et ses principales applications dans le contexte wearable. Nous nous sommes ensuite focalisés sur le fil textile RFID fabriqué par la technologie E-Thread® qui a été développé par la société Primo1D. Enfin, nous avons mis l'accent sur les nouvelles propositions innovantes à partir de ce fil qui ont fait l'objet des études et contributions de cette thèse : robustesse à l'élongation (chapitre 2), capture d'information (chapitre 3) et standard NFC (chapitre 4).

Dans le deuxième chapitre, nous avons conçu un fil textile RFID UHF extensible en remplaçant l'antenne dipôle utilisée dans le fil textile RFID actuel par une antenne hélice à noyau élastique. Le prototype final fabriqué présente un diamètre de  $1,35\text{ mm}$  et une longueur de  $95\text{ mm}$ . Les tests expérimentaux montrent d'une part que la distance de lecture est de  $11\text{ m}$  dans la bande RFID UHF européenne, et d'autre part qu'une élongation jusqu'à  $11,5\%$  est tolérée avec lecture à environ  $9\text{ m}$  de distance. Toutefois, il est à noter que les contraintes dues à la fabrication n'ont pas permis d'obtenir un prototype dont les caractéristiques soient exactement les mêmes que celles obtenues par simulation.

Dans le troisième chapitre, nous avons conçu deux tags-capteurs filaires : un tag-capteur d'humidité et un tag-capteur de température. Ces tags reprennent la structure initiale du fil textile RFID conçu par la technologie E-Thread. Le tag-capteur d'humidité intégrant seulement une capacité variable additionnelle présente, en simulation, un décalage en fréquence de  $2,4\text{ MHz}$  dans la bande RFID UHF lorsqu'il est soumis à une variation d'humidité de  $35\%$  à  $95\%$ . Le tag-capteur de température intègre une thermistance et il est conçu pour permettre de mesurer une température sur la plage  $25^\circ\text{C}$  (température ambiante) à  $150^\circ\text{C}$ . Les tests expérimentaux ont finalement montré la possibilité de détecter le passage d'un seuil de température plus que la mesure d'une température en soi.

Dans le chapitre 4, nous avons étudié la faisabilité de concevoir un fil textile NFC avec pour verrou le maintien du facteur de forme filaire. Le premier volet de l'étude a consisté à mettre un place un environnement de simulation hybride (circuit – électromagnétique) permettant d'évaluer les performances globales du système NFC en incluant l'impact du couplage inductif : antenne du standard pour l'initiateur et antenne à identifier pour la cible. Cette approche a été validée et utilisée dans le cas classique des antennes boucles, notamment afin d'identifier l'impact des différentes géométries des antennes. Dans un second temps, nous proposons d'utiliser une antenne hélice pour remplacer l'antenne boucle traditionnelle au niveau du tag. Si l'activation de la puce NFC nécessiterait une tension à ses bornes égale à  $2,5\text{ V}$ , nous montrons qu'il est possible d'obtenir  $1,38\text{ V}$  avec une antenne hélice de longueur  $20\text{ mm}$ . Ce résultat prometteur reste toutefois à améliorer.

## 2 Perspectives

A partir des travaux réalisés dans cette thèse, et dans leur continuité, plusieurs poursuites et pistes d'amélioration ont été identifiées.

Pour le fil textile extensible intégrant une antenne hélice (chapitre 1), il s'agirait de faire davantage converger les contraintes liées à la fabrication et les étapes de la conception en simulation, afin de tendre vers les performances optimales attendues en simulation et/ou obtenir des prototypes plus fidèles aux simulations. Le travail sur l'extraction des modèles électriques équivalentes de l'antenne hélice a ouvert plusieurs pistes de réflexion. Parmi elles, celle concernant la modélisation paramétrique de l'antenne à travers la méthode VFIT mérite d'être mentionnée. Une étude de la variation du modèle en fonction de l'élongation peut être envisagée.

Concernant les tags-capteurs filaires, si nous avons démontré la faisabilité de l'approche dans le cas du fil textile RFID E-Thread, de nombreux compléments pourraient être apportés. Tout matériau intégré au fil textile, qui est sensible à la grandeur à mesurer, est susceptible de créer une désadaptation qui soit mesurable et identifiable à cette grandeur. Il s'agit toutefois, ici aussi, de s'assurer que la solution soit compatible avec le procédé de fabrication. Dans le cas de la capture de température par exemple, l'intégration d'une thermistance plus sensible à la température devrait permettre une meilleure discrimination plutôt qu'une détection par seuil. En parallèle, il serait nécessaire de développer un banc de mesures dédié de façon à obtenir des mesures précises comme l'exige le domaine de la métrologie. Enfin, il est à noter que l'antenne hélice pourrait aussi être une candidate pertinente dans ce contexte de tag-capteur. Premièrement, plutôt que de rechercher une tenue à l'élongation, il est possible d'inverser l'objectif et de la mesurer. Et d'autre part, le noyau de l'hélice pourrait constituer le matériau sensible à la grandeur à mesurer, sans contraintes additionnelles en terme de fabrication. Également, la position relative des deux brins de l'antenne du tag peut être utilisée comme moyen de capturer la déformation d'un objet auquel le tag est associé

A partir de la solution proposée pour la réalisation d'un fil textile NFC, une piste pourrait être l'intégration d'un matériau magnétique comme noyau de l'hélice afin d'augmenter le couplage magnétique avec l'antenne boucle de l'initiateur, et par suite générer une tension suffisante pour activer la puce. Dans un second temps, l'objectif serait de déterminer une solution intégrant les deux standards UHF et NFC : toujours sur le principe de l'hélice, une solution basée sur un double enroulement est potentiellement une piste à explorer.

Enfin pour conclure, nous pouvons souligner qu'avec l'évolution du potentiel de la RFID pour viser d'autres fonctions que l'identification, le développement de l'internet des objets et des technologies wearable, le fil textile comme support pour communiquer, capter des informations, récupérer de l'énergie, et encore autres capacités... semble promis à un bel avenir et un objet d'étude à forts enjeux scientifiques et techniques dans les années à venir.



## Liste des publications

---

### Revue internationale à comité de lecture

1. **S. Benouakta**, F. Hutu, and Y. Duroc, "UHF RFID Elastic Textile Yarn," Wiley, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 62, no. 10, octobre 2020, pp. 3186-3194, ISSN: 0895-2477, doi: 10.1002/mop.32457.

### Conférences internationales à comité de lecture et actes publiés

1. S. Koley, **S. Benouakta**, F. Hutu, and Y. Duroc, "Passive UHF RFID Yarn for Relative Humidity Sensing Application," 13<sup>th</sup> European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Cracovie, Pologne, 31 mars - 5 avril, 2019, pp. 1-4.
2. **S. Benouakta**, S. Koley, F. Hutu and Y. Duroc, "Considerations on the Equivalent Electric Models of a UHF RFID Helical Antenna Yarn," 2019 International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS), Iasi, Roumanie, 11-12 juillet 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/ISSCS.2019.8801787.
3. **S. Benouakta**, S. Koley, F. Hutu and Y. Duroc, "New Approaches For Augmented UHF RFID Textile Yarn," IEEE International Conference on RFID Technology and Applications, (RFID-TA), 25-27 septembre 2019, Pise, Italie, pp. 136-140, doi: 10.1109/RFID-TA.2019.8892266 (papier invité).

### Conférences nationales avec comité de lecture et actes

1. S. Koley, **S. Benouakta**, F. Hutu, Y. Duroc, "Capteur d'humidité passif intégré dans un fil textile RFID UHF," Journées Nationales Micro-ondes (JNM), Caen, France, 14-17 mai, 2019.
2. **S. Benouakta**, S. Koley, F. Hutu, Y. Duroc, "Conception d'une antenne hélice pour fil textile RFID UHF extensible," Journées Nationales Micro-ondes (JNM), Caen, France, 14-17 mai, 2019.

## Résumés

---

### Contribution au développement d'un fil textile RFID

#### Mots clés :

Antenne, fil textile, habitronique, internet des objets, NFC, RFID, tag-capteur, tag RFID

#### Résumé

Cette thèse s'inscrit dans le contexte général de l'Internet des Objets (Internet Of Things - IoT), des technologies dites portables (« wearable » et en particulier l'habitronique) et de la RFID dite augmentée. L'ambition est de contribuer à la conception d'un fil textile RFID (Radio Frequency IDentification) qui soit multistandards et multifonctions. Ainsi tout objet ou matériau conçu avec du fil (ou en intégrant) pourrait se voir doté de fonctions fondamentalement nouvelles telles que la communication (sans connexion physique) avec un autre objet ou une personne, l'identification de façon unique, l'authentification ou encore la capture d'informations.

Les contributions principales développées dans cette thèse ont été d'apporter des améliorations significatives au fil textile RFID UHF commercial basé sur la technologie E-Thread : conception et fabrication de fils textiles RFID extensibles ; conception et fabrication de fils textiles RFID capteurs de température ou d'humidité ; étude de faisabilité et conception d'un fil textile NFC (Near Field Communication).

### Contribution to the development of an RFID textile yarn

#### Key words:

Antenna, textile yarn, wearable, Internet of Things, NFC, RFID, sensor tag, RFID tag

#### Abstract

This PhD thesis is part of the concept of the Internet of Things (IoT), the wearable technology and the augmented RFID (Radio Frequency IDentification). The objective is to contribute to the design of an RFID textile yarn that is enabled with multi-standards and multi-functions. Therefore, any object or material that is fabricated with this yarn (or integrates it) will have new functions such as contactless physical communication with another object or another person, the unique identification, the authentication or information sensing.

The main contributions in this thesis are to bring significant improvements to the E-Thread® technology based commercial UHF RFID textile yarn: the design and fabrication of elastic RFID yarn; the design and fabrication of temperature or humidity sensing RFID yarns; the study of the feasibility and the design of a NFC (Near Field Communication) textile yarn.